THÈSE

Présentée dans le cadre d'une cotutelle à

L'UNIVERSITÉ DE SETIF

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE FERHAT ABBAS DE SÉTIF

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
SPÉCIALITÉ : ÉLECTROTECHNIQUE

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE POITIERS

ÉCOLE SUPÉRIEURE D'INGÉNIEURS DE POITIERS
Diplôme National - arrêté du 7 août 2006

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES POUR L'INGÉNIEUR
SPÉCIALITÉ : Génie Electrique

Présentée par :

Abdelmadjid CHAOUI

FILTRAGE ACTIF TRIPHASE POUR CHARGES NON LINEAIRES

Directeurs de thèse : **Fateh KRIM et Laurent RAMBAULT**
Encadrement de la thèse : **Jean-Paul GAUBERT**

Présentée et soutenue publiquement le 05-10-2010

COMPOSITION DU JURY

Président	**Mohamed MOSTEFAI**	Professeur à l'Université Ferhat Abbas de Sétif
Rapporteurs	**Toufik REKIOUA**	Professeur à l'Université de Bejaïa
	Philippe LADOUX	Professeur à l'Institut National Polytechnique- ENSEEIHT de Toulouse
Examinateurs	**Fateh KRIM**	Professeur à l'Université Ferhat Abbas de Sétif
	Laurent RAMBAULT	Maître de Conférences, HDR, à l'Université de Poitiers
	Jean-Paul GAUBERT	Maître de Conférences à l'Université de Poitiers

Thèse préparée dans le cadre d'une cotutelle au sein du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (LAII) de Poitiers et du Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande Industrielle (LEPCI) de Sétif

Remerciements

Cette thèse est le fruit d'une collaboration entre deux laboratoires de recherche : le laboratoire **LEPCI** (Laboratoire d'Electronique de puissance et Commande Industrielle) de l'université de Sétif et le laboratoire **LAII** (Laboratoire d'Automatique et Informatique Industrielle) de l'université de Poitiers. Tous les essais pratiques ont été effectués sur le banc expérimental du Filtre Actif Parallèle élaboré au sein du Laboratoire **LAII**.

Arrivant au terme de ce travail de thèse, qu'il me soit permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers le bon Dieu.

Je voudrais tout d'abord exprimer toute ma reconnaissance et mes vifs remerciements à Monsieur **Gérard CHAMPENOIS** (Professeur à l'université de Poitiers et directeur du laboratoire LAII) pour m'avoir invité et accepté au sein de son laboratoire de recherche, pour son humanité et surtout pour tous les conseils avisés qu'il a su me prodiguer tout au long de mon détachement dans son laboratoire. Merci Gérard.

Aussi, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à **Fateh KRIM** (Professeur à l'université de Sétif) directeur de ma thèse, pour m'avoir confié et dirigé ce projet, qu'il trouve ici l'expression de mon respect et ma profonde reconnaissance.

J'exprime également ma reconnaissance à l'égard de mon directeur de thèse à Poitiers **Laurent RAMBAULT** (Maître de Conférences HDR) pour sa sympathie et sa confiance.

Un grand remerciement à **Jean-Paul GAUBERT** (Maître de conférences) qui tout au long de ce travail de thèse et des difficultés rencontrées, s'est montré très disponible et serviable. Ses conseils, ses orientations, ainsi que son implication directe dans la thèse, ont permis son aboutissement avec pour chaque thème une validation expérimentale. Je lui témoigne ma profonde reconnaissance pour m'avoir encadré dès le début de ma thèse, pour son humanité et sa générosité. Encore, merci mon ami pour ton aide dans la correction de ce document.

J'adresse également mes sincères remerciements à **Mohamed MOSTEFAI** (Professeur à l'Université Ferhat Abbas de Sétif) d'avoir accepté de présider le jury, à **M. Toufik REKIOUA** (Professeur à l'Université de Bejaïa) et à **M. Philippe LADOUX** (Professeur à l'Institut National Polytechnique-ENSEEIHT de Toulouse), pour m'avoir fait l'honneur d'être rapporteurs de cette thèse.

Ma reconnaissance et mes remerciements vont aux membres du LAII qui ont contribué par leur camaraderie à rendre cette tâche agréable.

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

A tous les scientifiques qui travaillent pour le bonheur de l'humanité.

Aux lecteurs de cette thèse, pour qui, je l'espère, leur sera utile.

A mes parents, qu'ALLAH les protège,

A ma femme et mes enfants, merci pour votre patience,

A mes frères et sœur, merci pour vos encouragements,

A tous ceux qui m'ont enseigné, je vous suis très reconnaissant,

A Jean-Paul, merci pour tous les moments passés ensemble,

A Mehdi, merci mon frère pour toutes les valeurs de la fraternité que tu m'as fait comprendre et vivre ensemble,

A Saïd, merci pour tes encouragements et les moments inoubliables à Poitiers.

Table des matières

Introduction Générale **1**

1. Etat de l'art : pollution harmonique, solutions de dépollution **5**

Introduction **7**

1.1 Perturbations dans les réseaux de distribution électrique **7**

1.1.1 Généralités sur l'analyse harmonique *7*

1.1.2 Caractérisation d'un contenu harmonique pour un signal *9*

1.1.3 Génération des harmoniques et inter-harmoniques *13*

1.1.4 Effets des perturbations harmoniques *15*

1.1.5 Charge non linéaire raccordée au réseau *16*

1.1.6 Normes et recommandations *18*

1.1.6.1 Norme internationale CEI 61000 ..... *19*

1.1.6.2 Niveau de compatibilité *20*

1.1.6.3 Niveau d'émissions *21*

1.1.6.4 Niveau d'immunité *23*

1.1.6.5 Normes et recommandations européennes sur la qualité des réseaux *23*

1.1.6.6 IEEE 519-2 ..... *24*

1.2 Réduction de la pollution harmonique **24**

1.2.1 Absorption sinusoïdale *24*

1.2.2 Ajout d'une inductance de lissage du courant *25*

1.2.3 Confinement des harmoniques *25*

1.2.4 Filtrages passifs *26*

1.2.4.1 Filtre passif résonant *26*

1.2.4.2 Filtre passif amorti *27*

1.2.1.3 Phénomène de l'anti-résonance *27*

1.2.5 Filtrages actifs *28*

1.2.5.1 Filtre actif série *28*

1.2.5.2 Filtre actif parallèle *29*

1.2.5.3 Filtre combiné parallèle-série (UPQC) *30*

1.2.5.4 Filtre actif série avec un filtre passif parallèle *30*

1.2.5.5 Filtre actif hybride *31*

1.2.6 Etat de l'art des filtres actifs parallèles *31*

1.3 Conclusion **33**

Références **35**

2. Filtre Actif Parallèle : structure, caractéristique et modélisation... 39

Introduction ... **40**

2.1 Caractéristiques de la charge non linéaire (charge polluante) et étude énergétique en vue de la compensation ... **41**

2.1.1 Définitions sur la charge non linéaire ... 41

2.1.2 Compensation des courants harmoniques ... 43

2.1.3 Compensation des courants harmoniques, des déséquilibres et de la puissance réactive ... 44

2.2 Structure et caractéristiques du Filtre Actif Parallèle(SAPF) ... **46**

2.2.1 Structure générale du SAPF ... 46

2.2.2 Tension de sortie du SAPF ... 47

2.2.2.1 Commande à la fréquence des grandeurs de sorties (pleine onde) ... 47

2.2.2.2 Commande à des fréquences Supérieures ... 48

2.2.3 Puissance réactive fournie par un SAPF ... 57

2.3 Modélisation du SAPF ... **58**

2.3.1 Modélisation du SAPF sous un aspect électrique ... 59

2.3.1.1 Modèle du SAPF dans un repère triphasé (a,b,c) ... 59

2.3.1.2 Modèle du SAPF dans un repère biphasé (a ,β) ... 62

2.3.1.3 Modèle du SAPF dans un repère tournant (d ,q) ... 64

2.3.2 Modélisation du SAPF sous un aspect énergétique ... 65

2.4 Conclusion ... **72**

Références ... **74**

3. Estimation des paramètres du SAPF & présentation du banc d'essais expérimental ... **77**

Introduction ... **79**

3.1 Estimation des paramètres du SAPF ... **79**

3.1.1 Système de stockage de l'énergie ... 80

3.1.1.1 Description du fonctionnement de la capacité ... 80

3.1.1.2 Estimation de la tension de référence du bus continu (V_{dcref}) ... 81

3.1.1.3 Estimation de la valeur de la capacité du condensateur de stockage (C_{dc}) ... 90

3.1.2 Filtre de sortie ... 99

3.1.2.1 Description et effets des deux types de filtres : L et LCL ... 99

3.1.2.2 Dimensionnement du filtre de raccordement L_f ... 107

3.2 Présentation du banc d'essais expérimental ... **118**

3.2.1 Structure générale du banc d'essais ... 118

3.2.2 Structure de puissance du SAPF ... 119

3.2.3 Instrumentation ... 122

3.2.3.1 Mesure des courants ... 122

3.2.3.2 Mesure des tensions (V_s, V_{dc}) ... 123

3.2.4 Structure de commande ... 123

3.2.4.1 Système de commande numérique (dSPACE) ... 123

3.2.4.2 Système de commande Hybride (Numérique & Analogique) ... 127

3.2.5 Système de génération des compléments et des temps morts de la commande... 131

3.2.6 Le Driver SKHI 22 132
3.2.7 Analyse expérimentale des signaux de commande 133
3.3 Conclusion **135**
Références **136**

4. Boucle à verrouillage de phase (P.L.L.) & Contrôle du bus continu **139**

Introduction **141**
4.1 Structure de la P.L.L **142**
4.2 Analyse du comportement de la P.L.L classique pour différents cas **144**
4.2.1 Cas d'une tension de source équilibrée et sans harmoniques 144
4.2.2 Cas d'une tension de source équilibrée contenant des harmoniques 145
4.2.3 Cas d'une tension de source déséquilibrée sans harmoniques 146
4.3 Etude d'une structure de P.L.L robuste **148**
4.3.1 Développement et principe de la nouvelle structure 148
4.3.2 Réponse dynamique du F.M.V.P.B 150
4.4 Simulation du comportement de la nouvelle structure de P.L.L **151**
4.4.1 Cas d'une tension de source équilibrée contenant des harmoniques 151
4.4.2 Cas d'une tension de source déséquilibrée sans harmoniques 152
4.5 Essais expérimentaux de la P.L.L pour différents cas défavorables **153**
4.5.1 Alimentation d'une charge non-linéaire 153
4.5.2 Absence d'une phase d'une source triphasée 154
4.5.3 Source triphasée déséquilibrée 155
4.5.4 Signaux de tension de source fortement bruités en (HF) 156
4.6 Contrôle de la tension du bus continu (V_{dc}) **157**
4.6.1 Ecoulement des puissances du système global 159
4.6.2 Formulation du modèle de la boucle de régulation du bus continu 162
4.6.3 Boucles de régulation de la tension (V_{dc}) 164
4.6.3.1 Régulateur de type Proportionnel-Intégrateur (PI) 164
4.6.3.2 Régulateur de type Intégrateur-Proportionnel (IP) 167
4.6.3.3 Comparaisons entre les deux régulateurs (PI& IP) 170
4.7 Conclusion **174**
Références **175**

5. Stratégies de commande du SAPF : études par simulations et validations expérimentales **179**

Introduction **181**
5.1 Etude de la commande en courant du SAPF (D.C.C.) **182**
5.1.1 Choix du courant asservis 182
5.1.2 La commande à hystérésis 183
5.1.3 La commande à hystérésis numérique 183
5.1.3.1 Résultats de simulation 184
5.1.3.2 Résultats expérimentaux 188
5.1.3.3 Conclusion 194
5.1.4 Commande à hystérésis hybride 194

5.1.4.1 Régime permanent *195*
5.1.4.2 Fermeture du SAPF *196*
5.1.4.3 Variation de la charge non linéaire *197*
5.1.5 Conclusion *198*
5.2 Etude de la commande en tension du SAPF ***198***
5.2.1 Choix du référentiel (a, b, c)/(d, q) *198*
5.2.2 La commande en tension dans le référentiel (d, q) *202*
5.2.2.1 Structure de la commande *202*
5.2.2.2 Synthèse du régulateur *203*
5.2.3 Résultats de simulations et expérimentaux *205*
5.2.3.1 Résultats de simulations *206*
5.2.3.2 Résultats expérimentaux *210*
5.2.4 Conclusion *231*
5.3 Etude du contrôle direct de puissance du SAPF (D.P.C.) ***232***
5.3.1 Etat de l'art de la technique DPC *232*
5.3.2 Stratégie du contrôle direct de puissance du SAPF *234*
5.3.2.1 Calcul des puissances instantanées *235*
5.3.2.2 Contrôleurs à hystérésis *236*
5.3.2.3 Choix du secteur *237*
5.3.2.4 La table de commutation *238*
5.3.3 Résultats de simulation de la technique DPC appliquée au SAPF *241*
5.3.3.1 Fermeture du SAPF et analyse en régime permanent *241*
5.3.3.2 Variation de la charge non linéaire *244*
5.3.4 Résultats expérimentaux avec la technique DPC appliquée au SAPF *246*
5.3.4.1 Régime permanent *246*
5.3.4.2 Fermeture du SAPF *249*
5.3.4.3 Variation de la charge non linéaire *249*
5.3.5 Conclusion *250*
4.7 Conclusion ***251***
Références ***254***

Conclusion Générale ***259***
Annexe ***263***
Liste des tableaux ***267***
Table des figures ***269***

Introduction Générale

L'électronique de puissance est un domaine relativement nouveau et en pleine croissance. Durant ces dernières décennies, l'évolution technologique importante a impliqué une utilisation accrue des dispositifs d'électronique de puissance moderne dans diverses applications, comme la commande électrique des moteurs, les alimentations de secours de puissance, le chauffage par induction électrique, les applications dédiées la traction électrique, la compensation des harmoniques, etc. Ce large succès a mobilisé les scientifiques académiques d'une part et d'autre part les industriels qui ont apporté des améliorations précieuses dans la technologie des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs et à leurs commandes. Ces avancées ont permis une large diffusion à tout niveau de puissance et dans de très nombreux secteurs d'activités.

Cependant, cette multiplication de charges non linéaires, surtout les redresseurs fortement utilisés en tête des systèmes de conversion de puissance entrainent une dégradation significative de la qualité de l'énergie. Ainsi le réseau d'interconnexion est dit pollué par la génération de composantes harmoniques et de puissance réactive. Dans les systèmes triphasés, ils peuvent causer des déséquilibres en entrainant des courants excessifs au niveau du neutre. Ces courants excessifs, les harmoniques injectés, la présence de puissance réactive, les déséquilibres et autres problèmes générés par ce type de charge conduit à un affaiblissement du rendement global du système et du facteur de puissance. Ils sont aussi la cause des perturbations au niveau des consommateurs et d'interférences dans les réseaux de communication de proximité.

Pour faire face à tous ces problèmes, les filtres passifs constituent une solution possible et usuelle. Plus particulièrement, les filtres passifs LC sont exploités pour la réduction des taux d'harmoniques alors que les condensateurs seuls permettent la correction du facteur de puissance. Par contre, ces dispositifs ont montré leurs limites et inconvénients comme : une compensation fixe, taille et volume importants, résonance et dépendent des performances et des structures du réseau.

La croissance importante de la pollution harmonique a conduit les chercheurs en électronique de puissances et en automatique à développer et à mettre au point des solutions plus efficaces et flexibles capables de répondre aux exigences ayant trait à la qualité de l'énergie électrique. Ce type de dispositifs

est généralement désigné sous le terme de Filtres Actifs (FA) ou encore nommé par Filtres Actifs de Puissance (Actif Power Filters-APF).

De nombreuses solutions de filtres actifs pour la dépollution des réseaux électriques ont été déjà proposées dans la littérature. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles d'aujourd'hui sont les filtres actifs parallèle ou, série et les combinaisons parallèle-série actifs (appelés aussi Unified Power Quality Conditioner-UPQC). Dans le cas où les courants de source sont non linéaires, le filtre actif parallèle de puissance (Shunt Actif Power Filter-SAPF) est considéré comme la meilleure solution pour la réduction des courants harmoniques dans les applications de faible à moyenne puissance. Le filtrage actif est plus avantageux où une réponse rapide est nécessaire en présence de charges dynamiques. En outre, l'APF représente un outil puissant pour un conditionnement polyvalent car il est en mesure de compenser aussi la puissance réactive et le déséquilibre de la charge.

Afin de se soumettre aux normes de qualité électrique contraignantes imposées aux fournisseurs et aux consommateurs industriels et de manière à endiguer l'augmentation des problèmes de perturbations sur les réseaux électriques, les filtres actifs doivent s'adapter et répondre à ces exigences et par conséquent optimiser leurs topologies et techniques de commande. Dans ce but, plusieurs travaux de recherche continuent d'être publiés sur le filtre actif parallèle (SAPF), en considérant trois grands domaines. Le premier est l'estimation du courant à compenser, le second est d'évaluer d'autres topologies possibles et le troisième traite des stratégies de commande qui génèrent les signaux de commande des interrupteurs de puissance. C'est dans ce cadre de recherche que notre sujet de thèse s'inscrit. Les objectifs sont le dimensionnement des paramètres du SAPF, le développement de stratégies de commande et leurs validations sous différents régimes et conditions de fonctionnement sur un banc d'essai déjà développé par l'équipe de recherche de Génie Electrique du laboratoire L.A.I.I. de l'université de Poitiers.

De façon à atteindre ces objectifs de recherche, ce mémoire est divisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré à un état de l'art sur la pollution harmonique et les solutions de dépollution. Les caractéristiques, les origines, les conséquences et les normes inhérentes à ces perturbations seront illustrées. Ensuite, nous présentons également les solutions classiques et modernes de dépollution avant de faire un choix sur le SAPF qui est notre sujet de discussion dans les prochains chapitres.

Dans le second chapitre de ce mémoire, nous traitons d'abord le problème des charges non linéaires et plus précisément le cas d'un redresseur triphasé (PD3) et ses caractéristiques, puis en deuxième lieu nous analysons les performances énergétiques du SAPF afin d'éliminer les

harmoniques, de compenser la puissance réactive et le déséquilibre. Finalement, une modélisation basée sur une étude électrique puis une autre avec un aspect énergétique est développée.

Le troisième chapitre est partagé en deux parties, la première est consacrée à une comparaison entre trois topologies de filtre de sortie (LCL, LC, L) et à l'estimation et l'analyse des choix des paramètres électriques du SAPF à savoir la tension de référence du bus continu(V_{dc}), la valeur de la capacité du bus continu (C_{dc}) et de l'inductance de couplage (L_f). La deuxième partie se rapporte au banc d'essai du laboratoire où nous allons exposer les différents éléments de puissance et les outils de commande implémentés soit en analogique soit en numérique.

Dans le quatrième chapitre nous abordons dans un premier temps le problème de la distorsion des tensions de sources utilisées comme références de synchronisation pour les techniques de commande qui sont développées en utilisant une P.L.L. (Phase Locked Loop). Tout d'abord une P.L.L. usuelle puis une multivariable suivie d'une étude comparative expérimentale sont effectuées. Par la suite, une étude théorique de la boucle de régulation externe du bus continu avec des illustrations sur la synthèse des régulateurs suivie par des validations en simulations et expérimentales qui viennent confirmer le choix du correcteur retenu et qui est exploité ensuite pour la commande du SAPF.

Le cinquième et dernier chapitre de cette thèse présente les stratégies de commande du SAPF. Trois stratégies de commande en courant (hystérésis numérique et hybride), en tension (MLI issue des correcteurs de courant découplés sur les axes d,q) et en puissance (Contrôle Direct de Puissance) sont développées, analysées par simulation en exploitant l'environnement MATLAB/Simulink® puis validées expérimentalement pour un régime permanent ou transitoire. Des études particulières et relatives à chaque technique de commande sont aussi illustrées (impact de la bande d'hystérésis, du temps d'échantillonnage T_e , du déséquilibre de la charge N-L,…). Finalement, nous concluons ce travail en comparant ces techniques de commande de point de vue qualité d'énergie, stabilité et robustesse.

Chapitre 1

ETAT DE L'ART : pollution harmonique, solutions de dépollution

Sommaire

Introduction 7

1.1 Perturbations dans les réseaux de distribution électrique 7

1.1.1 Généralités sur l'analyse harmonique 7

1.1.2 Caractérisation d'un contenu harmonique pour un signal 9

1.1.3 Génération des harmoniques et inter-harmoniques 13

1.1.4 Effets des perturbations harmoniques 15

1.1.5 Charge non linéaire raccordée au réseau 16

1.1.6 Normes et recommandations 18

1.1.6.1 Norme internationale CEI 61000 19

1.1.6.2 Niveau de compatibilité 20

1.1.6.3 Niveau d'émissions 21

a. Courant appelé par les appareils ≤ 16 A par phase 21

b. Courant assigné supérieur à 16 A 22

1.1.6.4 Niveau d'immunité 23

1.1.6.5 Normes et recommandations européennes sur la qualité des réseaux 23

1.1.6.6 IEEE 519-2 24

1.2 Réduction de la pollution harmonique 24

1.2.1 Absorption sinusoïdale 24

1.2.2 Ajout d'une inductance de lissage du courant 25

1.2.3 Confinement des harmoniques 25

1.2.4 Filtrages passifs 26

1.2.4.1 Filtre passif résonant 26

1.2.4.2 Filtre passif amorti 27

1.2.1.3 Phénomène de l'anti-résonance 27

1.2.5 Filtrages actifs 28

1.2.5.1 Filtre actif série 28

1.2.5.2 Filtre actif parallèle 29

1.2.5.3 Filtre combiné parallèle-série (*UPQC.*[1]) *30*
1.2.5.4 Filtre actif série avec un filtre passif parallèle *30*
1.2.5.5 Filtre actif hybride *31*
1.2.6 Etat de l'art des filtres actifs parallèles *31*
1.3 Conclusion *33*
Références *35*

[1] U.P.F.C. : Acronyme en anglais de : Unified Power Quality Conditionner.

Introduction

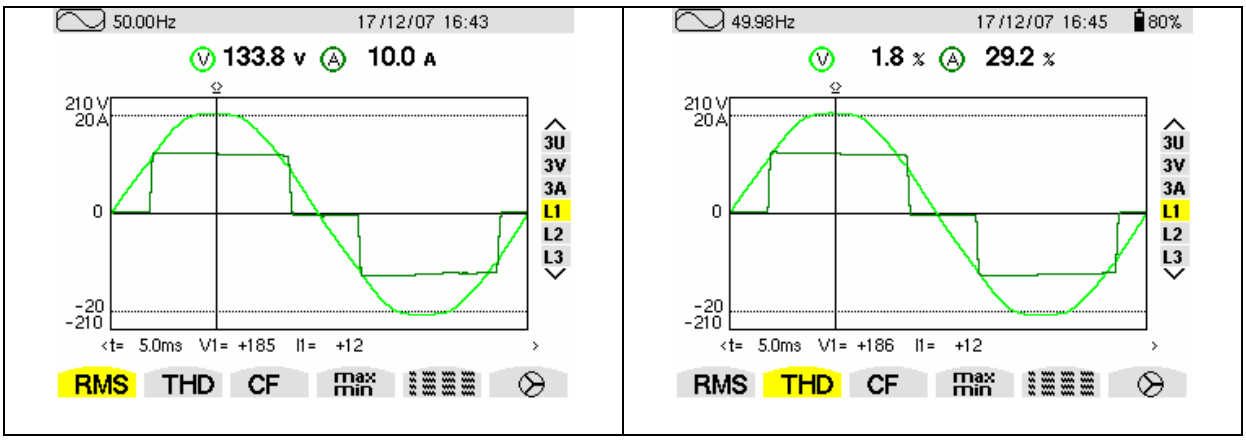
L'utilisation croissante dans les appareils industriels ou domestiques de systèmes commandés à base d'électronique de puissance entraîne de plus en plus de problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Ces convertisseurs statiques apportent une souplesse d'utilisation, des fonctionnalités supplémentaires, une augmentation de la fiabilité, le tout avec un rendement élevé. De plus, avec la généralisation de leur utilisation les coûts de ces modules d'électronique de puissance ne cessent de baisser. L'inconvénient de ces dispositifs c'est qu'ils se comportent comme des charges non linéaires et absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes des tensions d'alimentation. Dans ce cas, l'évolution des courants n'est pas liée directement aux variations sinusoïdales des tensions. Ces courants périodiques mais non sinusoïdaux circulent au travers des impédances des réseaux et donnent naissance à des tensions non sinusoïdales et des déséquilibres qui viennent se superposer à la tension initiale au point de raccordement. Ils peuvent générer aussi une consommation de puissance réactive. Ces perturbations périodiques régulières sont désignées comme des perturbations harmoniques [1 Fer]. L'étude de ces signaux se ramène à l'analyse d'une série d'harmoniques ou à une décomposition en série de Fourier. Cette étude aboutit à une décomposition harmonique avec le plus souvent une représentation spectrale en fréquence, une détermination des valeurs efficaces et des taux de distorsion aussi bien en courant qu'en tension et une évaluation des puissances transitées en présence d'harmoniques. Ces perturbations ont des conséquences préjudiciables sur le bon fonctionnement des appareils électriques et ont des 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, des notions élémentaires d'analyse harmonique, les origines et les conséquences de la pollution harmonique sont exposés. Par suite, les normes et la réglementation en vigueur seront présentées avant de répertorier les solutions possibles assurant une action prédictive par une absorption sinusoïdale du courant ou curative par une compensation de cette pollution harmonique. Finalement, un bref historique sur l'évolution du filtre actif parallèle clôture ce chapitre.

1.1 Perturbations dans les réseaux de distribution électrique

1.1.1 Généralités sur l'analyse harmonique

Un réseau de distribution électrique permet d'alimenter des récepteurs ou des charges à l'aide de tensions monophasée ou triphasée dite sinusoïdales et de fréquence constante produites par des générateurs ou des sources de très fortes puissances par rapport à celle consommée au point d'utilisation. L'énergie est produite par des centrales nucléaire, thermique, hydraulique ou à base de sources

renouvelables et des réseaux de distribution assurent le transport jusqu'au lieu de consommation. A ce niveau il existe deux catégories de récepteurs distincts : les charges dites linéaires et les charges dites non linéaires. Dans le premier cas, les variations des courants restent proportionnelles à la variation de la tension appliquée avec l'introduction d'un déphasage lié à la nature de la charge. Ces charges sont des éléments passifs de nature résistive (déphasage entre le courant et la tension nul) ou réactive : inductance (déphasage positif, le courant est en retard sur la tension) ou condensateur (déphasage négatif, le courant est en avance sur la tension). Dans le cas d'une charge inductive ou capacitive, de la puissance réactive est consommée ou générée entrainant des facteurs de puissance ou de déplacement différents de l'unité. Pour pallier ce phénomène il est nécessaire de faire de la compensation d'énergie réactive afin de rendre l'onde de courant en phase avec l'onde de tension. En revanche pour les charges non linéaires les variations des courants absorbées n'est pas proportionnelle aux ondes des tensions appliquées. Ces courants sont de formes rectangulaires, comme il est illustré à la figure1.1-a pour un convertisseur PD3 à diodes sur charge R-L série, impulsionnelles sur la figure 1.1-b pour le même convertisseur mais avec une charge R-C parallèle. La figure 1.1 reproduit les captures d'écrans de l'analyseur[2] de réseaux électriques triphasés. Sur ces figures apparaissent les valeurs efficaces, le taux de distorsion harmonique global (*Total Harmonic Distorsion THD*) à la fois pour la tension et le courant ainsi que leur spectre (*histogramme donnant l'amplitude de chaque harmonique en fonction du rang*). Ces notions sont définies et explicitées par la suite.



[2] Chauvin Arnoux CA 8332.

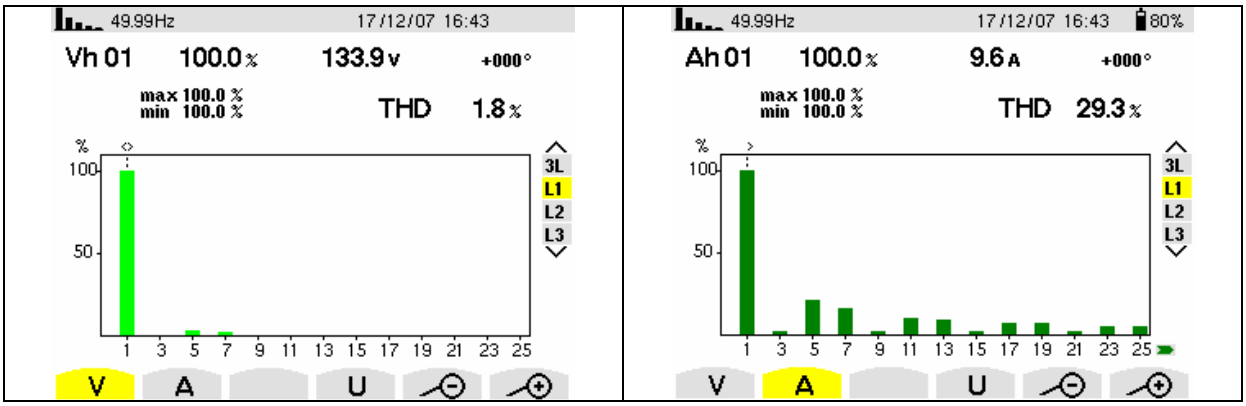


FIG. 1.1-a – *Relevés des formes d'ondes tension-courant pour un pont PD3 diodes sur charge R-L série.*

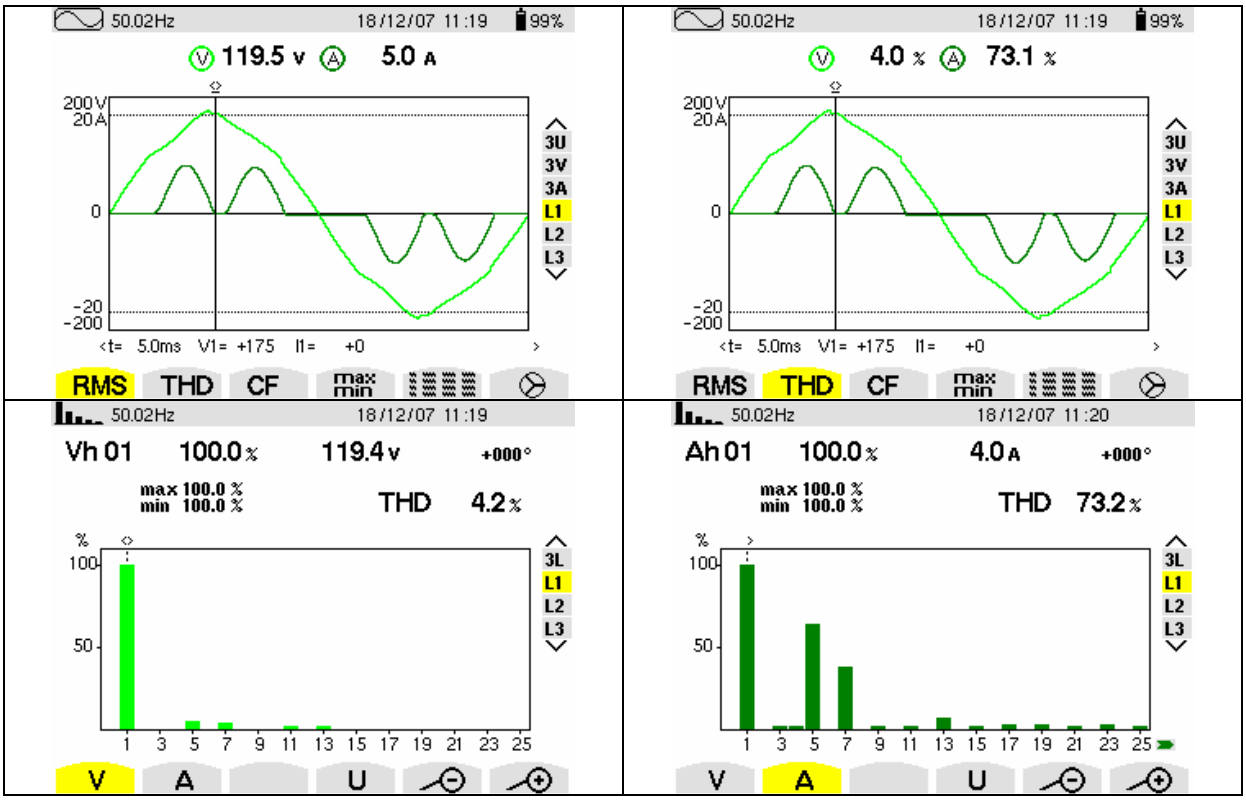


FIG. 1.1-b – *Relevés des formes d'ondes tension-courant pour un pont PD3 diodes sur charge R-C parallèle.*

1.1.2 Caractérisation d'un contenu harmonique pour un signal

Tout signal $y(t)$ déformé et périodique de période 'T' peut se décomposer en une somme d'ondes sinusoïdales et d'une composante continue éventuelle grâce à la décomposition en série proposée par le mathématicien Français Jean-Batiste Joseph Fourier (1768-1830). Cette décomposition s'écrit sous les formes suivantes :

$$y(t)=Y_0+\sqrt{2}\left(Y_1\cdot sin(\omega t-\varphi_1)+Y_2\cdot sin(2\cdot\omega t-\varphi_2)+...+Y_h\cdot sin(h\cdot\omega t-\varphi_h)\right) \qquad (1.1)$$

Qui peut s'écrire sous forme de somme :

$$y(t)=Y_0+\sum_{h=1}^{\infty}Y_h\cdot\sqrt{2}\cdot sin(h\cdot\omega t-\varphi_h) \qquad (1.2)$$

Avec :

- Y_0 : *valeur moyenne ou composante continue du signal* $y(t)$,
- h : *rang de l'harmonique,*
- Y_h : *valeur efficace de l'harmonique au rang* h ,
- ω : *pulsation fondamentale* $(2\pi\cdot f_1=2\pi/T)$,
- φ_h : *phase de l'harmonique au rang* h .

Dans l'écriture de l'équation 1.1, il est possible d'identifier le terme fondamental, correspondant au rang 1, qui est une composante sinusoïdale de fréquence égale à f_1, généralement 50 Hz ou 60 Hz. Puis des composantes harmoniques sinusoïdales de rang h, de fréquences multiples de celle du fondamental. Le rang harmonique est donc le rapport entre la fréquence du signal harmonique et du fondamental. En règle générale, une distinction est opérée entre les harmoniques de rangs pairs (2, 4, 6,8..etc.) et les harmoniques de rangs impairs (3, 5, 7, 9 ...etc.) plus répandus et influents dans les réseaux industriels.

1.1.2.1 Expression de la valeur efficace

La valeur efficace vraie (*TRMS values: True Root Mean Square values*) conditionne les échauffements. Pour une grandeur périodique non sinusoïdale, son expression est :

$$Y_{trms}=\sqrt{Y_0^2+\sum_{h=1}^{\infty}(Y_h)^2}=\sqrt{Y_0^2+Y_1^2+Y_2^2+...+Y_h^2} \qquad (1.3)$$

Cette définition est valable aussi bien pour les tensions que pour les courants. Il est à noter que pour une grandeur purement sinusoïdale, la valeur efficace correspond à sa valeur maximale divisée par la racine carrée de deux.

1.1.2.2 Taux de distorsion harmonique *THD (%)*

Le taux individuel d'harmonique est défini comme le rapport (*en %*) de l'amplitude de l'harmonique au rang h ramenée à celle du fondamental :

$$T_{aux(h)}=100\frac{Y_{h,trms}}{Y_{1,trms}}(\%) \qquad (1.4)$$

La notion la plus couramment usitée est le taux global de distorsion harmonique THD (*Total Harmonic Distorsion*) pour caractériser le taux de déformation d'une onde

électrique [2 Col]. C'est le rapport entre la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental seul (norme IEC 61000-2-2) :

$$THD = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} Y_{h,trms}^2}}{Y_{1,trms}} (\%) \tag{1.5}$$

Il est possible, de façon moins usuelle, de définir le rapport entre la valeur efficace des harmoniques à celle de la grandeur déformée :

$$THD = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} Y_{h,trms}^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} Y_{h,trms}^2}} (\%) \tag{1.6}$$

Dans la plupart des applications, il suffit de considérer les harmoniques entre le rang 2 et 25, même si pour la norme EN 50160 l'analyse des données doit s'effectuer jusqu'au rang 50.

1.1.2.3 Expression des puissances mises en jeux

Pour une charge non linéaire, alimentée par une source de tension $v(t)$ et parcourue par un courant $i(t)$, dont les expressions s'écrivent respectivement :

$$\begin{aligned} v(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot \sqrt{2} \cdot sin(h \cdot \omega t) \\ i(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} I_h \cdot \sqrt{2} \cdot sin(h \cdot \omega t - \varphi_h) \end{aligned} \tag{1.7}$$

est le siège d'une puissance instantanée :

$$p(t) = m \cdot v(t) \cdot i(t) \quad \text{avec } m \text{ nombre de phase} \tag{1.8}$$

Dans ce cas, le calcul de la puissance instantanée comporte des produits de fonctions sinusoïdales de fréquences différentes. Par contre, seules les composantes de même fréquence contribuent à l'élaboration de la puissance moyenne ou puissance active P effectivement consommée et exprimée en Watt (W) :

$$P = m \cdot \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot cos\varphi_h \tag{1.9}$$

L'expression de la puissance réactive Q est définie comme la somme pondérée des réactions associées à chaque rang harmonique, à la différence de la puissance active. Elle s'exprime en volt Ampère Réactif (VAR) :

$$Q = m \cdot \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \sin\varphi_h \tag{1.10}$$

En ce qui concerne la puissance apparente S, elle se calcule à l'aide du produit des valeurs efficaces de la tension et du courant et n'est plus la résultante de $\sqrt{P^2 + Q^2}$ comme en régime purement sinusoïdal. Son unité est le Volt Ampère (*VA*) :

$$S = m \cdot V_{rms} . I_{rms} = m . \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \tag{1.11}$$

La contribution des produits des rangs harmoniques engendre une puissance déformante '*D*', exprimée en Volt Ampère Déformant (*VAD*) et peut s'écrire sous la forme :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \tag{1.12}$$

Le facteur de puissance F est égal au rapport de la puissance active sur la puissance apparente. Il caractérise le dimensionnement d'un système électrique puisqu'il représente la puissance utile consommée par rapport à la puissance apparente au niveau de la source.

$$F = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos\varphi_h}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \tag{1.13}$$

Le cas particulier, où la source de tension est considérée comme parfaitement sinusoïdale (*réseau de distribution idéal*) conduit à une simplification des écritures. En effet, la tension $v(t)$ s'écrit :

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t)$$

D'où les nouvelles expressions des puissances :

$$\begin{aligned} P &= m \cdot V \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_1 \\ Q &= m \cdot V \cdot I_1 \cdot \sin\varphi_1 \end{aligned} \tag{1.14}$$

Avec $\cos\varphi_1$ qui est le facteur de déplacement fondamental à la source. En ce qui concerne le facteur de puissance il devient :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{I_1 \cdot \cos\varphi_1}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \tag{1.15}$$

Ce qui peut s'écrire aussi sous la forme :

$$F = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \tag{1.16}$$

1.1.3 Génération des harmoniques et inter-harmoniques

Les harmoniques présents sur le réseau de distribution électrique proviennent majoritairement des charges non linéaires qui génèrent des courants harmoniques mais ils peuvent aussi être créés par les sources génératrices de tension. Pour les réseaux de distribution terrestre, la majeure partie de l'énergie est issue d'alternateurs de très forte puissance. Or, le taux d'harmonique en tension pour un alternateur puissant est très faible, de l'ordre de 1% si sa puissance apparente est supérieure au MVA. En revanche, si la production est assurée par un groupe électrogène, la tension peut contenir des harmoniques introduits par les pulsations de couple du moteur thermique. Cependant, l'utilisation de groupes électrogènes est limitée aux réseaux embarqués ou aux alimentations de secours et constitue donc des cas isolés qui ne sont pas pris en compte dans cette étude. Les charges non linéaires représentent de nombreux équipements industriels et domestiques et se répartissent dans de nombreux secteurs industriels. Ces appareils possèdent en entrée un système de conversion d'énergie sous une forme donnée en une autre forme en adéquation avec l'utilisation voulue. C'est des convertisseurs statiques qui sont mis en œuvre et qui peuvent être répertoriée en quatre familles:

- Convertisseurs AC-DC, cela représente l'ensemble des redresseurs,
- Convertisseurs DC-DC, hacheurs et alimentations à découpage,
- Convertisseurs DC-AC, onduleurs de tension ou de courant,
- Convertisseurs AC-AC, gradateurs, convertisseurs de fréquences.

Les structures de ces convertisseurs sont valables en monophasé ou en triphasé et fonctionnent dans des gammes de puissance très grandes, de quelques VA à plusieurs MVA. Ces dispositifs polluants sont classées en fonction des puissances et donc du niveau de perturbations qu'ils entraînent. Ainsi, les charges industrielles arrivent logiquement en première position et il est possible de recenser les applications suivantes :

- ✓ Systèmes utilisant des redresseurs à diodes ou à thyristors tels que les variateurs des moteurs électriques (à courant continu, asynchrones, synchrones), les fours à induction, les chargeurs de batterie, les électrolyseurs, les alimentations de secours,…,
- ✓ Les récepteurs utilisant l'arc électrique : fours à arc ou soudure à arc,

- ✓ Les variateurs de lumières à base de gradateurs,
- ✓ Les ballasts électroniques : lampes fluorescentes, à décharge ou à vapeur métallique (sodium, mercure),

Pour les charges électrodomestiques les plus couramment rencontrées sont :

- ✓ Téléviseurs et éléments périphériques,
- ✓ Micro-informatique,
- ✓ Four à micro-ondes,
- ✓ Aspirateurs,
- ✓ Robots ménagers.
- ✓ …

Pour l'ensemble de ces charges polluantes, un critère supplémentaire est à prendre en compte, c'est le facteur d'utilisation. En effet, la quantification du taux d'harmonique dépend de la durée et de la simultanéité du fonctionnement de ces charges non linéaires. Certaines tranches horaires entrainent donc des "pics" de pollution durant lesquels les taux d'harmoniques globaux tendent à dépasser les niveaux acceptables définis par les normes en vigueur ou les recommandations.

Il est à noter qu'il existe aussi des perturbations sur des rangs harmoniques non multiple entier du fondamental. Ces derniers se dénomment inter ou infra harmoniques. Les inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas des fréquences entières de celle du fondamental. Les infra harmoniques sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental. Ces deux catégories de perturbations sont dues à des variations périodiques et aléatoires de la puissance absorbée par certains appareils (commande par train d'ondes, ...). La figure 1.2 illustre cette répartition.

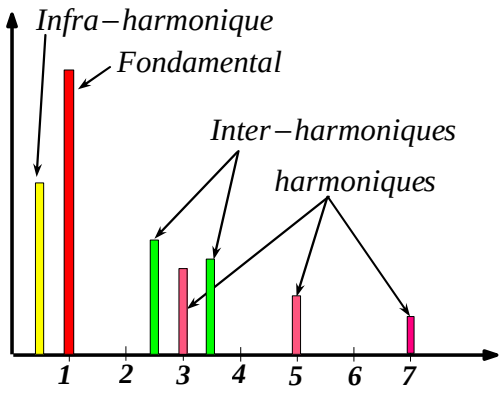


FIG. 1.2- *Représentation des inters et infra harmoniques.*

1.1.4 Effets des perturbations harmoniques

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités tels que les déformations des formes d'ondes entrainant des dysfonctionnements, l'augmentation des valeurs crêtes créant des claquages de diélectriques ou des valeurs efficaces induisant des échauffements et donc des pertes supplémentaires aussi bien en courant qu'en tension, ainsi qu'un étalement spectral provoquant des vibrations et des fatigues mécaniques. L'ensemble de ces effets ont un impact économique non négligeable à cause des surcoûts, de la dégradation du rendement énergétique, du surdimensionnement, des pertes de productivité ou des déclenchements intempestifs qu'ils entraînent.

Les effets de ces perturbations peuvent se classer en deux types [2 Col] :

- ***les effets instantanés ou à court terme :***

→ dysfonctionnements des dispositifs de commande ou de régulation (détection du passage par zéro, …),

→ pertes de précision dans les appareils de mesure (compteur d'énergie, instrumentation,…),

→ vibrations dans les moteurs électriques alternatifs à cause des couples mécaniques pulsatoires dus aux champs tournants harmoniques,

→ vibrations, bruits acoustiques dans les transformateurs ou les inductances dus aux efforts électrodynamiques proportionnels aux courants harmoniques

→ perturbations induites dans les liaisons par courant faible sous forme de bruits par couplage électromagnétique (contrôle-commande, télécommunication, téléphonie, réseaux locaux, …).

→ Interférences avec les systèmes de télécommande à distance utilisés par les distributeurs d'énergie,

→ déclenchement intempestif des circuits de protection,

→ Effets de papillotement (*flicker*) au niveau des éclairages et des affichages des appareils électroniques.

- ***les effets à long terme :***

→ vieillissement prématuré des moteurs électriques alternatifs du fait des pertes cuivre et fer supplémentaires, dû à la différence importante de la vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor,

→ échauffements et pertes joules supplémentaires des câbles et des équipement entrainant des déclassements du matériel avec des surdimensionnements,

→ surchauffe du neutre. En effet dans un système triphasé équilibré, les tensions sont déphasées de 120° si bien que lorsque les charges sont égales, le courant résultant dans le neutre est nul. Toutefois, si les courants de phases s'annulent, ce n'est pas le cas des courants harmoniques. Ces courants qui sont des multiples impairs de la fréquence du courant de phase s'ajoutent dans le conducteur neutre. Ainsi le courant résultant dans le neutre représente l'addition des courants harmoniques de rang trois et multiple de trois,

→ échauffements supplémentaires des condensateurs par conduction et par hystérésis dans le diélectrique qui peuvent conduire au claquage,

→ pertes supplémentaires dans les transformateurs ou les inductances dues à l'effet de Peau dans le cuivre, à l'hystérésis et aux courants de Foucault dans le circuit magnétique.

→ fatigue mécanique des équipements à cause des vibrations et des couples pulsatoires,

→ risque d'excitation de résonance : Les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances du transformateur et les câbles sont normalement élevées. Ce n'est pas le cas lorsque des batteries de condensateurs sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance. Les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles et coïncider avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques [3 Dew] qui peuvent entrainer des destructions.

1.1.5 Charge non linéaire raccordée au réseau

Considérons une source de tension sinusoïdale *Vs* connectée à une charge non linéaire (Fig. 1.3).

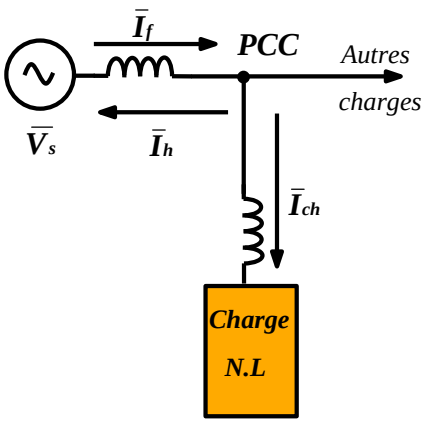


FIG. 1.3 - *Alimentation d'une charge non linéaire.*

La charge peut être une réactance saturable, une résistance non linéaire, un redresseur comportant une ou plusieurs diodes, ou un montage à interrupteurs mécaniques ou électroniques qui se ferment et s'ouvrent périodiquement.

A cause de la non linéarité de la charge, le courant I_{ch} ne sera pas sinusoïdal même si la source de tension est parfaite. Il contient donc une composante fondamentale I_f et des composantes harmoniques I_h. Ces harmoniques de courant circulent dans la source de tension, en même temps qu'ils parcourent la charge.

En ce qui concerne le réseau électrique, ces courants harmoniques vont engendrer une détérioration de l'onde de tension au point de raccordement de la charge au réseau (P.C.C)[3].

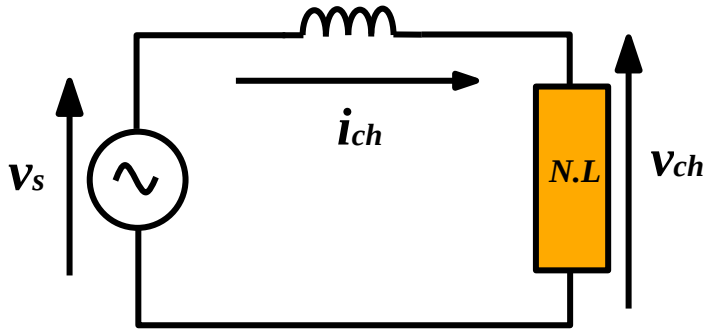


FIG. 1.4 - *Circuit électrique équivalent d'alimentation d'une charge non linéaire.*

Le courant circulant dans la charge (Fig. 1.4) peut donc se décomposer en une composante fondamentale i_{ch_1} et une composante harmonique i_{ch_h} : $i_{ch} = i_{ch_1} + i_{ch_h}$

Avec pour le fondamental : $$i_{ch_1}(t) = I_1 \cdot \sqrt{2} \cdot sin(\omega t + \varphi_1) \quad (1.17)$$

et pour les harmoniques : $$i_{ch_h}(t) = \sum_{h=2}^{\infty} I_h \cdot \sqrt{2} \cdot sin(h \cdot \omega t + \varphi_h) \quad (1.18)$$

La tension au point de raccordement s'écrit alors :

$$v_{ch} = v_s - Z_{cc} \cdot i_{ch} = v_{ch_1} + v_{ch_h} \quad (1.19)$$

Avec pour le fondamental : $$v_{ch_1}(t) = v_s - |Z_{cc}|_1 \cdot I_1 \cdot sin(\omega t + \varphi_1 - \varphi_{cc1}) \quad (1.20)$$

[3] P.C.C. : Acronyme en anglais de: Point of Common Coupling.

et pour les harmoniques : $$v_{ch_h}(t) = -\sum_{h=2}^{\infty} \left|Z_{cc}\right|_h \cdot I_h \cdot sin[(h\omega t + \varphi_h) - \varphi_{cc1}] \qquad (1.21)$$

Dans le cas d'un courant pollué, le THD en courant est donné par l'expression :

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \qquad (1.22)$$

Pour la tension, le THD est donné par une formule analogue :

$$THDv = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \qquad (1.23)$$

1.1.6 Normes et recommandations

De nombreux organismes nationaux et internationaux imposent des limites sur l'injection des courants harmoniques afin d'assurer une qualité du réseau de distribution. D'autres ne précisent que les niveaux de courant des harmoniques exprimés en pourcentage du fondamental à ne pas dépasser. Les équipements électriques doivent fonctionner sans dégradation face à des phénomènes perturbateurs, en particulier ceux de basses fréquences tels que les harmoniques de tension du réseau. Rappelons que le taux de distorsion en tension THD_v consécutif à l'émission de courants harmoniques dépend de l'impédance de court-circuit du réseau d'alimentation d'énergie au point de raccordement. De plus, l'électricité est désormais un produit, ainsi le fournisseur d'énergie à une responsabilité vis-à-vis des dommages possibles causés par un excès d'harmoniques. Pour garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant et une bonne cohabitation entre les sources "polluées" et les charges "polluées", l'ensemble des distributeurs et des utilisateurs est amené à respecter plusieurs normes et recommandations qui définissent les règles relatives à la Compatibilité Electromagnétique (CEM) [4 Bon] [5 Pré] [6 Vai] :

- au niveau international par la CEI (Commission Electrotechnique Internationale) ou IEC (International Electrotechnical Commission),
- au niveau européen par la CENELEC (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique),

- au niveau Français par l'UTE (Union Technique de l'Electricité) et le CEF (Comité Electrotechnique Français).
- au niveau nord Américain par le standard IEEE 519.

La CEM correspond à la capacité d'un dispositif, équipement ou système, à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans introduire de perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement (CEI 60050-161). Les directives CEM s'applique à tous les appareils électriques et/ou électroniques susceptibles d'être affectées par ces perturbations. Il est à noter que tout appareil doit être conforme aux normes d'immunité et d'émission avant d'être mis en vente sur le marché européen et doit porter la marque CE (Communauté Européenne).

Un positionnement des différentes définitions en fonction du niveau de perturbation est illustré sur le graphique de la figure 1.5.

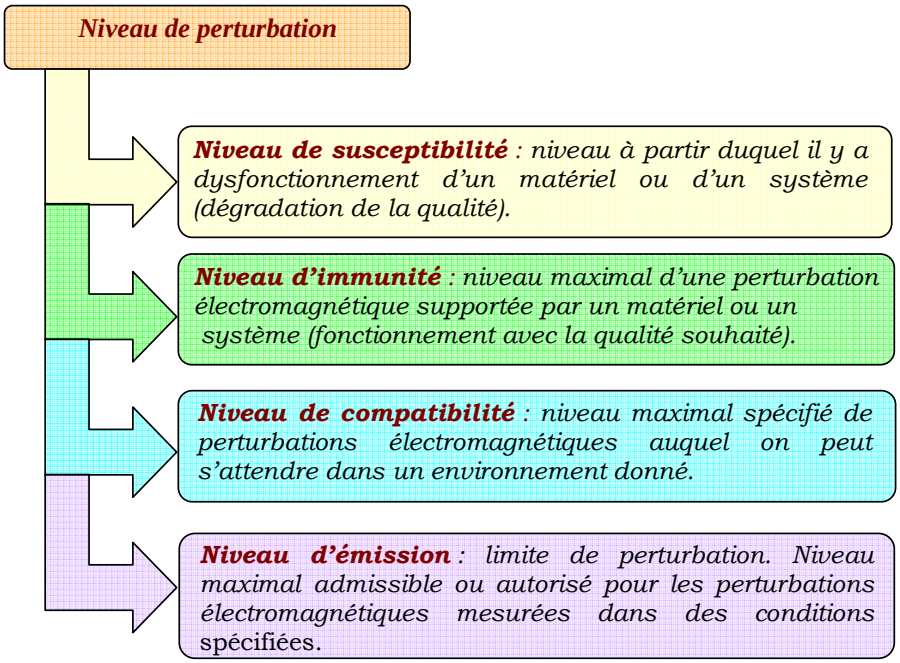


FIG. 1.5 - *Les différents niveaux de perturbations.*

Les principales normes en matière de pollution harmonique basse tension sont au niveau international la CEI 61000, au niveau européen la NF EN 50160 et au niveau Français la NF C15-100.

1.1.6.1 Norme internationale CEI 61000

Elle se rapporte à la compatibilité électromagnétique (CEM) dont certaines parties ont été rendues obligatoires dans l'union européenne et retranscrite dans les droits

nationaux sous l'appellation NF EN 61000. Cette norme CEI est décomposée en six chapitres :

- Partie 1 : généralités
- Partie 2 : environnement
- Partie 3 : limites
- Partie 4 : techniques d'essai et de mesure
- Partie 5 : guide d'installation et d'atténuation
- Partie 6 : normes génériques

Dans celle-ci il est possible d'extraire les chapitres concernant les niveaux de compatibilité, d'émission et d'immunité.

1.1.6.2 Niveau de compatibilité

a. Pour les réseaux publics

- CEI 61000-2-2 : cette norme fixe les limites de compatibilité pour les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tension. Les phénomènes perturbateurs incluent les harmoniques (tableau 1.1), inter-harmoniques, fluctuations de tension, creux de tension, déséquilibres de tension transitoires, etc ...

Tableau 1.1 : Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (CEI 61000-2-2)

Harmoniques impairs non multiples de 3		***Harmoniques impairs multiples de 3***		***Harmoniques pairs***	
Rang harmonique h	*Tension harmonique %*	*Rang harmonique h*	*Tension harmonique %*	*Rang harmonique h*	*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+12,5/h*				

- CEI 61000-2-4 : cette norme fixe 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 plate formes offshore et des installations ferroviaires (Tab.1.2).

Tableau 1.2 : Taux (en % de V1) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4).

Rang harmonique	***Classe1 : 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*
Impair, >21 et =3h	*0,2*	*0,2*	*1*
23	*1,5*	*1,5*	*3,5*
25	*1,5*	*1,5*	*3,5*
Impair, >21 et ≠3h	*0,2+12,5/h*	*0,2+12,5/h*	$5*(11/h)^{1/2}$
THD	***5%***	***8%***	***10%***

Définitions des classes :

Classe1 : matériels et systèmes sensibles, elle s'applique seulement aux réseaux basses tensions protégées avec des niveaux de compatibilités plus bas que ceux des réseaux publics.

Classe 2 : réseaux industriels, elle s'applique au réseau interne et au point de livraison du distributeur. Les niveaux sont les mêmes que ceux des réseaux publics.

Classe 3 : réseaux industriels perturbés, elle s'applique seulement au réseau interne et les niveaux sont supérieurs à ceux de la classe 2 .

1.1.6.3 Niveau d'émissions

a. Courant appelé par les appareils ≤ 16 A par phase

- CEI 61000-3-2 : cette norme spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des matériels individuels raccordés aux réseaux publics pour les appareils consommant moins de 16 A par phase. Le tableau 1.3 indique les limites d'émission pour ces appareils faisant partie

de la classe A, c'est-à-dire autres que les outils portatifs, appareils d'éclairage et appareils ayant un courant d'entrée à forme d'onde spéciale dont la puissance active est inférieure à 600W.

Tableau 1.3 : Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension de courant inférieur à 16A et de classe A.

Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé (A)
2	1,08
3	2,30
4	0,43
5	1,14
6	0,30
7	0,77
$8 \leq h \leq 40$	0,23*8/h
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq h \leq 39$	0,15*15/h

b. Courant assigné supérieur à 16 A

- CEI 61000-3-4 : cette norme spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des équipements individuels d'intensité assignée

Tableau 1.4 : Exemple de limitation des émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-4)

Rang harmonique	Courant harmonique en % du fondamental
3	21,6
5	10,7
7	7,2
9	3,8
11	3,1
13	2,0
15	0,7
17	1,2
19	1,1
21	$\leq 0,6$
23	0,9
25	0,8
27	$\leq 0,6$
29	0,7
31	0,7
≥ 33	$\leq 0,6$
pair	$\leq 0,6$ ou $\leq 8/h$

supérieure à 16 A et jusqu'à 75 A (tableau 1.4). Ces limites s'appliquent aux réseaux publics de tensions nominales entre 230V (monophasée) et 600V (triphasé).

1.1.6.4 Niveau d'immunité

- CEI 61000-4-13 : cette norme donne les essais d'immunité basse fréquence aux harmoniques et inter-harmoniques incluant les signaux transmis sur le réseau électrique alternatif. Le tableau 1.5 donne les taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils pour les matériels et systèmes sensibles (classe 1) et les réseaux industriels (classe 2).

Tableau 1.5 : Taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils (CEI 61000-4-13)

Rang harmonique	*Classe1 : matériels et systèmes sensibles*	*Classe 2 : réseaux industriels*
3	8	8
5	8	12
7	6,5	10
9	2,5	4
11	5	7
13	4,5	6
15	-	3
17	3	5
19	2	5
21	-	2
23	2	4
25	2	4
27	-	2
29	1,5	4
31	1,5	3

1.1.6.5 Normes et recommandations européennes sur la qualité des réseaux

NF EN 50160

Elles définissent les principales caractéristiques de la tension fournie au point de livraison du client pour un réseau public basse tension, et en particulier les niveaux de compatibilité électromagnétiques des tensions harmoniques (ceux de la classe 2 du tableau 1.2). Elle caractérise la qualité de la tension fournie par le réseau public de distribution basse tension dans des conditions normales l'exploitation. Ces critères de perturbation de l'énergie apportée par le réseau et constatable au poste de livraison du client concernent quatre familles :

→ *la fréquence,*

→ *l'amplitude ou le niveau de tension,*

→ *la forme d'onde,*

→ *la symétrie des tensions triphasées.*

Par la suite ces familles peuvent se décliner en plusieurs critères élémentaires tels que :

- *creux de tension,*
- *diminution de la valeur efficace,*
- *surtension impulsionnelle ou transitoire,*
- *fluctuation rapide de tension ou flicker,*
- *déséquilibre du système triphasé,*
- *harmoniques,*
- *variation de fréquence.*

1.1.6.6 IEEE 519 (Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems – USA)

L'IEEE définit les exigences et recommandations pratiques pour le contrôle des harmoniques dans les systèmes électriques de puissance. Cette norme s'applique aussi bien aux fournisseurs qu'aux utilisateurs et couvrent toutes les plages de puissance. Dans ce standard, les limites sont données par rapport au quotient des courants de court-circuit au point de raccordement du réseau et du courant de charge fondamental. La norme IEEE 519-1992 recommande notamment une distorsion harmonique totale de tension inférieure à 5% pour les systèmes de moins de 69KV et une distorsion harmonique individuelle de tension inférieure à 3%.

1.2 Réduction de la pollution harmonique

1.2.1 Absorption sinusoïdale

Le prélèvement sinusoïdal est une technique qui permet aux convertisseurs statiques d'absorber un courant très proche d'une sinusoïde avec un facteur de puissance unitaire. Dans ce cas, ces structures se positionnent dans une stratégie préventive et non curative. Ces techniques de prélèvement sinusoïdal s'appliquent aux structures monophasées et triphasées. Ces convertisseurs propres utilisent la technique MLI (*Modulation de Largeur d'Impulsions*) également appelée PWM (*Pulse Width Modulation*) comme principe de pilotage des interrupteurs commandés. En monophasé ce type de structure est assez répandu alors que les convertisseurs

triphasés propres sont rares sur le marché, car le surcoût est important. L'évolution de la normalisation peut imposer ce type de convertisseur dans l'avenir.

1.2.2 Ajout d'une inductance de lissage du courant

L'ajout d'inductances de lissage en amont des dispositifs polluants est une solution communément utilisée afin d'atténuer les harmoniques de rangs élevées puisque leurs impédances augmentent avec la fréquence. Ces inductances réduisent donc la distorsion de la tension au point de raccordement mais induisent un coût supplémentaire. De plus, elles doivent être dimensionnées pour le courant nominal circulant en ligne.

1.2.3 Confinement des harmoniques

Il s'agit de limiter la circulation des courants harmoniques à une partie de l'installation la plus limitée possible. Si le montage est un montage équilibré, les harmoniques de rang 3k sont en phase et en l'absence de conducteur neutre connecté, ces courants ne peuvent pas circuler. Pour éviter la circulation de ces courants de rang 3h sur l'ensemble du réseau, il est possible d'effectuer un découplage par transformateur. Par exemple l'utilisation d'un transformateur dont le primaire est couplé en étoile et le secondaire en zigzag (*couplage Yzn*) permet d'éliminer au primaire les courants de pulsation 3h. Il en va de même pour un transformateur couplé en triangle au primaire et en étoile au secondaire (*couplage Dyn*) puisque les harmoniques de rang 3h étant en phase, ils ne peuvent pas circuler sur le réseau en amont du transformateur.

1.2.4 Les filtres passifs

Le filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Un filtre passif est constitué d'éléments passifs tels que des inductances, des condensateurs et des résistances, qui forment une impédance dont la valeur varie en fonction de la fréquence. On connecte alors le filtre passif en parallèle avec le réseau de manière à absorber un harmonique de courant donné. Si on veut par exemple éliminer le courant harmonique de rang 5, on dimensionne alors les éléments passifs de manière à ce que l'impédance équivalente du filtre soit la plus petite possible à la fréquence $5\times \mathit{fondamental}$, le courant circulera alors dans l'impédance la plus faible, c'est à

dire dans le filtre passif et donc plus dans l'impédance de court-circuit du réseau comme l'illustre la figure 1.6.

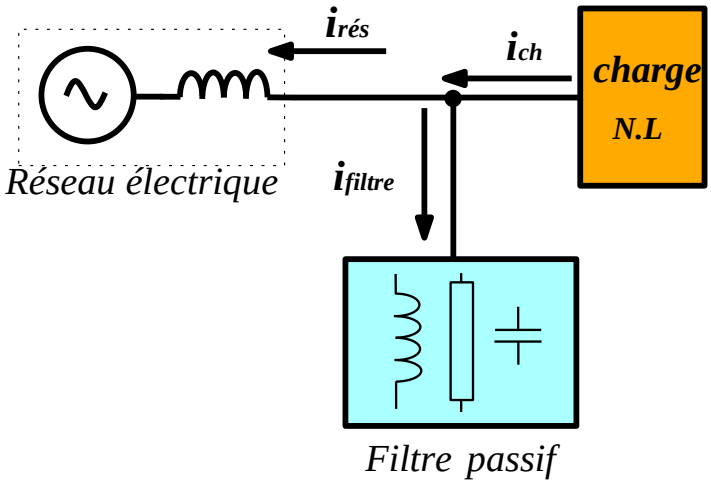


FIG.1.6- *Raccordement d'un filtre passif.*

Equation des courants :

$$\begin{aligned} i_{ch} &= i_{fondamental} + i_{h_5} + i_{h_7} + i_{h_11} + i_{h_13} + \ldots \\ i_{filtre} &= i_{h_5} \\ i_{ch} &= i_{fondamental} + i_{h_7} + i_{h_11} + i_{h_13} + \ldots \end{aligned} \qquad (1.24)$$

Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut.

1.2.4.1 Filtre passif résonant

C'est un filtre sélectif constitué d'une résistance, d'un condensateur et d'une bobine en série, comme décrit sur la figure 1.7, son impédance équivalente est :

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{jC\omega} \qquad (1.25)$$

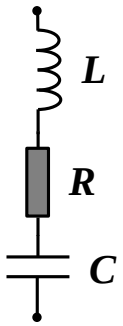


FIG. 1.7 - *Filtre passif résonant.*

Le rang d'accord 'h_a' correspond au multiple, entier ou non, de la fréquence nominale du réseau. La pulsation de résonance du filtre est $\omega_a = 2\pi \cdot f_a = 1/\sqrt{LC}$

1.2.4.2 Filtre passif amorti

C'est un filtre passe haut constitué d'une inductance en parallèle avec une résistance, le tout en série avec un condensateur comme décrit sur la figure 1.8. Son impédance équivalente est :

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{1 - LC\omega^2 + j\frac{L}{R}\omega}{-\frac{L}{R}C\omega^2 + jC\omega} \qquad (1.26)$$

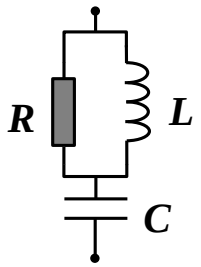


FIG. 1.8 - *Filtre passif amorti.*

1.2.4.3 Phénomène de l'anti-résonance

Le phénomène de l'anti-résonance (fig.1.9) se rencontre dans les réseaux électriques quelque soit leur niveau de tension. L'impédance vue par le réseau et le filtre passif résonant est :

$$Z_{eq}(\omega) = jL_s\omega \cdot \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{1 - (L + L_s)C\omega^2 + jRC\omega} \qquad (1.27)$$

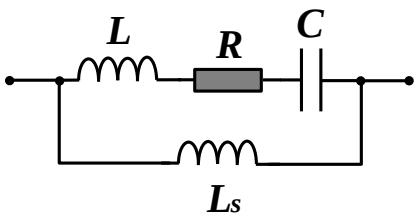


FIG. 1.9 - *Filtre passif parallèle anti-résonant.*

Dans ce cas, les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre. De plus, l'impédance du réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance seront alors amplifiées. Finalement, cette solution est dédiée à un type de charge et une configuration réseau et perd de son efficacité lorsque les caractéristiques de ceux-ci évoluent.

1.2.5 Les filtres actifs

Les inconvénients inhérents aux filtres passifs (non adaptatif aux variations de la charge et du réseau, phénomène de résonance) et l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors *GTO* et les Transistors *IGBT*, ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtres appelée filtres actifs de puissance (*A.P.F.*[4]). Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension du réseau soient rendus sinusoïdaux et parfois avec un facteur de puissance unitaire. Le filtre actif est connecté en série, en parallèle, en combinant ces deux dernières structures ensembles ou associé avec des filtres passifs en fonction des grandeurs électriques harmoniques (courants ou tensions) à compenser [7 Aka] [8 Ala].

Les avantages de ces filtres actifs par rapport aux filtres passifs sont les suivants [9 Ama] :

- le volume physique du filtre est plus réduit.
- la capacité de filtrage est supérieure.
- la flexibilité et adaptabilité sont très supérieures.

Pourtant, ils présentent quelques inconvénients :

- Leur coût élevé a limité leur implantation dans l'industrie.
- Les pertes sont plus élevées.

Deux types de convertisseurs connus dans la littérature constituent l'APF : convertisseur à source de courant (CSI) ou à source de tension(VSI). Bien que la première structure est suffisamment fiable, elle présente des pertes élevées et nécessite d'une importante et coûteuse inductance. De plus, elle ne peut être utilisée dans des applications multi-niveaux pour améliorer les performances avec un coût acceptable. Cependant, la deuxième structure en tension d'APF, où le bus continu est équipé d'un condensateur représentant l'élément de stockage, est surement la plus répandue car moins onéreuse, plus légère et extensible à des applications multi-niveaux. Ainsi, pour la suite nous ne présentons que les différentes structures d'APF avec source de tension en entrée.

1.2.5.1 Filtre actif série

Le but du filtre actif série est de créer une impédance en série avec le réseau qui sera nulle pour le fondamental et de valeur élevée pour les harmoniques. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations provenant du réseau telles que les harmoniques en tension, les surtensions, déséquilibres et creux de

[4] A.P.F. :Acronyme en anglais de Active Power Filter.

tension. En revanche, le filtrage série ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge. En plus, ce filtre nécessite une protection complexe contre les courts-circuits des réseaux. En effet, lors d'un court-circuit côté réseau, ce dernier peut être amené à supporter tout le courant de court-circuit.

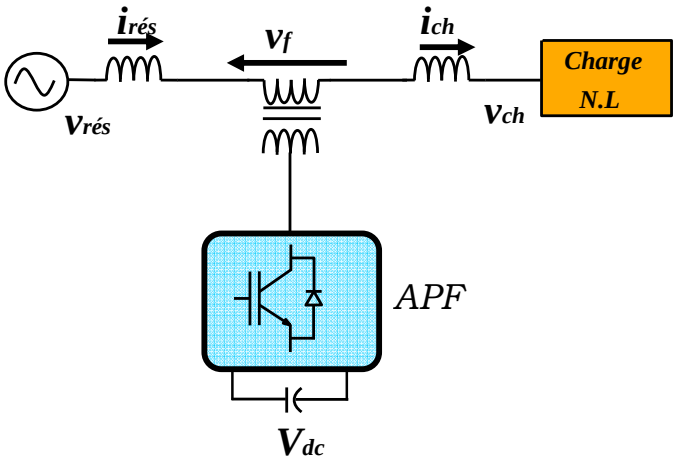


FIG.1.10- *Filtre actif série.*

1.2.5.2 Filtre actif parallèle

Sur la figure 1.11 apparaît le synoptique d'un filtre actif parallèle. Le filtre actif est constitué d'un onduleur de tension et d'un filtre inductif en sortie. Ainsi, l'inductance en sortie de l'onduleur donne la nature de source de courant au filtre actif. Dans le cas où le réseau alimente plusieurs charges polluantes, il est préférable d'utiliser un seul filtre actif pour toutes les charges car, dans ce cas, le coût du filtrage est moindre. Cependant, lorsque la puissance des charges polluantes est élevée, la solution d'un filtre actif par charge s'avère nécessaire. Cette dernière méthode est bien sûr plus coûteuse mais elle possède l'avantage d'éviter

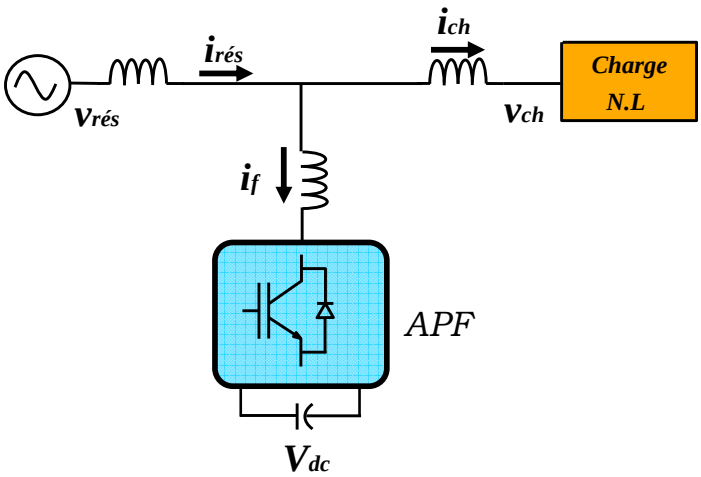


FIG.1.11- *Filtre actif parallèle.*

que la stabilité des harmoniques vienne perturber le réseau dans le cas ou un filtre actif est défectueux.

- *Pour la suite de l'étude, la solution de dépollution choisie sera le filtre actif parallèle en raison de son efficacité et de sa forte utilisation.*

1.2.5.3 Filtre combiné parallèle-série (*UPQC*[5])

L'UPQC est principalement la combinaison de deux filtres actifs série et parallèle qui partagent la même capacité sur le bus continu. Ce type de dispositif est capable à la fois de régler la tension du réseau et d'éliminer les harmoniques. Il est considéré comme le plus puissant dispositif et il est capable d'effectuer efficacement toutes les tâches de conditionnement de puissance [10 Are][11 Fuj]. Cependant, son prix important et la complexité des commandes des nombreux interrupteurs limitent son utilisation à des applications critiques comme l'équipement médical.

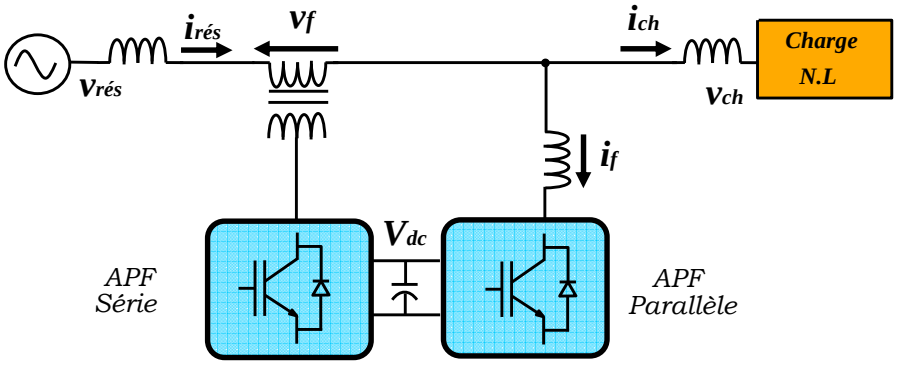


FIG.1.12- *Filtre combiné parallèle-série (UPQC).*

1.2.5.4 Filtre actif série avec un filtre passif parallèle

Une version moins chère de la structure précédente est illustrée par la figure 1.13 où un filtre actif série et un filtre parallèle passif sont exploités.

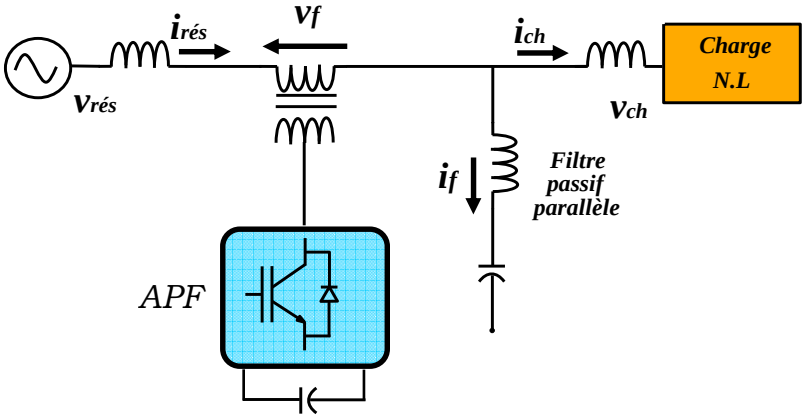


FIG.1.13- *Filtre actif série avec un filtre passif parallèle.*

[5] U.P.F.C. :Acronyme en anglais de : Unified Power Quality Conditionner.

Principalement, le filtre série régule la tension au point PCC tandis que le filtre parallèle est réglé sur quelques harmoniques de courant (rangs inférieurs) qui doivent être supprimés. Cette topologie a la possibilité de réduire les harmoniques de tension et de courant à un prix raisonnable.

1.2.5.5 Filtre actif hybride

Connecté avec ou sans transformateurs au réseau, le filtre actif hybride (Fig. 1.14) est constitué d'un filtre passif connecté directement en série avec le filtre actif, ce qui entraine une diminution de la tension du bus continu comparativement à celle d'un filtre actif pur et une réduction du dimensionnement du filtre hybride. En plus, le filtre passif évite les oscillations dues à la commutation (HF) car il présente une haute impédance à cette fréquence [7 Aka]. Cependant, la mise en place d'une inductance à l'entrée de la charge non linéaire est indispensable pour le bon fonctionnement du filtre hybride.

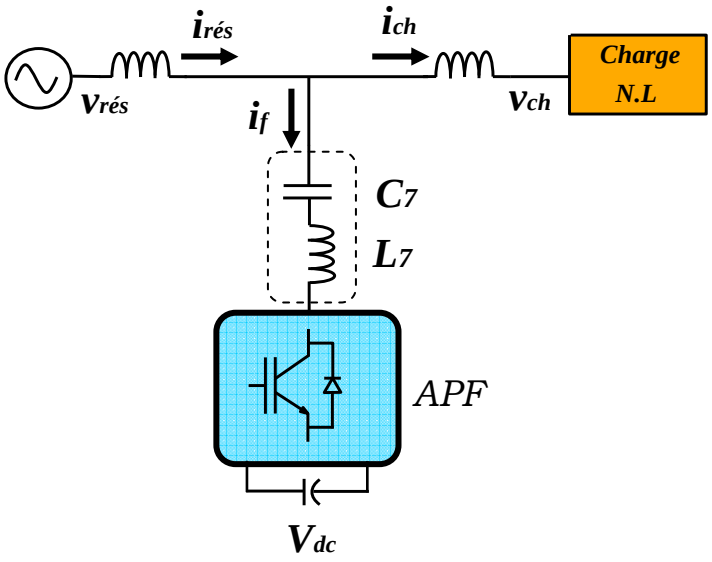


FIG.1.14- *Filtre actif hybride.*

1.2.6 Etat de l'art des filtres actifs parallèles

Puisqu'ils constituent la structure maitresse de cette thèse, il s'avère important de dresser un bref historique sur l'évolution des filtres actifs parallèles avant de clôturer ce chapitre.

Dans les premières références [12 Bir] [13 Sas], les filtres actifs parallèles sont conçus à partir d'onduleurs à thyristors commandés en MLI [14 Gyu]. 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). Toutefois, à cette époque la technologie des interrupteurs d'électronique de puissance ne permettait pas un développement applicatif significatif.

Par la suite, des progrès importants ont été accomplis avec la commercialisation de composants d'électronique de puissance qui commutent des puissances de plus en plus importantes avec des fréquences de plus en plus élevées. Ainsi, en 1982, le premier *FAP* de 800kVA, composé d'un commutateur de courant à MLI et thyristors GTO, a été installé pour la compensation d'harmoniques [15 Aka].

Plus tard, de nombreux onduleurs de puissance commandés en MLI ont été développés pour des applications de filtrage actif [16 Aka] [17 Pen]. 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 [18 Aka].

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.

Pour l'instant, tous les filtres actifs parallèles étaient installés par des consommateurs industriels. Néanmoins, l'installation par le distributeur d'énergie de ces dispositifs peut s'envisager. Dans ce cas, l'objectif principal est d'amortir la résonance entre les condensateurs de compensation de puissance réactive et l'inductance de la ligne plutôt que de réduire la distorsion harmonique de la tension sur un réseau de distribution [19 Aka].

Au cours de l'année 1997, la topologie multiniveaux a débuté aussi pour des applications de filtrage actif. La référence [20 Abu] présente un filtre actif avec un onduleur clampé par le neutre et dans [21 Pen] l'auteur a présenté un filtre actif en utilisant des onduleurs en cascade de 11 niveaux. Les années qui ont suivi ont vu de nombreuses publications sur les filtres actifs multiniveaux avec différentes topologies : dans [22 Son], l'auteur propose une topologie à capacité flottante avec commutation douce; la référence [23 Mir] utilise un convertisseur en cascade asymétrique, etc. Cependant, de nos jours, la plupart des filtres actifs parallèles utilisent des convertisseurs clampés par le neutre [24 Hui] [25 Sae] [26 Lin].

L'évolution des dispositifs d'électronique de puissance vers des applications à chaque fois plus puissantes est palpable dans le domaine des filtres actifs, même si cela reste à moindre échelle qu'ailleurs. On constate de plus en plus, une évolution

vers des tensions et des puissances plus élevées, y compris sans transformateur de couplage.

La première référence sur un filtre actif connecté à un réseau de *moyenne tension* date de 2001. La référence [27 Tan] propose la connexion d'un filtre actif shunt monophasé à l'extrémité d'une ligne de traction de 25kV dans le but de diminuer les harmoniques de tension aux rangs 3, 5 et 7 au point de connexion du filtre et de fournir de la puissance réactive pour maintenir la tension sur la ligne. Par la suite, [28 Tan] propose une étude similaire mais avec un convertisseur de topologie hybride à cinq niveaux. Un bras de ce convertisseur est composé d'un convertisseur clampé par le neutre qui utilise des IGBTs et l'autre bras est composé d'un convertisseur à deux niveaux conventionnel à IGCTs.

Une contribution plus récente est consacrée à un filtre actif à base d'onduleurs en cascade connecté à un réseau de 4.16kV avec transformateur [29 Ras]. L'auteur constate qu'une combinaison des semi-conducteurs de puissance élevée et une inductance de filtre réduit en moyenne tension peut être une solution compétitive, au niveau du coût, par rapport aux filtres actifs conventionnels en basse tension.

Néanmoins, à présent, les références liées aux filtres actifs de moyenne tension dans la littérature sont relativement limitées et on constate plutôt une évolution vers l'utilisation de filtres hybrides pour ce type d'application. En effet, ces filtres se présentent comme une solution très intéressante pour surmonter les limitations des filtres actifs, surtout en ce qui concerne la montée en tension.

D'un côté, dans [30 Lou], l'auteur propose l'utilisation d'un filtre actif hybride à base d'un onduleur multiniveaux à capacité flottante pour se connecter à un réseau de 20kV. L'onduleur se comporte comme un diviseur de tension dans le but de limiter la tension que doit supporter le filtre actif. D'un autre côté, dans [31 Sri], est décrit un filtre actif hybride biniveaux, constitué d'un filtre passif relié directement en série (sans transformateur) à un filtre actif, le tout directement connecté à un réseau de 3.3kV. Une étude similaire est réalisée dans [32 Inz] où le filtre est connecté à un réseau de 6.6kV mais dans ce cas le but du filtre est d'amortir les harmoniques de la ligne. Finalement, dans [33 Jun] l'auteur propose un filtre actif hybride sans transformateur avec topologie NPC qui se connecte à un réseau de distribution de 6kV/10kV.

1.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons illustré, en premier lieu, le phénomène des harmoniques, leurs caractéristiques, leurs sources, leurs conséquences et effets

néfastes qui peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction de ces équipements.

Heureusement que face à cette dégradation de la qualité électrique du réseau, des experts et scientifiques ont imposé des normes d'immunité et d'émission pour non seulement protéger les consommateurs mais aussi les producteurs et distributeurs d'énergie. Par conséquent, un domaine de recherche a émergé pour les scientifiques afin d'élaborer des solutions de compensation pour cette pollution harmonique.

Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Nous avons montré que la solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrements et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

En revanche, la solution des filtres actifs parallèles et séries avec leurs combinaisons se présente comme la meilleure jusqu'à ce jour pour tous types de perturbations susceptibles d'apparaître dans le réseau électrique. En effet, profitant des progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'informatique industrielle, ces solutions peu encombrantes font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et des charges polluantes en assurant une bonne dépollution harmonique, compensation de l'énergie réactive et rééquilibrage des tensions du réseau.

Ainsi, le choix de la topologie du filtre actif parallèle se présente comme la solution la plus standard pour le filtrage des courants harmoniques. Dans ce contexte et pour la suite de cette thèse nous avons retenu l'application au filtrage actif parallèle. Le prochain chapitre décrit ses caractéristiques face à des charges non linéaires et sa modélisation.

Références

[1 Fer] P. Ferracci, "*La qualité de l'énergie électrique* ", Schneider Electric, cahier technique no. 199, Mai 2000.

[2 Col] C. Collombet, J.M. Lupin & J. Schonek, "*Perturbation harmoniques dans les réseaux pollués et leur traitement* ", Schneider Electric, cahier technique no. 152, Septembre 1999.

[3 Dew] C. Dewez, "*Modélisation d'un filtre actif parallèle triphasé pour la dépollution harmonique et synthèse d'une commande basée sur le rejet de perturbations* ", Thèse de doctorat, LAII-ESIP, Université de Poitiers, France, Décembre 2007.

[4 Bon] J. Bonal & G. Seguier, "*Entrainements électriques à vitesse variable* ", vol. 3 : Interactions convertisseur-réseau et convertisseur-moteur-charge, Editions TEC&DOC, 2000.

[5 Pré] C. Prévé, "*Les réseaux électriques industriels 2* ", Publications Hermès Science, 2005.

[6 Vai] F. Vaillant & J. Delaballe, "*La CEM : la compatibilité électromagnétique* " Schneider Electric, cahier technique no. 149, Août 1996.

[7 Aka] H. Akagi, "*Active harmonic filters* ", IEEE Trans. of Power Electronics, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.

[8 Ala] M.A.E. Alali, "*Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension* ", Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur, ULP-Strasbourg 1, France, Septembre 2002.

[9 Ama] L.D.H.B. Amaia, "*Commande avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension* ", Thèse de doctorat, LEG, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, Novembre 2006.

[10 Are] M. Aredes, J. Häfner, K. Heumann, "*A combined series and shunt active power filter*", IEEE/KTH Stockholm Power Tech. Conference, Stockholm, Sweden, Jun. 1995, pp. 18-22.

[11 Fuj] H. Fujita, H. Akagi, "*The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters* ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 2, pp. 1312-1322, Mar. 1998.

[12 Bir] B. M. Bird, J. F. Marsh, P. R. McLellan, "*Harmonic Reduction in Multiple Converts by Triple-Frequency Current Injection* ", IEE Proceeding, vol. 116, no. 10, pp. 1730-1734, 1969.

[13 Sas] H. Sasaki, T. Machida, "*A New Method to Eliminate AC Harmonics Currents by Magnetic Compensation* ", IEEE Trans. on Power Application System, vol. 90, no. 5, pp. 2009-2019, Sept./Oct. 1971.

[14 Guy] L. Gyugyi, E. C. Strycula, "*Active AC Power Filters* ", Conference IAS Annual Meeting, 1976, pp. 529-535.

[15 Aka] H. Akagi, H. Fujita, "*New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems* ", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 10, no. 3, pp. 1570-1575, Jul. 1995.

[16 Aka] H. Akagi, A. Nabae, S. Atoh, "*Control Strategy of Active Power Filters using Multiple Voltage-Source PWM Converters* ", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-22, no. 3, pp. 460-465, May/Jun. 1986.

[17 Pen] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "*A Study of Active Power Filters Using Quad-Séries Voltage-Source PWM Converters for Harmonic Compensation* ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 5, no. 1, pp. 983-990, Nov./Dec. 1990.

[18 Aka] H. Akagi, "*New Trends in Active Filters for Power Conditioning* ", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 32, no. 6, pp. 1312-1322, Nov./Dec. 1996.

[19 Aka] H. Akagi, "*Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Power Distribution Systems* ", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 12, no. 1, pp. 354-363, Jan. 1997.

[20 Abu] V. Aburto, M. Schneider, L. Moran, J. Dixon, "*An Active Power Filter Implemented with a three level NPC Voltage-Source Inverter* ", Conference PESC'97, vol. 2, Jun. 1997, pp. 1121-1126.

[21 Pen] F. Z. Peng, J: W. McKeever, D. J. Adams, "*A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems*", Conference IAS Annual Meeting, New Orleans (US), Oct. 1997, pp. 1316-1321.

[22 Son] B. M. Song, "*Voltage Balancing Techniques for Flying Capacitors used in Soft-Switching Multilevel Active Power Filters* ", Thèse de la Faculté de l'Institut Polytechnique de Virginia (Etats Unis), 2004.

[23 Mir] H. Miranda, V. Cardenas, J. Pérez, C. Nuñez, "*A Hybrid Multilevel Inverter for Shunt Active Filter Using Space Vector Control* ", Conference PESC'04, Aachen (Germany), 2004.

[24 Hui] S. Hui, Z. Ji-Yan, L. Wei-Dong, "*A Novel Active Power Filter Using Multilevel Converter with Self Voltage Balancing* ", Conference PowerCon'02, vol. 4, Oct. 2002, pp. 2275-2279.

[25 Sae] M. Saeedifard, A. R. Bakhshai, P. Jain, "*An Active Power Filter Implemented with a Three-Level NPC Converter in Conjunction with the Classification Technique* ", Conference CCGEI'03, Montréal (Canada), May 2003.

[26 Lin] B-R. Lin, H-K. Chiang, K-T. Yang, "*Shunt Active Filter with Three-Phase Four-Wire NPC Inverter* ", IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, vol. 2, Jul. 2004, pp.II.281-II.284.

[27 Tan] P. C. Tan, R. E. Morrison, D. G. Holmes, "*Voltage Form Factor Control and Reactive Power Compensation in a 25-kV Electrified Railway System Using a Shunt Active Filter Based on Voltage Detection* ", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, no. 2, Mar./Apr. 2003.

[28 Tan] P. C. Tan, P C Loh, D. G. Holmes, R. E. Morrison, "*Application of Multilevel Active Power Filtering to a 25 kV Traction System* ", Conference AUPEC'92, Melbourne (Australie), 2002.

[29 Ras] M. Rastogi, P. W. Hammond, S. R. Simms, "*Multi-level Active Filter for Medium Voltage Applications* ", Conference PEDS'05, vol. 2, Nov. 2005, pp. 1508-1513.

[30 Lou] S. Loudot, H. Pouliquen, T. Meynard, Y. Chéron, "A*ctive Current Filter for MV/HV Networks* ", Conference EPE'95, vol. 1, Séville (Spain), pp. 1129-1134.

[31 Sri] S. Srianthumrong, H. Akagi, "*A Medium-Voltage Transformerless AC/DC Power Conversion System Consisting of a Diode Rectifier and a Shunt Hybrid Filter* ", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, n° 3, pp. 874-882, May/Jun. 2003.

[32 Inz] R. Inzunza, H. Akagi, "*A 6.6 kV Transformerless Shunt Hybrid Active Filter for Installation on a Power Distribution System*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 893-900, Jul. 2005.

[33 Jun] C. Junling, J. Xinjian, Z. Dongqi, D. Likuan, Y. Beige, "*High Power Hybrid Active Power Filter for Medium-voltage Distribution Network* ", Conference ICEMS, vol. 2, no. 6, Sep. 2005, pp. 1381-138.

Chapitre 2

FILTRE ACTIF PARALLELE : structure, caractéristiques et modélisation

Sommaire

Introduction *40*

2.1 Caractéristiques de la charge non linéaire (*charge polluante*) et étude énergétique en vue de la compensation *41*

2.1.1 Définitions sur la charge non linéaire *41*

2.1.2 Compensation des courants harmoniques *43*

2.1.3 Compensation des courants harmoniques, des déséquilibres et de la puissance réactive *44*

2.2 Structure et caractéristiques du Filtre Actif Parallèle (*SAPF*)[6] *46*

2.2.1 Structure générale du SAPF *46*

2.2.2 Tension de sortie du SAPF *47*

2.2.2.1 Commande à la fréquence des grandeurs de sorties (*pleine onde*) *47*

2.2.2.2 Commande à des fréquences Supérieures *48*

a. Commande en MLI scalaire (*Pulse Width Modulation*) *48*

b. Commande en MLI vectorielle (*Space Vector Modulation*) *51*

b.1. Espace des vecteurs de tension *51*

b.2. Modulation vectorielle *53*

2.2.3 Puissance réactive fournie par un SAPF *57*

2.3 Modélisation du SAPF *58*

2.3.1 Modélisation du SAPF sous un aspect électrique *59*

2.3.1.1 Modèle du SAPF dans un repère triphasé (*a,b,c*) *59*

2.3.1.2 Modèle du SAPF dans un repère biphasé (α ,β) *62*

2.3.1.3 Modèle du SAPF dans un repère tournant (*d* ,*q*) *64*

2.3.2 Modélisation du SAPF sous un aspect énergétique *65*

2.4 Conclusion *72*

Références *74*

[6] (SAPF) : abréviation en Anglais de Shunt Active Power Filter, qui sera utilisée jusqu'à la fin de cette thèse.

Introduction

Le Filtre Actif Parallèle (SAPF), appelé aussi filtre actif pur, fait l'objet de discussion dans ce chapitre du point de vue structure, caractéristiques et modélisation. Connecté à un réseau triphasé, supposé équilibré, il alimente une charge non linéaire (N-L) de type redresseur triphasé à diodes ou à thyristors et est représenté par la structure générale d'un SAPF sur la Figure 2.1.

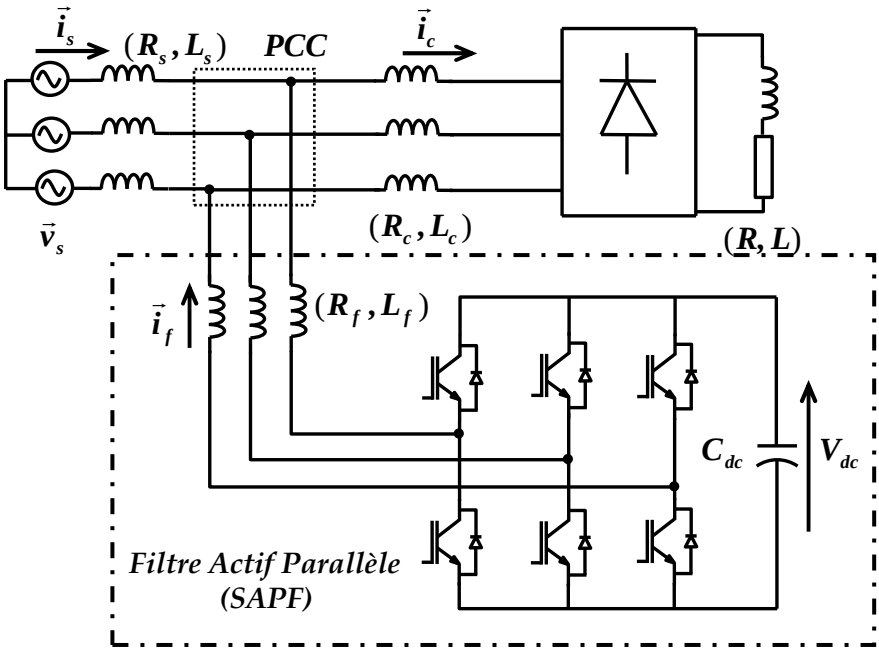


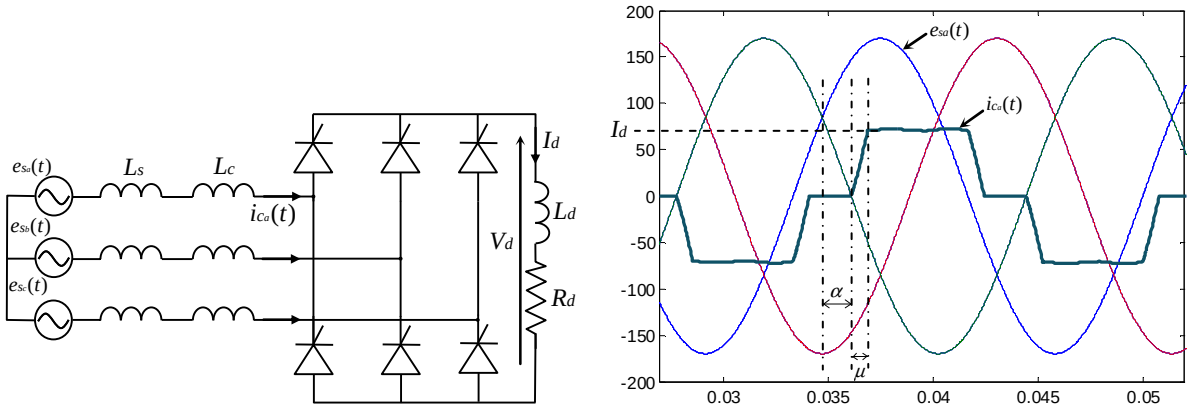
FIG. 2.1- *Structure générale d'un filtre actif parallèle (SAPF).*

Avant d'introduire l'étude concernant le SAPF, il s'avère nécessaire de connaître les caractéristiques de la charge non linéaire du point de vue pollution harmonique et rappeler les différentes notions la caractérisant ainsi que le pouvoir en puissance du SAPF face à un rejet des harmoniques, à une compensation de l'énergie réactive ou au déséquilibre. Ces caractéristiques de la charge N-L serviront dans le deuxième chapitre comme éléments de base pour le dimensionnement des paramètres du SAPF (C_{dc}, V_{dc}, L_f). Puis, nous introduisons en premier lieu la structure générale du SAPF avant de passer à une étude comparative de sa commande en s'appuyant sur une analyse spectrale et le gain en amplitude. Enfin, nous développons deux modèles du SAPF basés sur deux aspects différents : aspect électrique et aspect énergétique. Le premier, bien connu, se base sur les équations appliquées aux circuits électriques tels que les lois de Kirchhoff et le deuxième se base sur le Formalisme d'Euler- Lagrange.

2.1 Caractéristiques de la charge non linéaire (*charge polluante*) et étude énergétique en vue de la compensation

2.1.1 Définitions sur la Charge non linéaire

L'ensemble constitué par le réseau d'alimentation et la charge polluante (représentée par un pont redresseur à thyristors/diodes débitant sur une charge R-L) est présenté sur la figure 2.2.a. Le réseau d'alimentation est modélisé par trois sources de tension sinusoïdales parfaites en série avec une inductance L_s et une résistance R_s. Une inductance additionnelle L_c est connectée à l'entrée du pont redresseur afin de limiter les gradients di/dt à l'amorçage des thyristors/diodes.



(a) *(b)*

FIG. 2.2- *Schéma et allures du courant à l'entrée d'un redresseur triphasé à thyristors.*

En conséquence ; la commutation des thyristors/diodes ne peut être considérée comme instantanée et laisse apparaître un empiètement des intervalles de conduction des semi-conducteurs. Nous admettons que la résistance R_s est négligeable devant la résistance de charge R et que l'inductance du côté continu L est très grande permettant au convertisseur de fournir un courant redressé I_d parfaitement lissé. Nous désignons par μ et α l'angle d'empiétement et l'angle de retard à l'amorçage respectivement.

Les tensions $e_{sa}(t)$, $e_{sb}(t)$, $e_{sc}(t)$ forment un système triphasé équilibré. Pour simplifier l'étude, nous considérons que le courant varie linéairement pendant les phases de commutations, ce qui conduit à une allure du courant alternatif de forme trapézoïdale figure 2.2.b. La décomposition en série de Fourier du courant de la première phase est donnée par la formule de Möltgen [1 Gué] :

$$i_c(t)=\sum_{h=1}^{\infty}\sqrt{2}.I_{ch}.sin(h.\omega t-\varphi_h) \tag{2.1}$$

Avec

$$I_{Ch}=\frac{2\sqrt{2}.I_d}{\pi.h}.\cos\left(\frac{\pi.h}{6}\right).\left(\frac{sin(h\mu/2)}{(h\mu/2)}\right) \quad \text{et} \quad \varphi_h=h(\alpha+\mu/2) \tag{2.2}$$

En supposant que μ est très faible, l'expression du courant $i_c(t)$ devient :

$$i_c(t)=\frac{2\sqrt{3}.I_d}{\pi}\left[sin(\omega t)-\frac{1}{5}.sin(5.\omega t-\alpha)-\frac{1}{7}.sin(7.\omega t-\alpha)+\frac{1}{11}.sin(11.\omega t-\alpha)+...\right] \tag{2.3}$$

Les harmoniques de courant sont de rang $h= 6.k \pm 1$ avec k entier.
La valeur efficace de courant de charge du côté alternatif est donnée par [2 Har]:

$$I_{Ceff}=I_d\sqrt{\frac{2}{3}} \tag{2.4}$$

La valeur efficace du courant harmonique I_{ch} à compenser s'écrit :

$$I_{Ch}=\sqrt{I_{Ceff}^2-I_{C1}^2} \tag{2.5}$$

Avec I_{c1} le courant fondamental consommé par la charge non linéaire. Il s'écrit en fonction du courant direct de la charge non linéaire de la façon suivante :

$$I_{C1}=\frac{\sqrt{6}}{\pi}I_d \tag{2.6}$$

Donc

$$I_{Ch}=I_d\cdot\sqrt{\frac{2}{3}-\frac{6}{\pi^2}}=0.242\cdot I_d \tag{2.7}$$

La valeur crête du courant harmonique s'écrit alors :

$$I_{Ch\max}=\frac{I_{C1}\cdot\sqrt{2}}{2}=I_d\cdot\frac{\sqrt{3}}{\pi}=0.551\cdot I_d \tag{2.8}$$

d'où le facteur de crête peut être déduit comme suit :

$$F=\frac{I_{Ch\max}}{I_{Ch}}\approx 2.3 \tag{2.9}$$

Le pont triphasé fonctionne sous une tension efficace V_s. Alors, pour une charge non linéaire avec α=0 (redresseur à diodes) nous pouvons écrire :

$$V_d = \frac{3.\sqrt{6}.V_s}{\pi} \cdot cos(\alpha) \tag{2.10}$$

Le facteur de puissance de l'installation vaut :

$$F_p = \frac{P_{dc}}{S} = \frac{V_d \cdot I_d}{3 \cdot V_s \cdot I_{ceff}} = \frac{\frac{3V_s\sqrt{6}}{\pi} \cdot cos(\alpha) \cdot I_d}{3 \cdot V_s \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d} = \frac{3}{\pi} \cdot cos(\alpha) \tag{2.11}$$

2.1.2 Compensation des courants harmoniques

D'après la figure 2.3, La puissance apparente d'une charge non linéaire S_c est composée de trois termes de puissance : la puissance active P_c, la puissance réactive Q_c et la puissance déformante D_c, comme l'indique la relation suivante :

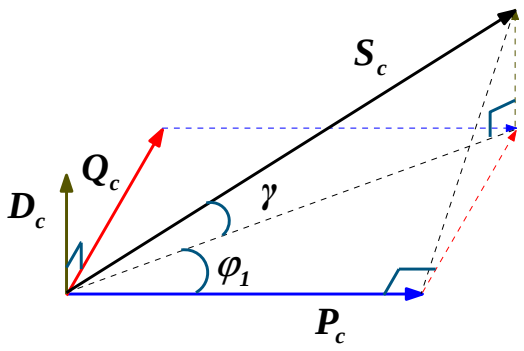


FIG. 2.3- *Diagramme de Fresnel des puissances.*

$$S_c = \sqrt{P_c^2 + Q_c^2 + D_c^2} = 3.V_s.I_{ceff} \tag{2.12}$$

La puissance apparente du SAPF S_f, compensant le courant harmonique I_{ch}, est donnée par l'équation suivante :

$$S_f = \sqrt{D_c^2} = 3.V_s.I_{Ch} \tag{2.13}$$

En reportant les équations (2.4), (2.5) et (2.6) dans celles de (2.12) et (2.13), on obtient le rapport des puissances (τ_h) donné par l'expression suivante [3 Ala] :

$$\tau_h = \frac{S_f}{S_c} = \frac{0.24 I_{d-\alpha}}{\sqrt{(2/3) I_d}} \tag{2.14}$$

Pour un angle de retard à l'amorçage α des thyristors du pont de Graetz :

$$I_{d-\alpha} = \frac{V_d \cdot \cos\alpha}{R} \tag{2.15}$$

Des expressions (2.14) et (2.15), on obtient l'expression finale de τ_h donnée par la relation suivante :

$$\tau_h = \left(\frac{\sqrt{\pi^2 - 9}}{\pi} \right) \cdot \cos\alpha \approx 0.3 \cos\alpha \tag{2.16}$$

La figure 2.4 suivante montre la variation du rapport des puissances (τ_h) du SAPF par rapport à celle de la charge non linéaire, en fonction de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors (α).

- *A partir de cette figure, on remarque que pour α=0 la puissance maximale du filtre est de $S_f \approx 30\% S_c$. Cette puissance diminue avec l'augmentation de l'angle d'allumage (α) grâce à la diminution du courant harmonique.*

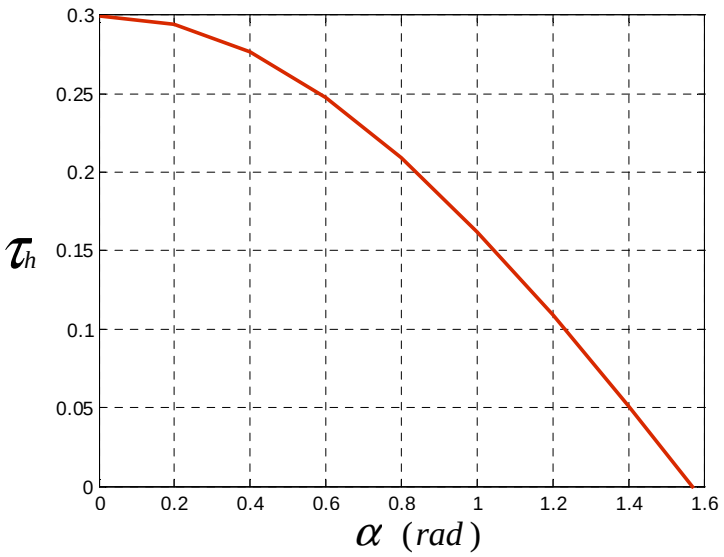


FIG. 2.4 - *Rapport des puissances du SAPF et de la charge non linéaire pour la compensation des courants harmoniques.*

2.1.3 Compensation des courants harmoniques, des déséquilibres et de la puissance réactive

Dans cette partie, nous généralisons l'étude pour le calcul du rapport des puissances apparentes dans le cas d'une compensation des courants harmoniques et déséquilibrés et de la puissance réactive. Le réseau étudié étant de trois fils, le déséquilibre de courant est représenté uniquement par la composante inverse du courant (I_{ci}).

Le nouveau rapport des puissances (τ_{hri}) calculé dans ce cas peut s'écrire de la façon suivante :

$$\tau_{hri} = \frac{S_f}{S_{Ch}} = \frac{\sqrt{(3 \cdot V_S \cdot I_{Ch})^2 + (3 \cdot V_S \cdot I_{C1} \cdot \sin\alpha)^2 + (3 \cdot V_S \cdot I_{Ci})^2}}{3 \cdot V_S \cdot I_{Ceff}} \tag{2.17}$$

En reportant les équations (2.4), (2.5) et (2.6) dans celle de (2.17), on obtient l'expression du rapport des puissances apparentes (τ_{hri}) :

$$\tau_{hri} = \sqrt{\cos^2\alpha \cdot \left[1 - \frac{9}{\pi^2}(1 - \sin^2\alpha)\right] + \frac{9}{\pi^2}\left(\frac{I_{Ci}}{I_{C1}}\right)^2} \tag{2.18}$$

En posant le rapport $(X = I_{Ci}/I_{C1})$, la figure 2.5 donne la représentation graphique du rapport des puissances (τ_{hri}) en fonction de l'angle d'allumage des thyristors α de la charge on linéaire. Ce rapport de puissance est donné pour plusieurs valeurs du taux inverse X, $(0 \le X \le 1)$.

- *A partir de la figure 2.4, on remarque que pour $X = 0$, on trouve la courbe qui*

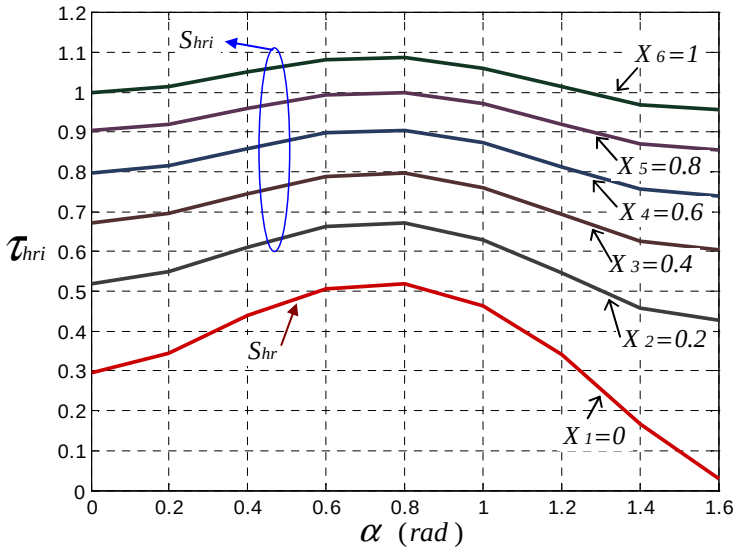


FIG. 2.5 - *Rapport des puissances du SAPF et de la charge non linéaire pour la compensation des courants harmoniques (h), de l'énergie réactive (r) et du déséquilibre(i).*

représente une compensation du courant harmonique et de la puissance réactive consommée par la charge non linéaire. Sur la même courbe et pour $\alpha=0$ on retrouve le cas qui est déjà vu au paragraphe précédent (cas du redresseur à diodes).

- *Les résultats graphiques montrent également que la puissance du SAPF augmente de façon quasi linéaire avec l'augmentation de taux inverse du courant.*

2.2 Structure et caractéristiques du SAPF

2.2.1 Structure générale du SAPF

Le SAPF est une structure de tension connectée en parallèle au réseau et représenté sur la figure 2.6. Dans ce type de filtre le condensateur C_{dc} joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes V_{dc} est maintenue à une valeur quasi-constante. La fluctuation de cette tension doit être faible d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs et d'autre part pour ne pas dégrader la performance du filtre actif [4 Aka].

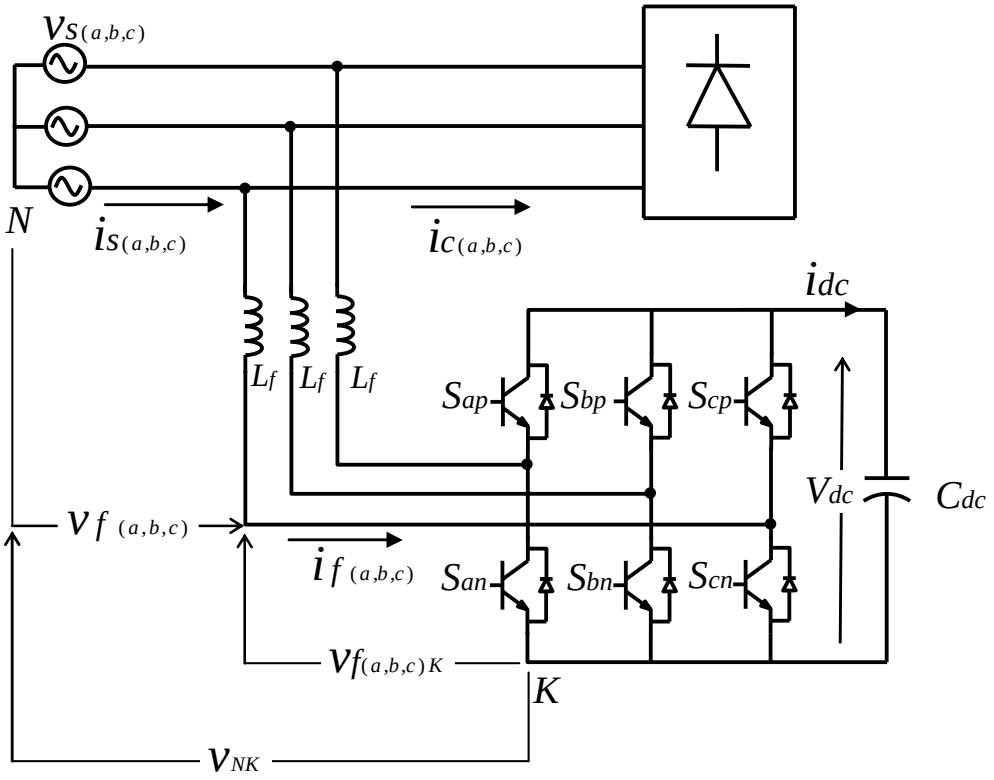


FIG. 2.6- *Schéma d'un SAPF à trois fils avec neutre non raccordé au point milieu.*

Le filtre entre l'onduleur et le réseau est un filtre de premier ordre qui est en réalité une simple inductance mais avec des spécificités au niveau de son circuit magnétique (introduction de noyaux en ferrites). Il a deux objectifs :

-générer des courants harmoniques à partir de la différence des tensions entre la sortie du pont onduleur et le réseau. A ce titre, l'inductance L_f intervient dans la commandabilité du courant du filtre.

-réduire au point de raccordement au réseau (PCC), l'amplitude des créneaux de tension générés.

Les interrupteurs sont bidirectionnels en courant. Ils sont formés par des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (IGBT, thyristors GTO), en antiparallèle avec une diode. Dans ce cas également, l'onduleur de tension est raccordé entre deux types de sources : source de courant côté alternatif et source de tension côté continu.

La présence de ces deux types de sources impose les conditions suivantes :

-un seul interrupteur d'un bras doit conduire pour éviter des courts-circuits de la source de tension.

-le courant de ligne doit toujours trouver un chemin libre d'où la mise en anti-parallèle des diodes avec les interrupteurs pour éviter l'ouverture du circuit de la source de courant.

2.2.2 Tension de sortie du SAPF

Les performances du filtre actif dépendent en grande partie de celles de l'onduleur de tension. Deux taches majeures lui ont été confiées, l'élimination des harmoniques et la compensation de l'énergie réactive. Afin de réaliser ces objectifs, celui-ci doit être capable de fournir une tension avec un contenu harmonique prédéfini et une amplitude optimale pour assurer la commandabilité des courants de compensation. Cependant le type de modulation mis en œuvre dans la commande des interrupteurs doit assurer un rejet des harmoniques et fixer également la tension maximale en sortie de l'onduleur.

2.2.2.1. Commande à la fréquence des grandeurs de sorties (*pleine onde*)

On sait que la commande en pleine onde ne permet que le contrôle de la tension fondamentale et ne peut donc être utilisée que dans les applications où l'on veut contrôler des grandeurs liées aux fondamentaux, comme par exemple la *compensation d'énergie réactive*. Dans ce type d'application, la charge étant le réseau lui-même, on peut contrôler l'énergie réactive échangée avec ce réseau en appliquant une tension fondamentale d'onduleur (V_{f1}) d'amplitude et phase variables.

$$P=\frac{V_{f1}\cdot V_s}{\omega\cdot L_f}\cdot sin(\delta) \tag{2.19}$$

$$Q=\frac{V_s^2}{\omega\cdot L_f}-\frac{V_{f1}\cdot V_s}{\omega\cdot L_f}cos(\delta) \tag{2.20}$$

Ainsi, si on considère un déphasage nul entre la tension réseau (V_s) et la tension de l'onduleur $(\delta=0)$, l'échange d'énergie réactive ne dépend que du rapport entre les amplitudes :

- *Si $V_{f1}>V_s$, l'onduleur fournie de la puissance réactive.*
- *Si $V_{f1}<V_s$, l'onduleur absorbe de la puissance réactive.*

On constate que l'on ne peut pas avoir un contrôle découplé de la puissance active et réactive. Cependant, si on impose la bonne valeur de la tension d'onduleur et un déphasage nul, on peut arriver à échanger en régime permanent la puissance réactive souhaitée à puissance nulle. Pour régler la tension de l'onduleur à la valeur nécessaire il suffit de charger ou décharger le condensateur en appliquant un déphasage positif (pour augmenter la tension de bus) ou négatif (pour la diminuer).

2.2.2.2. Commande à des fréquences Supérieures

On vient de voir que la commande en pleine onde possède des limites et ne peut finalement être utilisée dans des applications telles que le filtrage actif.

Cependant, on peut régler l'amplitude et la phase des composantes basses fréquences de la tension d'onduleur (fondamental + harmoniques basses fréquences) tout en repoussant les harmoniques non désirés, et ce, en augmentant la fréquence de commutation des interrupteurs par rapport à la fréquence des grandeurs fondamentales ; une véritable source de tension contrôlée est ainsi réalisée. Plusieurs types de commandes basées sur la Modulation de la Largeur d'Impulsions (MLI) peuvent assurer cet objectif. Dans le cadre de ce travail, on va présenter deux méthodes, une commande scalaire (*MLI intersective*) et la commande *MLI vectorielle.*

a. Commande en MLI scalaire (*Pulse Width Modulation-PWM*)

L'objectif de la modulation de la largeur d'impulsions des onduleurs de tension est le contrôle de la tension de sortie triphasée en amplitude et en fréquence avec une tension d'entrée (V_{dc}) constante. Pour obtenir une tension triphasée équilibrée, la même porteuse qui est en général un signal triangulaire (v_{tri}) de fréquence

élevée (f_m) , est comparée à trois ondes de références sinusoïdales ($v_{ref_{a,b,c}}$) de mêmes amplitudes décalées de 120° l'une par rapport à l'autre (qui peuvent être non sinusoïdales en fonction de l'application). Il est à noter à partir du spectre de la figure 2.7(b) qu'une quantité moyenne continue est présente dans la tension de sortie (v_{aK}) , qui est mesurée relativement au bus continu négatif (voir figure 2.6). Cette composante continue est annulée dans les tensions entre phases, comme il est illustré dans le spectre de la figure 2.7(c), où m_a est le rapport de modulation d'amplitude (coefficient de réglage) donné par :

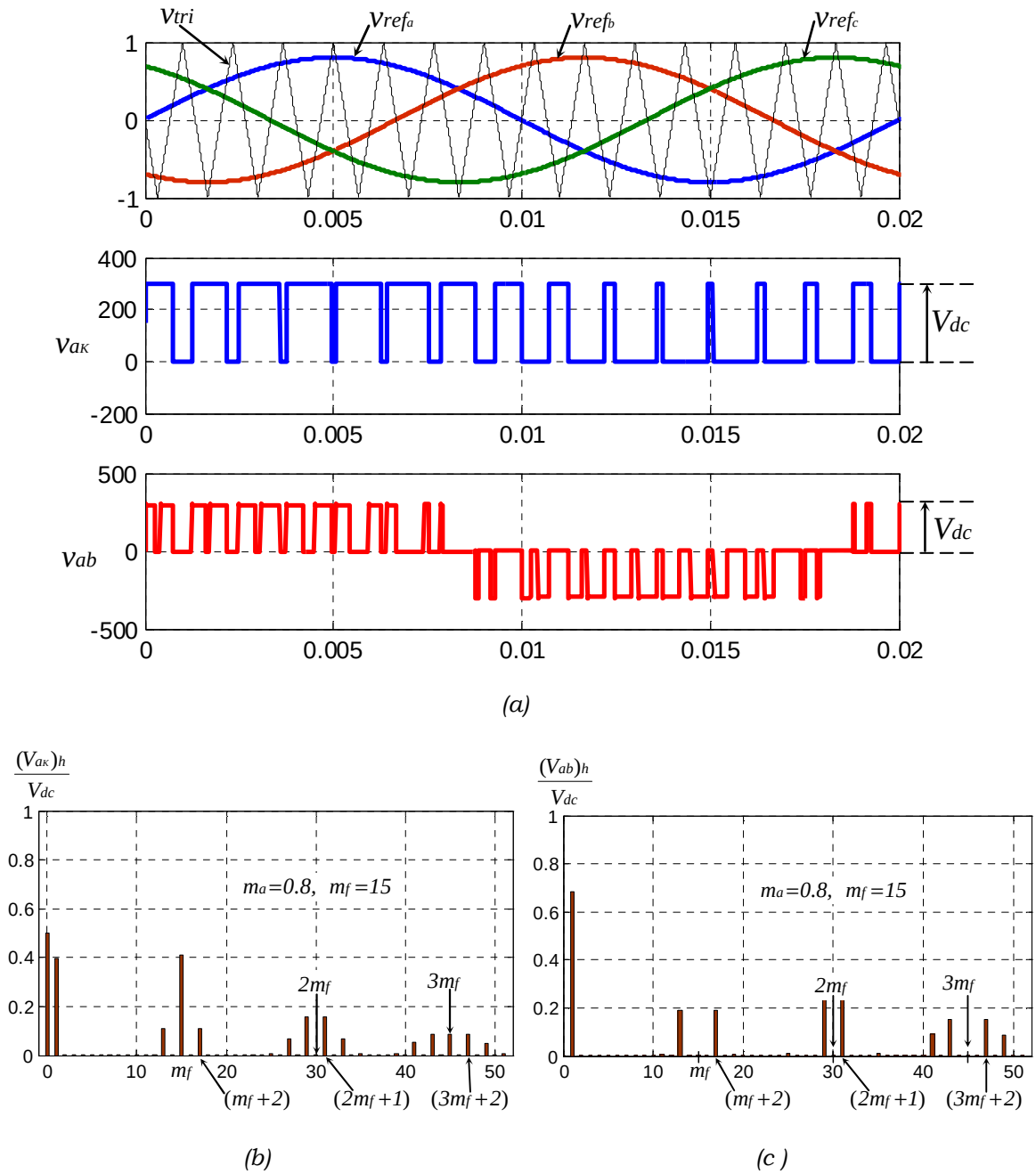


FIG. 2.7- *Formes de tensions triphasées obtenues d'une MLI scalaire et leurs spectres pour m_a=0.8 et m_f=15.*

$$m_a = \frac{(\hat{V}_{ref})}{(\hat{V}_{tri})} \tag{2.21}$$

Et m_f est le rapport de modulation de fréquence (indice de modulation) donné par :

$$m_f = \frac{f_m}{f_{ref}} \tag{2.22}$$

Dans les onduleurs triphasés, seuls les harmoniques des tensions entre phases sont le sujet de préoccupation [5 Moh]. En considérant juste les harmoniques du rang m_f et ses multiples impaires, le déphasage entre v_{aK} et v_{bK} à ces rangs est $(120 \cdot m_f{}^{\circ})$. Ce déphasage sera nul (multiple de 360°) si m_f est impaire et un multiple de trois (3). Par conséquent, l'harmonique au rang m_f sera supprimé de la tension composée v_{ab}.

On distingue deux modes de fonctionnement de la MLI scalaire [6 Row] [7 Kau]:

1) *Mode linéaire* : dans la région linéaire $(m_a \leq 1)$ (Fig.2.8), l'amplitude de la référence est inférieure ou égale à celle de la porteuse. Si la fréquence (f_m) est supérieure ou égale à vingt fois la fréquence de la référence (f_{ref}), le gain de l'onduleur est considéré $G \approx 1$. La composante du fondamental de la tension de sortie varie linéairement avec le coefficient de réglage (m_a).

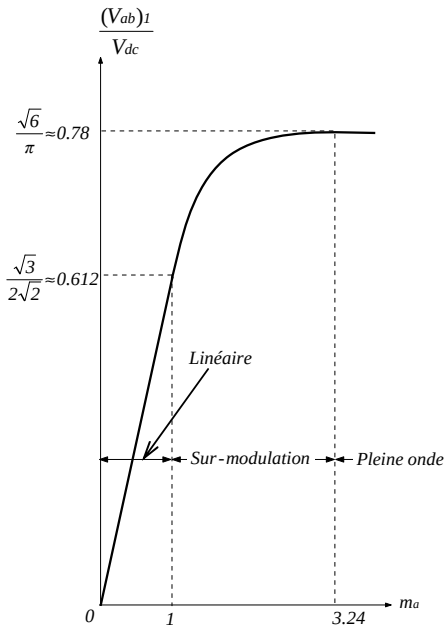


FIG. 2.8- *Evolution du terme fondamental de la tension composée de l'onduleur triphasé en fonction du coefficient de réglage.*

A partir de la figure 2.7(b) l'amplitude du fondamental de la tension sur un bras de l'onduleur s'écrit :

$$(\hat{V}_{aK})_1 = m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} \tag{2.23}$$

Par conséquent, la valeur efficace du terme fondamental de la tension entre phases peut être déduite comme suit :

$$(V_{ab})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot (\hat{V}_{aK})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a \cdot V_{dc} = 0.612\, m_a \cdot V_{dc} \tag{2.24}$$

2) *Mode non linéaire* : Par contre, si le point de fonctionnement se situe dans cette zone dite de sur-modulation $(m_{a>1})$, où l'amplitude du signal de référence est supérieure à celle de la porteuse, ceci introduit un gain d'onduleur $G<1$. Les tensions de phases ne sont plus sinusoïdales et il y a des harmoniques basses fréquences non souhaités qui s'ajoutent à la tension de sortie, entrainant l'augmentation du taux d'harmonique global (THD). Si la valeur de m_a augmente infiniment, les signaux de référence deviendront carrés et on travaillerait en pleine onde (type de commande étudié dans le paragraphe précédent), et la valeur maximum de l'amplitude de la tension fondamentale égale à $0.78\,V_{dc}$.

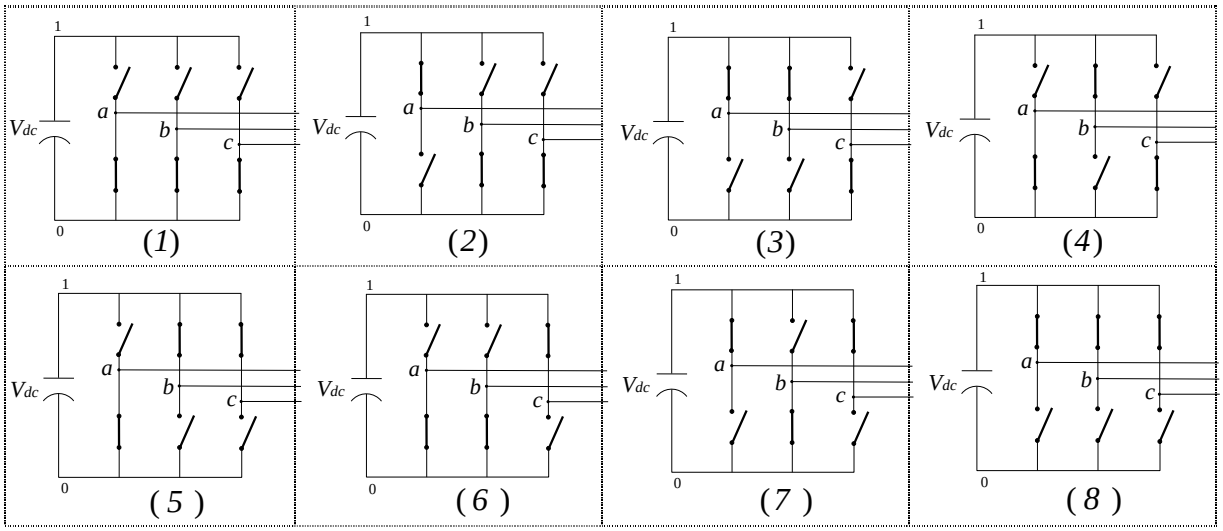
Dans le cas où le neutre est non raccordé, on peut augmenter l'amplitude de la tension de sortie (pour une valeur donnée de V_{dc}) sans dégrader sa qualité spectrale, en utilisant une méthode d'injection des harmoniques sur la référence, c'est à dire en appliquant un signal de référence non sinusoïdal pour la MLI [8 Lab]. Par exemple, en injectant l'harmonique 3 au signal de référence.

b. Commande en MLI vectorielle (*Space Vector Modulation-SVM*)

b.1. Espace des vecteurs de tension

Le respect des règles de connexion des sources et de commutations de l'onduleur de tension triphasé impose d'une part la continuité de circulation des courants de sortie et d'autre part l'interdiction des courts-circuits des sources de tensions d'entrées. Ainsi, huit configurations peuvent être envisagées comme il est indiqué sur le Tableau 2.1. La désignation est basée sur l'état des interrupteurs du commutateur du haut et définis par une combinaison binaire, l'état 1 correspond à un interrupteur fermé et l'état 0 à un interrupteur ouvert (exemple : 100 pour la configuration numéro 2 sur le Tableau 2.1).

Tableau 2.1 : Les huit configurations de commutation de l'onduleur de tension.



En prenant la deuxième configuration(*2*) de l'onduleur, du tableau 2.1, nous pouvons déduire que les tensions composées à sa sortie peuvent être écrites et représentées par un vecteur tension comme il est indiqué sur la figure.2.8.

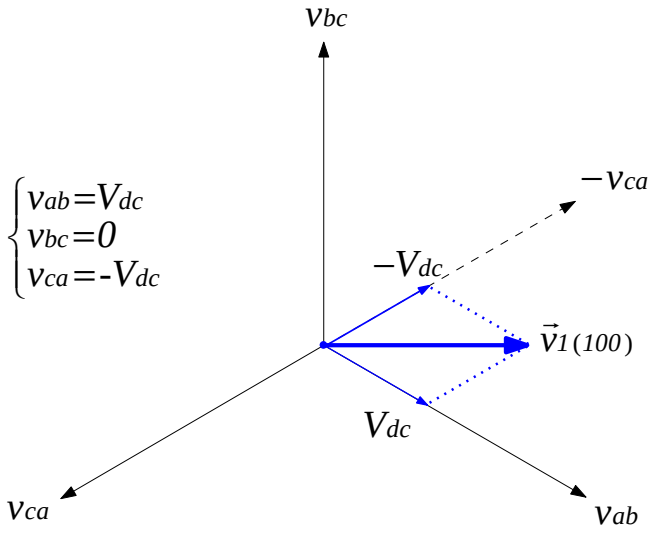


FIG. 2.9- *Représentation vectorielle de la tension pour la configuration (2).*

De la même manière nous obtenons la représentation vectorielle de la première (*1*) ou la dernière configuration (*8*), (Fig.2.10).

Finalement, la représentation des huit configurations aboutira à un hexagone centré, formé par six vecteur non nuls dits 'vecteurs actifs' (*active vectors*) et de deux vecteurs nuls dits 'vecteurs nuls' (*zero vectors*) (Fig.2.11) [9 Zho].

Le vecteur de tension désiré $(\vec{v}_{ref})$ à la sortie de l'onduleur à l'amplitude (V_m) et vitesse angulaire (ω) fixe, et représenté dans l'espace vectoriel $(\vec{ab},\vec{bc},\vec{ca})$.

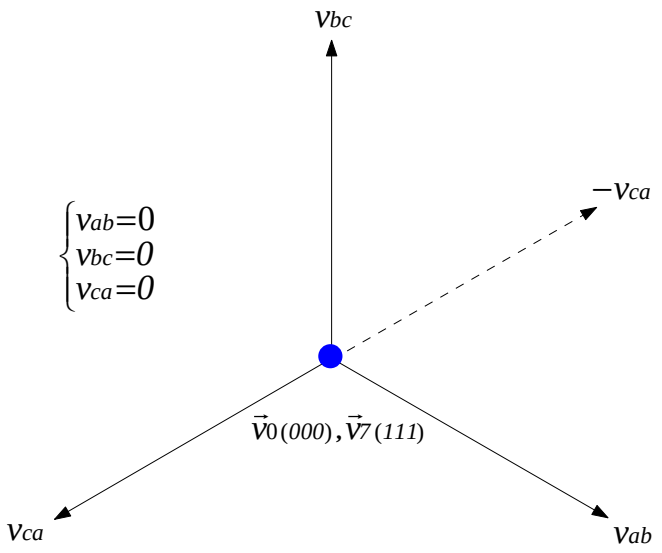


FIG. 2.10- *Représentation vectorielle de la tension pour la configuration (1) ou (8).*

On constate qu'il n'est pas facile de développer une commande par MLI dans ce repère à trois dimensions. Pour cela, il est préférable de faire la projection de tous les vecteurs dans un repère plus simple, à deux axes orthonormés, tel que celui développé par *Miss Emily Clarke.*

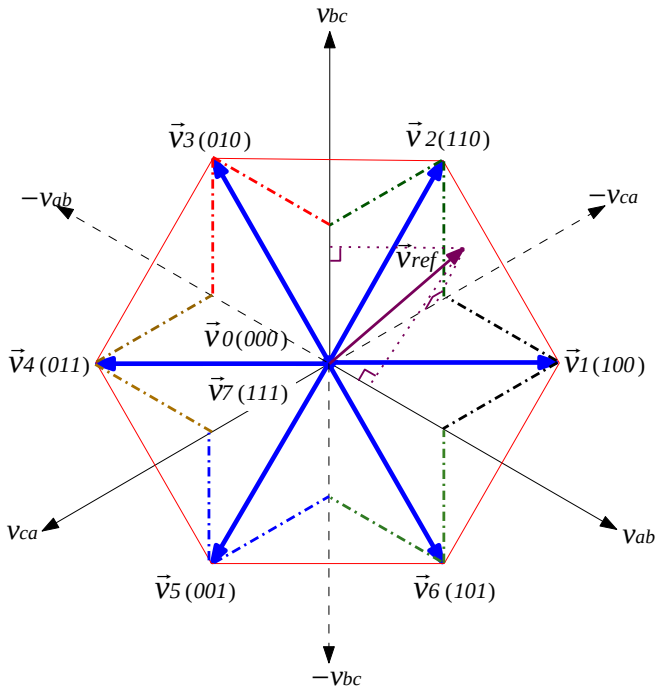


FIG. 2.11- *Représentation vectorielle de la tension pour les huit configurations.*

b.2. Modulation vectorielle

Au milieu des années quatre vingt (1980s), une forme d'une MLI appelée *Space Vector Modulation (SVM)* a été proposée, où il a été avancé qu'elle offre des avantages

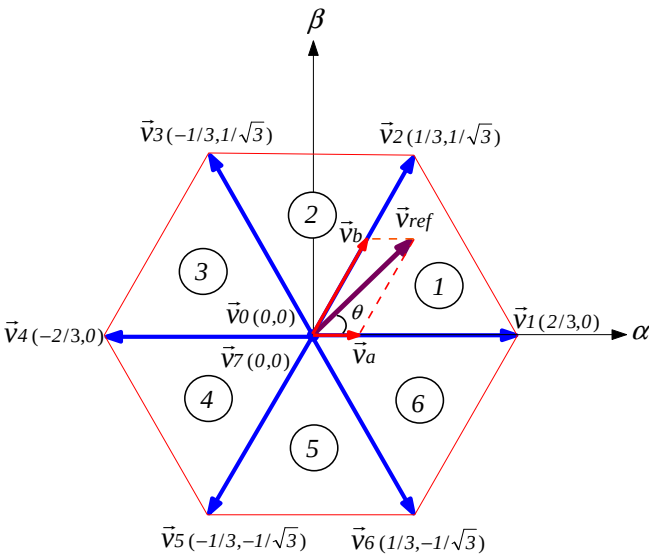


FIG. 2.12- *Représentation vectorielle de la tension dans le repère* (α,β).

significatifs par rapport à la MLI naturelle et à échantillonnage régulier du point de vue performances de simplicité d'implantation et un rapport de transfert maximal. [10 Hol-12 Oga].

Comme il a été mentionné au paragraphe précédent la projection des vecteurs sur le repère orthonormé (α,β) (Fig.2.12), conduit à un hexagone qui limite le pouvoir de génération de la tension de l'onduleur ainsi que six secteurs présentant les phases de transition entre un vecteur et un autre. Supposons un vecteur de référence $(\vec{v}_{ref})$, souhaité à la sortie de l'onduleur, situé dans le premier secteur. Donc on peut écrire :

$$\vec{v}_{ref}=\vec{v}_a+\vec{v}_b \tag{2.25}$$

Le vecteur équivalent est ainsi calculé à partir d'une combinaison linéaire des deux vecteurs adjacents correspondant au secteur où l'on se trouve et les deux vecteurs nuls. Donc, nous pouvons écrire :

$$\vec{v}_{ref}=\vec{v}_a+\vec{v}_b=\frac{t_a}{T_m}\cdot\vec{v}_1+\frac{t_b}{T_m}\cdot\vec{v}_2+\frac{t_o}{T_m}\cdot(\vec{v}_0 \text{ ou } \vec{v}_7) \tag{2.26}$$

Où t_a, t_b et t_o sont les instants d'applications des vecteurs actifs $\vec{v}_1, \vec{v}_2$ et des vecteurs nuls $(\vec{v}_0 \text{ ou } \vec{v}_7)$ respectivement pendant une période de modulation T_m, tel que :

$$\begin{cases} t_a = \dfrac{v_a}{v_1} \cdot T_m \\ t_b = \dfrac{v_b}{v_2} \cdot T_m \\ t_o = T_m - t_a - t_b \end{cases} \quad où \quad v_a = |\vec{v}_a|,\ v_b = |\vec{v}_b|,\ v_c = |\vec{v}_c| \quad et \quad v_1 = |\vec{v}_a|,\ v_2 = |\vec{v}_2| \tag{2.27}$$

De plus ; à partir de la figure 2.12, on peut facilement démonter que :

$$\begin{cases} v_{ref} \cdot sin(\dfrac{\pi}{3} - \theta) = v_a \cdot sin(\dfrac{\pi}{3}) \\ v_{ref} \cdot sin(\theta) = v_b \cdot sin(\dfrac{\pi}{3}) \end{cases} \quad où\ v_{ref} = |\vec{v}_{ref}| \tag{2.28}$$

D'où on peut écrire :

$$\begin{cases} v_a = \dfrac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_{ref} \cdot sin(\dfrac{\pi}{3} - \theta) \\ v_b = \dfrac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_{ref} \cdot sin(\theta) \end{cases} \tag{2.29}$$

En substituant les expressions des équations (2.27) dans les équations (2.29) il en découle les expressions des instants t_a, t_b et t_o en fonction de l'angle (θ) et de l'indice de modulation d'amplitude (m_a) :

$$\begin{cases} t_a = \dfrac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_m \cdot m_a \cdot sin(\dfrac{\pi}{3} - \theta) & 0 \le \theta \le \dfrac{\pi}{3} \\ t_a = \dfrac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_m \cdot m_a \cdot sin(\theta) & 0 \le \theta \le \dfrac{\pi}{3} \\ t_o = T_m - t_a - t_b \end{cases} \tag{2.30}$$

- Il est très important de noter que pour un indice de modulation excédant la valeur de $\sqrt{3}/2$, la valeur de (t_o) devient négative pour certaines valeurs de (θ). Cependant, cela n'a pas de sens physique, ce qui affirme que la valeur maximale de (m_a) qui garantit un bon fonctionnement de la MLI vectorielle dans la zone linéaire est exactement $\sqrt{3}/2 \approx 0.866$.
- Des valeurs élevées de (m_a) entraineront le fonctionnement en sur modulation où les équations (2.30) ne sont plus valables ; sujet qui a été traité par plusieurs auteurs [13 Gra][14 Holt].
- On peut choisir l'ordre des séquences (les deux vecteurs adjacents et le vecteur nul) de manière à atteindre différents objectifs. Ainsi, si on choisit

d'appliquer le vecteur nul au début et à la fin de la période avec une même durée pour chaque intervalle, l'harmonique trois sera créé avec une amplitude de 25% relativement à l'amplitude de la tension référence $(\vec{v}_{ref})$. L'addition du troisième harmonique engendre une réduction d'environ 25% des pertes de commutations par rapport à la méthode triangulo-sinusoïdale classique, qui ne contient pas d'harmonique d'ordre trois. Il est possible de faire varier l'amplitude du troisième harmonique en faisant varier le rapport (t_0/t_7), tel que (t_0, t_7) représentent les temps d'application des deux vecteurs $(\vec{v}_0, \vec{v}_7)$ respectivement.

- Du point de vue de la qualité spectrale, les méthodes scalaires et vectorielles offrent des performances très similaires. La méthode MLI scalaire avec injection d'harmoniques, ainsi que la MLI vectorielle permettent l'optimisation de la tension du bus continu jusqu'obtenir un cercle tangent par rapport à l'hexagone formée par les vecteurs de tension de l'onduleur, en contrepartie elles introduisent des harmoniques multiples de trois (3) dans la tension de branche et elles ne sont pas adéquates pour une configuration avec neutre raccordé. En outre, la méthode d'injection d'harmoniques est réservée aux signaux de référence sinusoïdaux, tandis que la MLI vectorielle peut être utilisée pour n'importe quel signal de référence et configuration d'onduleur de tension.

Comme conclusion, la tension efficace maximale du terme fondamental qui peut être obtenu à la sortie de l'onduleur, pour chaque technique citée, est présentée dans le Tableau 2.2.

Tableau 2.2 : Tension composée efficace fondamentale pour chaque technique de commande

Technique	$(V_{ab})_{1max}$
Pleine Onde	$\frac{\sqrt{6}}{\pi}V_{dc} \approx 0.78V_{dc}$
MLI scalaire	$\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}}V_{dc} \approx 0.612V_{dc}$
MLI vectorielle *MLI scalaire + 3éme harmonique*	V_{dc}

2.2.3 Puissance réactive fournie par un SAPF

Supposons le cas où la charge est inductive et ne génère pas d'harmoniques. Le compensateur statique se comporte en générateur de courants réactifs à la fréquence de $50Hz$. Les courants sont sinusoïdaux et l'on peut écrire les relations correspondantes à la phase (a) en se référant à la figure 2.6 :

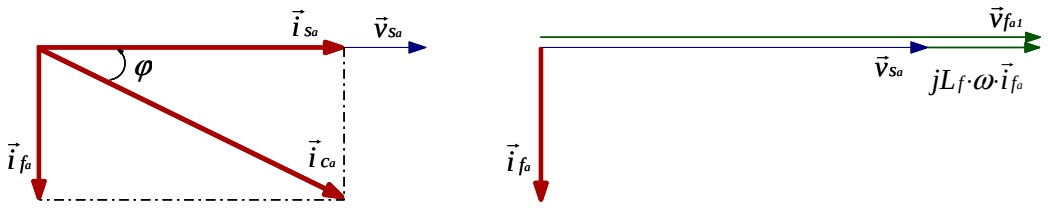


FIG. 2.13- *Diagramme des phaseurs pour une compensation d'énergie réactive du SAPF.*

$$\vec{i}_{ca} = \vec{i}_{sa} + \vec{i}_{fa} \tag{2.31}$$

$(\vec{i}_{sa})$ est en phase avec la tension $(\vec{v}_{sa})$ (*correspond à la composante active de* $(\vec{i}_{ca})$) $\Rightarrow$ $(\vec{i}_{fa})$ est en quadrature avec $(\vec{v}_{sa})$ (Fig.2.12). Donc on peut écrire :

$$\vec{v}_{fa1} = \vec{v}_{sa} + jL_f \cdot \omega \cdot \vec{i}_{fa} \tag{2.32}$$

$(\vec{v}_{fa1})$ est en phase avec $(\vec{v}_{sa}) \Rightarrow$ la relation (2.32) est algébrique(en valeurs efficaces) :

$$V_{f1} = V_s + jL_f \cdot \omega \cdot I_f \tag{2.33}$$

Par ailleurs, le fondamental de la tension alternative (V_{fa1}) s'exprime, en fonction de la tension du bus continue (V_{dc}) et du coefficient de réglage (m_a) de la commande supposée la MLI scalaire, par la relation :

$$V_{f1} = m_a \frac{V_{dc}}{2 \cdot \sqrt{2}} \tag{2.34}$$

La puissance réactive fournie par le SAPF s'exprime par :

$$Q = 3 \cdot V_s \cdot I_f \tag{2.35}$$

A partir de (2.33), (2.35) nous pouvons écrire :

$$Q = 3 \cdot V_s \cdot \frac{V_{f1} - V_s}{L_f \omega} \tag{2.36}$$

D'où on peut déduire, sachant (2.34), que :

$$Q = \frac{3 \cdot V_s}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot L_f \omega} \cdot V_{dc} \cdot m_a - \frac{3 \cdot V_s^2}{L_f \omega} \tag{2.37}$$

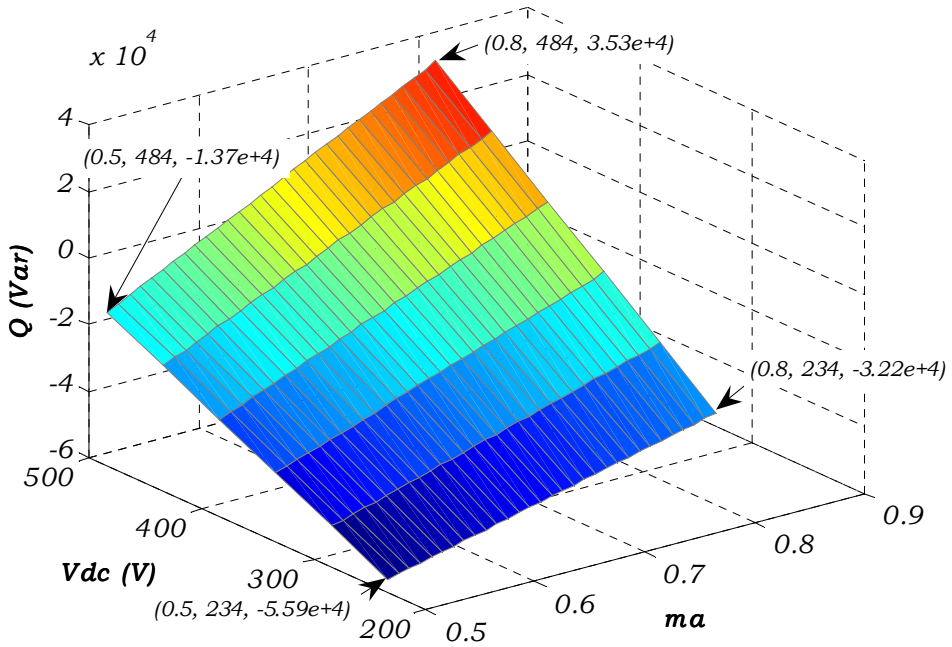


FIG. 2.14- *Surface d'évolution de l'énergie réactive* (Q) *en fonction de* (V_{dc}, m_a) *pour :* $V_s = 100V$ $L_f = 1mH$, $f = 50Hz$, $234V \le V_{dc} \le 500V$, $0.5 \le m_a \le 0.8$.

- La puissance réactive fournie par le SAPF est fonction de la valeur de la tension du condensateur (V_{dc}) et du coefficient de réglage (m_a).
- Pour une valeur de (V_{dc}) constante, l'évolution de (Q) dépend des variations du coefficient (m_a).
- En fonction de la valeur de (m_a), le SAPF fournit de la puissance réactive $(Q>0)$ ou en absorbe $(Q<0)$ (Fig.2.14).

2.3 Modélisation du SAPF

Deux aspects seront illustrés pour la modélisation du SAPF, un aspect électrique basé sur les chutes de tensions et la circulation des courants en appliquant les lois des mailles et des nœuds (*Lois de Kirchhoff*) et un aspect énergétique par analogie

au domaine mécanique basé sur l'écoulement des énergies cinétiques et potentielles (*Approche Euler-Lagrange*).

2.3.1. Modélisation du SAPF sous un aspect électrique

2.3.1.1. Modèle du SAPF dans un repère triphasé (*a,b,c*)

Le schéma de base considéré dans cette modélisation est celui de la figure 2.6 où la capacité (C_{dc}) est l'élément principal de stockage de l'énergie et l'inductance (L_f) est utilisée pour le couplage des deux sources de tension et le filtrage du courant généré par l'onduleur. Dans ce modèle, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. De même, les interrupteurs et les sources de tensions sont considérés comme idéaux.

En introduisant les définitions des vecteurs suivants :

$v_{S(a,b,c)}=[v_{Sa}\ v_{Sb}\ v_{Sc}]^T$: le vecteur des tensions de la source ;

$v_{f\,(a,b,c)}=[v_{fa}\ v_{fb}\ v_{fc}]^T$: le vecteur de tension de l'onduleur relativement au nœud N ;

$v_{f\,(a,b,c)K}=[v_{faK}\ v_{fbK}\ v_{fcK}]^T$: le vecteur des tensions de l'onduleur relativement au nœud K ;

$i_{S(a,b,c)}=[i_{Sa}\ i_{Sb}\ i_{Sc}]^T$: le vecteur des courants de source d'alimentation ;

$i_{C(a,b,c)}=[i_{Ca}\ i_{Cb}\ i_{Cc}]^T$: le vecteur des courants de la charge non linéaire ;

$i_{f\,(a,b,c)}=[i_{fa}\ i_{fb}\ i_{fc}]^T$: le vecteur des courants du filtre ;

V_{dc} : la tension de la capacité de stockage ;

V_{NK} : la tension entre les nœuds N et K.

Dans l'hypothèse où le système est équilibré, les tensions de la source sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} v_{Sa}(t)&=V_m\cos(\omega t)\\ v_{Sb}(t)&=V_m\cos(\omega t-2\pi/3)\\ v_{Sc}(t)&=V_m\cos(\omega t+2\pi/3)\end{aligned} \tag{2.38}$$

En raison de la topologie du filtre, la loi de Kirchoff et les relations (2.36) permettent d'écrire que les sommes des tensions et des courants cités ci-dessus sont nuls :

$$\begin{aligned} v_{Sa}+v_{Sb}+v_{Sc}&=0\\ i_{Sa}+i_{Sb}+i_{Sc}&=0\\ i_{Ca}+i_{Cb}+i_{Cc}&=0\\ i_{fa}+i_{fb}+i_{fc}&=0\end{aligned} \tag{2.39}$$

Les interrupteurs des bras de l'onduleur fonctionnent en complémentarité plus précisément quand celui du haut, S_{jp}, $j \in \{a,b,c\}$ du $j^{éme}$ bras est conducteur celui du bas, S_{jn} est bloqué (S_{jp} est " fermé " et S_{jn} est " ouvert "). L'état de ces interrupteurs est défini par les fonctions logiques S_a, S_b et S_c dont leur valeur est (1) quand l'interrupteur positif est fermé et (0) quand le négatif est ouvert. Par conséquent, il est possible de déduire les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned} S_a &= 0 \rightarrow v_{fa_k} = 0 \\ &= 1 \rightarrow v_{fa_k} = V_{dc} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_b &= 0 \rightarrow v_{fb_k} = 0 \\ &= 1 \rightarrow v_{fb_k} = V_{dc} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_c &= 0 \rightarrow v_{fc_k} = 0 \\ &= 1 \rightarrow v_{fc_k} = V_{dc} \end{aligned}$$

En appliquant la loi des mailles, les expressions du vecteur $v_{f(a,b,c)}$ sont définies par :

$$\begin{aligned} v_{fa} &= v_{Sa} - L_f \frac{di_{fa}}{dt} - R\, i_{fa} = S_a V_{dc} - v_{NK} \\ v_{fb} &= v_{Sb} - L_f \frac{di_{fb}}{dt} - R\, i_{fb} = S_b V_{dc} - v_{NK} \\ v_{fc} &= v_{Sc} - L_f \frac{di_{fc}}{dt} - R\, i_{fc} = S_c V_{dc} - v_{NK} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} &= S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \end{aligned} \tag{2.40}$$

Où (R) représente la résistance interne de l'inductance de couplage (L_f).

En faisant la somme des trois premières équations de (2.40), sachant les conditions sur le système de (2.39), il vient:

$$\begin{aligned} & v_{fa} + v_{fb} + v_{fc} = 0 \\ & v_{NK} = \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \cdot V_{dc} \end{aligned} \tag{2.41}$$

En introduisant (2.41), les équations (2.40) précédentes peuvent être mises sous forme de système d'état comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{di_{fa}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fa} - \frac{V_{dc}}{L_f}\left(S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}\right) + \frac{1}{L_f} v_{Sa} \\ \frac{di_{fb}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fb} - \frac{V_{dc}}{L_f}\left(S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}\right) + \frac{1}{L_f} v_{Sb} \\ \frac{di_{fc}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fc} - \frac{V_{dc}}{L_f}\left(S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}\right) + \frac{1}{L_f} v_{Sc} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} [S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc}] \end{aligned} \tag{2.42}$$

Du système d'équations (2.40) il est possible de définir de nouvelles fonctions de commande (u_a, u_b, u_c) tel que :

$$\begin{aligned} u_a &= \left(S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \\ u_b &= \left(S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \\ u_c &= \left(S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \end{aligned} \tag{2.43}$$

Il est important de souligner que les fonctions logiques précédentes S_j représentent les tensions v_{fjk} normalisées relativement à la tension du bus continu V_{dc}, tandis que les nouvelles fonctions de commande représentent les tensions normalisées v_{fj} qui sont référées au nœud (N). En examinant l'équation précédente (2.43) il est possible d'exprimer les fonctions logiques et les fonctions de commandes sous une forme plus compacte :

$$u_{abc} = {}^{u}T_s \, S_{abc} \tag{2.44}$$

Avec

$$u_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}; \qquad S_{abc} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}; \qquad {}^{u}T_s = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix}$$

En considérant les huit combinaisons possibles des trois interrupteurs, le Tableau 2.3 peut être déduit.

Tableau 2.3 : Les fonctions de commande dans le repère (a, b, c).

S_a	S_b	S_c	$(S_a+S_b+S_c)/3$	u_a	u_b	u_c
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1/3	2/3	-1/3	-1/3
1	1	0	2/3	1/3	1/3	-2/3
0	1	0	1/3	-1/3	2/3	-1/3
0	1	1	2/3	-2/3	1/3	1/3
0	0	1	1/3	-1/3	-1/3	2/3
1	0	1	2/3	1/3	-2/3	1/3
1	1	1	1	0	0	0

Le système d'état obtenu en (2.42) peut être réécrit facilement avec les nouvelles fonctions de commandes :

$$\begin{aligned}
\frac{di_{fa}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fa} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_a + \frac{1}{L_f} v_{sa} \\
\frac{di_{fb}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fb} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_b + \frac{1}{L_f} v_{sb} \\
\frac{di_{fc}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{fc} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_c + \frac{1}{L_f} v_{sc} \\
\frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} [u_a i_{fa} + u_b i_{fb} + u_c i_{fc}]
\end{aligned} \tag{2.45}$$

On constate que le dernier modèle diffère sensiblement du précédent par la différence de définition du vecteur de commande (u) au lieu de celui de logique (S).

2.3.1.2. Modèle du SAPF dans un repère biphasé (α ,β)

Toutes les variables du modèle triphasé du SAPF ci-dessus sont équilibrées. Et leurs sommes sont toujours nulles (2.39). Prenons en considérations (2.43), la même relation s'applique pour les fonctions de commande :

$$u_a + u_b + u_c = 0 \tag{2.46}$$

En gardant à l'esprit (2.39) et cette dernière relation, il est clair que le modèle triphasé est redondant et un modèle biphasé du SAPF peut être obtenu au moyen d'une transformation appropriée (*le fait d'avoir un système équilibré, nous permettra également de réduire la dimension du système. En effet, cette condition algébrique se traduit dans ce repère par une composante homopolaire nulle*).

En particulier le système cartésien choisi et son orientation, relativement à l'ancien système triphasé, est présenté dans la figure 2.15. Le vecteur général x_{abc} peut être représenté dans le plan (α, β) par :

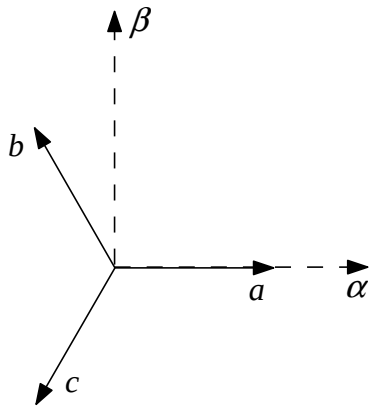


FIG. 2.15- *Position de l'axe biphasé relativement à celui triphasé.*

$$x_{\alpha\beta} = {}^{\alpha\beta}T_{abc}\, x_{abc}$$
$$x_{abc} = {}^{abc}T_{\alpha\beta}\, x_{\alpha\beta} \qquad (2.47)$$

Avec :

$${}^{\alpha\beta}T_{abc} = k\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, \qquad {}^{abc}T_{\alpha\beta} = \frac{2}{3k}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

Où la constante k doit être bien choisie. En particulier :

- $k = \frac{2}{3}$, dans ce cas l'amplitude du signal sinusoïdal dans le repère (a, b, c) est égale à l'amplitude du signal dans le nouveau système d'axes ("conservation d'amplitude", dite Transformation de Clarke).
- $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$, le produit scalaire des courants et des tensions dans le repère (a, b, c) est le même que celui dans le nouveau système d'axes ("conservation de la puissance", dite Transformation de Concordia).

Par le biais de ces outils, le modèle triphasé précédent (2.45) peut être réaménagé dans une représentation biphasée comme suit :

$$\frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{f\alpha} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_\alpha + \frac{1}{L_f} v_{s\alpha}$$
$$\frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{f\beta} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_\beta + \frac{1}{L_f} v_{s\beta} \qquad (2.48)$$
$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{2}{3k^2}\frac{1}{C_{dc}}\left[u_\alpha \cdot i_\alpha + u_\beta \cdot i_\beta\right]$$

Tableau 2.4 : Les fonctions de commande dans le repère (α, β)

u_j	u_a	u_b	u_c	u_α	u_β
u_0	0	0	0	0	0
u_1	2/3	-1/3	-1/3	2/3	0
u_2	1/3	1/3	-2/3	1/3	$1/\sqrt{3}$
u_3	-1/3	2/3	-1/3	-1/3	$1/\sqrt{3}$
u_4	-2/3	1/3	1/3	-2/3	0
u_5	-1/3	-1/3	2/3	-1/3	$-1/\sqrt{3}$
u_6	1/3	-2/3	1/3	1/3	$-1/\sqrt{3}$
u_7	0	0	0	0	0

Où $[i_{f\alpha} \quad i_{f\beta} \quad V_{dc}]^T$ est le vecteur d'état du système, $[u_\alpha \quad u_\beta]^T$ est le vecteur de commande, tandis que le vecteur de tension de source $[v_{S\alpha} \quad v_{S\beta}]^T$ agit en qualité de perturbation.

Maintenant, le vecteur de commande peut être représenté dans le nouveau repère et les huit configurations introduites dans le tableau 2.3 peuvent être translatées en termes $\alpha\beta$ comme il est montré sur la figure 2.16 et dans le tableau 2.4 où la valeur choisie de $k=2/3$.

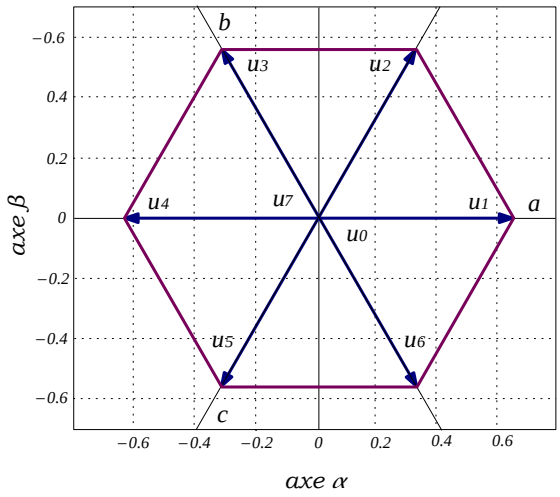


FIG. 2.16- *Projection du vecteur de commande sur l'axe* (α, β) .

2.3.1.3. Modèle du SAPF dans un repère tournant (*d* ,*q*)

L'intérêt principal du repère (α, β) est de réduire la complexité du système. Cependant, il existe un autre repère dans la littérature qui répond aux mêmes objectifs que le précédent : c'est le repère tournant (d, q). Ce repère tournant est obtenu en appliquant une rotation sur le repère stationnaire (α, β) d'un angle (ωt) où (ω) est la vitesse angulaire de la source (Fig. 2.17), il en résulte non

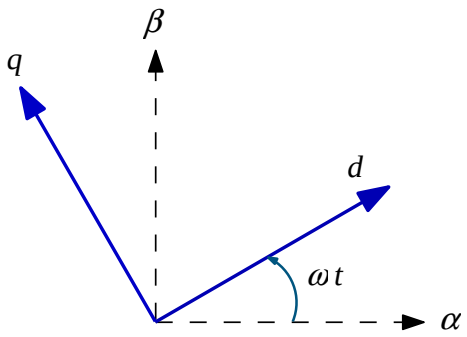


FIG. 2.17- *Représentation des repères fixe* (α, β) *et tournant* (d, q) .

seulement que les quantités sinusoïdales tournant à la même fréquence angulaire deviennent des constantes dans ce nouveau repère [15 Guf], mais aussi qu'au sens des variables exprimées dans ce repère où ces dernières sur (d) et (q) sont liées respectivement à l'écoulement de la puissance active et réactive dans le système [16 Soa]. Les variables dans le repère (d,q) sont obtenues par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} x_{dq} &= {}^{dq}T_{\alpha\beta}\, x_{\alpha\beta} \\ x_{\alpha\beta} &= {}^{\alpha\beta}T_{dq}\, x_{dq} \end{aligned} \tag{2.49}$$

Avec :

$${}^{dq}T_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} cos(\omega t) & sin(\omega t) \\ -sin(\omega t) & cos(\omega t) \end{bmatrix}, \qquad {}^{\alpha\beta}T_{dq} = \begin{bmatrix} cos(\omega t) & -sin(\omega t) \\ sin(\omega t) & cos(\omega t) \end{bmatrix} \tag{2.50}$$

Il est aussi possible de définir une transformation directe entre le repère triphasé (a, b, c) et le repère tournant (d, q) par la matrice suivante :

$${}^{dq}T_{abc} = k \begin{bmatrix} cos(\omega t) & cos(\omega t - 2\pi/3) & cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -sin(\omega t) & -sin(\omega t - 2\pi/3) & -sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Par exemple le vecteur de tension de ligne est exprimé dans le repère (d,q) par :

$$v_{s_{dq}} = {}^{dq}T_{abc}\, v_{s_{abc}} = \frac{2}{3k} \begin{bmatrix} V_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd0} \\ 0 \end{bmatrix}$$

En utilisant l'équation (2.50), le modèle biphasé du SAPF (2.48) peut être exprimé dans le plan (d,q) comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{di_{f_d}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{f_d} + \omega i_{f_q} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_d + \frac{1}{L_f} V_{sd0} \\ \frac{di_{f_q}}{dt} &= -\omega i_{f_d} - \frac{R}{L_f} i_{f_q} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_q \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{2}{3k^2} \frac{1}{C_{dc}} \left[u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q \right] \end{aligned} \tag{2.51}$$

2.3.2. Modélisation du SAPF sous un aspect énergétique

L'approche d'Euler-Lagrange est une puissante méthodologie pour l'étude d'un certain nombre d'aspects physiques dans les systèmes réels et peut être appliquée aussi bien pour l'étude des dispositifs mécaniques qu'électriques [17Oya]. Pratiquement, dans cette méthode la première étape consiste à définir les

paramètres d'Euler-Lagrange (*E-L*) caractérisant les principaux aspects de l'énergie du système. Une fois que la fonction de Lagrange du système, définie comme la différence entre les énergies cinétique et potentielle, est obtenue [18 Ort]:

$$\mathcal{L}=\mathcal{T}-\mathcal{V} \tag{2.52}$$

Les équations dynamiques du système peuvent être extraites par le biais du formalisme d'Euler-Lagrange donné par l'équation :

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}}\right)-\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q}+\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \dot{q}}=Q \tag{2.53}$$

Dans cette partie de la thèse nous proposons un modèle équivalent qui permet de faire ressortir les propriétés énergétiques de la structure du SAPF.

Pour cela, dans le cas de l'onduleur de tension, l'objectif principal est d'obtenir les paramètres (*E-L*) en mesure de décrire le système pour toutes les configurations des interrupteurs. En d'autres termes, si on considère le SAPF de la figure 2.6, l'onduleur de tension assume instantanément une des huit valeurs possibles du tableau 2.3, corrélativement, les paramètres d' (*E-L*) prennent différentes valeurs. Par exemple, si les trois fonctions logique S_a, S_b et S_c sont égales à $S_a=1, S_b=1, S_c=0$ le système résultant est un système d'(*E-L*) dénoté par Σ_{110} caractérisé par l'ensemble $\{\mathcal{T}_{110}, \mathcal{V}_{110}, \mathcal{F}_{110}, Q_{110}\}$ où :

- $\mathcal{T}_{110}$ représente l'énergie cinétique ;
- $\mathcal{V}_{110}$ représente l'énergie potentielle ;
- $\mathcal{F}_{110}$ représente la fonction de dissipation ;
- Q_{110} représente le vecteur des efforts extérieurs appliqués au système (des forces dans les cas mécaniques, sources de courant ou tension dans le cas électrique).

De la même manière pour les autres configurations, les paramètres d'(*E-L*) correspondant décrivent les systèmes en jeu. Donc, le system globale Σ_S découlant de tous les systèmes d'(*E-L*) est un système (*E-L*) commuté, et son ensemble de paramètres commutés $\{\mathcal{T}_S, \mathcal{V}_S, \mathcal{F}_S, Q_S\}$ doit être convenablement développé. A savoir ; l'application des équations d'(*E-L*) à l'ensemble $\{\mathcal{T}_S, \mathcal{V}_S, \mathcal{F}_S, Q_S\}$ a pour résultat un modèle paramétré (Σ_S), qui doit être compatible avec les différents systèmes obtenus, une fois que la position décrite par le vecteur logique $(\boldsymbol{S})$ est sélectionnée. Cependant ; un paramétrage cohérent peut être effectué de plusieurs manières.

Ainsi, en respectant la nature essentielle du système, et la cohérence mathématique, l'analyse d'(*E-L*) est faite.

Soit le système de la figure 2.5. La formulation dynamique de Lagrange des huit circuits possibles, associés à chacune des huit configurations possibles des interrupteurs, est considérée séparément. Deux coordonnées généralisées suffisent pour décrire le système. En effet, (q_{Lf}^{a}) et (q_{Lf}^{b}) représentent les charges électriques circulantes respectivement dans les inductances de couplage des phases (a) et (b). Suite à l'équilibre du système, la charge circulante dans la troisième inductance peut être exprimée par :

$$q_{Lf}^{c} = -q_{Lf}^{a} - q_{Lf}^{b}$$

D'autre part également, la charge de la capacité peut être exprimée en fonction de (q_{Lf}^{a}) et (q_{Lf}^{b}) qui sont sélectionnées comme étant les coordonnées généralisées:

$$q_C = S_a q_{Lf}^{a} + S_b q_{Lf}^{b} + S_c q_{Lf}^{c} = (S_a - S_c) q_{Lf}^{a} + (S_b - S_c) q_{Lf}^{b} \tag{2.54}$$

On considère l'état du vecteur $\boldsymbol{S} = [000]^T$. Dans ce cas deux circuits découplés sont clairement obtenus et l'énergie délivrée par les sources est stockée sous forme d'énergie cinétique dans les branches inductives. Définissons $(\mathcal{T}_{000})$ et $(\mathcal{V}_{000})$ comme les énergies cinétique et potentielle respectivement, $(\mathcal{F}_{000})$ comme fonction de dissipation et (Q_{000}) comme vecteur des efforts extérieurs. Leurs valeurs sont exprimées par :

$$\begin{aligned}
\mathcal{T}_{000} &= \frac{1}{2} L_f \left(\dot{q}_{Lf}^{a}\right)^2 + \frac{1}{2} L_f \left(\dot{q}_{Lf}^{b}\right)^2 + \frac{1}{2} L_f \left(-\dot{q}_{Lf}^{a} - \dot{q}_{Lf}^{b}\right)^2 \\
\mathcal{V}_{000} &= 0 \\
\mathcal{F}_{000} &= \frac{1}{2} R \left(\dot{q}_{Lf}^{a}\right)^2 + \frac{1}{2} R \left(\dot{q}_{Lf}^{b}\right)^2 + \frac{1}{2} R \left(-\dot{q}_{Lf}^{a} - \dot{q}_{Lf}^{b}\right)^2 \\
Q_{000} &= \begin{bmatrix} Q_{Lfa}^{000} \\ Q_{Lfb}^{000} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Sa} - v_{Sc} \\ v_{Sb} - v_{Sc} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.55}$$

Où Q_{Lfa}^{000} et Q_{Lfb}^{000} sont les fonctions efforts associées aux coordonnées (q_{Lf}^{a}) et (q_{Lf}^{b}), respectivement.

Considérons maintenant un deuxième état du vecteur $\boldsymbol{S}=[100]^T$. Dans ce cas particulier, du point de vue physique, l'énergie cinétique stockée dans l'inductance de la phase (a) est transférée, sous forme d'énergie potentielle, à la capacité (C_{dc}). Les paramètres d'(*E-L*) pour ce type de configuration de circuit s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned}
\mathcal{T}_{100} &= \frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2\\
\mathcal{V}_{100} &= \frac{1}{2C_{dc}}\left(q_{L_f}^a\right)^2\\
\mathcal{F}_{100} &= \frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}R\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2\\
Q_{100} &= \begin{bmatrix} Q_{L_{fa}}^{100}\\ Q_{L_{fb}}^{100}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} v_{S_a}-v_{S_c}\\ v_{S_b}-v_{S_c}\end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.56}$$

De la même manière l'analyse est effectuée pour les autres configurations comme il est reporté sur le tableau 2.5.

Les paramètres d'(*E-L*) des huit configurations possibles aboutissent à une égalité de l'énergie cinétique, la fonction de dissipation et du vecteur des efforts extérieurs. L'énergie potentielle est l'unique terme changé quand la configuration des interrupteurs change.

L'ensemble suivant des paramètres (*E-L*) commutés est proposé pour décrire les huit configurations de commutation mentionnées ci-dessus:

$$\begin{aligned}
\mathcal{T}_S &= \frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2\\
\mathcal{V}_S &= \frac{1}{2C_{dc}}\left(\left(S_a-S_c\right)q_{L_f}^a+\left(S_b-S_c\right)q_{L_f}^b\right)^2\\
\mathcal{F}_S &= \frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}R\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2\\
Q_S &= \begin{bmatrix} Q_{L_{fa}}^{S}\\ Q_{L_{fb}}^{S}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} v_{S_a}-v_{S_c}\\ v_{S_b}-v_{S_c}\end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.57}$$

Tableau 2.5 : Analyse d'(E-L) du SAPF pour les configurations possibles en commutations.

Les paramètres d'(E-L) pour les configurations possibles en commutations	
$\boldsymbol{S}=[000]^T$	
Energie Cinétique	$\mathcal{T}_{000}=\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Energie Potentielle	$\mathcal{V}_{000}=0$
Fonction de Dissipation	$\mathcal{F}_{000}=\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}R\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Efforts Extérieurs	$Q_{L_{fa}}^{000}=v_{S_a}-v_{S_c}$; $Q_{L_{fb}}^{000}=v_{S_b}-v_{S_c}$
$\boldsymbol{S}=[100]^T$	
Energie Cinétique	$\mathcal{T}_{100}=\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Energie Potentielle	$\mathcal{V}_{100}=\frac{1}{2C_{dc}}\left(q_{L_f}^a\right)^2$
Fonction de Dissipation	$\mathcal{F}_{100}=\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}R\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Efforts Extérieurs	$Q_{L_{fa}}^{100}=v_{S_a}-v_{S_c}$; $Q_{L_{fb}}^{100}=v_{S_b}-v_{S_c}$
$\boldsymbol{S}=[010]^T$	
Energie Cinétique	$\mathcal{T}_{010}=\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Energie Potentielle	$\mathcal{V}_{010}=\frac{1}{2C_{dc}}\left(q_{L_f}^b\right)^2$
Fonction de Dissipation	$\mathcal{F}_{010}=\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}R\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Efforts Extérieurs	$Q_{L_{fa}}^{010}=v_{S_a}-v_{S_c}$; $Q_{L_{fb}}^{010}=v_{S_b}-v_{S_c}$
$\boldsymbol{S}=[110]^T$	
Energie Cinétique	$\mathcal{T}_{110}=\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Energie Potentielle	$\mathcal{V}_{110}=\frac{1}{2C_{dc}}\left(q_{L_f}^b+q_{L_f}^a\right)^2$
Fonction de Dissipation	$\mathcal{F}_{110}=\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}R\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Efforts Extérieurs	$Q_{L_{fa}}^{110}=v_{S_a}-v_{S_c}$; $Q_{L_{fb}}^{110}=v_{S_b}-v_{S_c}$

$\boldsymbol{S}=[001]^T$	
Energie Cinétique	$\mathcal{T}_{001}=\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Energie Potentielle	$\mathcal{V}_{001}=\frac{1}{2C_{dc}}\left(-q_{L_f}^a-q_{L_f}^b\right)^2$
Fonction de Dissipation	$\mathcal{F}_{001}=\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}R\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Efforts Extérieurs	$Q_{L_{fa}}^{001}=v_{S_a}-v_{S_c}$; $Q_{L_{fb}}^{001}=v_{S_b}-v_{S_c}$
$\boldsymbol{S}=[101]^T$	
Energie Cinétique	$\mathcal{T}_{101}=\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Energie Potentielle	$\mathcal{V}_{101}=\frac{1}{2C_{dc}}\left(-q_{L_f}^b\right)^2$
Fonction de Dissipation	$\mathcal{F}_{101}=\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}R\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Efforts Extérieurs	$Q_{L_{fa}}^{101}=v_{S_a}-v_{S_c}$; $Q_{L_{fb}}^{101}=v_{S_b}-v_{S_c}$
$\boldsymbol{S}=[011]^T$	
Energie Cinétique	$\mathcal{T}_{011}=\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Energie Potentielle	$\mathcal{V}_{011}=\frac{1}{2C_{dc}}\left(-q_{L_f}^a\right)^2$
Fonction de Dissipation	$\mathcal{F}_{011}=\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}R\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Efforts Extérieurs	$Q_{L_{fa}}^{011}=v_{S_a}-v_{S_c}$; $Q_{L_{fb}}^{011}=v_{S_b}-v_{S_c}$
$\boldsymbol{S}=[111]^T$	
Energie Cinétique	$\mathcal{T}_{111}=\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}L_f\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Energie Potentielle	$\mathcal{V}_{111}=0$
Fonction de Dissipation	$\mathcal{F}_{111}=\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^a\right)^2+\frac{1}{2}R\left(\dot{q}_{L_f}^b\right)^2+\frac{1}{2}R\left(-\dot{q}_{L_f}^a-\dot{q}_{L_f}^b\right)^2$
Efforts Extérieurs	$Q_{L_{fa}}^{111}=v_{S_a}-v_{S_c}$; $Q_{L_{fb}}^{111}=v_{S_b}-v_{S_c}$

La fonction de commutation de Lagrange associée avec les paramètres d'(*E-L*) est :

$$\mathcal{L}s = \mathcal{T}s - \mathcal{V}s =$$
$$= \frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}^a_{L_f}\right)^2 + \frac{1}{2}L_f\left(\dot{q}^b_{L_f}\right)^2 + \frac{1}{2}L_f\left(-\dot{q}^a_{L_f} - \dot{q}^b_{L_f}\right)^2 - \frac{1}{2C_{dc}}\left(\left(S_a - S_c\right)q^a_{L_f} + \left(S_b - S_c\right)q^b_{L_f}\right)^2 \tag{2.58}$$

En prenant en considération l'équation (2.53) citée ci-dessus, il sera facile d'obtenir les équations reflétant le comportement dynamique du circuit:

$$\begin{aligned} &2L_f\,\ddot{q}^a_{L_f} + L_f\,\ddot{q}^b_{L_f} + \left(S_a - S_c\right)\frac{1}{C_{dc}}\left(\left(S_a - S_c\right)q^a_{L_f} + \left(S_b - S_c\right)q^b_{L_f}\right) + 2R\,\dot{q}^a_{L_f} + R\,\dot{q}^b_{L_f} = v_{S_a} - v_{S_c} \\ &L_f\,\ddot{q}^a_{L_f} + 2\,L_f\,\ddot{q}^b_{L_f} + \left(S_a - S_c\right)\frac{1}{C_{dc}}\left(\left(S_a - S_c\right)q^a_{L_f} + \left(S_b - S_c\right)q^b_{L_f}\right) + R\,\dot{q}^a_{L_f} + 2R\,\dot{q}^b_{L_f} = v_{S_b} - v_{S_c} \end{aligned} \tag{2.59}$$

En faisant quelques manipulations algébriques sur les deux équations précédentes, les relations suivantes sont obtenues:

$$\begin{aligned} &L_f\,\ddot{q}^a_{L_f} + \frac{1}{C_{dc}}\left(S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}\right)\left(\left(S_a - S_c\right)q^a_{L_f} + \left(S_b - S_c\right)q^b_{L_f}\right) + R\,\dot{q}^a_{L_f} = v_{S_a} \\ &L_f\,\ddot{q}^b_{L_f} + \frac{1}{C_{dc}}\left(S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}\right)\left(\left(S_a - S_c\right)q^a_{L_f} + \left(S_b - S_c\right)q^b_{L_f}\right) + R\,\dot{q}^b_{L_f} = v_{S_b} \end{aligned} \tag{2.60}$$

Définissons un nouveau vecteur d'état :

$$\boldsymbol{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{q}^a_{L_f} \\ \dot{q}^b_{L_f} \\ \dot{q}^c_{L_f} \\ q_C / C_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{q}^a_{L_f} \\ \dot{q}^b_{L_f} \\ -\dot{q}^a_{L_f} - \dot{q}^b_{L_f} \\ \frac{1}{C_{dc}}\left[\left(S_a - S_c\right)q^a_{L_f} + \left(S_b - S_c\right)q^b_{L_f}\right] \end{bmatrix} \tag{2.61}$$

Ainsi, le modèle dans l'espace d'état qui décrit le circuit est le suivant:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{R}{L_f}x_1 - \frac{1}{L_f}\left(S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}\right)x_4 + \frac{1}{L_f}v_{S_a} \\ \dot{x}_2 &= -\frac{R}{L_f}x_2 - \frac{1}{L_f}\left(S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}\right)x_4 + \frac{1}{L_f}v_{S_b} \\ \dot{x}_3 &= -\frac{R}{L_f}x_2 - \frac{1}{L_f}\left(S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}\right)x_4 + \frac{1}{L_f}v_{C_a} \\ \dot{x}_4 &= \frac{1}{C_{dc}}\left[S_a\,x_1 + S_b\,x_2 + S_c\,x_3\right] \end{aligned} \tag{2.62}$$

Finalement, sous un aspect énergétique et en utilisant le formalisme de Euler-Lagrange nous avons obtenu un modèle ci-dessus (2.62) assimilable à celui développé précédemment en (2.42).

2.4 Conclusion

- Après une brève introduction des caractéristiques de la charge non linéaire de type pont redresseur tout thyristors, nous avons illustré que la puissance du SAPF dépend non seulement de ces caractéristiques mais aussi de la tache de compensation qui lui a été confiée. En effet, pour un rejet de perturbations harmoniques il a été prouvé que pour $\alpha=0$ (pont de diodes) la puissance maximale du filtre est de $S_f \approx 30\% \, S_c$. Cette puissance diminue avec l'augmentation de l'angle de retard à l'amorçage (α) grâce à la diminution du courant harmonique. En plus, avec une compensation de l'énergie réactive, la puissance évolue sous forme gaussienne pour atteindre un optimum en fonction d'un certain angle de retard à l'amorçage. Les résultats graphiques montrent également que la puissance du SAPF augmente de façon quasi linéaire avec l'augmentation de taux inverse du courant dû au déséquilibre.
- Dans la deuxième partie de ce chapitre, après une présentation de la structure générale du SAPF, nous avons vu que les limitations en pouvoir de rejet des harmoniques et de découplage en puissances (active et réactive) de la commande à la fréquence des grandeurs de sorties (pleine onde) ont été résolues avec la commande à haute fréquence. Une comparaison entre la MLI scalaire et vectorielle du point de vu gain en amplitude montre que la première attient les performances de la deuxième par l'ajout de l'harmonique trois (pour les systèmes équilibrés sans neutre raccordé) par contre elles possèdent les mêmes performances du point de vue spectral. Aussi, une étude sur la compensation de l'énergie réactive du SAPF démontre que celle-ci dépend de l'amplitude du bus continu et du coefficient du réglage de la commande en signant le sens de son flux (absorbée ou délivrée).
- La dernière partie de ce chapitre illustre deux aspects de modélisation du SAPF. Un modèle mathématique sous un aspect électrique a été développé dans un repère triphasé (a, b, c). Puis, projeté dans un repère biphasé

fixe (α, β) et tournant (d, q). Un deuxième modèle basé sur le formalisme d'Euler-Lagrange a été développé en aboutissant à une correspondance entre les deux démarches.

Références

[1 Gué] P. Guérin, M. Machmoum, R. Le doeuff, " *Stochastic study of line harmonic currents produced by rectifiers* ", Special issue of Mathematics and computers in simulation, Modelling and simulation of Electrical Machines, vol. 46, no. 3-4, pp. 387-396, May 1998.

[2 Har] R.M. Haroun, " *Power electronics circuits, devices, and applications* ", Second Edition, Prentice Hall International Editions, ISNB 0-13-334483-5, 1993.

[3 Ala] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuid, F. Braun, " *Energetic study of a shunt active conditioner compensating current harmonics, power factor and unbalanced current* ", EPE-PEMC 2000, Kosic, Slovak Republic, Sep. 2000, vol. 5, pp. 211-216.

[4 Aka] H. Akagi, A. Nabae, S. Athoh, " *Control Strategy of active power filters using multiple Voltage- source PWM converters* ", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-22, no. 3, pp. 460-465, May/Jun. 1986.

[5 Moh] N. Mohan, T. Undeland, W.P. Robbins, " *Power Electronics: Converter, Application and Design* ", Second Edition, John Wiley & Sons, Inc. ISNB 0-471-58408-8, 1995.

[6 Row] T.M. Rowan, R.J. Kerman, T.A. Lipo, "*Operating of naturally sampled current regulators in transition mode* ", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 23, no. 4, pp. 586-596, Jul./Aug. 1987.

[7 Kau] V. Kaura, V. Blasko, "*A new method to extend linearity of a sinusoidal PWM in the overmodulation region* ", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 32, no. 5, pp. 1115-1121, Sept./Oct. 1996.

[8 Lab] F. Labrique, G. Seguier, R. Bausière, " *Les convertisseurs de l'électronique de puissance : 4. La conversion continu-alternatif* ", 2éme édition, Technique & Documentation Lavoisier, 1995.

[9 Zho] K. Zhou, D. Wand, "*Relation between Space-Vector modulation and Three-Phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis* ", IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol. 49, no. 1, pp. 186-196, Feb. 2002.

[10 Hol] J. Holtz, S. Stadtfeld, " *A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source* ", in Conf. Rec. IPEC Conf., Tokyo, 1983, pp. 1665-1675.

[11 Van] H.W. Van der Broeck, H. Skendlny, G. stanke "*Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors*", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 24, no. 1, pp. 142-150, Jan. /Feb. 1988.

[12 Oga] O. Ogasawara, H. Akagi, A. Nabae "*A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory* ", in Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE), Aachen, 1989, pp. 1197-1202.

[13 Gra] D. Graham Homes, Thomas. A. Lipo, "*Pulse width modulation for power converters: principles and practice* ", John Wiley & Sons, Inc. 2003, ISNB 0-471-20814-0.

[14 Hol] J. Holtz, W. Lotzkat, A.M. Khambadkone, " *On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode* ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 8, no. 4, pp. 546-553, Oct. 1993.

[15 Guf] S. Guffon, "*Modélisation et commande à structure variable de filtre actifs de puissance* ", Thèse de docteure de l'Institut National de Polytechnique de Grenoble, Génie Electrique, Juillet 2002.

[16 Soa] V. Soares, P. Verdelho, G. D. Marques, "*An instantaneous active and reactive current component methods for actives filters* ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 4, pp. 660-669, Jul. 2000.

[17 Oya] E. Oyarbide, S. Bacha, "*Commande passive des structures de l'électronique de puissance. Partie 1 : Généralisation des propriétés associées au formalisme d'Euler-Lagrange* ", Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 3, no. 1, pp. 39-57, 2000.

[18 Ort] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez, "*Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems* ", Springer-Verlag, London, Great Britain, Sep. 1998.

Chapitre 3

ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU SAPF ET PRÉSENTATION DU BANC D'ESSAIS EXPÉRIMENTAL

Sommaire

Introduction

3.1 Estimation des paramètres du SAPF *79*

3.1.1 Système de stockage de l'énergie *79*

3.1.1.1 Description du fonctionnement de la capacité *80*

3.1.1.2 Estimation de la tension de référence du bus continu (V_{dcref}) *81*

a. Présentation des approches *81*

b. Estimation de la tension V_{dcref} *86*

c. Comparaison des approches *88*

3.1.1.3 Estimation de la valeur de la capacité du condensateur de stockage (C_{dc}) *90*

a. Présentation des approches *90*

b. Estimation de la capacité C_{dc} *96*

c. Comparaison des approches *97*

3.1.2 Filtre de sortie *99*

3.1.2.1 Description et effets des deux types de filtres : *L et LCL* *99*

a. Modélisation des filtres de sorties : *L* et *LCL* *99*

a.1. Filtre *LCL* *100*

a.2. Filtre *L* *101*

b. Comparaison entre les deux filtres *L* et *LCL* *101*

3.1.2.2 Dimensionnement du filtre de raccordement L_f *107*

a. Présentation des approches *107*

b. Estimation de L_f *113*

c. Comparaison des approches *114*

3.2 Présentation du banc d'essais expérimental *118*

3.2.1 Structure générale du banc d'essais *118*

3.2.2 Structure de puissance du SAPF *119*

3.2.3 Instrumentation *122*

3.2.3.1 Mesure des courants....122
3.2.3.2 Mesure des tensions (V_s, V_{dc}) 123
3.2.4 Structure de commande....123
3.2.4.1 Système de commande numérique (*dSPACE*)....123
a. Constitution et fonctionnement du système 123
b. Utilisation dans la chaîne de commande du SAPF 123
3.2.4.2 Système de commande Hybride (*Numérique & Analogique*)....127
a. Utilisation dans la chaîne de commande du SAPF 128
b. Description de la carte d'hystérésis analogique 129
c. Description de la carte pour la MLI intersective analogique....130
3.2.5 Système de génération des compléments et des temps morts de la commande....131
3.2.6 Le Driver *SKHI 22* 132
3.2.7 Analyse expérimentale des signaux de commande 133

3.3 Conclusion....135

Références....136

Introduction

Plusieurs schémas et méthodes de commande ont été proposés et présentés ces dernières années pour le filtrage actif. Souvent, en considérant que tous les paramètres du SAPF sont bien dimensionnés ou du moins qu'ils n'affectent pas les performances de la commande. Ce qui est loin d'être vérifié dans tous les cas. Afin de réduire le coût, d'éviter beaucoup de problèmes de commande et d'atteindre de très bonnes performances de filtrage, la première étape dans la conception du SAPF est de sélectionner les paramètres adéquats. Cependant, la sélection des valeurs de l'inductance de couplage (L_f) *et de la capacité* (C_{dc}) *est soumise à plusieurs contraintes à savoir la distorsion harmonique et la compensation de l'énergie réactive.*

Suite à la tache dédiée au SAPF, celui-ci se comporte comme une source de courant contrôlée qui agit sur le courant réseau de façon à améliorer ses caractéristiques au niveau des perturbations harmoniques (forme d'onde la plus proche possible d'une sinusoïde) et du déphasage (facteur de puissance quasi unitaire). Par conséquence, le courant généré par le SAPF est totalement distordu ce qui impose une contrainte de commandabilité sur la valeur de l'inductance de sortie (L_f)*. De même pour le choix de la valeur de la capacité* (C_{dc}) *et de sa tension de référence* $(V_{dc_{ref}})$ *qui sont liées non seulement à la quantité de l'énergie réactive demandée mais aussi aux fluctuations dues au changement de la charge et aux déséquilibres de cette dernière.*

Dans ce chapitre, afin d'estimer les paramètres du SAPF une étude comparative synthétisant les méthodes utilisées dans la littérature et leurs principes est présentée. En plus, en se basant sur une étude de simulation faisant apparaître leurs effets sur la qualité des signaux (courants, tensions), un choix convenable des paramètres est effectué. Les paramètres du SAPF estimés sont introduits dans la pratique. Avant de présenter les techniques de commandes développées dans le cadre de cette étude, une anticipation sur la présentation du banc d'essai expérimental est jugée utile afin d'illustrer le dispositif physique (Circuit de Puissance du SAPF) sur lequel ces lois de commande sont appliquées ainsi que les outils (chaines de mesures, outils de commande) utilisés pour les implémenter.

3.1 Estimation des paramètres du SAPF

Les trois principaux paramètres qu'il faut estimer, dans la conception du circuit de puissance, afin d'assurer une commande adéquate et une bonne qualité de filtrage, sont :

- La sélection de la valeur de tension de référence de la capacité $(V_{dc_{ref}})$.
- La sélection de la valeur de la capacité de stockage (C_{dc}).

- Le choix du type de filtre (*L, LCL*) en sortie de l'onduleur de tension, ainsi que le dimensionnement de ses paramètres.

Notons que l'estimation de ces paramètres est basée sur les hypothèses suivantes :

a. La source de tension du réseau au point de connexion est supposée sinusoïdale.
b. Pour la conception du filtre de sortie ou de couplage, un facteur d'atténuation d'oscillations (*Ripple Attenuation Factor*) du courant de filtre de *5%* est accepté.
c. Le SAPF est capable de compenser une énergie réactive prédéterminée.
d. L'onduleur commandé en MLI travaille dans la zone de modulation linéaire $0 \le m \le 1$ (*voir 2.2.2*).

e. La fréquence de commutation (f_c) est sélectionnée en fonction du plus grand rang d'harmoniques à compenser. Théoriquement, il faut choisir une fréquence (f_c) supérieure au double de la fréquence de l'harmonique le plus haut à compenser ($f_{h\max}$). Par contre, plus la fréquence de commutations est élevée, plus les pertes dans les semi-conducteurs sont importantes. Pour satisfaire ces deux contraintes, il est nécessaire de trouver un compromis [1 Tho].

3.1.1 Système de stockage de l'énergie

3.1.1.1 Description du fonctionnement de la capacité

Pour les grandes puissances du SAPF, on utilise une bobine soumise à des conditions de refroidissement plus complexe tel que l'utilisation des supraconducteurs mais cette structure ne fera pas l'objectif de discussion dans ce travail de thèse. Cependant, pour les petites et moyennes puissances, l'élément de stockage de l'énergie le plus adapté est une capacité placée du côté continu de l'onduleur qui a deux taches essentielles :

a. En régime permanent, il maintient la tension du bus continu (V_{dc}) constante avec des faibles oscillations.
b. Il sert comme élément stockage d'énergie pour compenser la différence de la puissance réelle [2 Aka] entre la charge et la source lors des périodes transitoires.

En régime permanent, la puissance réelle générée par la source est égale à celle imposée par la charge ajoutée à une petite quantité de puissance pour compenser

les pertes dans le SAPF. Donc, la tension du bus continu peut être maintenue constante à sa référence.

Lorsque les conditions de fonctionnement de la charge non linéaire évoluent, l'équilibre en puissance réelle entre celle-ci et la source d'entrée sera perturbé. La différence en puissance engendrée doit être compensée par celle du condensateur. En conséquence ; la valeur de la tension à ses bornes change en s'éloignant de sa référence. Pour un bon fonctionnement du SAPF l'amplitude de la valeur du courant de référence doit être ajustée pour adapter proportionnellement la puissance réelle demandée par la source. Cette puissance réelle, avec un flux positif ou négatif au niveau du condensateur, compense celle consommée par la charge. Si la tension aux bornes du condensateur est rétablie et atteint sa référence, la puissance réelle produite par la source est supposée égale à celle consommée par la charge de nouveau. Alors, de cette manière, l'amplitude du courant de référence peut être effectif en régulant la valeur moyenne de la tension du bus continu. Si cette tension V_{dc} *est* inférieure à la tension de référence V_{dcref} *, cela* se traduit par un manque de puissance réelle produite par la source, donc le courant réseau doit être augmenté . Au contraire, une valeur de la tension V_{dc} supérieure à la référence V_{dcref} conduit à une diminution du courant de référence de l'alimentation.

3.1.1.2 Estimation de la tension de référence du bus continu (V_{dcref})

a. Présentation des approches

a.1. Première approche :

Dans les références [3 Pon]-[5 Sil], pour assurer la commandabilité du courant du filtre actif, les auteurs imposent que la tension du bus continu ($V_{dc_{ref}}$) doit être supérieure à la valeur maximale (valeur crête) de la tension composée côté alternatif de l'onduleur et peut être déduite par relation (3.1).

$$m_{a\,\max}\frac{V_{dCref}}{\sqrt{3}} > V_{f\,\max} \qquad (3.1)$$

Où, $m_{a\max}$: *la valeur maximale du coefficient de réglage.*

$V_{f\,\max}$: *la valeur maximale de la tension de phase à la sorite de l'onduleur.*

Pour une charge non linéaire bien déterminée l'algorithme suivant peut être appliqué:

→ Obtenir le courant de la charge non linéaire $i_c(t)$ à partir de la simulation.

→ Extraire le signal fondamental $i_{c1}(t)$ de $i_c(t)$ par l'utilisation d'une FFT (*Fast Fourier Transform*), afin d'estimer le courant du filtre $i_f(t)$.

→ Tracer la courbe de la tension en sortie de l'onduleur et localiser ainsi la valeur crête V_{fmax} grâce à l'équation : $v_f(t)=v_s(t)+L_f\dfrac{di_f(t)}{dt}$.

→ Calculer alors la tension du bus continu (V_{dcref}) en utilisant l'équation (3.1).

Dans cette démarche, la détermination de la valeur de référence de la tension de bus continu est liée à la connaissance des caractéristiques de la charge non linéaire, de la valeur de l'inductance (L_f) et de la maîtrise des phases de simulations.

a.2. Deuxième approche :

Toujours en se basant sur le critère de la commandabilité, les auteurs des références [6 Ben]-[8 Ema] s'intéressent plus particulièrement à la compensation des courants harmoniques durant les commutations dans un pont redresseur entièrement contrôlé. C'est effectivement lors de ces intervalles où le filtre actif risque de ne pas pouvoir compenser ces harmoniques présents. En effet, l'évolution des courants à compenser est très rapide pendant les commutations et peut être incompatible avec celle des courants générés par le filtre actif. A partir d'une analyse sur les gradients des courants, la valeur de la tension du bus continu a été déduite comme suit :

$$V_{dcref} \geq \sqrt{\sqrt{3}\pi}\, V_s \sqrt{cos(\alpha)^2+[(k+1)sin(\alpha)+\delta k]^2}$$

$$\text{où} \qquad k=\frac{L_f}{L_c} \quad , \quad \delta=\frac{\sqrt{6}L_c\,\omega\, I_d}{\pi V_s} \qquad (3.2)$$

Malgré que cette approche n'exige pas une simulation, la détermination de ce paramètre V_{dcref} est liée à la connaissance préalable de la charge non linéaire et de la valeur de l'inductance L_f .

a.3. Troisième approche :

Dans les références [9 Jai]-[11 Sin], les auteurs proposent un algorithme d'estimation simultanée de la tension V_{dcref} et de l'inductance L_f en se basant sur la

capacité du SAPF pour la compensation de l'énergie réactive et l'atténuation des oscillations du courant. En supposant la première hypothèse citée au paragraphe 3.1.a, la figure 3.1.a représente le diagramme unifilaire du circuit du SAPF pour une compensation de l'énergie réactive. Pour un mode de commande du courant, le SAPF ajuste le courant fondamental $\vec{i}_{f1}$ pour compenser l'énergie réactive de la charge. Si le SAPF compense la totalité de l'énergie réactive, le courant de source $\vec{i}_{s1}$ sera en phase avec la tension de source $\vec{v}_s$ et le courant de l'onduleur doit être orthogonal à $\vec{v}_s$. A partir de figure 3.1.b nous pouvons écrire :

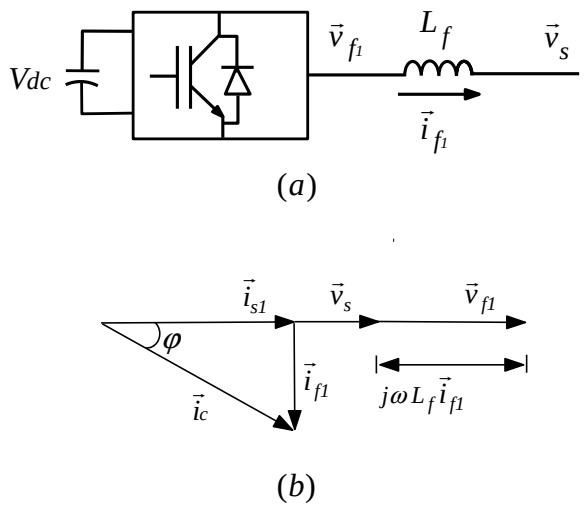


FIG. 3.1- *Compensation totale de l'énergie réactive par le SAPF : (a) schéma unifilaire. (b) diagramme vectoriel.*

$$\vec{v}_{f1} = \vec{v}_s + j\omega L_f \vec{i}_{f1} \tag{3.3}$$

Les vecteurs $\vec{v}_s$ et $\vec{v}_{f1}$ étant colinéaires, l'équation du courant du filtre peut s'écrire :

$$I_{f1} = \frac{V_{f1} - V_s}{\omega L_f} = \frac{V_{f1}}{\omega L_f}\left(1 - \frac{V_s}{V_{f1}}\right) \tag{3.4}$$

Ainsi, l'énergie réactive délivrée par le SAPF au système peut être calculée par:

$$Q_{L_f} = Q_{f1} = 3V_s I_{f1} \tag{3.5}$$

A partir de (3.4) et (3.5) il est possible d'écrire:

$$Q_{f1} = 3V_s\left(\frac{V_{f1}}{\omega L_f}\right)\left(1 - \frac{V_s}{V_{f1}}\right) \tag{3.6}$$

L'équation (3.6) indique que le SAPF peut compenser l'énergie réactive de la charge si et seulement si $V_{f1} \geq V_s$.

En résolvant le système $dQ_{f1}/dV_s=0$, il en résulte que la capacité maximale de compensation du SAPF se produit à $V_{f1}=2V_s$ et l'énergie maximale est:

$$Q_{f1max}=\frac{3V_s^2}{\omega L_f} \tag{3.7}$$

Donc, l'intervalle de V_{f1} doit être fixé relativement à l'exigence du système. Cependant, en se basant sur cette analyse, l'intervalle de V_{f1} est :

$$V_s<V_{f1}<2V_s \tag{3.8}$$

En supposant que l'onduleur commandé en MLI, opère dans la zone modulation linéaire $(0\leq m\leq 1)$, donc :

$$m_a=\frac{2\sqrt{2}\,V_{f1}}{V_{dcref}},\ \text{pour}\ m_a=1\Rightarrow V_{dcref}=2\sqrt{2}\,V_{f1} \tag{3.9}$$

Donc, cette approche n'exige pas une simulation pour l'estimation des paramètres, par contre la détermination de (V_{dcref}) *reste* liée à la détermination de V_{f1} qui sera présentée dans la partie d'estimation de l'inductance (L_f) (première approche).

- Notons que pour obtenir la valeur finale de (V_{dcref}), les auteurs proposent d'ajouter un terme $(V_{dc(p\text{-}p)max})$ dû aux oscillations du bus continu (combinaison du $5^{éme}$ et $7^{éme}$ harmonique), terme qui sera présenté ultérieurement dans la partie d'estimation de l'inductance (L_f).

a.4. Quatrième approche :

Dans l'article [12 Lad], le choix de la référence de la tension du bus continu (V_{dcref}) est en fonction de la puissance de la charge et du rang maximal de l'harmonique compensé. En effet, la tension à la sortie de l'onduleur s'écrit :

$$v_{f1}(t)=v_s(t)+L_f\frac{di_f(t)}{dt}\ ,\ \text{avec:}\quad i_f(t)=\sqrt{3}\cdot\sum i_{ch} \tag{3.10}$$

Tel que le terme $\sum i_{ch}$ représente le courant fourni par l'onduleur et correspond à la composante harmonique du courant de la charge constitué d'un pont à diodes triphasé. Donc, $i_f(t)$ peut être développé par :

$$i_f(t)=\frac{6}{\pi}\cdot I_d\left(-\frac{1}{5}\sin(5\omega t)-\frac{1}{7}\sin(7\omega t)+\frac{1}{11}\sin(11\omega t)+\ldots\right) \tag{3.11}$$

$$\Rightarrow\frac{di_f(t)}{dt}=\frac{6}{\pi}\cdot\omega\cdot I_d\left(-\cos(5\omega t)-\cos(7\omega t)+\cos(11\omega t)+\ldots\right) \tag{3.12}$$

Grâce aux expressions (3.10) et (3.12) il est possible de déduire :

$$v_f(t)=V_m \cdot sin(\omega t)+\frac{6}{\pi}\cdot L_f \cdot \omega \cdot I_d\left(-cos(5\omega t)-cos(7\omega t)+cos(11\omega t)+\ldots\right) \qquad (3.13)$$

La puissance apparente de la charge est proportionnelle au courant continu de la charge (I_d) :

$$S=3\cdot V_s \cdot I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \qquad (3.14)$$

Sachant que l'équation de la tension du bus continu est la suivante :

$$V_{dCref}=\frac{2V_{fmax}}{m_a} \quad \text{avec} \quad 0\leq m_a \leq 1 \qquad (3.15)$$

Où, V_{fmax} est la valeur maximale de la tension $v_f(t)$.

En se basant sur ce développement, une méthode de calcul peut être déduite :

- → Calcul de I_d en fonction de la puissance apparente (S) de la charge.
- → Ecriture de $v_f(t)$, incluant les termes correspondant aux harmoniques à compenser, puis détermination de la valeur maximale de la tension V_{fmax}.
- → Calcul de V_{dCref} à partir de l'expression (3.15).

En faisant les mêmes remarques que lors des approches précédentes, il est possible de conclure que le calcul de la tension V_{dCref} par cette méthode est dépendant de la connaissance de l'inductance L_f, de la puissance apparente (S) de la charge et exige une simulation afin de déterminer la tension maximale V_{fmax}. Cependant la valeur de V_{dCref} est bornée par un choix du rang d'harmoniques à éliminer ce qui conduit à une minimisation des pertes de commutation des interrupteurs.

a.5. Cinquième approche :

Les auteurs de la référence [13 Ras] introduisent une nouvelle hypothèse, basée sur le fait que généralement la valeur pratique de l'inductance L_f est faible, due au choix d'une fréquence de commutation élevée du SAPF. Cela entraine que la tension de l'onduleur V_{f1} est approximativement égale à la tension de source V_s. Donc, pour un coefficient de régalage maximal $(m_a=1)$, *l'expression de* V_{dCref} *s'écrit* :

$$V_{dCref}=2\sqrt{2}\cdot V_s \qquad (3.16)$$

En plus, avec l'hypothèse que la tension V_{dcref} doit être réglée pour être *10%* supérieure à la tension maximale d'entrée de l'onduleur, alors :

$$V_{dcref} = 1.1 \cdot 2\sqrt{2} \cdot V_s \tag{3.17}$$

Cependant, la tension V_{dcref} peut être diminuée, si la référence sinusoïdale de la MLI est modulée avec le troisième et neuvième harmonique. Alors, dans ce cas là, la valeur minimale de la tension V_{dcref} peut être exprimée en fonction de la tension de source :

$$V_{dcref} = \frac{2\sqrt{2}}{1.155} \cdot V_s \tag{3.18}$$

Cette dernière approche présente une méthode basée sur des hypothèses et permet d'estimer la valeur (V_{dcref}) sans une connaissance préalable des autres paramètres ni de simulation.

b. estimation de la tension V_{dcref}

Afin d'avoir une idée sur la valeur de la tension du bus continu V_{dcref} du système étudié, il est jugé utile d'appliquer ces approches pour le cahier des charges de notre banc d'essai de filtre actif (Tableau 3.1) et de faire une comparaison entre les valeurs trouvées en analysant les régimes permanents et transitoires du système aussi bien d'un point de vue quantitatif que qualitatif.

Tableau 3.1 : Valeurs du cahier des charges pour le calcul de V_{dcref} .

Désignations	*Valeurs*
Puissance apparente de la charge N-L	$S = 20$ (KVA)
Tension de la source (composée)	$V_{s(LL)} = 240\,(6\text{-}10\%)$ (Volts)
Fréquence du réseau	$f = 50$ (Hz)
Facteur d'atténuation d'oscillations (Ripple Attenuation Factor)	$RAF = 5\%$
Indice de modulation de fréquence	$m_f = 200$
Indice de modulation d'amplitude	$m_a = 1$
Inductance du pont PD3	$L_c = 0.566$ (mH)
Inductance de couplage	$L_f = 1$ (mH)

b.1. Première approche :

En suivant les étapes de l'algorithme et à partir de la courbe de la tension de l'onduleur obtenue (Fig.3.2), il s'en déduit la valeur maximale $V_{fmax} = 197.68\,V$. Donc, à partir de l'équation (3.1), la valeur de la tension estimée du bus continu est $V_{dc\,ref} > 342\,V$.

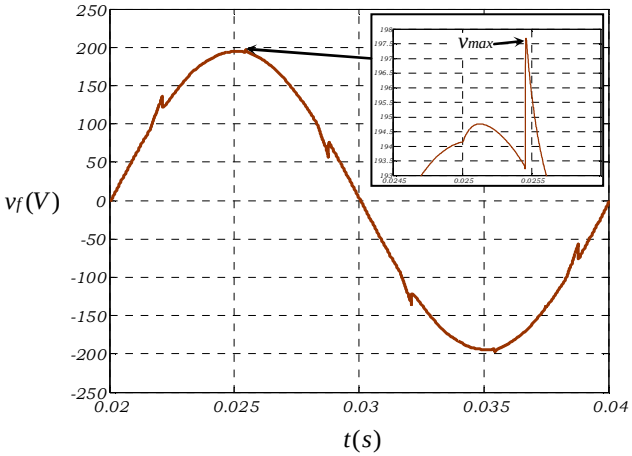


FIG. 3.2- *Courbe de la tension onduleur obtenue par la première approche pour la détermination de* V_{fmax}.

b.2. Deuxième approche :

Sachant que pour un pont triphasé à diodes la valeur de $\alpha = 0$ et en se basant sur le cahier de charge ; les valeurs de $\delta = 0.06$ et $k = 1.77$, ce qui nous permet, en utilisant (3.2), de déterminer la valeur de $V_{dc\,ref} \geq 323\,V$.

b.3. Troisième approche :

En suivant les démarches présentées par cette approche ; le calcul donne la valeur de $V_{f1} = 208.5\,V$ et verifie la relation $V_s\,(138.5\,V) \leq V_{f1}\,(208.5\,V) \leq 2 \cdot V_s\,(277\,V)$. Ainsi, il est possible de déduire la valeur de la tension $V_{dc\,ref} = 590\,V$.

b.4. Quatrième approche :

Supposons que le plus grand rang harmonique à éliminer soit le 19éme, alors l'algorithme illustré par cette approche, permet de tracer le chronogramme de la tension onduleur et de déterminer la valeur de V_{fmax} (Fig.3.3).A partir de la valeur de $V_{fmax} = 224.55\,V$ et en appliquant la relation (3.15) la tension $V_{dc\,ref} = 449\,V$ *est extraite.*

b.5. Cinquième approche :

L'expression (3.16), donne une première valeur de $V_{dc\,ref} = 392\,V$, puis l'équation

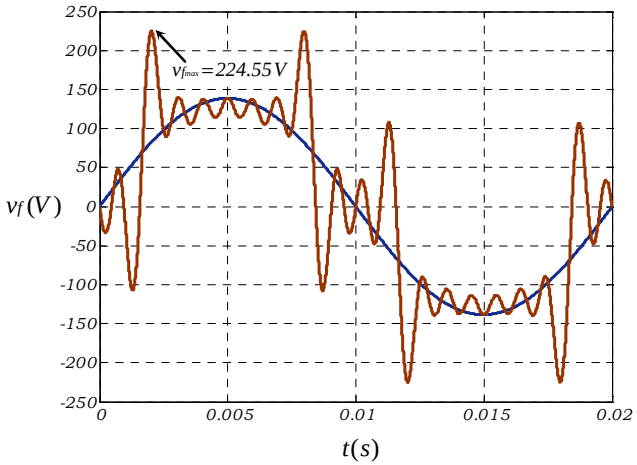


FIG. 3.3- *chronogramme de la tension onduleur pour compenser les harmoniques jusqu'au rang 19.*

(3.17) avec un coefficient de 1.1, fournit une valeur augmentée de la tension $V_{dc_{ref}}=431V$.

c. Comparaison des approches :

La comparaison est faite sur la base des simulations en incluant à chaque fois les valeurs obtenues par les différentes approches et en analysant leurs effets sur la qualité des signaux des courants et des tensions. Le tableau.3.2 représente le changement des taux de distorsion harmoniques du courant et de la tension de la source, respectivement (THD_i) et (THD_v) en fonction des valeurs de la tension du bus continu V_{dCref} (*L'analyse spectrale à été faite sur une bande passante de 500KHz sur 5 périodes du signal*).

Tableau 3.2 : Effet de V_{dCref} sur le courant et la tension de source.

Approches	Equations	$V_{dcref(i)}$ (V)	THD_{is}(%)	THD_{vs}(%)
5ème	(3.16)	$V_{dcref(1)}$ = 392	0.92	12.35
5ème	(3.17)	$V_{dcref(2)}$ = 431	0.93	15.40
4ème	(3.15)	$V_{dcref(3)}$ = 449	0.93	16.22
3ème	(3.9)	$V_{dcref(4)}$ = 590	1.01	23.64
Extension 5ème	$(1.8(2.\sqrt{2}.V_s))$	$V_{dcref(5)}$ = 705	1.04	28.82
Extension 5ème	$(2(2.\sqrt{2}.V_s))$	$V_{dcref(6)}$ =784	1.07	32.15

En constate que l'augmentation de la valeur de la tension du bus continu (*392→784 V*) affecte peu la qualité du courant de source (écart d'environ 15%), ce

qui se traduit par de légères variations du THD_i ($0.92 \rightarrow 1.07$ %). Par contre, la qualité du signal de tension se dégrade et il apparait une nette augmentation du THD_v ($12.35 \rightarrow 32.35$ %), ce qui est dû aux importantes valeurs de chutes de tension aux bornes du filtre de sortie et aux gradients de tensions lors des commutations des IGBT du SAPF.

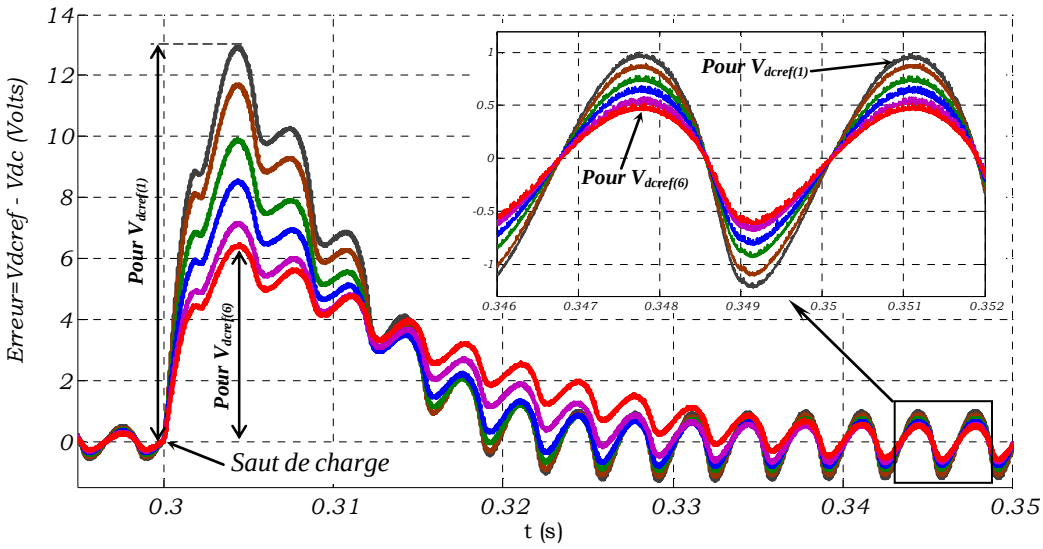


FIG. 3.3- *Evolution de l'erreur de la tension du bus continu* $(V_{dcref} - V_{dc})$ *en fonction des différentes valeurs de* $(V_{dcref(i)})$.

Ainsi, en plus de sa simplicité (indépendante des autres paramètres), la cinquième approche offre la possibilité de calculer la valeur V_{dcref} qui présente la meilleure qualité d'énergie. Cependant, il reste à vérifier l'impact du changement de la référence en fonction de l'évolution de la tension du bus continu, en régime permanent et transitoire.

La figure.3.3 représente l'évolution des signaux de l'erreur de la tension du bus continu, pour différentes valeurs de V_{dcref} mentionnées dans tableau.3.2, en fonction du temps avec un impact de charge effectué à $(t=0.3s)$. Il est à noter que l'augmentation de la valeur de la tension de référence V_{dcref} diminue le dépassement en amplitude, mais augmente le régime transitoire de l'erreur sur la tension V_{dc}. Le régime permanent se rétablit après *40 ms (correspondant à deux périodes d'un signal à f=50Hz)* et l'erreur, oscillante à une fréquence de $6.f$, diminue en amplitude avec l'augmentation de la valeur de V_{dcref}.

3.1.1.3 Estimation de la valeur de la capacité du condensateur de stockage (C_{dc})

La détermination de la valeur de la capacité du condensateur de stockage d'énergie (C_{dc}) peut être estimée en se basant sur le principe de l'échange instantané de l'énergie nécessaire pour subvenir à une augmentation ou une diminution d'un échelon de puissance imposé par la charge (*régime transitoire*), en appliquant le concept de l'équilibre d'énergie. Un autre principe réside dans la mitigation des oscillations de la tension du bus continu V_{dc} imposées par les harmoniques de la charge non linéaire ou au déséquilibre de celle-ci en régime permanent, l'aspect déséquilibre s'applique aussi au cas d'une charge linéaire.

Dans ce cadre sont exposées quelques approches basées sur des principes différents et une comparaison est présentée à partir de notre cahier des charges afin d'aboutir à une estimation de la valeur de la capacité du condensateur C_{dc}.

a. Présentation des approches

a.1. Première approche :

Cette approche est basée sur le rôle du condensateur du bus continu qui est d'absorber ou de produire la puissance demandée par la charge lors des régimes transitoires. Dans les références [14 Ron], [15 Cha], le calcul de la valeur de la capacité est basé sur la production de la puissance maximale de la charge sur une période de la tension de source. A partir de la puissance réelle maximale de la charge (P_{max}) la valeur de la capacité qui doit fournir l'énergie équivalente, dans le cas d'un transitoire le plus défavorable, est donnée par :

$$C_{dc}=\frac{2\cdot P_{max}\cdot 20\cdot 10^{-3}}{V_{dc}^2(1-k^2)} \qquad \text{où } k=V_{dcmin}/V_{dc} \qquad (3.19)$$

La tension V_{dcmin} doit être choisie judicieusement pour assurer la contrôlabilité du courant en tous points de fonctionnement.

Partant des mêmes constats, les auteurs de la référence [16 Sin] suggèrent que le SAPF doit avoir l'énergie nécessaire pour gérer localement et instantanément les sauts la charge sans perturber la source. Ce qui implique que son temps de réponse est de l'ordre du temps de calcul de l'algorithme de commande. Dans ce cas de figure les valeurs des capacités sont faibles et ne permettent pas une bonne atténuation des oscillations de la tension V_{dc}.

Un choix entre trois valeurs de capacité a été cité dans la référence [17 Hsu]. La première valeur (C_{dc1}) est due à un échelon d'augmentation de courant fondamental de la charge donnée par :

$$C_{dc1}=\frac{V_m \cdot \Delta I_{c1} \cdot T}{V_{dc}^2 - V_{dc_{min}}^2} \tag{3.20}$$

La deuxième valeur correspond à un échelon de diminution du courant fondamental de la charge donnée par

$$C_{dc2}=\frac{V_m \cdot \Delta I_{c1} \cdot T}{V_{dc_{max}}^2 - V_{dc}^2} \tag{3.21}$$

Cependant, pendant le régime permanent, les composantes réactive et harmonique du courant chargent et déchargent le condensateur de stockage d'énergie. Donc, en utilisant le concept d'équilibre d'énergie, il es possible d'otenir :

$$C_{dc3}=\frac{V_m \cdot \Delta I_c \cdot (T/2)}{\left|V_{dc_\Delta}^2 - V_{dc}^2\right|} \tag{3.22}$$

Avec : (ΔI_c) l'ondulation en valeur efficace du courant réactif et harmonique de la charge *non linéaire*.

$(V_{dc\Delta})$ l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur.

$(T/2)$ *correspondant au* temps maximal d'une charge/décharge des composantes réactive et harmonique.

Si la forme sinusoïdale du courant de réseau doit être préservée durant les transitoires, la plus grande valeur des trois capacités doit être sélectionnée. Mais, si la première n'est pas nécessaire durant le transitoire, la valeur C_{dc3} sera sélectionnée comme valeur pour la capacité de stockage.

a.2. Deuxième approche :

Cette approche ne considère pas le régime transitoire de la charge mais prend en considération le régime permanent d'une charge déséquilibrée [9 Jai], [10 Chi]. Les auteurs considèrent que l'idée des fluctuations dues au changement de la charge ne peut être prise comme méthode pour la conception de la capacité. Car les ondulations en amplitude de la tension V_{dc} $(V_{dc_{min}}, V_{dc_{max}})$, tenus en considération dans de telles méthodes pour le calcul de la valeur de la capacité, peuvent être réduites par un choix approprié des paramètres des boucles de régulations du bus continu. Suite à cette analyse, la sélection de la valeur de la capacité du condensateur C_{dc} est

régie par la réduction des oscillations à la pulsation (2ω), cas le plus défavorable de la tension causé par le déséquilibre de la charge (absence d'une phase).

Considérons l'égalité des deux puissances instantanées des deux côtés de l'onduleur dans le repère stationnaire (α,β) :

$$\begin{aligned} P_{dc/ac}^{\alpha\beta} &= V_{dc}\cdot i_{dc} = v_{f\alpha}(t)\cdot i_{f\alpha}(t) + v_{f\beta}(t)\cdot i_{f\beta}(t) \\ &= \sqrt{2}\,V_{f\beta}\cdot sin(\omega t)\cdot\sqrt{2}\,I_{f\beta}\cdot sin(\omega t-\varphi_\beta) + \sqrt{2}\,V_{f\alpha}\cdot cos(\omega t)\cdot\sqrt{2}\,I_{f\alpha}\cdot cos(\omega t-\varphi_\alpha) \end{aligned} \tag{3.23}$$

Cette dernière expression peut s'écrire sous la forme:

$$P_{dc/ac}^{\alpha\beta} = V_{f\beta}\cdot I_{f\beta}\left[cos(\varphi_\beta)-cos(2\omega t-\varphi_\beta)\right] + V_{f\alpha}\cdot I_{f\alpha}\left[cos(\varphi_\alpha)+cos(2\omega t-\varphi_\alpha)\right] \tag{3.24}$$

Relativement aux conditions de la charge, les deux cas suivant sont envisagés:

- *Si la charge triphasée est équilibrée*, alors $V_{f\beta}=V_{f\alpha}=V_f$, $I_{f\beta}=I_{f\alpha}=I_f$ et $\varphi_\beta=\varphi_\alpha=\varphi$ et (3.24) peut s'écrire :

$$P_{dc/ac}^{\alpha\beta} = V_{dc}\cdot i_{dc} = 2\cdot V_f\cdot I_f\cdot cos(\varphi) \tag{3.25}$$

  On constate que le bus continu ne contient pas d'oscillations.

- *Si la charge triphasée est déséquilibrée,* alors

$$\begin{aligned} P_{dc/ac}^{\alpha\beta} = V_{dc}\cdot i_{dc} &= \left[V_{f\beta}\cdot I_{f\beta}\cdot cos(\varphi_\beta)+V_{f\alpha}\cdot I_{f\alpha}\cdot cos(\varphi_\alpha)\right] \\ &+\left[-V_{f\beta}\cdot I_{f\beta}\cdot cos(2\omega t-\varphi_\beta)+V_{f\alpha}\cdot I_{f\alpha}\cdot cos(2\omega t-\varphi_\alpha)\right] \end{aligned} \tag{3.26}$$

Il apparait que le premier terme de la puissance (*terme continu*) de l'équation (3.26) est constant et correspond à la valeur que le SAPF doit produire pour maintenir la tension du bus continu constante. Alors que le deuxième terme (*terme alternatif*) est une puissance du second harmonique produite par le SAPF pour compenser la puissance de la charge déséquilibrée. Le terme alternatif de la puissance provoquera des oscillations du second harmonique de la tension superposées au terme continu de la tension du bus continu.

En prenant, par exemple, le cas extrême du déséquilibre, où : $\varphi_\beta=\varphi_\alpha-\pi$, $V_{f\beta}=V_{f\alpha}=V_{dc}/2$, $I_{f\beta}=0$, $I_{f\alpha}/2=I_{dc}$. Donc l'équation (3.26) devient :

$$\begin{aligned} P_{dc/ac}^{\alpha\beta} = V_{dc}\cdot i_{dc} &= \left[\frac{V_{dc}}{2}\cdot I_{f\alpha}\cdot cos(\varphi_\alpha)\right] + \left[\frac{V_{dc}}{2}\cdot I_{f\alpha}\cdot cos(2\omega t-\varphi_\alpha)\right] \\ i_{dc} &= \underbrace{\left[I_{dc}\cdot cos(\varphi_\alpha)\right]}_{i_{dc(=)}} + \underbrace{\left[I_{dc}\cdot cos(2\omega t-\varphi_\alpha)\right]}_{i_{dc(2\omega)}} \end{aligned} \tag{3.27}$$

A partir du deuxième terme du courant oscillant à la pulsation (2ω) on calcul la tension alternative crête-crête du bus continu $(v_{dc(p-p)max})$ est donnée par [18 Moh]:

$$v_{dc(p-p)max}(t)=\frac{1}{C_{dc}}\int I_{dc}\cdot cos(2\omega t-\varphi_{\alpha})=\frac{I_{dc}}{2\cdot\omega\cdot C_{dc}}sin(2\omega t-\varphi_{\alpha}) \tag{3.28}$$

Alors l'amplitude des oscillations $(V_{dc(p-p)max})$ s'écrit :

$$V_{dc(p-p)max}=\frac{I_{dc}}{2\cdot\omega\cdot C_{dc}}\Rightarrow \qquad C_{dc}=\frac{I_{dc}}{2\cdot\omega\cdot V_{dc(p-p)max}} \tag{3.29}$$

a.3. Troisième approche :

Dans les références [19 Zha], [20 Aze], en se basant sur la séquence négative d'un signal et d'une projection de la puissance instantanée de l'onduleur sur l'axe tournant (d,q) avec une orientation de la tension de la source sur l'axe quadratique et en s'appuyant sur le développement en (A.1)[1] nous pouvons écrire :

$$P^{dq}=v_{sd}\cdot i_{fd}+v_{sq}\cdot i_{fq}=\left\{v_{sd}\equiv 0\right\}=v_{sq}\cdot i_{fq} \tag{3.30}$$

Où v_{sq} et i_{fq} sont les composantes quadratiques de la tension de source (on néglige la chute de tension de l'inductance L_f) et la séquence négative du courant injecté, respectivement. Ils peuvent être exprimés par :

$$\begin{aligned} v_{sq}&=V_s\\ i_{fq}&=\Im m\left(\sqrt{3}I_s\cdot e^{-2\omega t}\right)=\sqrt{3}I_s\cdot sin(-2\omega t)\end{aligned} \tag{3.31}$$

En négligeant les pertes au niveau de l'onduleur, il est possible d'écrire :

$$P^{dq}=v_{dc}\cdot i_{dc}\Rightarrow i_{dc}=\frac{v_{sq}}{v_{dc}}i_{fq} \tag{3.32}$$

L'équation différentielle de la tension du bus continu peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt}v_{dc}=\frac{1}{C_{dc}}\frac{v_{sq}}{v_{dc}}i_{fq} \tag{3.33}$$

Une linéarisation autour de la valeur moyenne de la tension V_{dc} permet de formuler :

$$\frac{d}{dt}(\Delta v_{dc})=\frac{1}{C_{dc}}\frac{v_{sq}}{V_{dc}}i_{fq} \tag{3.34}$$

[1] Voir Annexe A.1

Où Δv_{dc} correspond aux oscillations de la tension du bus continu. A partir des deux équations (3.31) et (3.34) et en résolvant l'équation différentielle, l'expression permettant de déduire la valeur du condensateur du bus continu peut s'écrire comme suit :

$$C_{dc}=\frac{1}{2\omega}\frac{S_n}{\Delta v_{dc}\cdot V_{dc}} \tag{3.35}$$

Où S_n représente la puissance nominale de la charge.

a.4. Quatrième approche :

En se basant sur la pulsation de puissance du SAPF comme étant l'origine de la fluctuation de l'énergie stockée dans le condensateur et par conséquent de celle de la tension. Cette fluctuation est d'autant plus importante que l'amplitude de la pulsation de puissance est plus grande et que sa fréquence est plus faible. Pour cette raison, dans la référence [21 Xu], l'estimation de la valeur de C_{dc} est faite en tenant compte que des premiers rangs des courants harmoniques. Sachant que, la variation de l'énergie stockée dans l'inductance L_f peut être donnée par la relation suivante :

$$\left(L_f\cdot\frac{d}{dt}\vec{i}_f\right)\cdot\vec{i}_f=\vec{v}_f\cdot\vec{i}_f-\vec{v}_s\cdot\vec{i}_f \tag{3.36}$$

Le premier et le second terme représentent respectivement la puissance fournie par l'onduleur de tension et celle par le SAPF.

Supposant que le filtre actif génère des courants harmoniques caractéristiques qui peuvent être décomposés en série de Fourier comme suit :

$$\begin{aligned} i_{f_q}=&\sum_{k=1}^{\infty}\sqrt{2}I_{6k-1}sin[(6k-1)(\omega t-\varphi_{6k-1})+(q-1)2\pi/3]+\\ &\sqrt{2}I_{6k+1}sin[(6k+1)(\omega t-\varphi_{6k+1})+(1-q)2\pi/3] \end{aligned} \tag{3.37}$$

Avec, $(q=1,2\,ou\,3)$ est le numéro de phase et (k) un entier.

La puissance instantanée que le SAPF fournit au réseau est alors :

$$\begin{aligned} &\vec{v}_s\cdot\vec{i}_s=\sum_{k=1}^{\infty}3V_s\sqrt{I_{6k-1}^2+I_{6k+1}^2-2I_{6k-1}I_{6k+1}\cdot cos[(6k-1)\varphi_{6k-1}-(6k+1)\varphi_{6k+1}]}\cdot\cos(6k\omega t-\varphi_{6k})\\ &\text{avec:}\qquad tg(\varphi_{6k})=\frac{I_{6k+1}sin(6k+1)\varphi_{6k+1}-I_{6k-1}sin(6k-1)\varphi_{6k-1}}{I_{6k+1}cos(6k+1)\varphi_{6k+1}-I_{6k-1}cos(6k-1)\varphi_{6k-1}} \end{aligned} \tag{3.38}$$

L'équation (3.38) montre que les harmoniques caractéristiques créent une pulsation de puissance multiple de six fois la fréquence fondamentale mais la puissance

moyenne fournie par le SAPF est nulle. Pendant une demi période de la pulsation la plus faible (6ω), l'énergie fournie par le SAPF peut être calculée par :

$$\Delta W = \int_0^{\pi/6\omega} (\vec{v}_s \cdot \vec{i}_f)\, dt \tag{3.39}$$

Des deux équations (3.38) et (3.39) on déduit l'expression de l'énergie fournie par le SAPF pendant une demi-période de la pulsation de puissance liée aux harmoniques "5" et"7" :

$$\Delta W_{(5,7)} = \frac{V_s\sqrt{I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 cos(5\varphi_5 - 7\varphi_7)}}{\omega} sin\varphi_6 \tag{3.40}$$

Puisque l'énergie stockée dans l'inductance L_f est faible, l'échange d'énergie s'effectue essentiellement entre le réseau et le condensateur. On a par conséquent :

$$\frac{1}{2}C_{dc}\left[v_{dc}^2\left(\frac{\pi}{6\omega}\right) - v_{dc}^2(0)\right] \approx -\frac{V_s\sqrt{I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 cos(5\varphi_5 - 7\varphi_7)}}{\omega} sin\varphi_6 \tag{3.41}$$

La variation de l'énergie stockée dans le condensateur est égale à :

$$\begin{aligned} &\Delta W_{(C_{dc})} = \frac{1}{2}C_{dc}V_{dc_{max}}^2 - \frac{1}{2}C_{dc}V_{dc_{min}}^2 = 2C_{dc}V_{dc}^2 \cdot \varepsilon_v \\ &\text{Avec} \quad \varepsilon_v = \frac{V_{dc_{max}} - V_{dc_{min}}}{2V_{dc}} \end{aligned} \tag{3.42}$$

En égalisant le terme $\Delta W_{(C_{dc})}$ avec la valeur maximale obtenue par l'équation (3.41) nous obtenons :

$$C_{dc} = \frac{V_s\sqrt{I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 cos(5\varphi_5 - 7\varphi_7)}}{2\omega \cdot \varepsilon_v \cdot V_{dc}^2} \tag{3.43}$$

Pour un SAPF destiné à compenser les harmoniques générés par un redresseur à thyristors dont l'angle d'allumage est α, les amplitudes et les phases des courants harmoniques "5" et"7" à injecter sont théoriquement les suivantes :

$$I_5 = \frac{I_1}{5} \;,\; \varphi_5 = -\alpha \quad et \quad I_7 = \frac{I_1}{7} \;,\; \varphi_7 = -\alpha \tag{3.44}$$

Grâce aux deux équations (3.43) et (3.44), il est possible d'exprimer la forme finale de la capacité :

$$C_{dc}=\frac{S_n\sqrt{\frac{1}{25}+\frac{1}{49}-\frac{2}{35}\cos(2\alpha)}}{2\omega\cdot\varepsilon_v\cdot V_{dc}^2} \tag{3.45}$$

a.5. Cinquième approche :

A partir des travaux de la référence [22 Ala], basés sur la mesure du courant harmonique I_h du rang harmonique le plus faible. La valeur de la capacité C_{dc} se calcule de la façon suivante :

$$C_{dc}=\frac{I_h}{\omega_h\cdot\varepsilon_v\cdot V_{dc}} \tag{3.46}$$

Avec ω_h correspondant à la pulsation du rang harmonique le plus faible à compenser.

b. Estimation de la capacité C_{dc}

Pour évaluer la valeur de la capacité C_{dc} suivant les différentes approches, toujours par le biais de la simulation, il est établi une comparaison et une synthèse des résultats obtenus afin d'aboutir à une valeur de compromis qui sera utilisée pour la détermination des régulateurs et pour le dimensionnement du banc expérimental. Il est à noter qu'en plus des valeurs du cahier de charges regroupées dans le tableau 3.2, la valeur de la tension du bus continu retenue est $V_{dc}=392\,V$.

b.1. Première approche :

Sachant que la puissance maximale que peut produire le SAPF dans le cas d'une charge *non linéaire* de type redresseur triphasé à diodes est de l'ordre de $(30\,\%\cdot S_n)$. Puis avec le rapport $k=V_{dc\,min}/V_{dc}=10\%$, l'équation (3.19) donne une valeur de capacité $C_{dc}=1752\,\mu F$.

b.2. Deuxième approche :

Du point de vue pratique [16 Sin], pour une condition de déséquilibre correspondant à une phase hors service, la puissance réellement présente à l'entrée de l'onduleur s'élève à 55% de la puissance triphasée d'une charge équilibrée. Dans le cas où l'amplitude des oscillations est fixée par $V_{dc(p-p)max}=0.15\,V_{dc}$, l'expression (3.29) attribue comme valeur de la capacité $C_{dc}=760\,\mu F$.

b.3. Troisième approche :

En appliquant l'équation (3.35) pour $\Delta v_{dc} = 10\% V_{dc}$, il est obtenu une valeur de la capacité $C_{dc} = 2071 \mu F$.

b.4. Quatrième approche :

Pour l'équation (3.45) les auteurs proposent une valeur de $\varepsilon_v = 5\%$, ce qui conduit à une valeur de capacité $C_{dc} = 237 \mu F$.

b.5. Cinquième approche :

En prenant comme rang d'harmonique le plus faible, le cinquième, et toujours une valeur de $\varepsilon_v = 5\%$, la valeur de capacité $C_{dc} = 312 \mu F$.

c. Comparaison des approches :

Notre analyse nous amène à constater que les valeurs de la capacité obtenues pour les différentes approches ne convergent pas à un résultat unique, ce qui nous oblige à faire une évaluation et une comparaison par le biais d'une simulation. Une première synthèse de simulation est faite à propos de l'impact de la valeur de la capacité sur la qualité des signaux de courant et de tension de source (THD_i, THD_v) comme il montré dans le tableau 3.3 (*Notons que l'analyse spectrale est faite sur cinq périodes et sur une bande fréquentielle de 500 KHz*) :

Tableau 3.3 : Evolution du THD_i et THD_v pour différentes valeurs de C_{dc}.

Approches	4ème	5ème	2ème	C_{dc} normalisé	1ère	3ème	C_{dc} normalisé
Valeurs de C_{dc}(μF)	237	312	760	1100	1752	2071	2500
THDi (%)	0.93	0.92	0.92	0.92	0.93	0.92	0.92
THDv(%)	12.40	12.29	12.41	12.35	12.79	12.21	12.45

Il apparait clairement que la modification de la valeur de la capacité du condensateur n'a pas d'effet remarquable sur la qualité des signaux de courant et tension de source ($THD_i \cong 0.92\%$, $THD_v \cong 12.4\%$).Une deuxième analyse révèle l'impact de la variation de la capacité C_{dc} sur la tension du bus continu V_{dc}. Notons que cette simulation est basée sur le cahier des charges déjà établi ci-dessus et pour chaque valeur de capacité mentionnée dans le tableau 3.3

La figure 3.4 représente le comportement de l'erreur entre la tension du bus continu et sa référence $(V_{dc\,ref} - V_{dc})$ pour différentes valeurs de la capacité. Deux régime transitoires se distinguent, le premier à $t = 0.1s$ représente la fermeture du

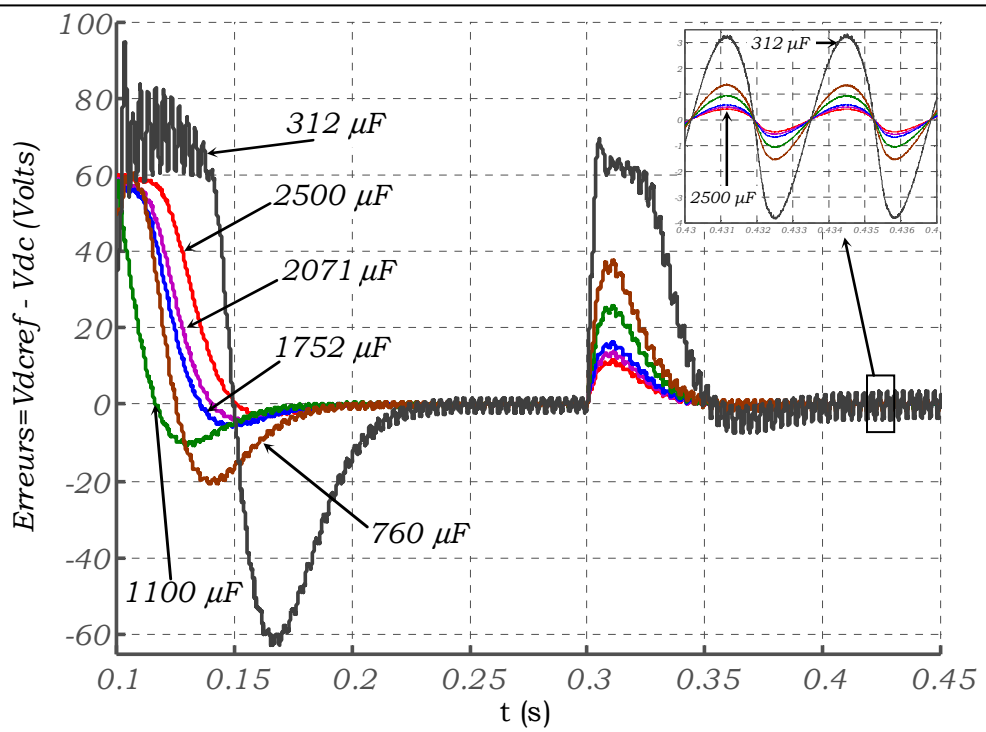


FIG. 3.4- *Evolution de l'erreur de la tension du bus continu* $(V_{dc_{ref}} - V_{dc})$ *en fonction des différentes valeurs de* (C_{dc}) .

SAPF sur le réseau et le deuxième à $t = 0.3s$ est dû au changement de la charge. Après la connexion du SAPF sur le réseau et pour des valeurs faibles de la capacité $(C_{dc} \leq 312\mu F)$, la tension V_{dc} est sujette à des oscillations conséquentes qui peuvent mettre le système en instabilité. De plus, le temps de réponse est aussi lent relativement aux autres et le dépassement en tension plus important. Ces inconvénients diminuent au fur et à mesure que la capacité augmente jusqu'à la valeur de $C_{dc} = 1100\mu F$ qui présente un temps de réponse minimal et un dépassement acceptable (2.55%). Pour les valeurs au-delà de $C_{dc} = 1100\mu F$ le dépassement diminue lentement mais le temps de réponse recommence à croître. Pour l'autre régime transitoire dû à une augmentation de la charge ($t = 0.3s$), cette même figure illustre bien que, plus la valeur de la capacité est importante, plus le dépassement diminue. Cette dernière remarque est valable pour l'impact de la capacité sur les oscillations en régime permanent. En effet, sur la figure 3.4, en médaillon, l'augmentation de la capacité diminue bien les oscillations de la tension du bus continu. De plus, dans cette analyse, le côté économique doit être pris en compte puisque le coût de ces condensateurs croît avec l'augmentation des valeurs des capacités.

Donc, un compromis est nécessaire pour le choix de cette valeur de capacité C_{dc} qui s'appuie sur le comportement de la tension du bus continu dans les deux régimes transitoire et permanent. Ainsi, cela nous a amené à sélectionner la valeur de la capacité $C_{dc} = 1100\mu F$ pour le reste du travail de cette thèse.

3.1.2 Filtre de sortie

Malgré que l'étude du choix du type de filtre de sortie aurait du être présentée au début du chapitre deux (avant la modélisation) nous avons jugé important de la détailler ici car le choix de la topologie du filtre nécessite une analyse qui sera fortement liée aux critères de dimensionnement de ses paramètres.

Afin de connecter l'onduleur de tension en parallèle avec le réseau et lui faire remplir le rôle de source de courant, il est nécessaire de disposer entre les deux un filtre de raccordement ou dit de sortie de nature inductive. La fonction de ce filtre permet d'une part de convertir le compensateur en un dipôle de courant du point de vue du réseau, et d'autre part à limiter la dynamique du courant, de façon à le rendre plus facile à contrôler.

3.1.2.1 Description et effets des deux types de filtres (*L*, *LCL*)

Trois types de filtre de sortie peuvent être mis en œuvre : un filtre du premier ordre (inductance *L*), un filtre du deuxième ordre (inductance-condensateur *LC*) ou un filtre de troisième ordre (*LCL*). Sachant que le filtre *LCL* est une combinaison de deux premiers (*LC-L*). La présence du filtre *LC* à la sortie de l'onduleur de tension, qui se comporte comme un générateur de tensions harmoniques, permet l'élimination des composantes hautes fréquences dues aux découpages, ainsi le spectre harmonique assigné au compensateur se retrouve peu affecté par les commutations des interrupteurs de puissance du convertisseur. L'association d'un filtre *L* et *LC* transforme la source de tension en une source de courant et améliore la qualité des grandeurs de sorties.

Afin de connaître les critères de choix d'un filtre de type L et LCL, une modélisation et ensuite une comparaison dans le domaine fréquentiel des deux types de filtres est décrite.

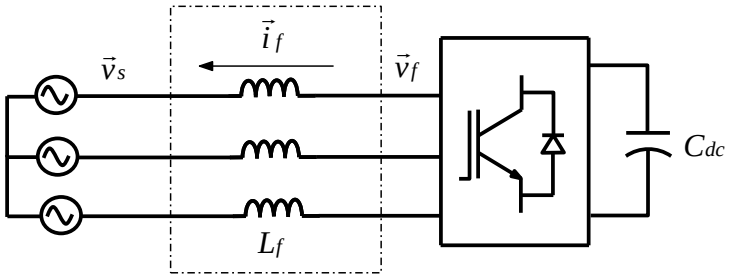
a. Modélisation des filtres de sorties *L* et *LCL*

La figure 3.5 représente les topologies des deux filtres souvent utilisés, le filtre du premier ordre (L_f) et celui du troisième ordre (L_{f1}, C_f, L_{f2}). Supposons que R, R_1 et R_2

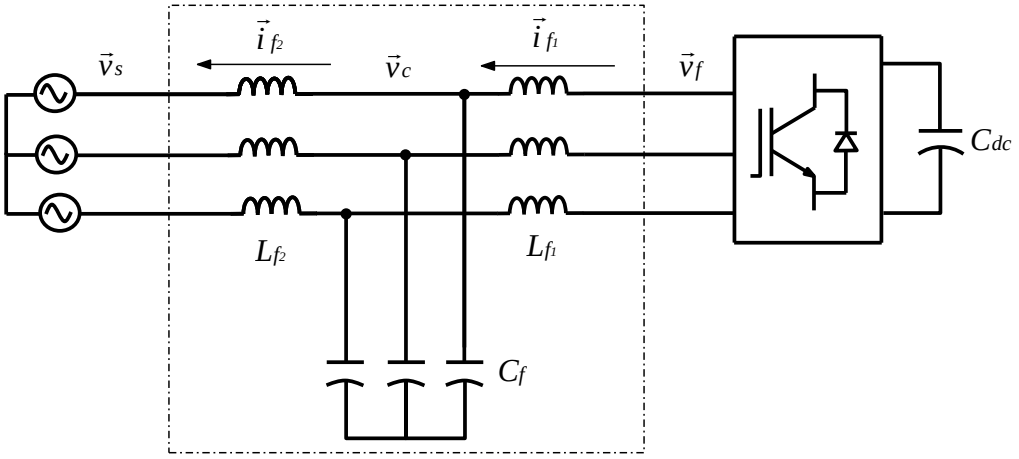
sont respectivement les résistances séries des inductances L_f , L_{f1} et L_{f2} , puis que la résistance série de la capacité C_f est supposée nulle.

a.1. Filtre (LCL) :

A partir de la figure 3.5.b nous pouvons écrire les équations différentielles du filtre



(*a*) *Filtre de premier ordre* (L_f)



(*b*) *Filtre de troisième ordre* (L_{f1}, C_f, L_{f2})

FIG. 3.5- *Connexion de l'onduleur à la source via différents types de filtre de couplage.*

L_{f1}, C_f, L_{f2} , dans le repère stationnaire (α, β) , suivantes :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}\vec{i}_{f1}^{\alpha\beta} &= -\frac{R_1}{L_{f1}}\vec{i}_{f1}^{\alpha\beta} + \frac{1}{L_{f1}}\left(\vec{v}_f^{\alpha\beta} - \vec{v}_{cf}^{\alpha\beta}\right) \\
\frac{d}{dt}\vec{v}_{cf}^{\alpha\beta} &= \frac{1}{C_f}\left(\vec{i}_{f1}^{\alpha\beta} - \vec{i}_{f2}^{\alpha\beta}\right) \\
\frac{d}{dt}\vec{i}_{f2}^{\alpha\beta} &= -\frac{R_2}{L_{f2}}\vec{i}_{f2}^{\alpha\beta} + \frac{1}{L_{f2}}\left(\vec{v}_{cf}^{\alpha\beta} - \vec{v}_s^{\alpha\beta}\right)
\end{aligned} \tag{3.47}$$

Qui peuvent être écrites sous forme d'un système d'état comme suit :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\vec{i}_{f1}^{\alpha\beta}\\ \vec{v}_{cf}^{\alpha\beta}\\ \vec{i}_{f2}^{\alpha\beta}\end{bmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}-\frac{R_1}{L_{f1}} & -\frac{1}{L_{f1}} & 0\\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f}\\ 0 & \frac{1}{L_{f2}} & -\frac{R_2}{L_{f2}}\end{bmatrix}}_{\vec{A}_{LCL}^{\alpha\beta}}\begin{bmatrix}\vec{i}_{f1}^{\alpha\beta}\\ \vec{v}_{cf}^{\alpha\beta}\\ \vec{i}_{f2}^{\alpha\beta}\end{bmatrix}+\underbrace{\begin{bmatrix}\frac{1}{L_{f1}} & 0\\ 0 & 0\\ 0 & -\frac{1}{L_{f2}}\end{bmatrix}}_{\vec{B}_{LCL}^{\alpha\beta}}\begin{bmatrix}\vec{v}_f^{\alpha\beta}\\ \vec{v}_s^{\alpha\beta}\end{bmatrix} \tag{3.48}$$

A partir de ce système d'état nous pouvons en déduire la relation entre la tension de l'onduleur $(\vec{v}_f^{\alpha\beta})$ et le courant de ligne $(\vec{i}_{f2}^{\alpha\beta})$ sous forme d'une fonction de transfert $G_{LCL}^1(s)$ comme suit :

$$\begin{aligned}G_{LCL}^1(s)&=\frac{i_{f2}(s)}{v_f(s)}=\begin{bmatrix}0 & 0 & 1\end{bmatrix}\left(sI-\vec{A}_{LCL}^{\alpha\beta}\right)^{-1}\vec{B}_{LCL}^{\alpha\beta}\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}\\ &=\frac{1}{s^3L_{f1}L_{f2}C_f+s^2C_f(L_{f2}R_1+L_{f1}R_2)+s(L_{f1}+L_{f2}+R_1R_2C_f)+R_1+R_2}\end{aligned} \tag{3.49}$$

En négligeant les résistances, la fréquence de résonance $G_{LCL}^1(s)$ peut être donnée par : $f_1=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{\dfrac{L_{f1}L_{f2}C_f}{L_{f1}+L_{f2}}}}$.

De la même façon, il est possible d'obtenir la fonction de transfert entre le courant de filtre $(\vec{i}_{f1}^{\alpha\beta})$ et le courant de ligne $(\vec{i}_{f2}^{\alpha\beta})$ définie par $G_{LCL}^2(s)$:

$$G_{LCL}^2(s)=\frac{i_{f2}(s)}{i_{f1}(s)}=\frac{1}{s^2C_fL_{f2}+s\,R_2C_f+1} \tag{3.50}$$

De la même manière la fréquence de résonance de $G_{LCL}^2(s)$ est : $f_2=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_{f2}C_f}}$.

Une autre fonction de transfert importante peut être déduite des deux premières, liant le courant de filtre $(\vec{i}_{f1}^{\alpha\beta})$ à sa tension $(\vec{v}_f^{\alpha\beta})$ qu'on définit par $G_{LCL}^3(s)$:

$$\begin{aligned}G_{LCL}^3(s)&=\frac{G_{LCL}^2(s)}{G_{LCL}^1(s)}=\frac{v_f(s)}{i_{f2}(s)}\cdot\frac{i_{f2}(s)}{i_{f1}(s)}\\ &=\frac{s^3L_{f1}L_{f2}C_f+s^2C_f(L_{f2}R_1+L_{f1}R_2)+s(L_{f1}+L_{f2}+R_1R_2C_f)+R_1+R_2}{s^2C_fL_{f2}+s\,R_2C_f+1}\end{aligned} \tag{3.51}$$

On constate une résonance qui se produit à $f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{f2}C_f}}$ et une antirésonance à $f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_{f1}L_{f2}C_f}{L_1+L_2}}}$. La fonction de transfert $G^3_{LCL}(s)$ représente l'impédance du filtre (L_{f1}, C_f, L_{f2}) à la sortie de l'onduleur. Notons que La fréquence de résonance (f_1) correspond à l'impédance minimale de résonance et (f_2) à l'impédance maximale de résonance.

a.2. Filtre (L) :

Par une démarche similaire, il est possible de définir les mêmes fonctions de transfert liant les différents paramètres du filtre L_f . La fonction de transfert $G^1_L(s)$ s'écrit alors :

$$G^1_L(s) = \frac{i_f(s)}{v_f(s)} = \frac{1}{sL_f + R} \tag{3.52}$$

Et il est trivial d'écrire $G^2_L(s)$ donnée par : $G^1_L(s)$

$$G^2_L(s) = \frac{i_{f2}(s)}{i_{f1}(s)} \equiv 1 \tag{3.53}$$

A partir des deux fonctions précédentes, il s'en déduit $G^3_L(s)$ comme suit :

$$G^3_L(s) = \frac{v_f(s)}{i_f(s)} \equiv sL_f + R \tag{3.54}$$

b. Comparaison entre les deux filtres *L* et *LCL*

La comparaison entre les deux topologies de filtres est faite sur la base d'une analyse fréquentielle pour les différentes fonctions de transferts développées. Les méthodes de détermination des paramètres du filtre de type *LCL* ont été peu développées dans la littérature. Cependant, dans deux références bibliographiques [23 Lis], [24 Bou] les auteurs mentionnent une procédure de dimensionnement des paramètres. Dans notre cas, pour une meilleure comparaison entre les deux topologies de filtres, les valeurs L_f, R de l'inductance du premier ordre sont choisies comme il est indiqué dans le tableau.3.4. En ce qui concerne le filtre du troisième ordre, les valeurs des paramètres ont été choisies de tel sorte que $L_f = L_{f_1} + L_{f_2}$, $R_f = R_1 + R_2$ et C_f , *puis* en fixant la pulsation propre à une décade au dessous de la

fréquence de commutation.

Tableau.3.4 : Paramètres des filtres de ligne.

Filtre-LCL	L_{f1}	0.6 mH
	R_1	5 mΩ
	C_f	50 μF
	L_{f2}	0.4 mH
	R_1	5 mΩ
Filtre-L	L_f	1 mH
	R_f	10 mΩ

La réponse en amplitude de la fonction de transfert entre la tension de l'onduleur $(\vec{v}_f)$ et le courant de ligne $(\vec{i}_f)$ pour les deux topologies est présentée sur la figure.3.6. En analysant cette figure, nous pouvons conclure que :

- Aux basses fréquences $(Partie\ A)$, et pour les deux inductances, la courbe des gains coupe l'axe $0\ dB$ avec une pente de $-20\ dB/decade$. Ce qui implique que le filtre L_{f1}, C_f, L_{f2} peut être vu comme bobine virtuelle d'inductance $L_{f_1} + L_{f_2}$, et que l'atténuation des harmoniques dans cet intervalle s'effectue de la même manière que pour le filtre L_f.
- Aux hautes fréquences $(Partie\ C)$, le filtre L_{f1}, C_f, L_{f2} prévoit une meilleure atténuation avec $-60\ dB/decade$ que le filtre L_f avec $-20\ dB/decade$ et c'est là ou réside son intérêt.
- Cependant, dans la partie médiane $(Partie\ B)$ l'atténuation avec le filtre L_{f1}, C_f, L_{f2} est inférieure à celle du filtre L_f. Dans les applications conventionnelles des redresseurs commandés, où le courant de ligne désiré est sinusoïdal, cela représente un inconvénient. Par contre, dans le cas du filtrage actif, cette particularité peut être vue comme un avantage. E effet avec le filtre de type L_{f1}, C_f, L_{f2} il est envisageable de produire les mêmes amplitudes en harmoniques qu'avec le filtre de type L_f mais pour une tension d'entrée v_f inférieure, avec une attention particulière au niveau de la commande pour la fréquence de résonance f_2. Il s'ensuit que la tension du bus continu V_{dc} nécessaire pour produire certains harmoniques de courant est faible avec le filtre L_{f1}, C_f, L_{f2} qu'avec le filtre L_f. Afin d'illustrer ce

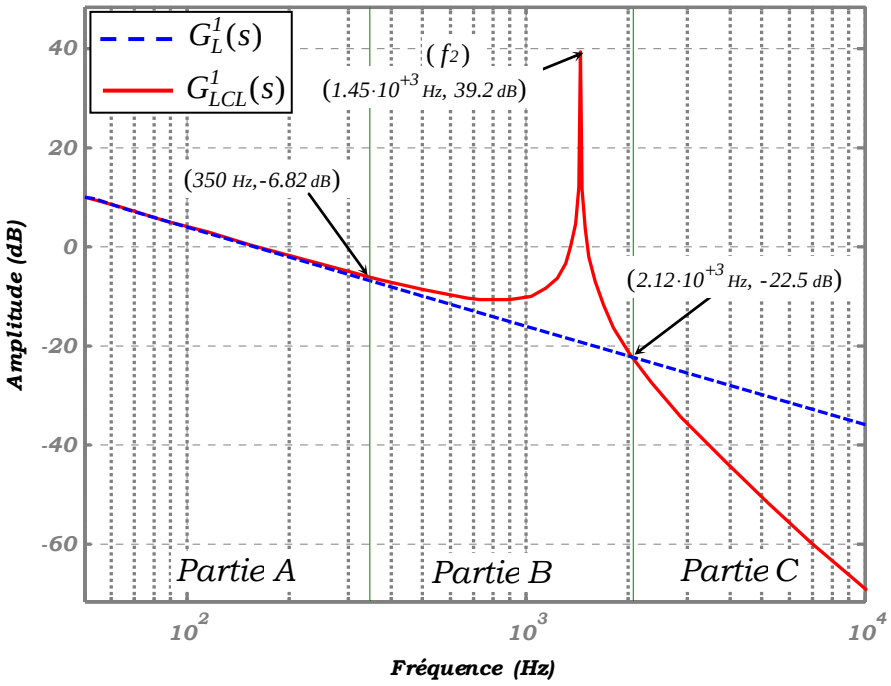


FIG. 3.6- *Transfert en amplitude entre la tension de l'onduleur* (v_f) *et le courant de ligne* $(\vec{i}_{f2})$, *pour les filtres (L) et (LCL).*

principe, l'exemple du treizième harmonique est traité. Pour le filtre L_{f1}, C_f, L_{f2}, l'application numérique pour la fonction de transfert s'écrit : $\frac{i_{f2}(j2\pi\cdot50\cdot13)}{v_f(j2\pi\cdot50\cdot13)}=0.3061\frac{(A)}{(V)}$. Par conséquence, pour générer un courant au $13^{éme}$ rang harmonique de valeur efficace $2.5A$, l'onduleur doit générer la tension harmonique correspondante avec une amplitude de $\frac{\sqrt{2}\cdot2.5}{0.3061}=11.55V$. Donc la tension du bus continu peut être déduite par $V_{dc}=\sqrt{3}(v_s+11.55)$. Pour une tension de source maximale $v_s=196V$ la tension du bus continu correspondante, pour une modulation linéaire, est $V_{dc}=359.5V$.

De la même manière, pour le filtre L_f, la valeur de la fonction de transfert calculée est : $\frac{i_{f2}(j2\pi\cdot50\cdot13)}{v_f(j2\pi\cdot50\cdot13)}=0.2449\frac{(A)}{(V)}$. D'où a valeur de la tension du bus continu correspondante : $V_{dc}=364.5V$.

A partir de la figure 3.7, aucune atténuation en amplitude des harmoniques générés par l'onduleur n'est possible pour le cas du filtre L_f *et cela* sur toute la bande fréquentielle $(50-10^{+4}Hz)$. Il en est de même pour les harmoniques basses fréquences $(Partie\ A)$ dans le cas du filtre L_{f1}, C_f, L_{f2}. Par contre, pour les hautes

fréquences $(Partie\,C)$, ce filtre présente à sa sortie une atténuation d'amplitude en courant suivant une pente de $-60\ dB/decade$. Cependant, dans la partie médiane $(Partie\,B)$ le courant subira une amplification qui peut atteindre une résonance de

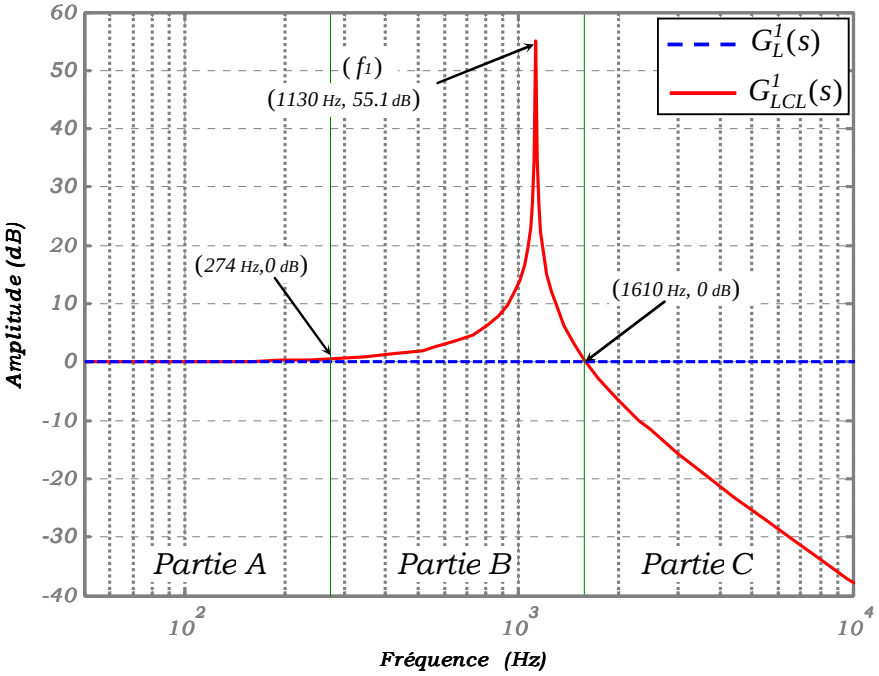


FIG. 3.7- *Transfert en amplitude entre le courant de l'onduleur* $(\vec{i}_{f1})$ *et le courant de ligne* $(\vec{i}_{f2})$, *pour les filtres (L) et (LCL)*

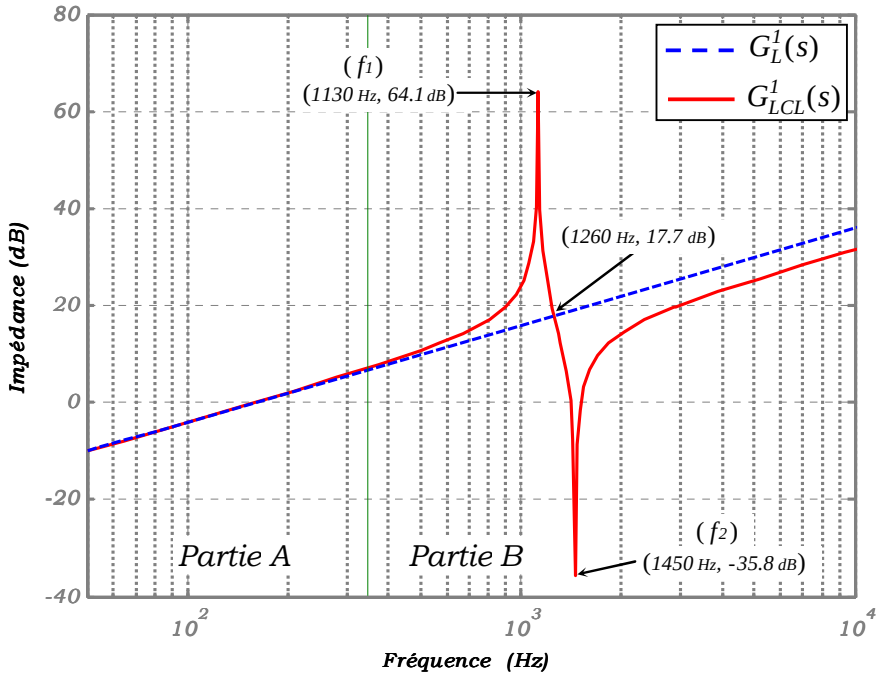


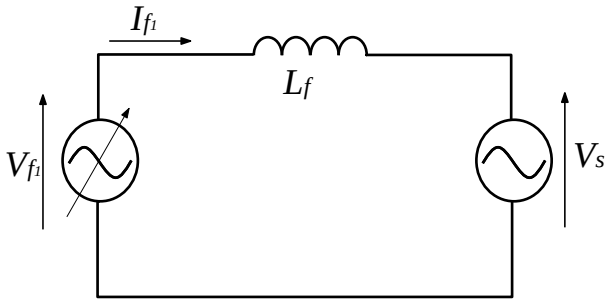
FIG. 3.8- *Evolution dans le domaine fréquentiel de l'impédance* (v_f/i_{f1}), *pour les filtres L et LCL.*

$(55.1\,dB)$ aux alentours du $22^{éme}$ *rang* harmonique. Ceci, peut être vu comme un avantage comme il a été mentionné dans le paragraphe précédent.

Dans la partie intermédiaire (*Partie B*) de la figure 3.8 il apparait clairement que l'impédance, à la sortie de l'onduleur, du filtre L_{f1}, C_f, L_{f2} diffère totalement à celle du filtre L_f qui elle est une fonction linéaire et croissante. Il est à noter deux valeurs remarquables, une valeur maximale pour une fréquence d'antirésonance (f_1) et un minimum pour une fréquence de résonance (f_2).

Egalement, le filtre *LCL* permet l'utilisation de valeurs d'inductance plus petites en maintenant une bonne performance dynamique, ce qui constitue un avantage fondamental lorsqu'il s'agit d'applications haute puissance où l'obtention d'inductance de valeur élevée est contraignante. Toutefois, le filtre LCL possède aussi quelques inconvénients, le plus notable fait référence à la stabilité. Le fait d'avoir une réponse fréquentielle avec une phase qui descend jusqu'à 270° n'est pas sans conséquences. Aussi, les importantes oscillations sous lesquelles est soumise la bobine interne L_{f1} engendrant des pertes fer (pertes d'hystérésis et courant de Foucault), exige d'augmenter les performances du circuit magnétique en utilisant des tôles très fines laminées ou de la ferrite. Un autre inconvénient qu'il est nécessaire de citer, concerne l'augmentation du nombre des capteurs et des circuiteries électroniques nécessaires pour la commande, ce qui engendre une complexité supplémentaire pour les commandes de type suivi de consignes.

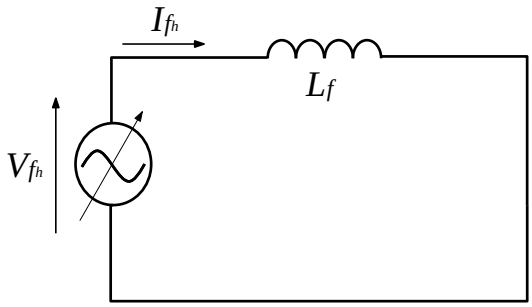
Finalement, quelque soit le filtre utilisé pour le raccordement, le schéma équivalent est similaire: une source contrôlée (alternative discontinue dans le cas de la topologie *L* et quasi sinusoïdale avec la topologie *LCL*) qui se connecte au réseau à travers une inductance. Si on néglige la résistance série de cette inductance et les harmoniques de découpage, le schéma équivalent monophasé du système du point de vue des grandeurs fondamentales sera celui de la figure 3.9.



$$L_f \cdot \frac{dI_{f1}}{dt} = V_{f1} - V_s$$

FIG. 3.9- *Schéma équivalent fondamental d'un SAPF raccordé au réseau*

En ne considérant que les grandeurs harmoniques et en supposant que la tension réseau est parfaitement sinusoïdale, il y aura qu'une seule source de tension harmonique dans le système : l'onduleur du SAPF (Fig. 3.10). Néanmoins, si la tension du réseau est perturbée, une source réseau équivalente à chaque harmonique présent sur celle-ci apparait, ainsi le schéma équivalent sera identique au cas du fondamental pour un rang harmonique donné.



$$L_f \cdot \frac{dI_{fh}}{dt} = V_{fh}$$

FIG. 3.10- *Schéma équivalent harmonique d'un SAPF raccordé à un réseau parfait.*

Dans la suite de l'étude menée dans cette thèse, c'est la configuration la plus simple qui est retenue, à savoir le raccordement avec un filtre de premier ordre de type *L*.

3.1.2.2 Dimensionnement du filtre de raccordement L_f

Ce filtre est l'élément essentiel de raccordement, il assure le transfert de l'énergie, entre le Point Commun de Connexion (*PCC*) et l'onduleur, trois exigences doivent être imposées pour l'estimation de la valeur de cette inductance L_f du filtre de sortie :

- → Assurer la dynamique de la totalité des courants harmoniques générés par l'onduleur et issus de la commande.
- → Garantir le filtrage, pour un certain niveau de qualité, des harmoniques de courant dus à la commutation.
- → Limiter la chute de tension au courant maximal, à une valeur inférieure à 20% de la tension côté source, niveau de potentiel au point *PCC*.

En se basant sur ces critères, quelques approches sont développées afin d'établir une comparaison et évaluer la valeur de l'inductance.

a. Présentation des approches

a.1. Première approche :

L'estimation de la valeur de l'inductance est basée sur les considérations de la possibilité de compensation de l'énergie réactive et la réduction des harmoniques du

courant [9 Jai], [11 Sin], [25 Jai]. Rappelons l'équation de l'énergie réactive engendrée par le SAPF obtenue par le développement effectué en (3.1.1.2.a : troisième approche) :

$$Q_{f_1} = 3V_s I_{f_1} = 3V_s \left(\frac{V_{f_1}}{\omega L_f} \right) \left(1 - \frac{V_s}{V_{f_1}} \right) \tag{3.55}$$

Pour un onduleur commandé en MLI sinusoïdale dans la partie linéaire de modulation $(0 \leq m \leq 1)$, l'harmonique de tension maximal se produit à la fréquence $(\omega \cdot m_f)$. Considérant seulement le contenu de cet harmonique pour la raie centrale, l'ondulation du courant du SAPF peut être donnée par [26 Bha]:

$$I_{f_h} \approx I_{f_h}(\omega \cdot m_f) = \frac{V_{f_h}(\omega \cdot m_f)}{\omega \cdot m_f \cdot L_f} \tag{3.56}$$

Où $(V_{f_h}(\omega \cdot m_f))$ est déterminée à partir du tableau 3.5 et $(I_{f_h}(\omega \cdot m_f))$ peut se déterminer à partir du facteur d'atténuation des oscillations (*RAF*) défini comme suit :

$$RAF = \frac{I_{f_h}(\omega \cdot m_f)}{I_{f_1}} \tag{3.57}$$

La valeur de (I_{f_1}) est obtenue à partir de la puissance apparente nominale du système par l'équation suivante :

$$I_f = \frac{S_n}{3V_s} \tag{3.58}$$

Tableau 3.5 [2] : Amplitude relative $(\hat{V}_{f_h})/(V_{dc}/2)$ des harmoniques existants dans la tension de phase de l'onduleur en fonction de (m_a) et (m_f).

h \ m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 Fondamental	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 2$					0.018

L'estimation de la valeur de l'inductance L_f *s'obtient grâce aux* étapes suivantes :

- Spécifier la fréquence de commutation (f_s), la tension efficace de la source (V_s), et la valeur de (*RAF*) exigée du système.
- A partir de (3.57) et (3.58), détermination de la valeur de I_{f_h}.

[2] Voir Annexe A.2.

- Avec $m=1$ et à partir du Tableau 3.5, calcul de la valeur de V_{fh}.
- En résolvant les équations (3.55) et (3.56), estimation simultanément des valeurs de L_f et V_{f1}. Il faut vérifier que $V_s < V_{f1} < 2V_s$.

a.2. Deuxième approche :

Dans les références [3 Pon], [4 Pon] les ondulations crêtes du courant sont choisies comme critère de dimensionnement de l'inductance. Pour calculer les ondulations du courant, il est considéré qu'il n'y a pas de charge et que l'effet de la résistance de l'inductance est négligeable. Dans ces conditions, la tension de référence de l'onduleur est égale à la tension de source. La valeur crête-crête des oscillations du courant de filtre (*obtenue à partir du développement effectué dans* [27 Gra]) s'écrit alors:

$$\Delta I_{f(p-p)max} = \frac{m_a \cdot V_{dc}}{8\sqrt{3} \cdot f_s \cdot L_f} \tag{3.59}$$

En prenant la valeur $m_a = 2\sqrt{2}V_s / V_{dc}$, alors :

$$L_f = \frac{V_s}{2\sqrt{6} \cdot f_s \cdot \Delta I_{f(p-p)max}} \tag{3.60}$$

Les auteurs proposent une valeur de $(\Delta I_{f(p-p)max} = 15\% \ \hat{I}_f)$.

a.3. Troisième approche :

Dans cette méthode, la valeur de l'inductance est limitée par un maximum (L_{fmax}) et un minimum (L_{fmin}) [20 Aze]. Pour maintenir l'ondulation du courant à un niveau réduit, la valeur d'inductance utilisées ne doit pas être inférieure à (L_{fmin}). Une possibilité d'estimation de cette valeur minimale à partir du courant maximal (I_{fmax}) que le SAPF doit fournir pour compenser toute la charge inductive, est la relation suivante :

$$L_{fmin} = \frac{\Delta V}{\omega \cdot I_{fmax}} \tag{3.61}$$

Tel que ΔV représente la différence de potentielle entre la tension de source et la tension de l'onduleur qui dépend automatiquement de la tension du bus continu et de l'indice de modulation.

Pour le rôle du SAPF, la valeur de l'inductance doit être bornée en valeur maximale pour produire la quantité nécessaire de courant harmonique, en amplitude et en fréquence, pour la compensation. Pour cela, une valeur maximale (L_{fmax}) est

déterminée, pour une fréquence de commutation donnée, sur la base de la contrainte que la pente minimale du courant de filtre doit être inférieure à la pente du signal triangulaire de la porteuse qui définit la fréquence de commutation (ceci assure l'intersection entre la porteuse et le signal de l'erreur du courant) [28 Mor], [29 Har].

La pente du signal triangulaire, (λ) est définie par :

$$\lambda = 4 \cdot A \cdot f_m \tag{3.62}$$

Où, (A) est l'amplitude du signal triangulaire, qui doit être égale aux ondulations maximales permises du courant, et (f_m) la fréquence de la porteuse.

La pente maximale du courant d'inductance est égale à :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{V_s + 0.5V_{dc}}{L_f} \tag{3.63}$$

Sachant la contrainte imposée précédemment, alors il est possible de déduire :

$$L_f < \frac{V_s + 0.5V_{dc}}{4.A \cdot f_m} = L_{f_{max}} \tag{3.64}$$

Alors la valeur de l'inductance estimée par cette approche peut être limitée par :

$$\frac{\Delta V}{\omega \cdot I_{f_{max}}} < L_f < \frac{V_s + 0.5V_{dc}}{4.A \cdot f_m} \tag{3.65}$$

a.4. Quatrième approche :

De la même manière, dans cette approche l'auteur [30 Etx] propose une valeur de l'inductance entre deux extrêmes. Une valeur minimale $(L_{f_{min}})$ qui limite les ondulations de courant injecté au réseau et une valeur maximale $(L_{f_{min}})$ qui permet la génération de tous les courants harmoniques spécifiés par le cahier des charges. L'ondulation maximale du courant en négligeant la résistance de l'inductance peut être calculée à partir de l'expression approximée de la dérivée du courant :

$$\Delta I_f = \frac{\Delta V}{L_f} \Delta t \tag{3.66}$$

En considérant une modulation MLI scalaire, dans chaque demi-période de la modulation, la valeur moyenne de la tension de sortie de l'onduleur sera égale à sa consigne. Si on suppose que l'onduleur essaie de reproduire exactement la tension

réseau (c'est-a-dire la consigne de courant nul), on peut calculer l'intervalle d'application de tension positive (T_+) et négative (T_-) de l'onduleur :

$$T_+(\omega t)=\frac{T_s}{2}\left(\frac{2\cdot V_s(\omega t)+V_{dc}}{2\cdot V_{dc}}\right)$$
$$T_-(\omega t)=\frac{T_s}{2}\left(\frac{-2\cdot V_s(\omega t)+V_{dc}}{2\cdot V_{dc}}\right) \tag{3.67}$$

Ainsi la variation du courant entre chaque intervalle peut être calculée à partir de (3.66) :

$$\Delta I_f^+(\omega t)=\frac{T_+}{L_f}\left(\frac{V_{dc}}{2}-V_s(\omega t)\right)=\frac{T_s}{8\cdot L_f\cdot V_{dc}}\left(V_{dc}^2-4\cdot V_s^2(\omega t)\right)$$
$$\Delta I_f^-(\omega t)=\frac{T_-}{L_f}\left(\frac{V_{dc}}{2}+V_s(\omega t)\right)=\frac{T_s}{8\cdot L_f\cdot V_{dc}}\left(V_{dc}^2-4\cdot V_s^2(\omega t)\right) \tag{3.68}$$

On voit bien que les deux variations sont identiques, donc l'ondulation maximum crête-crête sera :

$$\Delta I_{f_{max}}=\frac{T_s\cdot V_{dc}}{8\cdot L_f} \tag{3.69}$$

D'où on obtient la valeur minimale de l'inductance :

$$L_{f_{min}}=\frac{T_s\cdot V_{dc}}{8\cdot \Delta I_{f_{max}}} \tag{3.70}$$

Une fois que la valeur minimale est calculée du point de vue de la minimisation des ondulations du courant, il faut analyser la capacité du système à générer les harmoniques souhaités. Ainsi à partir de la connaissance des harmoniques du courant type, on peut calculer la valeur limite d'inductance qui permet leur génération :

$$i_{Ch}(t)=\sum_{h=0}^{\infty}\sqrt{2}\cdot I_{Ch}\cdot cos(h\omega t+\varphi_h) \tag{3.71}$$

Où $\left(i_{Ch}(t)\right)$ représente les harmoniques de courant à compenser.

La chute de tension aux bornes de l'inductance sera :

$$\Delta V=\sqrt{2}\cdot L_f\cdot\omega\sum_{h=0}^{\infty}h\cdot I_{Ch}\cdot cos(h\omega t+\varphi_h) \tag{3.72}$$

Dans le pire des cas, tous les harmoniques seront en phase et donc la valeur maximale efficace de la tension à générer par l'onduleur sera (en négligeant le terme fondamental du courant) :

$$V_{f_{max}} = \sqrt{2} \cdot V_s + \sum_{h=0}^{\infty} L_f \cdot \omega \cdot h \cdot I_{Ch} \cdot \sqrt{2} \tag{3.73}$$

En considérant toujours une modulation MLI scalaire, la valeur de l'inductance devra être inférieure à :

$$L_{f_{max}} = \frac{V_{dc} - 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_s}{2 \cdot \sum_{h=0}^{\infty} \omega \cdot h \cdot I_{Ch} \cdot \sqrt{2}} \tag{3.74}$$

Finalement, la valeur de l'inductance peut être estimée par :

$$\frac{T_s \cdot V_{dc}}{8 \cdot \Delta I_{f_{max}}} < L_f < \frac{V_{dc} - 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_s}{2 \cdot \sum_{h=0}^{\infty} \omega \cdot h \cdot I_{Ch} \cdot \sqrt{2}} \tag{3.75}$$

a.5. Cinquième approche :

En premier lieu rappelons les équations développées en (2.43), et en négligeant la valeur de la résistance de l'inductance nous pouvons simplifier leur écriture comme suit :

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_f(t)}{dt} &= v_s(t) - u_{abc}(t) \cdot V_{dc} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} &= u_{abc}(t)^T \cdot i_f(t) \end{aligned} \tag{3.76}$$

L'utilisation des techniques MLI pour obtenir les valeurs de la référence (u_{abc}^*) cause des ondulations du courant, qui doivent être maintenues inférieures à une valeur maximale acceptée $(\Delta I_{f(p-p)max})$, afin de limiter les distorsions à haute fréquence. Alors, il est possible d'écrire :

$$\begin{aligned} i_f(t) &= i_f^*(t) + \Delta i_f(t) \\ u_{abc}(t) &= u_{abc}^*(t) + \Delta u_{abc}(t) \end{aligned} \tag{3.77}$$

Où * indique les valeurs de références et Δ les ondulations causées par la technique MLI. En substituant (3.77) dans (3.76), on obtient que :

$$L_f \frac{d\Delta i_f(t)}{dt} = -\Delta u_{abc}(t) \cdot V_{dc} \tag{3.78}$$

Notons que le cas le plus défavorable des ondulations se produit lorsque (u_{abc}^*) soit au milieu d'une portion de l'hexagone, comme il est illustré dans la figure 3.11.

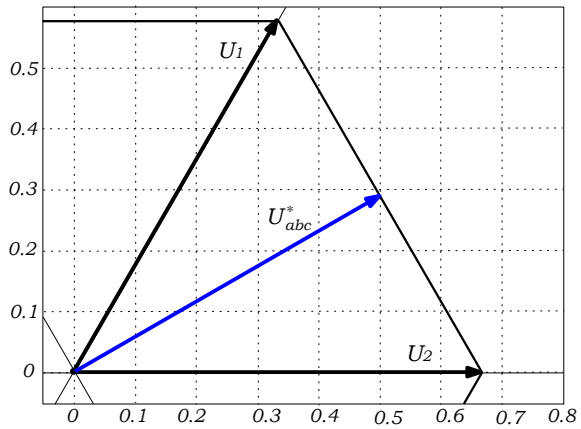


FIG. 3.11- *Position du vecteur de référence pour le cas le plus défavorable des ondulations de courant.*

Dans cette situation, en supposant que la valeur de la tension du bus continu est constante sur une période de commutation (T_s), l'ondulation crête-crête du courant s'écrit [14 Ron]:

$$\Delta I_{f(p-p)} = \int_{t_0}^{t_0+T_s/2} \left[\frac{d\Delta_f(t)}{dt}\right]_{U_1} dt = \frac{V_{dc}}{6 \cdot L_f \cdot f_s} \qquad (3.79)$$

Son maximum doit être inférieur à l'ondulation maximale choisie $(\Delta I_{f(p-p)max})$ d'où on obtient la valeur de l'inductance pour leur limitation [13 Moh][18 Moh][31 Bru] :

$$\Delta I_{f(p-p)} < \Delta I_{f(p-p)max} \quad \Rightarrow \quad L_f = \frac{V_{dc}}{6 \cdot \Delta I_{f(p-p)max} \cdot f_s} \qquad (3.80)$$

b. Estimation de L_f

Nous allons calculer la valeur de l'inductance présentée pour chaque approche, et faire une comparaison entre elles. Une comparaison quantitative et qualitative présentant les valeurs des $THDi$, $THDv$ ainsi que les signaux des courants et leurs spectres issus des simulations relatives en se basant sur le même cahier de charge de calcul des paramètres précédents.

b.1. Première approche :

En suivant l'algorithme développé par cette approche et en choisissant une amplitude relative de 0.601 qui correspond à la fréquence de commutation du tableau3.5. La valeur de V_{f1} obtenue vérifie bien la condition $V_s(138.5) < V_{f1}(208.5) < 2V_s(277)$ et donc la valeur de l'inductance extraite est de $L_f = 0.83mH$.

b.2. Deuxième approche :

En prenant $\Delta I_{f(p-p)max} = 15\% \hat{I}_f$ et pour une charge bien connue tel que le pont redresseur triphasé où la valeur du courant $\hat{I}_f$ est donnée par $\left(\hat{I}_f = \frac{3}{\sqrt{2}\cdot\pi} I_n\right)$ (*paragraphe 2.1.1*). Désormais, à partir de l'équation (3.60), la valeur de l'inductance trouvée est $L_f = 0.58mH$.

b.3. Troisième approche :

A partir de l'Equation (3.65) et pour une valeur de $A = 15\% \hat{I}_f$ et en considérant que toute la puissance de la charge est inductive pour la détermination de la valeur minimale, les limites de l'inductance obtenues sont : $0.918\ mH < L_f < 1.72\ mH$.

b.4. Quatrième approche :

En appliquant le choix effectué par les auteurs dans cette approche concernant l'ondulation maximum crête-crête : $\Delta I_{fmax} = 2.\sqrt{2}\cdot I_n \cdot 5\%$ et en faisant une analyse spectrale du courant de charge afin d'obtenir les amplitudes des courants harmoniques correspondants aux $5^{éme}$, $7^{éme}$, $11^{éme}$ et $13^{éme}$ rang, les valeurs extrêmes de l'inductance obtenues sont : $0.72\ mH < L_f < 1.53\ mH$.

b.5. Cinquième approche :

La valeur de l'inductance obtenue à partir de l'équation (3.77) et en prenant $\Delta I_{fmax} = 2.\sqrt{2}\cdot I_n \cdot 5\%$ est $L_f = 0.96\ mH$.

c. Comparaison des approches :

Le tableau 3.6 résume les résultats obtenus par les différentes approches. Afin de faire leur comparaison, nous avons fait une étude de l'impact de la variation de l'inductance sur les distorsions harmoniques de tension et de courant de source (THD_i, $THDv$), en élargissant un peu l'intervalle des valeurs de l'inductance du tableau.3.7 (*Notons que l'analyse spectrale est faite sur cinq périodes et sur une bande fréquentielle de 500 KHz*).

Tableau 3.6 : Valeurs de L_f pour différentes approches.

Approches	$1^{ére}$	$2^{éme}$	$3^{éme}$	$4^{éme}$	$5^{éme}$
Inductance (L_f mH)	0.83	0.58	$0.918 < L_f < 1.72$	$0.72 < L_f < 1.53$	0.96

Tableau 3.7 : Evolution du THDi et THDv pour différentes valeurs de L_f .

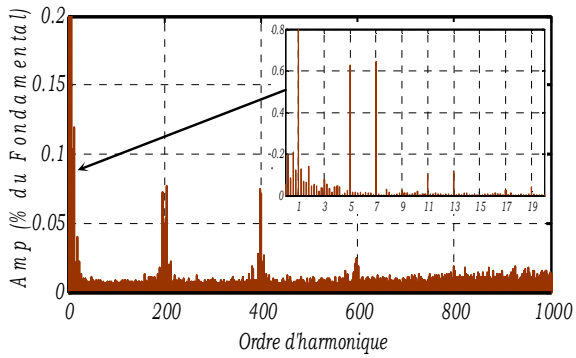
Valeurs de L_f (mH)	0.05	0.58	1.0	2.0	4.0	6.0
THDi (%)	1.1	1.04	0.92	0.98	4.39	7.91
THDv(%)	45.04	18.72	12.35	7.08	3.81	3.36

A partir du tableau 3.7 nous pouvons faire deux importantes constatations. La première, est que l'augmentation de l'inductance L_f améliore la qualité de la tension de source en filtrant d'avantage les perturbations hautes fréquences, ceci se traduit par la diminution du THD_v ($45.04\% \rightarrow 3.36\%$). De plus, la deuxième constatation est en rapport avec l'impact de l'inductance sur la qualité du signal de courant. En effet, lorsque la valeur de L_f augmente, le THD_i diminue en passant par un minimum (0.92%) correspondant à une valeur de $L_f = 1.0\ mH$ puis augmente de nouveau pour atteindre un maximum (7.91%) pour $L_f = 6.0\ mH$.

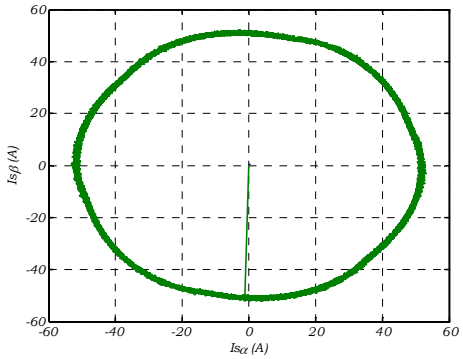
Afin de donner une comparaison qualitative et quantitative entre les approches, et voir l'influence de l'inductance sur la commandabilité des courants générés par le filtre, une illustration graphique est représentée à la figure 3.12.

La figure 3.12 représente en (a) les spectres du courant de source pour différentes valeurs d'inductance et en (b) les représentations dans le repère (α, β) de celui-ci [32 Cha].

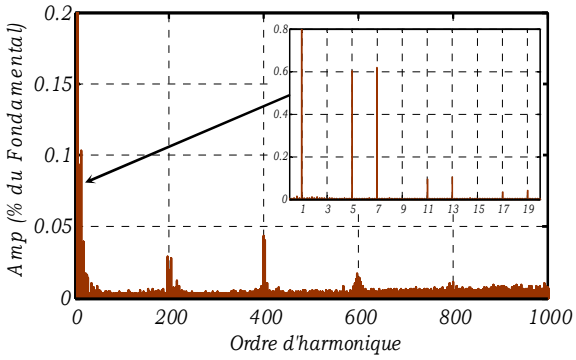
Pour la valeur $L_f = 0.05\ mH$, le spectre de courant révèle la présence des raies à la fréquence de commutation (f_s) et ses multiples, plus un bruit haute fréquence (HF) qui n'a pas été totalement filtré par cette réactance (filtre du premier ordre). L'agrandissement illustre le spectre des harmoniques d'ordre faible (rangs inférieurs à 20) et fait état de la présence des harmoniques de rangs impairs non multiples de trois plus des raies parasites mais qui restent négligeables. De plus, la compensation des harmoniques de rangs impairs et non multiple de trois est bien effective de la part du SAPF via l'inductance qui assure ainsi la commandabilité du courant du filtre actif. Ceci se traduit par un cercle lors de la représentation du courant de source dans le repère (α, β). D'après cette forme circulaire, il s'en déduit que le courant est sinusoïdal mais le contenu des composantes HF est visible et entraine un THD_i de 1.1%. Une amélioration notable est constatée, lorsque l'inductance prend des valeurs supérieures, $0.58\ mH$ puis $1.0\ mH$, par une élimination des signaux HF et en assurant toujours une bonne commandabilité.



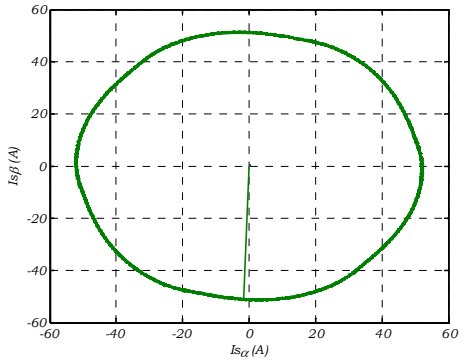
(a)



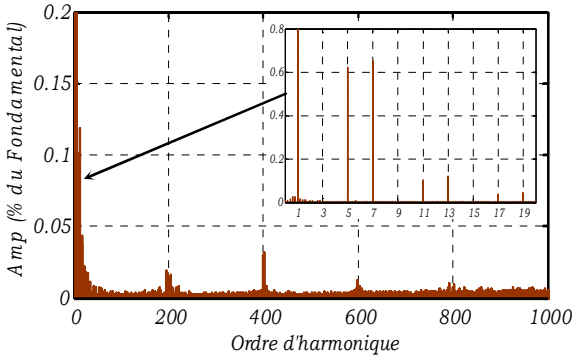
(L_f=0.05 mH) (b)



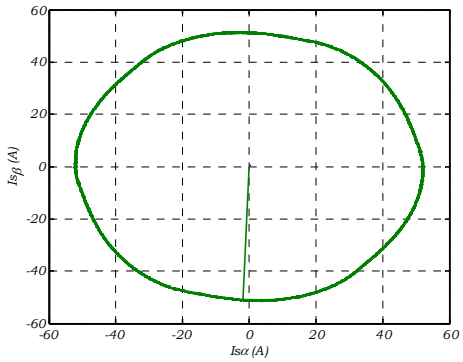
(a)



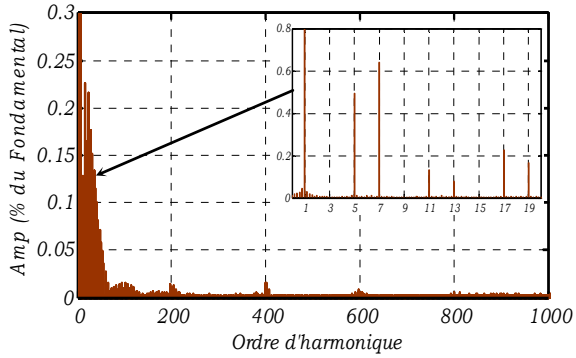
(L_f=0.58 mH) (b)



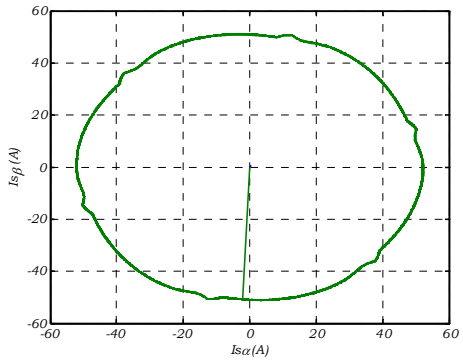
(a)



(L_f=1 mH) (b)



(a)



(L_f=2 mH) (b)

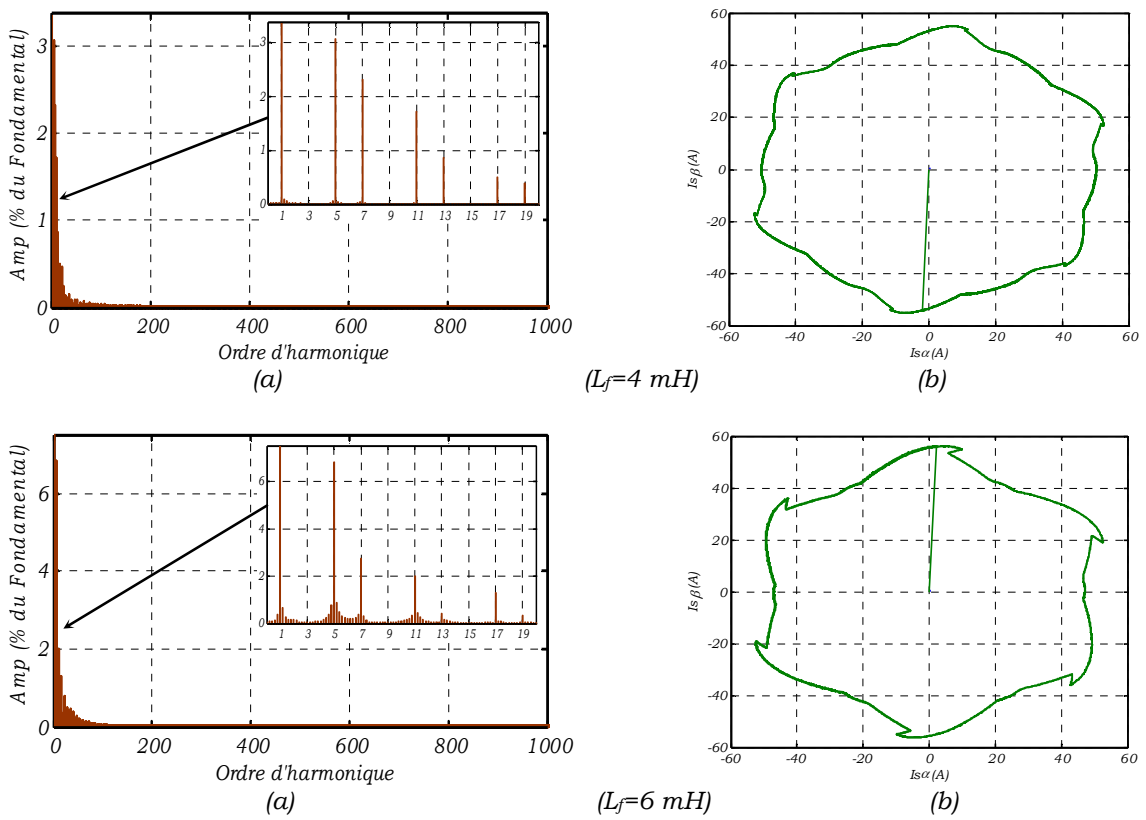


FIG. 3.12- *Impact de l'inductance de couplage sur la qualité du signal du courant de source (a) spectre du courant, (b) représentation dans le repère* (α, β).

Par contre, à partir de la valeur de *2.0 mH* l'inductance filtre mieux les signaux *HF* et garantit ainsi la qualité du signal de tension, mais au détriment du critère de commandabilité. En effet, les courants harmoniques injectés de rangs élevés nécessaires à la compensation du courant de la charge non linéaire sont atténués. Ce phénomène se traduit par l'augmentation des raies à partir du rang 15 et 17 sur l'agrandissement du spectre ou sur les basses fréquences (< 5 Khz) sur le spectre complet. Dans le cas de l'inductance $L_f = 6.0\ mH$, les constations précédentes sont confirmées puisque les composantes HF sont inexistantes, par contre les raies des rangs harmoniques basses fréquences ont pris de l'ampleur ($\hat{I}_{(5éme)} = 7\%$ par exemple). Par conséquent, le THD_i est en forte progression : *7.91%* pour $L_f = 6.0\ mH$ en comparaison au THD_i de *0.92% pour* $L_f = 1.0\ mH$.

En conclusion et en synthèse de cette étude sur le filtre de couplage, c'est la valeur de l'inductance $L_f = 1.0\ mH$ qui est retenue pour la suite du travail de recherche décrit dans cette thèse.

3.2 Description du banc d'essais du SAPF

Dans le cadre d'une thématique de recherche appliquée du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (L.A.I.I.), une plateforme expérimentale du SAPF de 20KVA a été élaborée au sein de l'équipe Génie Electrique afin de valider différents types et méthodes de commandes, implémentées sous forme analogique, numérique ou hybride. Dans ce paragraphe, nous allons détailler les différentes parties constituant le banc d'essais : puissance, instrumentation et commandes spécifiques.

3.2.1 Structure générale du banc d'essais

La figure 3.13 illustre le schéma synoptique de la plateforme expérimentale du SAPF qui est constituée de :

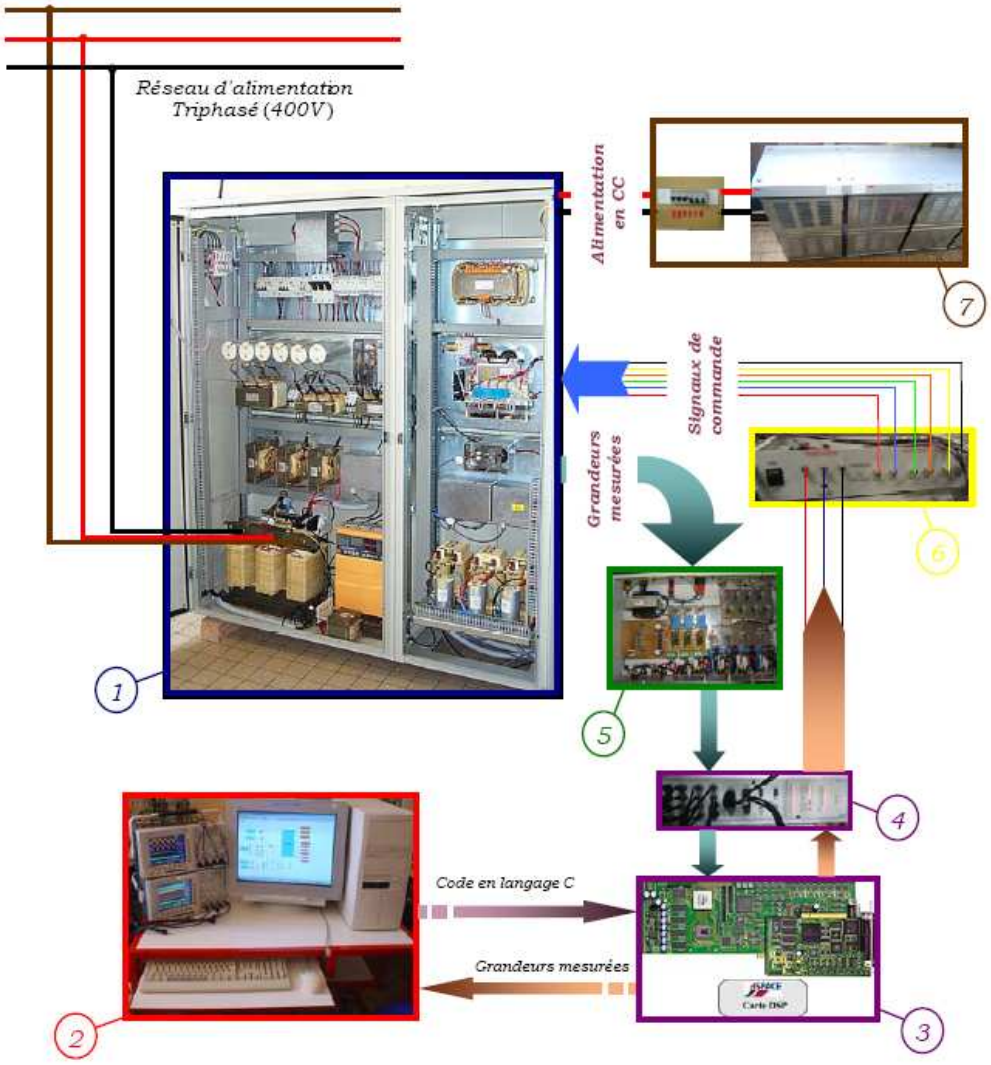


FIG. 3.13- *Schéma global du banc expérimental du SAPF.*

① Structure de puissance et organe de commande électrique du SAPF.

② Unité de traitement sous l'environnement Matlab/Simulink/Control Desk.

③ Dispositif de contrôle, de commande et d'acquisition (dSPACE DS1104).

④ Panneau de connexion des différents signaux d'entrées/sorties.

⑤ Instrumentation pour la mesure des grandeurs électriques.

⑥ Système de génération des compléments des trois signaux de commande et des temps morts du SAPF.

⑦ Charge variable en sortie du pont redresseur à diodes triphasé.

3.2.2 Structure de puissance du SAPF

La figure 3.14 représente le schéma électrique de la structure de puissance (*la partie de puissance de la plateforme expérimentale*). A partir du réseau électrique triphasé (*400 V, 50Hz*), la charge non linéaire, constituée d'un pont PD3 débitant sur une charge passive (inductance *L en série avec des résistances R*), est alimentée par l'intermédiaire d'un transformateur de puissance triphasé et d'une inductance de ligne en série avec le pont PD3 dont leurs caractéristiques sont résumées dans le tableau 3.8.

Tableau 3.8 : Spécifications techniques de la source et de la charge non linéaire.

Désignation	*Spécifications techniques*
Transformateur triphasé d'alimentation	-Puissance : 20 KVA -Primaire : 400 V - 50 Hz -Secondaire : 240 V -Montage : Dyn11 -Ucc % : 6 %
Self de ligne du pont L_p (Self triphasée)	-L_p= 566 µH ± 5% -Courant efficace : 50 A -Facteur de qualité (parallèle) :≥ 80 -Fréquence nominale : 50 Hz -Tension entre phases : 240 V
Pont redresseur PD3	-Constructeur : SEMIKRON -Référence : SKD 51/14 -I_D= 50 A -$V_{in\ (max)}$= 3X380 V
Self de charge monophasée (L)	-L= 1 mH ± 5% -Prises intermédiaires : 800µH et 600µH -I_{eff}=56 A -Ondulation crête à crête : 10 A à 300Hz -Courant continu : 55 A -Facteur de qualité (parallèle) : ≥ 80 -Fréquence nominale : 50 Hz -Tension continue maximale : 350 V
Charge résistive variable (R) (résistances de puissance monophasées)	-R_1(35 Ω, 10 A, 450 V)[deux en parallèle] -R_2 (70 Ω, 5 A, 450 V) [deux en parallèle] -R_3 (105 Ω, 5 A, 450 V) [deux en parallèle] -Branchement : (R_1, R_2, R_3) en parallèle

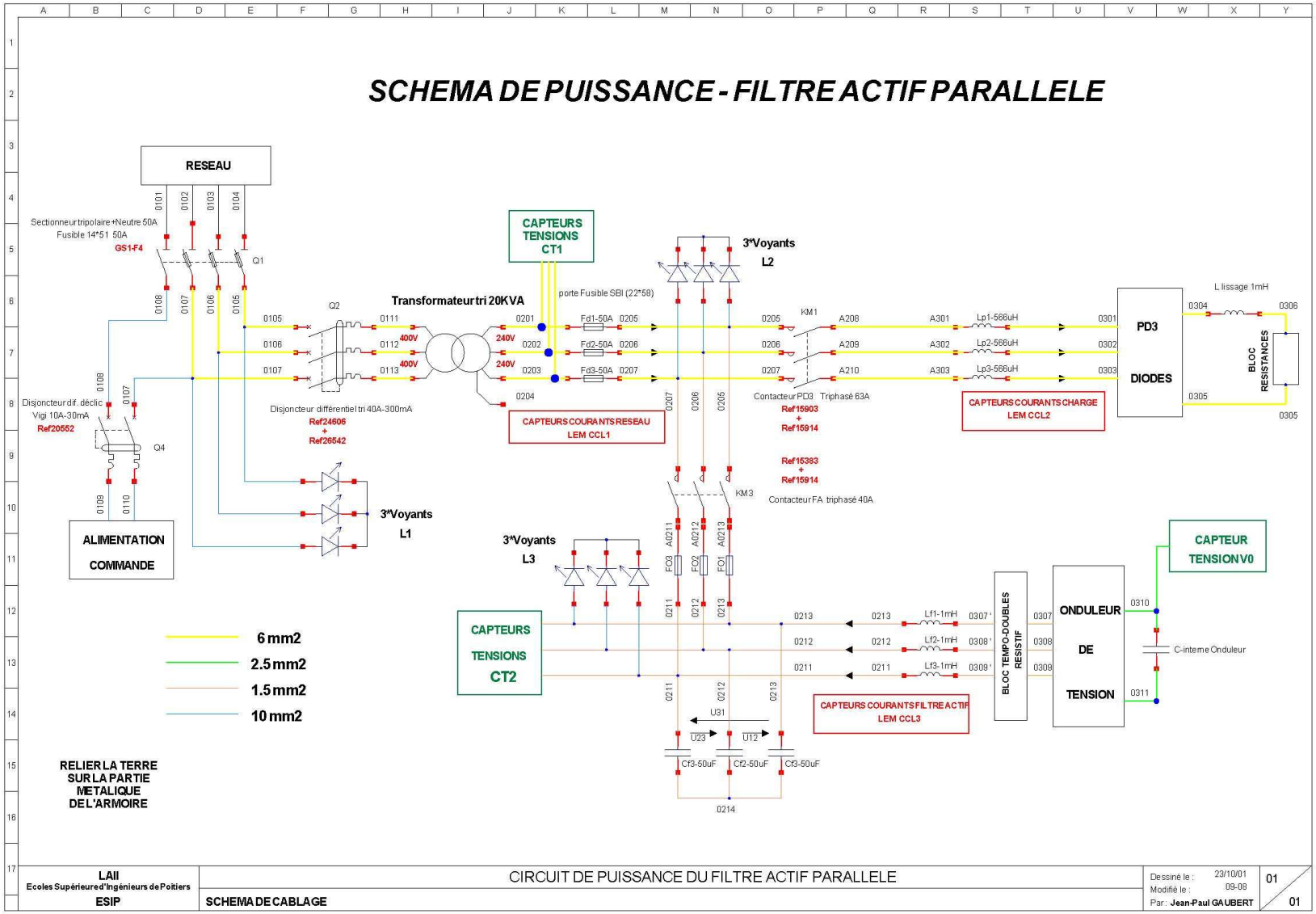


FIG. 3.14- *Schéma électrique de la plateforme expérimentale du SAPF.*

La deuxième partie du schéma de puissance représente le SAPF. Il est constitué d'un filtre inductif de couplage au réseau, dont la valeur de l'inductance (L_f) est égale à la valeur estimée précédemment, et d'un onduleur de tension triphasé. Sur ce banc, il est possible aussi de constituer un filtre de sortie de type LC. Pour cela, trois condensateurs sont disponibles et la fréquence de coupure de ces filtres est alors de $f_C \approx 720Hz$. Il est à noter que des résistances d'amortissement ($R_{am(1,2,3)}$) sont mises en série avec ces condensateurs. Par ailleurs, pour limiter les courants du réseau lors du transitoire à la mise en service du SAPF (C_{dc}), un ensemble de résistances triphasées temporisé est mis en série avec le filtre de sortie (module *temporisations doubles*). Ces résistances sont ensuite court-circuitées après la phase de démarrage.

Tableau 3.9 : Spécifications techniques du SAPF.

Désignation	Spécifications techniques	
Self du filtre de sortie (L_f) (Trois self monophasées)	- L_f= 1 mH ± 5% -I_{eff} =20 A -$I_{crête}$=32 A -$I_{crête-crête}$ (10KHz)= 4A -Facteur de qualité (parallèle) :≥ 80 -Fréquence nominale : 50 Hz -Tension entre phases : créneaux de tension continue ± 450 V -Prises intermédiaires : 600µH, 800µH -Circuit magnétique : ferrites	
Condensateur du filtre de sortie (C_f)	-C_f=50 µF ± 10% -I_{eff}=10 A -Fréquence nominale : 50 Hz -V_{eff}= 300V -$V_{eff(Fond)}$= 240V	
Résistance d'amortissement (R_{am})	-R_{am1}=10 Ω ± 1%, 200 W, Ref :284-HS 200-10F -R_{am2}=4.7 Ω± 1%, 200 W, Ref :284-HS 200- 4.7F -R_{am3}=0.47 Ω± 5%, 200 W, Ref :284-HS 200- 0.47F	
Module temporisations doubles	- R_{T1}=22 Ω ± 1%, 300 W, Ref : 284-HS 300-22F - R_{T2}=10 Ω ± 1%, 300 W, Ref : 284-HS 300-10F 1°- Etat initial : R_{TOT}=32Ω 2°- 1^{ére}temporisation : R_{T1} court-circuitée, R_{TOT}=10Ω 3°- 2^{éme} temporisation : R_{T2} court-circuitée, R_{TOT}=0Ω	
Onduleur triphasé (SEMIKRON)	3 modules SKM50GB123 D	-V_{CE}=1200 V -I_C=50A -V_{GE}=15 V -$V_{in(max)}$=3X380V -$T°_{dissipation}$=80°
Condensateur de stockage (C_{dc})	SKC 2M2 40A-1 50	-Electrolytique 2 x (2200 µF/ 400 V) -C_{eq}=1100 µF/ 800V -V_{DCmax}=750 V

Les trois bras d'onduleur sont constitués chacun d'un module de deux *IGBT* avec en antiparallèle des diodes rapides (*SKM 50 GB 123 D*). L'ensemble est monté sur un dissipateur. Le rendement de l'onduleur au point nominal est estimé à *95%* avec des pertes de *500W* (*45%* de conduction et *55%* de commutation). De ce fait, un radiateur d'une résistance thermique de *0.1°C/W* de type *PE 16,* de longueur *340mm* et refroidi par ventilation forcée (*4m/s*) a été ajouté.

Le condensateur du bus continu, de capacité (C_{dc}) correspondante à la valeur estimée auparavant, est mis en parallèle avec des résistances de décharges (R_{DC}). Les spécifications techniques du SAPF sont rassemblées dans le tableau 3.9.

3.2.3 Instrumentation

Il est à noter que toutes les stratégies de commande développées dans le cadre de cette thèse et pour un régime équilibré, ne nécessitent que cinq capteurs (deux pour les courants de source, deux pour les tensions de source et un capteur pour la tension du bus continu). Cela représente un gain relativement à d'autres techniques qui nécessitent au moins deux capteurs de plus.

Les capteurs de courants et de tension sont indispensables pour les algorithmes de commandes du SAPF et constituent l'interface avec la partie puissance. La mesure des courants et des tensions est effectuée à l'aide de capteurs à effet Hall.

3.2.3.1 Mesure des courants

Afin d'effectuer une mesure précise et fiable du courant nécessaire pour obtenir une commande adéquate, il est impératif d'avoir une bonne linéarité, une isolation galvanique et une large bande passante au niveau du capteur. Pour cela, des capteurs de courant de type *LA 55-P*, de la société LEM [33 LEM], fonctionnant en boucle fermée avec compensation et utilisant l'effet Hall, remplissent cette tâche avec un rapport de transformation de *1/1000*. Ils possèdent une bande passante à

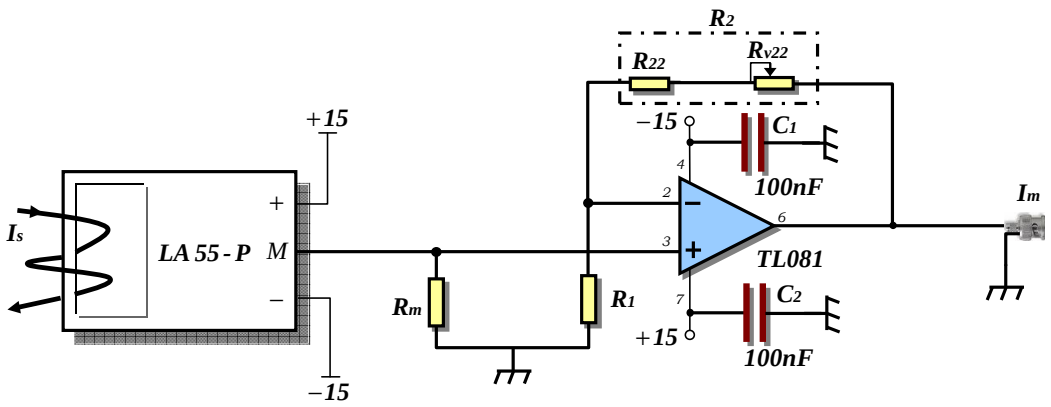


FIG. 3.15- *Schéma électrique de la chaine de mesure du courant de source.*

-1dB comprise entre 0Hz et 200kHz et un dI/dt correctement suivi meilleur que $>200\ A/\mu s$. La figure 3.15 montre l'interface électronique qui permet en sortie un rapport courant/tension compatible avec les entrées analogiques des systèmes d'acquisition temps réels (Valeurs utilisées $+/-10V$ crête). Le courant est converti en une tension par une simple résistance de précision (R_m) dont la valeur ne dépend que du seuil de tension que l'on désire obtenir, image du calibre. Dans cette application le rapport de conversion est fixé à 0.6 V/A. De plus, un étage amplificateur en sortie de la mesure est rajouté. Ce dernier permet également d'éviter tout problème d'adaptation d'impédance lors de la connexion de la sortie mesurée à l'entrée d'autres modules électroniques.

3.2.3.2 Mesure des tensions (V_s, V_{dc})

Pour concevoir des capteurs de tension précis, possédant une large bande passante, de faibles perturbations et insensibles aux champs magnétiques environnants, le coût s'avère élevé. Hors, les bruits secondaires dûs à la qualité de l'instrumentation ont un impact direct sur la commande et plus précisément dans le cas de la tension du bus continu. Par conséquent, la solution retenue pour la mesure des tensions est la mise en œuvre de sondes différentielles HZ64 [34 Ham] qui permettent les mesures flottantes pour tout système d'acquisition. Elles sont caractérisées par une très grande bande passante : $DC\ à\ 20MHz$, une atténuation : $1:20\ ou\ 1:200$, une précision : $\pm\ 2\%$, une tension maximale différentielle d'entrée de $1000\ VAC/DC$ et une impédance d'entrée de $4M\Omega\ //\ 1.2pF$. En sortie, le niveau de tension est de $\pm \leq 6.5V$ avec une impédance de $1M\Omega$.

3.2.4 Structure de commande

Deux types de structure pour la génération des signaux de commande du SAPF sont conçus : une structure de commande numérique et une structure de commande hybride (*Numérique-Analogique*). Pour cela, un outil purement numérique (*dSPACE*) associé à des modules analogiques remplissent cette tâche. Dans ce paragraphe, l'ensemble de ces outils sont décrits à partir de leurs constitutions, principes de fonctionnement et leurs utilisations dans la chaîne de commande du SAPF.

3.2.4.1 Système de commande numérique (*dSPACE*)

a. Constitution et fonctionnement du système

Le système numérique utilisé, sur lequel les algorithmes de contrôle du SAPF sont

Tableau 3.10 : Spécifications de carte DS 1104.

Paramètres		Spécifications
Processeur	Type PowerPC Horloge CPU Mémoire Cache	• PPC 603e • 259 MHz • 2 x 16 Ko
Mémoire	Mémoire globale Mémoire Flash	• 32 Mo SDRAM • 8 Mo
Timers	4 timers généraux	• Décompteur 32 bits • Résolution de 80 ns • Rechargé physiquement
	1timer d'échantillonnage	• Décompteur 32 bits • Résolution de 40 ns • Rechargé par programme
	1 compteur de base du temps	• Compteur 64 bits • Résolution de 40 ns
Contrôleur d'interruptions		• Interruption des 5 timers • Deux interruptions d'index de ligne de l'encodeur incrémental • Interruption de l'UART • Interruption du DSP esclave • Interruption PWM du DSP esclave • 5 interruptions du convertisseur A/N (fin de conversion) • 1 interruption Hôte • 4 interruptions externes
Convertisseur A/N	Canaux	• 4 canaux multiplexés • 4 canaux parallèles
	Résolution	• Canaux multiplexés : 16 bit • Canaux parallèle : 12 bits
	Rang de la tension d'entrée	• ± 10 V
	Temps de conversion	• Canaux multiplexés : 2µs • Canaux parallèle : 800 ns
	Rapport signal-bruit	• Canaux multiplexés : > 80dB • Canaux parallèles : > 65 dB
Convertisseur N/A	Canaux	• 8 canaux
	Résolution	• 16 bits
	Rang de la tension de sortie	• ± 10 V
	Temps de conversion	• 10 µs .Max
	Rapport signal-bruit	• > 80 dB
	Le courant I_{outmax}	• ± 5mA
Entrées/Sorties numériques	Canaux	• 20 bits E/S parallèles • 1 bit entrée ou sortie
	Rang de la tension	• Niveau TTL (E/S)
	Le courant I_{outmax}	• ± 5mA
Interface codeur incrémental numérique	Canaux	• 2 canaux indépendants Entrées TTL ou différentielles (RS422) (Programmation pour chaque canal)
	Compteurs de position	• Résolution de 24 bits • Fréquence d'entrée de 1.65 MHz max. • Remise à zéro par programmation
	Tension d'alimentation	• 5 V / 0.5 A

implantées, est une mono-carte (*DS1104 R&D Controller Board*) comprenant un jeu complet de modules d'E/S permettant un accès facile aux signaux pour le système de commande. Elle peut être installée pratiquement dans tous les PC possédant une prise PCI libre.

Cette carte contrôleur temps réel, basée sur la technologie PowerPC et son jeu d'interfaces d'E/S, est un système de développement puissant pour le prototypage rapide de lois de commandes dans divers domaines, tels que le pilotage de convertisseurs de puissance ou d'entraînements électriques, la robotique, l'aérospatiale et l'automobile. L'interface temps réel (*Real-Time Interface RTI*) fournit des modèles Simulink® permettant une configuration graphique des entrées A/N, des sorties N/A, des lignes d'E/S numériques, de l'interface codeur incrémental et de la génération PWM. Les caractéristiques principales du système de contrôle numérique (*DS1104*) sont résumées dans le tableau 3.10. La figure 3.16 présente le diagramme de l'architecture de la carte DS1104.

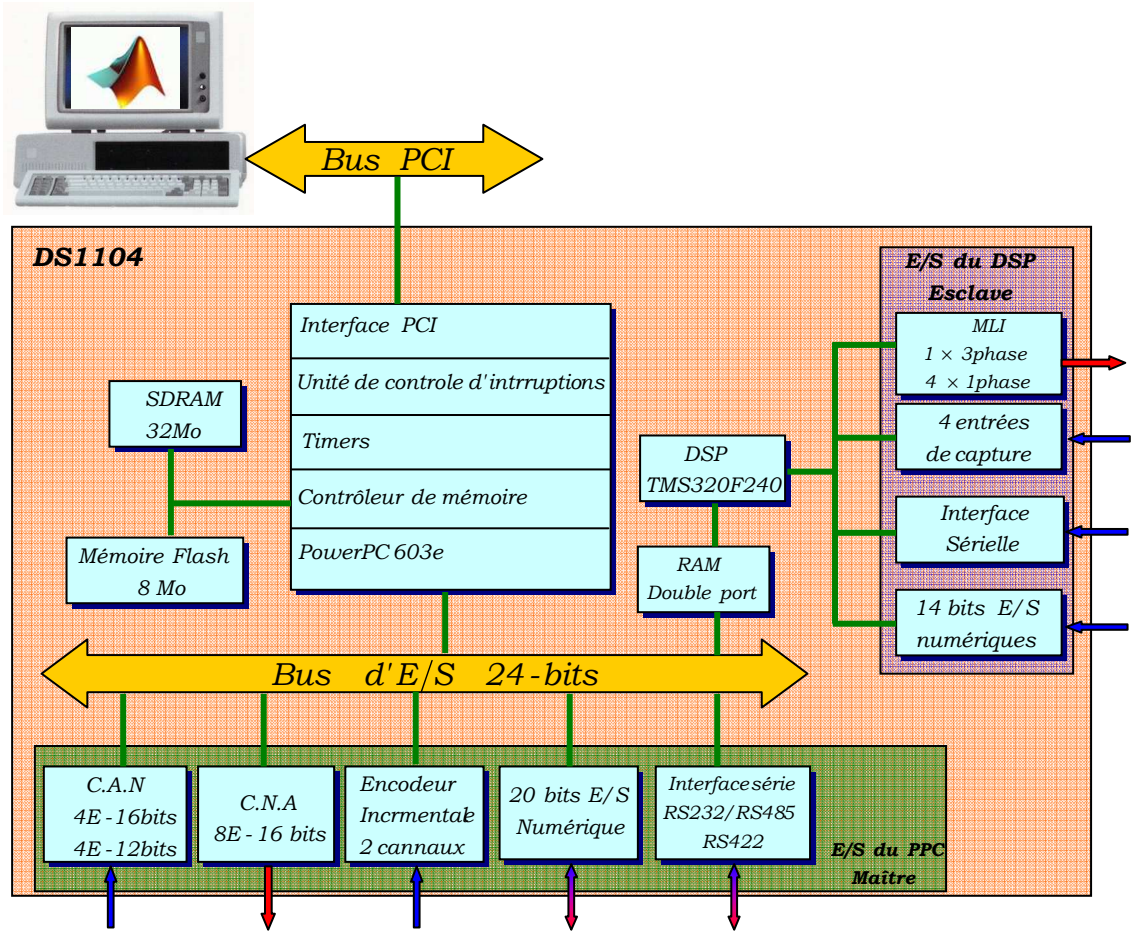


FIG. 3.16- *Diagramme de l'architecture de la DS1104.*

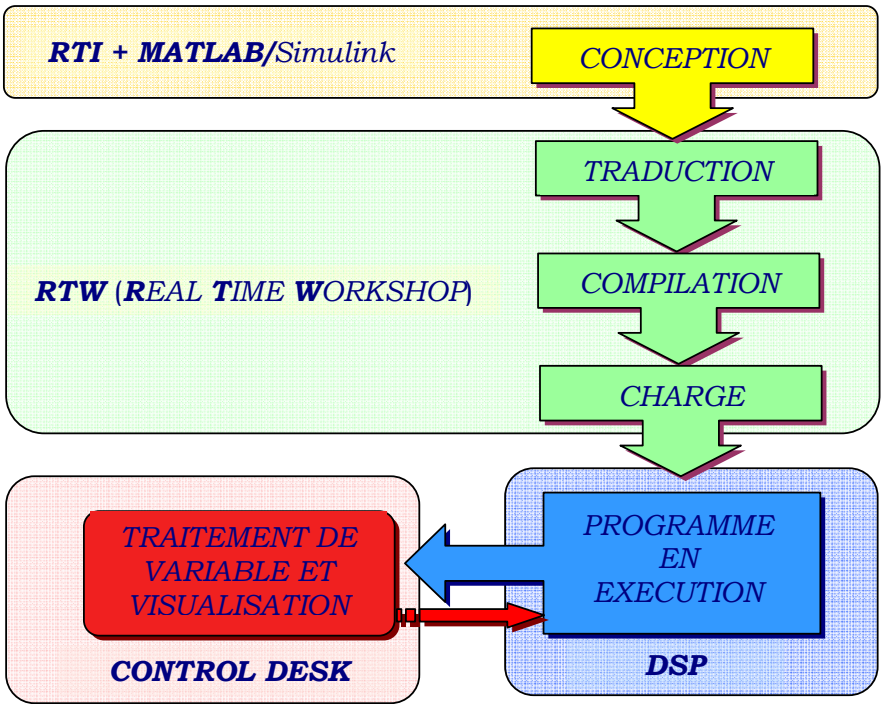


FIG. 3.17- *Etapes de l'implantation des algorithmes sur la carte DSP*

L'avantage principal de ce contrôleur est qu'avec l'aide de logiciels adéquats, il est possible de traduire automatiquement en code assembleur, de compiler et de charger dans le DSP les commandes réalisées avec les modèles classiques de Simulink®. Ainsi, il est possible de tester des lois de commande en simulation sous Simulink® puis de traduire celles-ci en langage codé et les transférer automatiquement dans le contrôleur. Un autre avantage du système de commande réside dans le logiciel d'expérimentation (*Control Desk*). Il autorise la visualiser en temps réel, le stockage les différentes grandeurs du système et la modification des paramètres de la commande.

Les différents outils logiciels composant ce système de développement sont les suivants (Fig. 3.17) :

- *Matlab/Simulink* : il permet de transcrire la modélisation du système physique et des lois de commande associées. Les algorithmes de contrôle sont développés et testés en simulation avant de les implémenter sur le banc d'essais.
- *RTI* (*Real Time Interface*) : logiciel d'implémentation constitué d'une librairie sous Simulink qui permet de rendre la commande développée directement implémentable dans le DSP. Ces blocs spéciaux servent d'interface entre les entrées/sorties de la commande avec leurs homologues physiques du DSP. En

fonction du contrôleur utilisé, la librairie est différente et la constitution des blocs aussi.

- *RTW* (*Real Time Workshop*) : ce programme compile les fichiers Simulink et génère automatiquement un code en langage C. Toutes les spécifications pour convertir le modèle Simulink dans un fichier en langage C, comme par exemple les priorités entre interruptions, peuvent être contrôlées par l'utilisateur.
- *Control Desk* : c'est le logiciel d'expérimentation. Il permet la construction aisée d'une interface graphique. Ainsi, il est possible de visualiser en temps réel les grandeurs physiques mesurées, de stocker des données pour ensuite les traiter dans l'environnement Matlab. Il pilote les instants de démarrage ou d'arrêt du programme et les changements des paramètres de la commande en temps réel (*consignes, paramètres de contrôle etc.*).

b. Utilisation dans la chaîne de commande du SAPF

Selon les différentes stratégies de commande (*exposées dans les chapitres qui suivent*), la carte *dSPACE DS1104* est mise en œuvre, d'une part, pour la génération directe des impulsions de commande (*commande numérique*) ou pour la génération des signaux de références analogiques. Ces dernières sont exploitées par des modules analogiques afin de générer les ordres de commande (*commande hybride*).

Ainsi, pour la commande numérique, les signaux de courants et de tensions mesurés par les capteurs adéquats sont convertis par les *C.A.Ns* et exploités

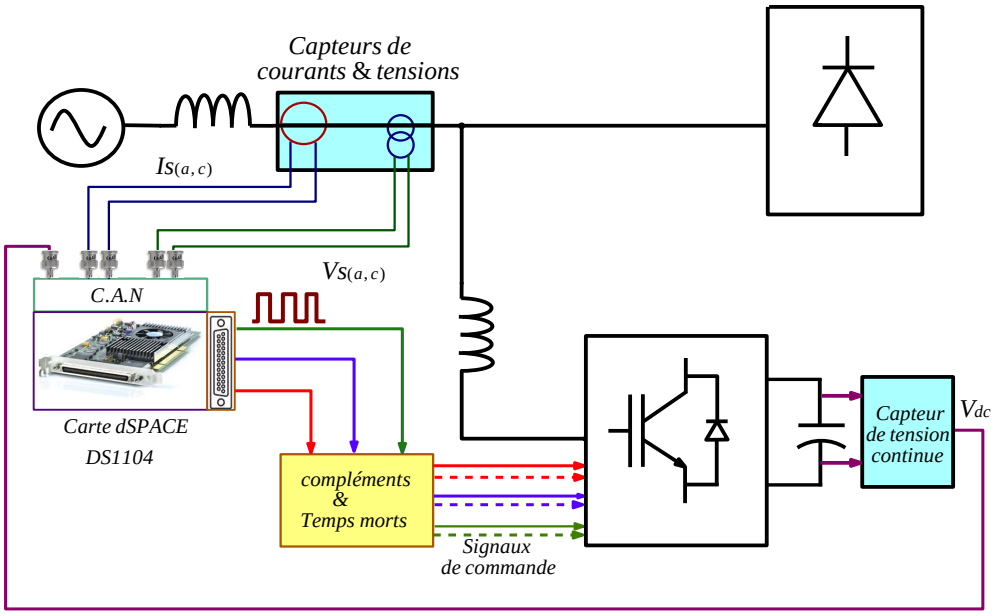


FIG. 3.18- *Schéma représentant la commande numérique du SAPF.*

numériquement par les algorithmes. La carte contrôleur génère alors trois signaux MLI en utilisant soit les sorties numériques de la prise sub-D(*37 pins*) de la DSP esclave (*Slave DSP Output*) ou trois des vingt (*20*) sorties numériques parallèles du *Master PPC I/O* , comme il est schématisé sur la figure 3.18.

3.2.4.2 Système de commande Hybride (Numérique & Analogique)

a. Utilisation dans la chaîne de commande du SAPF

Le deuxième système utilisé pour la commande du SAPF est un système hybride constitué d'une part de la carte *dSPACE DS1104* et d'autre part de cartes analogiques selon la technique de commande développée. Cette solution profite des avantages des signaux analogiques relativement aux signaux numériques, qui résident dans leurs utilisations directe et évite ainsi les reconstitutions, mais aussi avec des

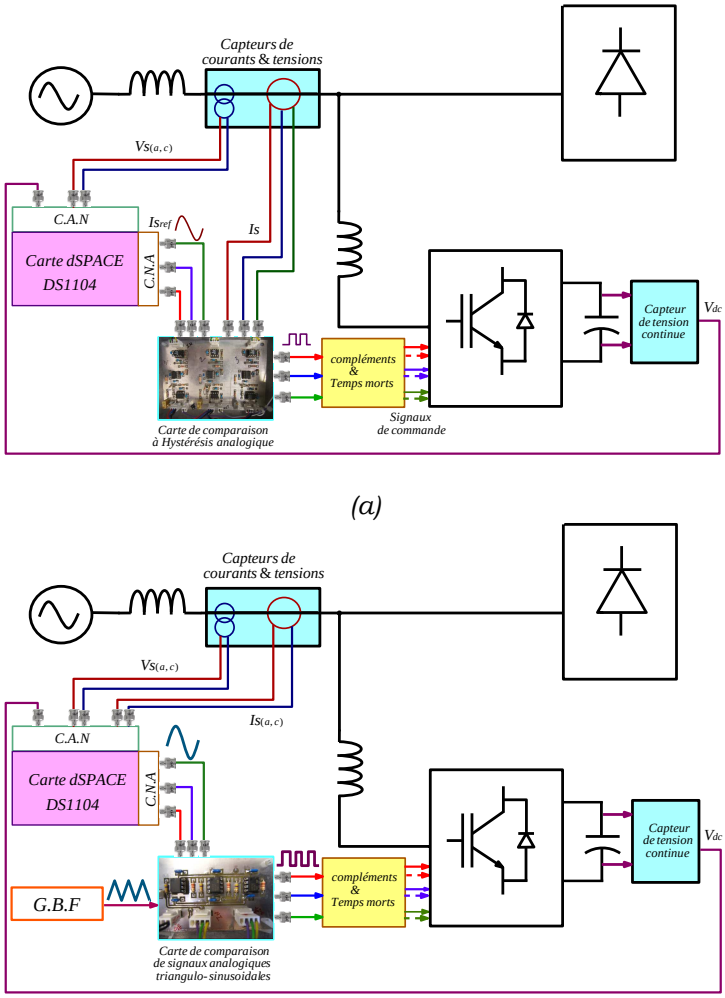


FIG. 3.19- *Schéma représentant la commande Hybride du SAPF :*
(a) avec une hystérésis analogique (b) avec une MLI intersective analogique.

temps d'exécution beaucoup plus rapides. En effet, les systèmes de filtrage actif constituent des procédés exigeants et avec des dynamiques importantes. Cette technique améliore la qualité des ondes électriques au niveau du réseau. Dans ce cas, l'algorithme de contrôle fournit les références en courant ou en tension, toujours dans l'environnement MATLAB/Simulink® et via la carte dSPACE. Ainsi, pour générer les signaux de commande MLI, deux cartes ont été développées. La première effectue une comparaison par hystérésis du signal analogique réel entre le courant de source $(I_{s(a,c)})$ et le signal de référence $(I_{sref(a,c)})$. La deuxième carte réalise la comparaison entre une porteuse triangulaire V_m de fréquence $f_m = 10KHz$ et le signal de référence $V_{réf}$ obtenu comme précédemment (Fig.3.19)

b. Description de la carte d'hystérésis analogique

Afin de maintenir le courant de source autour de sa référence, déterminée par le calculateur numérique, une carte analogique dont le rôle est d'effectuer une comparaison par hystérésis est mise en œuvre et son schéma est indiqué sur la figure 3.20. L'erreur ε entre les deux signaux est obtenue par un amplificateur différentiel (*AD620AN*) et elle constitue l'entrée d'un comparateur à hystérésis non inverseur à base d'un amplificateur opérationnel à faible bruit (*TL071CN*) dont les résistances sont calculées pour obtenir une bande d'hystérésis selon l'équation :

$$HB = 2 \cdot U_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2} \qquad (3.83)$$

Où U_{sat} = 14V représente la tension de saturation de l'amplificateur. Pour notre application les résistances ont été choisies de façon à atteindre une bande

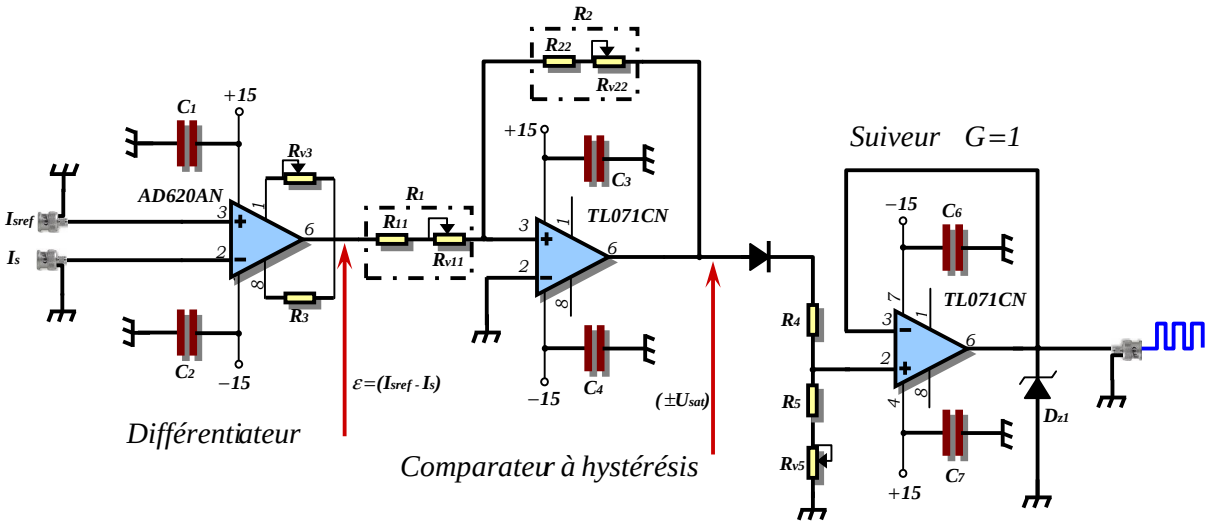


FIG. 3.20- *Schéma électronique du comparateur à hystérésis analogique.*

d'hystérésis $(HB=0.85A)$. De plus, le potentiel constant du comparateur à hystérésis est fixé à zéro, ce qui impose une tension de consigne symétrique. La sortie du comparateur oscille entre ± U_{sat} et une diode en série avec la sortie élimine la partie négative du signal. Un suiveur à base d'un amplificateur opérationnel joue le rôle *d'adaptation* d'impédances et de tension lors de la connexion de la sortie à l'entrée du module générant les signaux complémentaires avec les temps morts.

Afin d'optimiser le nombre des sorties analogiques (*références*) et minimiser le temps d'exécution de la commande, sachant que les références calculées doivent assurer un équilibre du système triphasé, la troisième référence est reconstruite à partir des deux autres en utilisant le circuit électronique schématisé sur la figure 3.21. Le

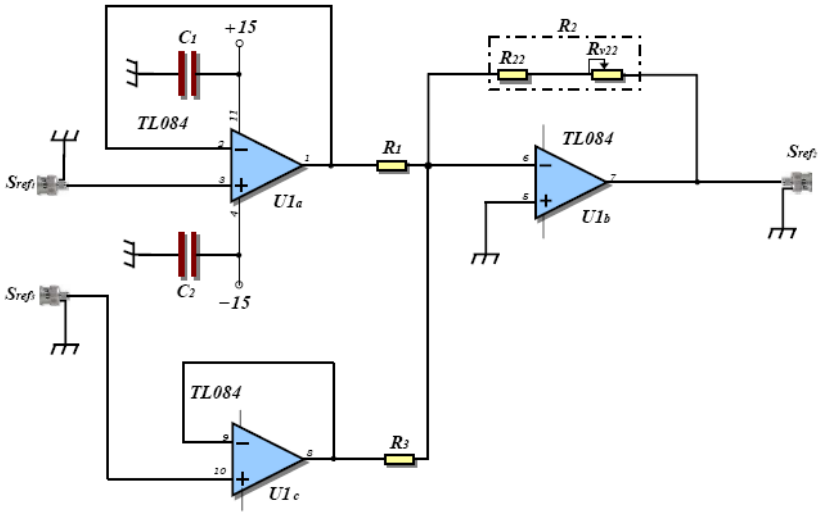


FIG. 3.21- *Schéma électronique de génération de la troisième référence analogique.*

circuit intégré (*TL084*) contenant quatre (*04*) amplificateurs opérationnels d'usage universel cablé en sommateur inverseur assure cette tâche.

c. Description de la carte pour la MLI intersective analogique

Afin de s'affranchir des contraintes de rapidité d'échantillonnage pour une MLI intersective, une carte électronique analogique permet la comparaison entre les signaux de références des tensions souhaitées à la sortie de l'onduleur, qui sont engendrés numériquement par la dSPACE, et une porteuse triangulaire à la fréquence de 10KHz en utilisant un générateur de fonction. La comparaison s'opère à l'aide de trois comparateurs de tension rapide (*LM311*) indépendants comme il est indiqué sur la figure 3.22.

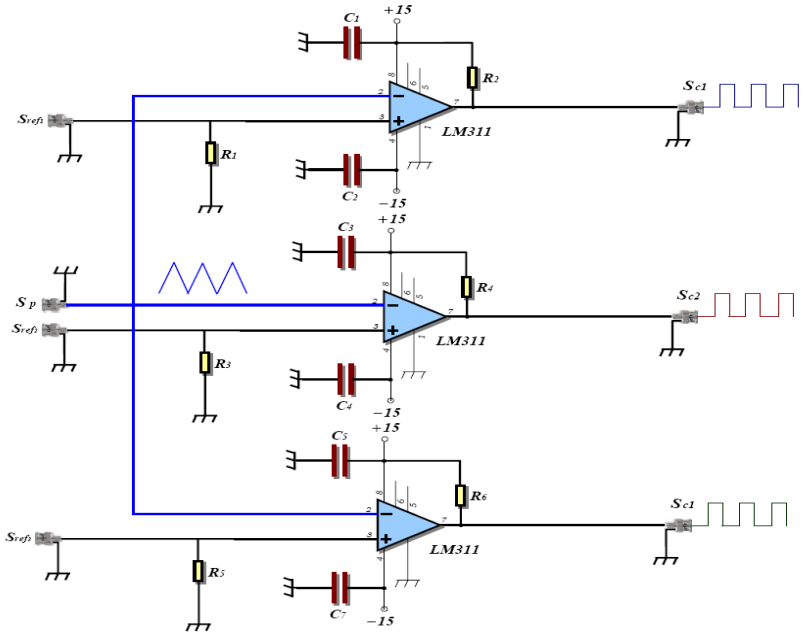


FIG. 3.22- *Schéma électronique d'un comparateur à MLI intersective.*

3.2.5 Système de génération des compléments et des temps morts de la commande

Ce module est décrit sur la figure 3.23, l'entrée reçoit les trois impulsions de commande correspondant au pilotage des trois bras de l'onduleur de tension triphasé. Dans un souci de généralisation et d'homogénéisation des interfaces au niveau des onduleurs de tension des bancs tests du laboratoire, une adaptation en tension est mise en œuvre. Elle est constituée par des amplificateurs non

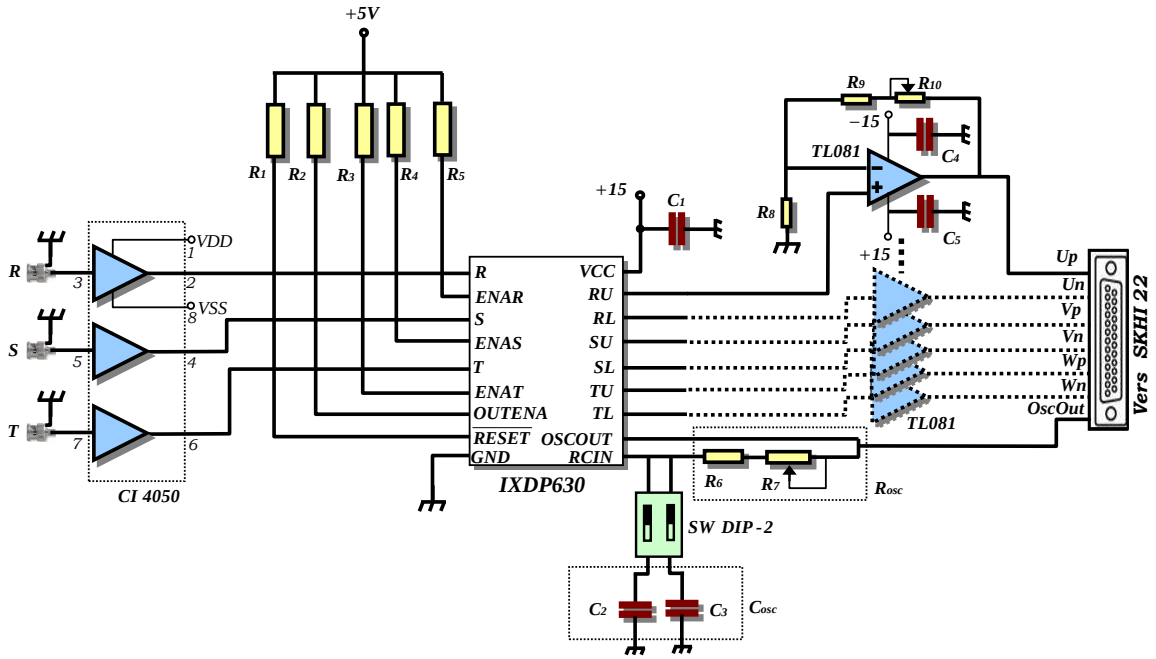


FIG. 3.23- *Schéma de génération des compléments et des temps morts de la commande.*

inverseurs de la famille *CMOS (4050)* qui ont la particularité d'admettre des tensions sur les bornes d'entrées supérieures au niveau d'alimentation du circuit. Ainsi, les niveaux de tension pour le circuit générant les temps morts sont de *0V-5V*. Les amplificateurs sont donc alimentés entre *0-5V*, par contre les seuils d'entrées peuvent être compris entre *3V* et *15V* pour le niveau haut ou logique '*1*' et *0V* pour le niveau bas ou logique '*0*'. Cette solution a l'avantage d'accepter une très large gamme de niveaux pour les outils temps réels de la commande. En effet, il est ainsi possible d'utiliser aussi bien des sorties numériques (ou logiques) en *0-5V* que des sorties analogiques unipolaires (*0-5V, 0-10V et 0-15V*) [35 Gau]. Par la suite, un circuit spécialisé d'interface pour le contrôle d'onduleurs triphasés le *IXDP630* [36 Ixy] de la société *IXYS* Semiconductors *GmbH* est exploité. Celui-ci réalise la complémentarité des commandes pour chaque bras de l'onduleur avec une génération de temps morts (t_{mort}) numériques strictement identique sur les trois bras selon l'équation suivante :

$$t_{mort} = \frac{8}{f_{osc}} \tag{3.84}$$

Où f_{osc} représente la fréquence d'oscillation de l'horloge du circuit. Cette solution garantit des temps morts rigoureusement identiques et évite des disparités sur les trois phases contrairement aux solutions analogiques qui créent ces temps morts de façon indépendantes sur les trois bras. L'oscillateur est composé d'un réseau *RC* (ou un quartz pour le circuit IXDP631) qui permet la programmation de la valeur des temps morts. Elle est fixée par la circuiterie interne à exactement huit périodes d'horloge, ainsi le réglage de la valeur du temps mort s'effectue par l'ajustement des valeurs de R_{osc} et de C_{osc} qui se traduit par une modification de la fréquence de cet oscillateur donnée par :

$$f_{osc} = \frac{0.95}{R_{osc} \cdot C_{osc}} \tag{3.85}$$

Le dernier étage est une amplification en tension nécessaire en sortie du circuit de façon à atteindre des créneaux compris entre *0V et 15V* afin de piloter les commandes rapprochées basées sur les circuits SKHI22 du bloc triphasé multifonctions à IGBT de la société SEMIKRON.

3.2.6 Le Driver *SKHI 22*

C'est une interface de commande rapprochée pour transistors *IGBT,* réalisant le pilotage dans des conditions optimales et la protection de ces composants de

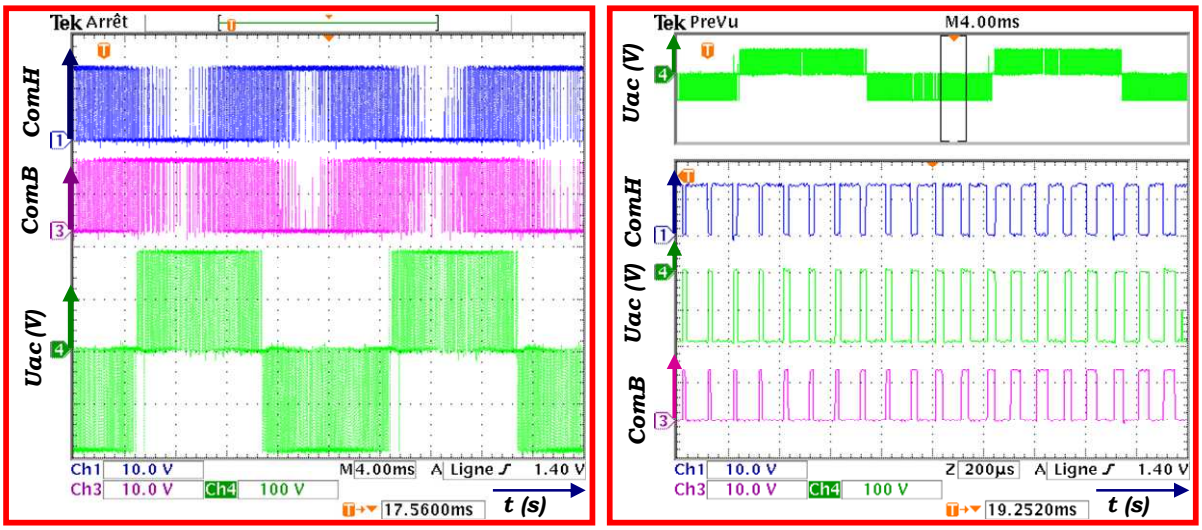
puissance. Ce driver est composé de deux parties complémentaires pour la commande de deux interrupteurs d'un bras [37 Sem]. Sa particularité est d'avoir une isolation galvanique par transformateur entre la partie commande et puissance, évitant ainsi tous risques d'interactions entre ces dernières. Le *SKHI 22* génère des retards au niveau des commandes, ajustables en fonction de la valeur de $Rtd\,[k\Omega]$ pour des applications spécifiques, tel que :

$$T_{Rtd} = 2.7 + 0.13 \cdot R_{td} \quad (\mu s) \tag{3.86}$$

Caractérisé par une seule alimentation pour les deux commandes, la valeur du gradient de tension dV/dt est très élevée $(24\,kV/\mu s)$, l'isolement entre la commande et les IGBT atteint *4kV*, le courant de crête injecté dans la grille est de *3.3A*, la tension de grille V_{GE} comprise entre *0V et 15V*. Ce module, compatible avec la technologie CMOS, a une grande immunité au bruit, possède une protection contre les courts-circuits et une coupure adoucie de ces derniers.

3.2.7 Analyse expérimentale des signaux de commande

Grâce à l'instrumentation utilisée dans le système de commande, une série de mesures pratiques ont permis d'évaluer réellement l'ordre des temps nécessaires à la montée et à la descente de la commande (t_{Con}, t_{Coff}), les retards à l'ouverture et à la fermeture des IGBT $(\Delta t_{on}, \Delta t_{off})$ et les temps morts entre les deux commandes complémentaires du même bras (Δt_{dt}). Les résultats exposés correspondent à une MLI intersective sinusoïdale où la fréquence de la porteuse est fixée à $f_m = 10kHz$, une tension de valeur efficace $V_s = 100V$ et un courant d'IGBT de $I_f = 3.4A$.



(a) (b)

FIG. 3.24- *Signaux expérimentaux des commandes d'un bras de l'onduleur, et sa tension composée Uac.*

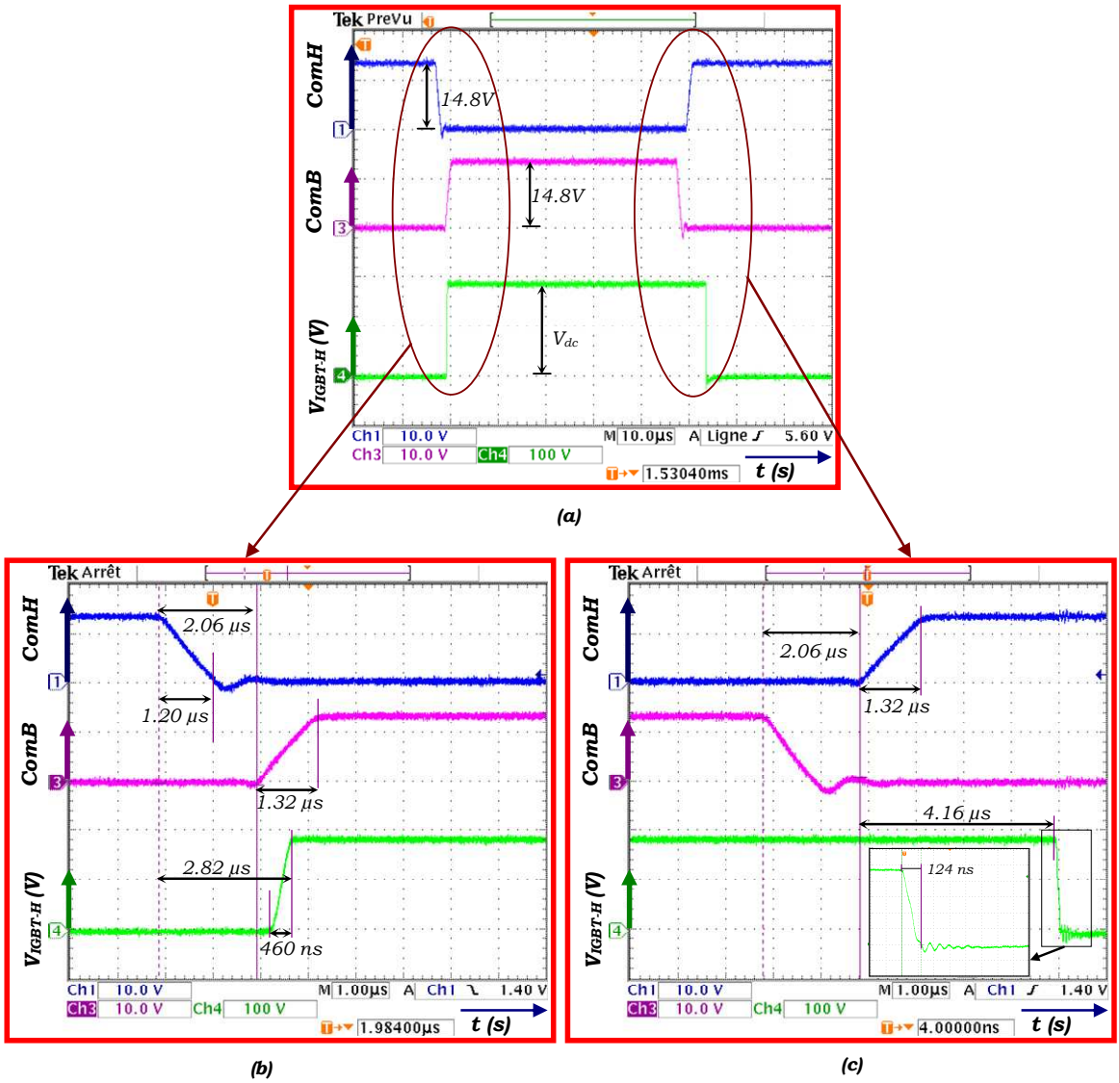


FIG. 3.25- *Signaux expérimentaux de la commande d'un IGBT (Haut de la phase 'a'), son complément et la tension à ses bornes.*

La figure 3.24 présente les signaux expérimentaux des commandes du premier bras de l'onduleur et sa tension composée *Uac* à ses bornes.

La figure 3.25 illustre le signal de commande de l'IGBT haut du bras de la phase 'a' $(ComH)$, son complément $(ComB)$ et la tension à ses bornes (V_{IGBT-H}). Nous constatons que le niveau de la tension des signaux de commande est de $14.8V$, le transitoire de la commande de l'état 0→1 prend un temps de $t_{Coff} = 2.06\mu s$, alors que l'inverse 1→0 prend $t_{Con} = 1.32\mu s$. Cependant, les retards à l'ouverture et la fermeture de l'IGBT seul correspondent respectivement à $\Delta t_{off} = 460ns$, $\Delta t_{on} = 124\ ns$, tandis que les temps totaux sont respectivement $t_{off} = 2.82\mu s$ et $t_{on} = 6.34\mu s$.

3.3 Conclusion

La première partie de ce chapitre illustre les procédures d'estimation des paramètres du SAPF, qu'elles soient analytiques ou graphiques, en analysant et en faisant des études comparatives basées sur leurs différents aspects. Elles ont permis de faire un choix optimal des ces paramètres (L_f, C_{dc}, V_{dCref}) pour un fonctionnement optimisé et une qualité d'énergie souhaitée. Les valeurs retenues de ces paramètres sont utilisées pour toute les études en simulation et expérimentale qui seront exposées dans les chapitres suivants.

Ensuite, la deuxième partie présente le banc expérimental du SAPF développé au laboratoire LAII et exploité pour l'application des différentes méthodes de commandes. Une description des différentes parties du système : puissance, commande et instrumentation du banc expérimental permet de mieux appréhender la mise en œuvre et l'implémentation des différentes méthodes de commande élaborées lors de ce travail de thèse et appliquées au filtrage actif des réseaux industriels basse tension.

Références

[1 Tho] T. Thomas, " *Etude et mise en œuvre d'un système de filtrage modulaire pour réseaux industriels de distribution d'énergie électrique* ", Thèse de docteur de l'université de Tours, Electronique de puissance, Février 1998.

[2 Aka] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, "*Instantaneous power theory and application to power conditioning* ", John Wiley & Sons, Inc. 2007, ISNB 0-470-10761-4.

[3 Pon] S. Ponnaluri, A. Brickwedde, "*System Design of Three phase Active filters using Time domain techniques* ", 9th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2001, Graz, Austria, Aug. 2001.

[4 Pon] S. Ponnaluri, A. Brickwedde, "*Generalized System Design of Three phases Active filters* ", IEEE PESC conference, Vancouver, Canada, Jun. 2001.

[5 Sil] H. Silaghi, "*A Passive Series, Active Shunt Filter For High Power Applications* ", International Symposium on Electrical Engineering, Targoviste, Romania, 3-4 Jun. 2002.

[6 Ben] L. Benchaita, S. Saadate, A. Salemnia, "A *comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation* ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 14, no.2, pp. 642-647, May 1999.

[7 Sal] A. Salem Nia, " *Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel* ", Thèse de docteur de l'Institut national polytechnique de Lorraine, Génie électrique, Janvier 1996.

[8 Ema] A. Emadi, A. Nasiri, S.B. Bekiarov, " *Uninterruptible power supplies and active filters* ", Taylor & Francis CRC express, 2005, ISNB 0-8493-3035-1.

[9 Jai] S.K. Jain, P.H.O. Agarwal, " *Design Simulation and Experimental investigations, on a shunt active power filter for harmonics, and reactive power compensation* ", Taylor&Francis, Electric Power Components and Systems, vol. 31, no. 7, pp. 671–692, Jul. 2003.

[10 Chi] S.J. Chiang, J.M. Chang, "*Design and Implementation of the parallelable active power filter* ", Proc. 30th Annual IEEE Power Electr. Specialists Conf. (PESC 99), vol. 1, Jun./Jul. 1999, pp. 406-411.

[11 Sin] G.K. Singh, A.K. Singh, R. Mitra, "*A simple fuzzy logic based robust active power filter for harmonics minimization under random load variation* ", Electric Power Systems Research, vol. 77, no. 8, pp. 1101-1111, Jun. 2007.

[12 Lad] P. Ladoux, G. Ollé, "*Compensateur d'Harmoniques et de puissance réactive* ", RESELEC, système didactique, 2002.

[13 Ras] M. Rastogi, R. Naik, N. Mohan, "*A comparative evaluation of harmonic reduction techniques in three-phase utility interface of power electronic loads* ", IEEE Trans. on industry applications, vol. 30, no. 5, pp. 1149-1155, Sep./Oct. 1994.

[14 Ron] F. Ronchi, A. Tilli, "*Design Methodology for active filters* ", 10th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2002, Croatia, Sep. 2002.

[15 Cha] K. Chatterjee, B. G. Fernandes, and G. K. Dubey, "*An Instantaneous reactive volt-ampere compensator and harmonic suppressor system* ", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 14, no. 2, pp. 381-392, Mar. 1999.

[16 Sin] B. N. Singh, P. Rastgoufard, B. Singh, A. Chandra and K. Al-haddad, "*Design, simulation and implementation of three-pole/four-pole topologies for active filter* ", IEE Proc. Electric Power Appl., vol. 151, no. 4, pp. 467- 476 , Jul. 2004.

[17 Hsu] C. Y. Hsu, H. Y. Wu, "*A new single-phase active power filter with reduction energy-storage capacity* ", IEE Proc. Electric Power Appl., vol. 143, no. 1, pp. 25-30, Jan. 1996.

[18 Moh] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, "*Power electronics: converters, applications and design* ", John Wiley and Sons, 1995.

[19 Zha] S. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevivh, F. C. Lee, " *Analyse and design of three-phase inverter with a neutral leg* ", 7th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 1997, Trondheim, Norway, Sep. 1997.

[20 Aze] H. J. Azevedo, J. M. Ferreira, A. P. Martins, A. S. Carvalho, "*Direct current control of an active power filter for harmonic elimination, power factor correction and load unbalancing compensation* ", 10th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2003, Toulouse, France, Sep. 2003.

[21 Xu] J. Xu, " *Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité* ", Thèse de docteur de l'Institut national polytechnique de Lorraine, Génie électrique, Janvier 1994.

[22 Ala] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuis, F. Braun, "*Energetic study of a shunt active conditioner compensating current harmonics, power factor and unbalanced* ", 9th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2000, Kosic, Slovak Republic, vol. 5, pp. 211-216, Sep. 2000.

[23 Boj] M. Bojrup, "*Advanced control of active filters in battery charger application* ", Ph. D. dissertation, Lund Univ. Technol., Lund, Sweden, 1999.

[24 Lis] M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen, "*Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier* ", IEEE Trans. Industry Appl., vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291, 2005.

[25 Jai] S.K. Jain, P. Agrawal, H.O. Gupta, "*Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement* ", IEE Proc. Electric Power Appl., vol. 149, no. 5, Sep. 2002.

[26 Bha] S. Bhattacharya, D. M. Divan, "Active power filter solutions for utility interface on industrial loads ", IEEE Proc. Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, PEDES, vol.2, pp. 1078-1084, Jan. 1996.

[27 Gra] D. Graham Homes, Thomas A. Lipo, "*Pulse width modulation for power converters: principles and practice* ", John Wiley & Sons, Inc. 2003, ISNB 0-471-20814-0.

[28 Mor] L. A. Moran, J. W. Dixon and R. R. Wallace, " A three-Phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation ", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 42, no. 4, pp. 402- 408, Aug. 1995.

[29 Har] R. M. Haroun, "Power Electronics Handbook devices, circuits and applications ", Chap. 39, Academic Press Series in Engineering 2007, ISNB: 0-12-088479-8.

[30 Etx] I. Etxeberria-Otadui, "*Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique - Application à la qualité de l'énergie* ", Thèse de docteur de l'Institut national polytechnique de Grenoble, Génie électrique, Septembre 2003.

[31 Bru] N. Bruyant, "*Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles. Compensation globale ou sélective des harmoniques. Régime équilibré ou déséquilibré* ", Thèse de docteur de l'Ecole sciences pour l'ingénieur de Nantes, Génie électrique, Novembre 1999.

[32 Cha] A. Chaoui, J.P. Gaubert, F. Krim, L. Rambault, " *On the design of shunt active filter for improving power quality* ", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge, United Kingdom, Jun./Jul. 2008, pp. 31-37.

[33 Lem] www.lem.com

[34 Ham] www.hameg.com

[35 Gau] J.P. Gaubert, P. Rogeon, G. Champenois, "*Etude et mise en œuvre de différentes stratégies de commande des onduleurs de tension triphasés* ", La revue 3EI, no. 38, pp. 17-24, Sep. 2004.

[36 Ixy] www.ixys.net

[37 Sem] www.semikron.com

Chapitre 4

BOUCLES A VEROUILLAGE DE PHASE (P.L.L.) ET CONTROLE DU BUS CONTINU

Sommaire

Introduction *141*

4.1 Structure de la P.L.L *141*

4.2 Analyse du comportement de la P.L.L classique pour différents cas *144*

4.2.1 Cas d'une tension de source équilibrée et sans harmoniques *144*

4.2.2 Cas d'une tension de source équilibrée contenant des harmoniques *145*

4.2.3 Cas d'une tension de source déséquilibrée sans harmoniques *146*

4.3 Etude d'une structure de P.L.L robuste *148*

4.3.1 Développement et principe de la nouvelle structure *148*

4.3.2 Réponse dynamique du F.M.V.P.B *150*

4.4 Simulation du comportement de la nouvelle structure de P.L.L *151*

4.4.1 Cas d'une tension de source équilibrée contenant des harmoniques *151*

4.4.2 Cas d'une tension de source déséquilibrée sans harmoniques *152*

4.5 Essais expérimentaux de la P.L.L pour différents cas défavorables *153*

4.5.1 Alimentation d'une charge non-linéaire *153*

4.5.2 Absence d'une phase d'une source triphasée *154*

4.5.3 Source triphasée déséquilibrée *155*

4.5.4 Signaux de tension de source fortement bruités en (*HF*) *156*

4.6 Contrôle de la tension du bus continu (V_{dc}) *157*

4.6.1 Ecoulement des puissances du système global *159*

4.6.2 Formulation du modèle de la boucle de régulation du bus continu *162*

4.6.3 Boucles de régulation de la tension (V_{dc}) *164*

4.6.3.1 Régulateur de type Proportionnel-Intégrateur (*PI*) *164*

a. Synthèse du régulateur PI *167*

b. Influence de la perturbation du courant de charge *168*

4.6.3.2 Régulateur de type Intégrateur-Proportionnel (*IP*) *167*

a. Synthèse du régulateur IP *167*

b. Influence de la perturbation du courant de charge *168*

4.6.3.3 Comparaisons entre les deux régulateurs (*PI*& *IP*).....*170*
a. Comparaison des résultats de simulations des deux régulateurs.....*170*
b. Comparaison des résultats expérimentaux des deux régulateurs *171*
b.1. Essai d'insertion et de fermeture du SAPF.....*171*
b.2. Essai de changement de la référence V_{dcref} *172*
b.3. Essai de changement de la charge *173*
4.7 Conclusion.....*174*

Références.....*175*

Introduction

Étant donné que la boucle de verrouillage de phase (Phase Locked Loop[1]) et la boucle de régulation de la tension du bus continu (tension de la capacité) du SAPF, seront indispensables pour toutes les stratégies de commande développées dans le cadre de cette thèse, il nous semble plus approprié de mettre à part leurs études et leurs développements dans ce chapitre.

Afin de contrôler les échanges de puissance, l'onduleur doit toujours être synchronisé avec le réseau. Pour améliorer la qualité de l'énergie au niveau du réseau tout en assurant un facteur de puissance quasi-unitaire, la génération d'un signal sinusoïdal en phase avec la tension d'alimentation est nécessaire pour la détermination des courants des références. Cependant, le système de tension auquel nous avons accès (cas du SAPF) est celui mesuré au niveau du point de raccordement (PCC), c'est-à-dire (V_s). Lorsque la charge est non linéaire, elle absorbe des courants non sinusoïdaux qui génèrent des harmoniques de courant, dégradant ainsi la tension au point commun de connexion (PCC). De plus, si les courants absorbés par la charge sont déséquilibrés, un système inverse de tension apparaît au niveau de PCC. Par conséquent, des composantes harmoniques risquent de subsister dans le courant de source (I_s) après compensation. Pour palier ce problème et parmi les méthodes envisageables, il en existe deux fréquemment utilisées. La première consiste à filtrer la tension mesurée [1 Cha]. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle génère un déphasage non négligeable, qui est d'autant plus important que la fréquence de coupure du filtre passe-bas est faible et que l'ordre est élevé. La seconde méthode est basée sur la détection du passage par zéro de la tension et la reconstruction d'un signal sinusoïdal unitaire qui sera utilisé pour l'obtention de la référence [2 Chu]-[5 Tep]. Ce procédé est plus performant que le précédent, cependant les moyens matériels mis en œuvre sont plus conséquents et l'information concernant l'amplitude du fondamental de la tension (V_s) est inexistante. En plus, cette solution est difficilement exploitable si le signal contient des perturbations HF, ce qui rend la localisation du passage par zéro délicate.

Le principe de la technique utilisée dans ce travail consiste à réaliser un générateur de signaux dont le rôle est d'extraire le système de tension direct avec un minimum de distorsion, à partir des tensions mesurées au point de raccordement. Une boucle de verrouillage de phase (P.L.L) triphasée réalise l'asservissement d'un angle de phase arbitraire à l'angle de phase de référence [6 Hsi], [7 Bru].

En première partie nous illustrons le développement de la structure classique de la P.L.L qui sera analysée et testée en simulation en montrant ses avantages et inconvénients. Afin d'améliorer ses performances nous présentons une nouvelle structure de P.L.L basée sur des filtres multi-variables. Pour comparer entre les deux P.L.L, la nouvelle structure sera testée en simulation sur des signaux contenant une forte composante HF et des signaux de tension d'un système fortement déséquilibré, puis expérimentalement sur plusieurs cas défavorables afin de valider sa robustesse.

[1] Signification en anglais de l'abréviation PLL.

La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude d'une boucle très importante dans la commande du SAPF, qui est la boucle de régulation du bus continu. Deux types de régulateur (PI, IP) seront développés, synthétisés et comparés en simulation et expérimentalement en discutant leurs critères de stabilité, rapidité et de robustesse.

4.1 Structure de la P.L.L. classique

La P.L.L est un élément clef dans les nouvelles techniques de commande en électronique de puissance. Elle est utilisée comme un moyen pour récupérer les informations de la phase et de la fréquence. La forme de base de la P.L.L est présentée sur la figure 4.1, contenant un détecteur de phase (PD), un filtre de la boucle (LF) et un oscillateur de tension contrôlée (VCO).

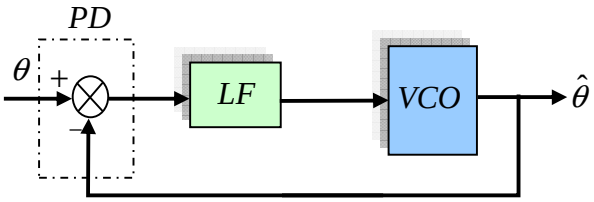


FIG. 4.1- *Synoptique de la P.L.L classique.*

Plusieurs techniques de P.L.L. ont été développées, la figure 4.2 représente le synoptique détaillé de la P.L.L classique utilisée. Cette méthode détecte les paramètres de la composante fondamentale $(\hat{\theta}, V_m)$ des tensions de sources données par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sa}(\theta) \\ v_{sb}(\theta) \\ v_{sc}(\theta) \end{bmatrix} = \sqrt{2}.V_m \begin{bmatrix} sin(\theta) \\ sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad avec \ \theta = \omega \cdot t \qquad (4.1)$$

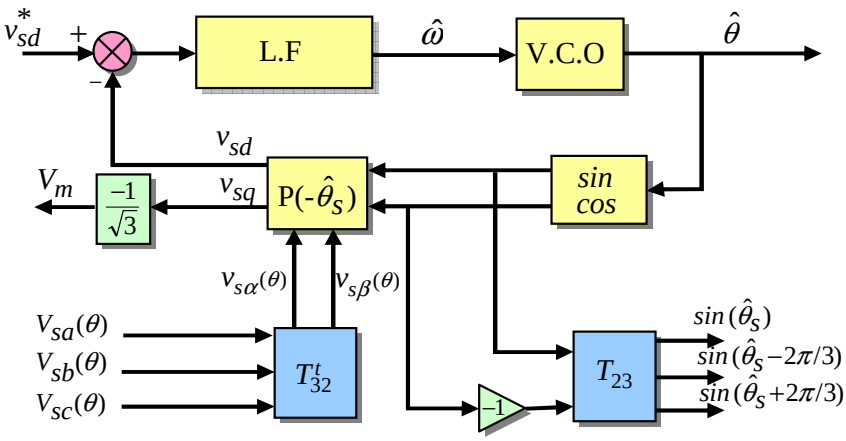


FIG. 4.2 - *Synoptique détaillé de la P.L.L classique.*

Où ω est la pulsation du terme fondamental de la tension et V_m sa valeur efficace.

Les tensions simples $v_{s_{(a,b,c)}}(\theta)$, mesurées au point de raccordement, subissent en premier lieu la transformation de Concordia qui permet de passer d'une structure triphasée à la structure diphasée équivalente dans un repère de cordonnées (α,β) et qui s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(\theta) \\ v_\beta(\theta) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa}(\theta) \\ v_{sb}(\theta) \\ v_{sc}(\theta) \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

Il en résulte :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(\theta) \\ v_\beta(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}.V_m \cdot sin(\theta) \\ -\sqrt{3}.V_m \cdot \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

Où V_m est la valeur efficace de la tension de source.

Ces grandeurs peuvent être obtenues dans le référentiel tournant synchrone en appliquant la transformation de Park suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

D'où on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot V_m \begin{bmatrix} sin(\theta - \hat{\theta}) \\ -cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

Supposons que l'angle de phase $(\theta - \hat{\theta})$ est petit, alors l'équation (4.5) peut s'écrire :

$$v_{sd} = \sqrt{3} \cdot V_m (\theta - \hat{\theta}) \tag{4.6}$$

La P.L.L. sera verrouillée lorsque l'angle estimé $\hat{\theta}$ sera égal à θ. Dans ce cas : $v_{sd} = 0$ et $v_{sq} = -\sqrt{3} \cdot V_m$. Donc, il est possible de contrôler θ en régulant v_{sd} à zéro.

L'expression de la pulsation $\hat{\omega}$ de la figure 4.2 est donnée par :

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt} = F_{LF}(s) \sqrt{3} \cdot V_m (\theta - \hat{\theta}) \tag{4.7}$$

Où $F_{LF}(s)$ représente le filtre de la boucle (*régulateur PI*), qui est exprimé dans ce cas par la fonction de transfert suivante :

$$F_{LF}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \cdot \left(\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right) \tag{4.8}$$

Alors la position angulaire $\hat{\theta}$ à la sortie du VCO sera :

$$\hat{\theta} = \frac{1}{s}\hat{\omega} \tag{4.9}$$

Afin de déterminer les paramètres du régulateur PI, le synoptique de la figure 4.2 peut être simplifié pour être similaire à celui de la figure 4.1 comme il apparaît sur le schéma de la figure 4.3 :

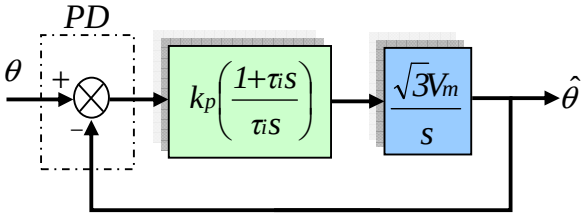


FIG. 4.3 - *Schéma simplifié de la P.L.L.*

La fonction de transfert en boucle fermée de ce système est donnée par :

$$\frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{\sqrt{3}\cdot V_m \cdot k_p\left(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}\right)\cdot\frac{1}{s}}{1+\sqrt{3}\cdot V_m \cdot k_p\left(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}\right)\cdot\frac{1}{s}} \tag{4.10}$$

La fonction de transfert trouvée peut s'identifier avec le système général du deuxième ordre donné par :

$$F(s) = \frac{2\cdot\xi\cdot\omega_n\, s + \omega_n^2}{s^2 + 2\cdot\xi\cdot\omega_n\, s + \omega_n^2} \tag{4.11}$$

Les paramètres de $F_{LF}(s)$ s'expriment comme suit:

$$k_p = \frac{2\cdot\xi\cdot\omega_n}{\sqrt{3}\,V_m} \quad \text{et} \quad \tau_i = \frac{2\cdot\xi}{\omega_n} \tag{4.12}$$

Afin de réaliser un bon compromis entre la stabilité et les performances dynamiques, les valeurs suivantes sont retenues :

$\xi = 0.707$ et $f_n = \omega_n / 2\pi = 50\ Hz$, donc: $k_p = 1.07$, $\tau_i = 4.5\ 10^{-3}\,s$.

4.2 Analyse du comportement de la P.L.L. classique pour différents cas

4.2.1 Cas d'une tension de source équilibrée et sans harmoniques

En premier lieu, nous allons voir le comportement de la P.L.L vis-à-vis des tensions sinusoïdales triphasées équilibrées de valeur efficace ($V_{seff} = 100\,V$) et de fréquence ($f = 50\ Hz$). Les résultats de la figure 4.4 démontre que la P.L.L. arrive à générer une position angulaire exacte, caractérisée par des pentes linéaires, sur des périodes de

$T = 0.02\,s$. *Ainsi la génération des* trois sinusoïdes unitaires est parfaite $(THD = 0.02\,\%)$.

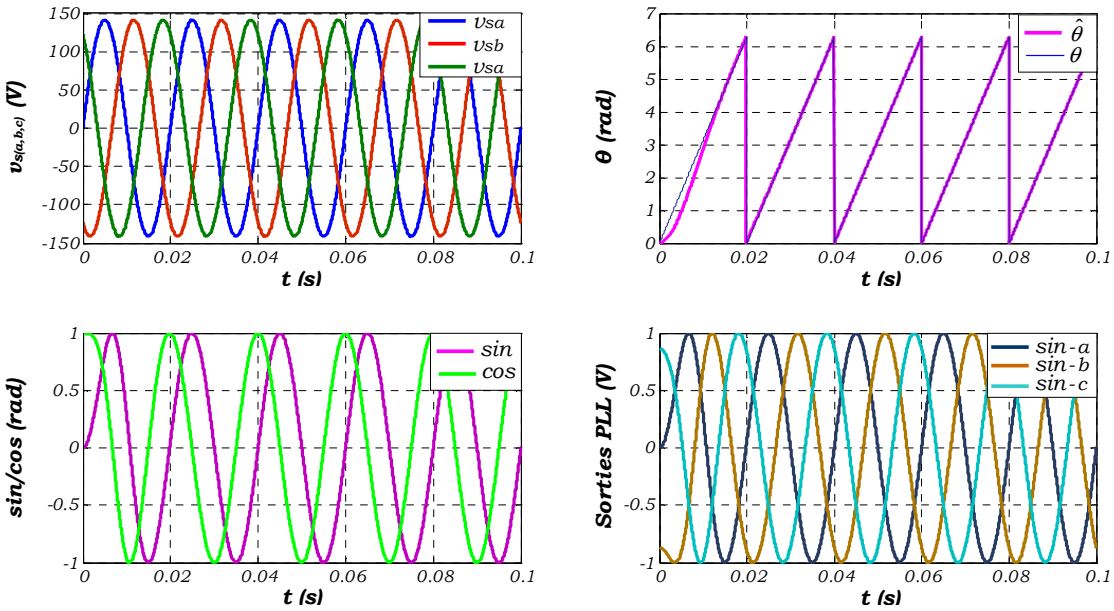


FIG. 4.4 - *Résultats de simulation de la P.L.L classique pour une source de tension triphasée équilibrée sans harmoniques.*

4.2.2 Cas d'une tension de source équilibrée contenant des harmoniques

Considérons maintenant une source de tension triphasée équilibrée distordue par la présence des harmoniques de basses fréquences, $5^{éme}$ *et* $7^{éme}$ *rang*, donnée par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} v_{sa}(\omega t) = \sqrt{2}V_{eff}\left[\sin(\omega t) + \frac{1}{5}\sin 5(\omega t) + \frac{1}{7}\sin 7(\omega t)\right] \\ v_{sb}(\omega t) = \sqrt{2}V_{eff}\left[\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{5}\sin 5(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{7}\sin 7(\omega t - \frac{2\pi}{3})\right] \\ v_{sc}(\omega t) = \sqrt{2}V_{eff}\left[\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{5}\sin 5(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{7}\sin 7(\omega t + \frac{2\pi}{3})\right] \end{cases} \tag{4.13}$$

En faisant une transformation du système dans le repère stationnaire (α,β) le système de tensions devient :

$$\begin{cases} v_{s\alpha}(\omega t) = \sqrt{3}V_{eff}\left[\sin(\omega t) + \frac{1}{5}\sin(5\omega t) + \frac{1}{7}\sin(7\omega t)\right] \\ v_{s\beta}(\omega t) = \sqrt{3}V_{eff}\left[-\cos(\omega t) + \frac{1}{5}\cos(5\omega t) - \frac{1}{7}\cos(7\omega t)\right] \end{cases} \tag{4.14}$$

D'où, dans le référentiel synchrone la tension sur l'axe direct (v_{sd}) s'écrit :

$$v_{sd} = \sqrt{3}V_{eff}\left[\sin(\theta-\hat{\theta})+\frac{1}{5}\sin(5\theta+\hat{\theta})+\frac{1}{7}\sin(7\theta-\hat{\theta})\right] \tag{4.15}$$

Pour des faibles valeurs de $(\theta-\hat{\theta})$ l'équation (4.15) devient :

$$v_{sd} \cong \sqrt{3}V_{eff}\left[(\theta-\hat{\theta})+\frac{12}{35}\sin(6\theta)\right] \tag{4.16}$$

De l'équation (4.16) il est à de noter qu'une erreur importante, de pulsation 6ω, sera générée due au deuxième terme de v_{sd}.

L'étude en simulation pour ce cas a été faite avec l'introduction d'un bruit aléatoire, de même amplitude [-100,100] pour simuler la HF due à la commutation, en plus des harmoniques de basses fréquences. A partir de la figure 4.5, il apparaît que la P.L.L. produit une position angulaire oscillante aux voisinages de la référence ce qui a pour conséquence de restituer des sinusoïdes unitaires déformées $(THD = 4.05\,\%)$.

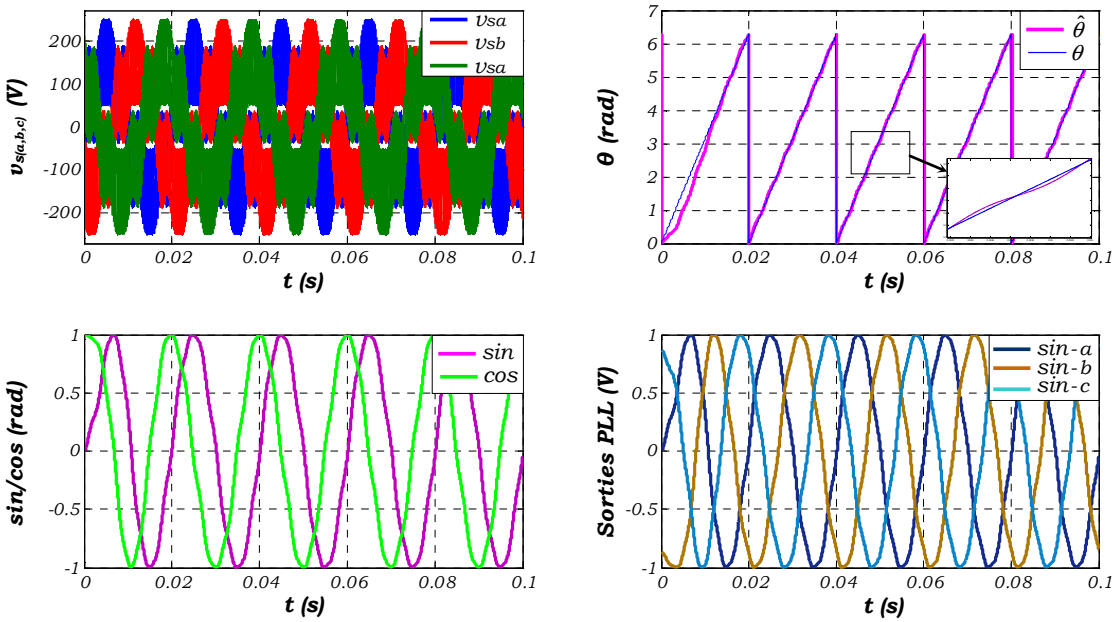


FIG. 4.5- *Résultats de simulation de la PLL classique pour une source de tension triphasée équilibrée contenant des harmoniques.*

4.2.3 Cas d'une tension de source déséquilibrée sans harmoniques

On considère que la source de tension triphasée est déséquilibrée et ne contient pas d'harmoniques. Alors, les équations de tension peuvent s'écrire comme suit:

$$\begin{cases} v_{sa}(\omega t) = \sqrt{2}V_{eff}\sin(\omega t) \\ v_{sb}(\omega t) = \sqrt{2}V_{eff}(1+\delta)\sin(\omega t-\frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc}(\omega t) = \sqrt{2}V_{eff}(1+\gamma)\sin(\omega t+\frac{2\pi}{3}) \end{cases} \tag{4.17}$$

Où δ, γ sont des constantes qui génèrent le déséquilibre.

En écrivant l'équation (4.17) dans le repère stationnaire, on obtient :

$$\begin{cases} v_{s\alpha}(\omega t)=\sqrt{3}V_{eff}\,sin(\omega t)+\dfrac{V_{eff}}{2\sqrt{3}}(\delta+\gamma)\,sin(\omega t)+\dfrac{V_{eff}}{2}(\delta-\gamma)\,cos(\omega t) \\ v_{s\beta}(\omega t)=-\sqrt{3}V_{eff}\,cos(\omega t)+\dfrac{V_{eff}}{2}(\delta-\gamma)\,sin(\omega t)-\dfrac{\sqrt{3}V_{eff}}{2}(\delta+\gamma)\,cos(\omega t) \end{cases} \quad (4.18)$$

Donc la tension (v_{sd}) dans le référentiel synchrone s'écrit :

$$v_{sd}=-\sqrt{3}V_{eff}\,sin(\theta-\hat{\theta})+\frac{V_{eff}}{2}(\delta-\gamma)\,cos(\theta+\hat{\theta})-\frac{V_{eff}}{2\sqrt{3}}(\delta+\gamma)\left[sin(\theta)cos(\hat{\theta})-3cos(\theta)sin(\hat{\theta})\right] \quad (4.19)$$

De cette équation on constate que lorsque le terme $(\theta-\hat{\theta})$ est de valeur faible, alors $cos(\theta+\hat{\theta})\cong cos(2\theta)$, ce qui induit dans ce cas que la position angulaire sera affectée par le terme en (2θ).

La figure 4.6 illustre les résultats de simulation de la P.L.L pour un déséquilibre des tensions dû à une absence d'une phase (*Phase b*), en mettant $(\delta=-1,\ \gamma=0)$. La position angulaire oscille effectivement avec une pulsation de (2ω) autour de sa

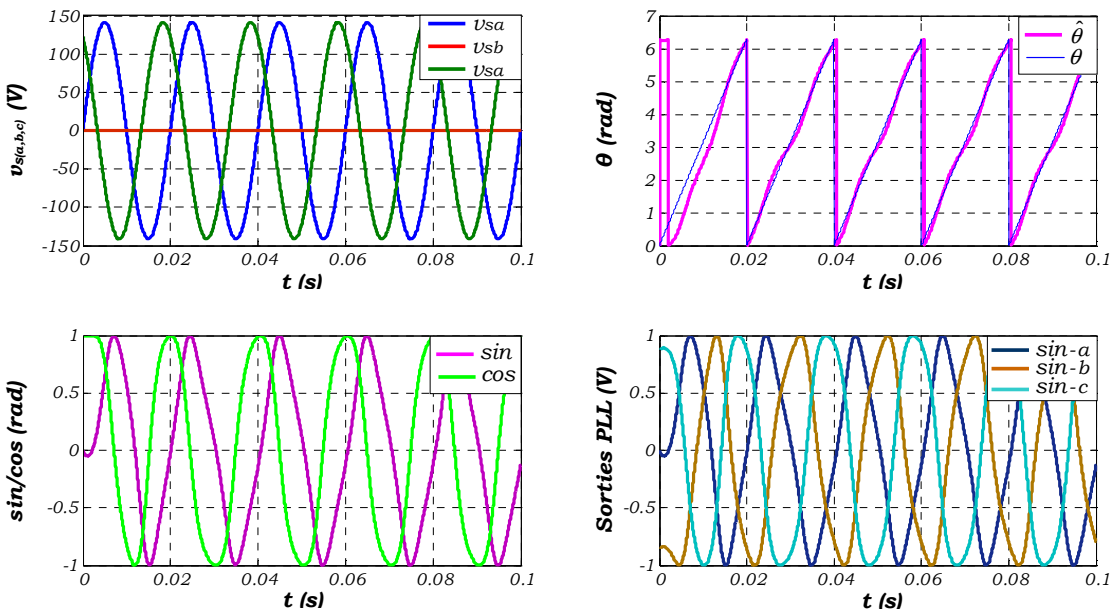


FIG. 4.6 - *Résultats de simulation de la P.L.L classique pour une source de tension triphasée déséquilibrée sans harmoniques.*

référence, ce qui engendre des déformations des signaux unitaires à la sortie de la P.L.L. $(THD=10.24\,\%)$, nécessaire au processus de synchronisation et de commande, ce qui est inacceptable.

4.3 Etude d'une structure de P.L.L. robuste

4.3.1 Développement et principe de la nouvelle structure

Il existe plusieurs méthodes pour surmonter les problèmes recensés, parmi elles on cite des P.L.L. basées sur des régulateurs de type *RST* [8 Ala],[9 Sha], logique floue [10 Lai], réseaux de neurones [11 Rao],[12 Hop] ou les réseaux Adaline [13 Oul]. Toutes ces méthodes respectent un compromis entre une bonne dynamique et une insensibilité aux perturbations de la tension de source.

La solution adoptée dans notre travail réside dans l'utilisation d'un filtre multi-variable assurant le découplage entre la sensibilité aux perturbations et les performances dynamiques. Pour prouver l'efficacité de la nouvelle structure, nous allons en premier lieu étudier les performances du filtre puis le comportement de cette nouvelle structure de P.L.L. en faisant une comparaison par rapport à la structure classique évaluée précédemment. Puis, la robustesse de la nouvelle P.L.L. est validée expérimentalement.

A partir de l'équation (4.21), qui représente la fonction de transfert obtenue par transformation de Laplace de l'intégrale dans le référentiel synchrone (4.20) [14 Hon], nous introduisons dans $H(s)$ deux constantes k_1, k_2 ce qui donne la fonction de transfert du filtre multi-variable passe bande donnée par l'équation (4.22).

$$v_{xy}(t)=e^{j\omega t}\int e^{-j\omega t}u_{xy}(t)dt \tag{4.20}$$

$$H(s)=\frac{V_{xy}(s)}{U_{xy}(s)}=\frac{s+j\omega}{s^2+\omega^2} \tag{4.21}$$

$$H(s)=\frac{V_{xy}(s)}{U_{xy}(s)}=k_2\frac{(s+k_1)+j\omega_c}{(s+k_1)^2+\omega_c^2} \tag{4.22}$$

L'étude de cette fonction dans le domaine fréquentiel montre que ses caractéristiques atteignent les performances souhaitées lorsque $k_1=k_2=k$. Donc, la fonction de transfert devient :

$$H(s)=\frac{V_{xy}(s)}{U_{xy}(s)}=k\frac{(s+k)+j\omega_c}{(s+k)^2+\omega_c^2} \tag{4.23}$$

Le digramme de Bode simulé (Fig. 4.7), en trois dimensions, décrit l'évolution de l'amplitude et de la phase de $H(s)$ en fonction de la fréquence $(j\omega)$ et de la variable k. En prenant ω_c égale à la pulsation du fondamental, on constate que:

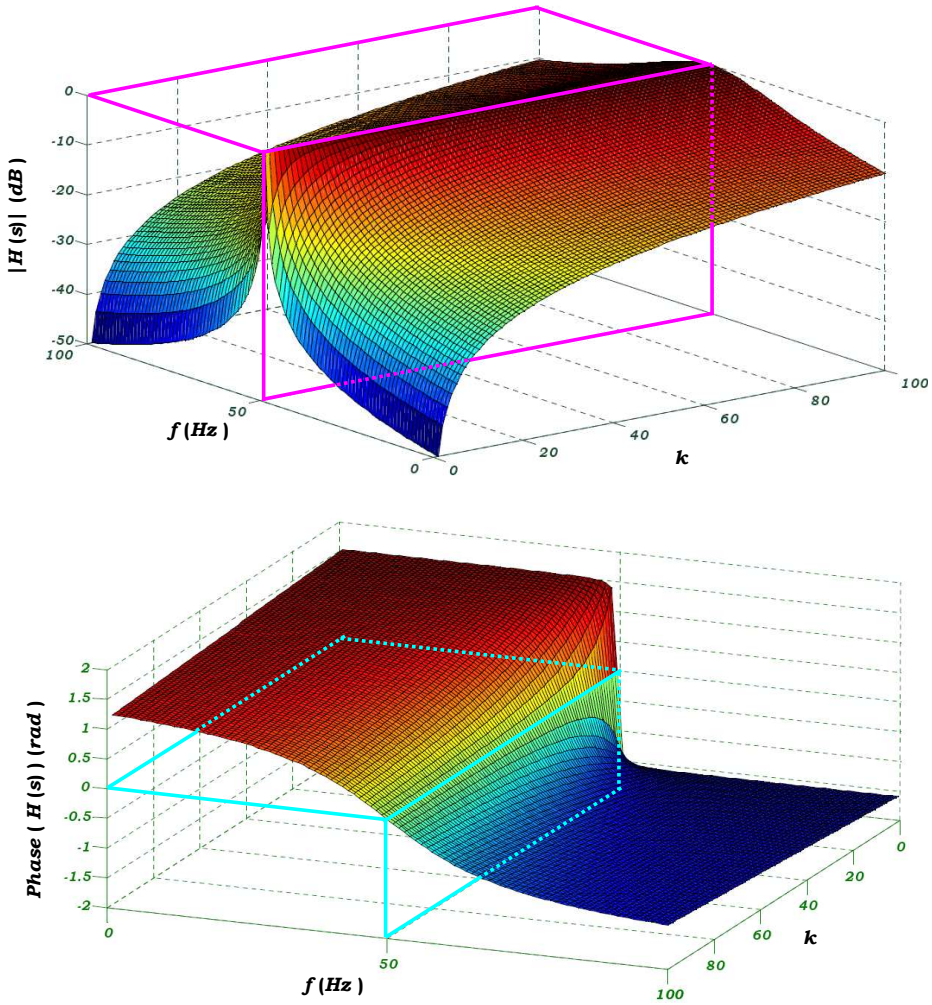


FIG. 4.7- *Diagramme de Bode en trois dimensions du filtre passe bande multi- variable* $H(s)$.

- à la fréquence de *50Hz* l'amplitude $|H(s)|=0\,dB$, ce qui assure la conservation de l'amplitude des signaux d'entrée et de sortie par ce filtre passe bande.
- à la fréquence de *50Hz* les valeurs de la surface du diagramme de phase sont nulles. Cela implique que les signaux d'entrée et de sortie sont en phase quelque soit la valeur de k.
- lorsque k diminue le filtre devient plus sélectif.

Suite à ces conclusions, nous allons développer une structure du filtre qui sera exploitée dans notre P.L.L. En remplaçant $V_{xy}(s), U_{xy}(s)$ respectivement par $v_{s\alpha\beta}(s), \hat{v}_{s\alpha\beta}(s)$ dans l'équation (4.23) nous pouvons écrire :

$$H(s)=\frac{\hat{v}_{s\alpha\beta}(s)}{v_{s\alpha\beta}(s)}=\frac{\hat{v}_{s\alpha}(s)+j\,\hat{v}_{s\beta}(s)}{v_{s\alpha}(s)+j\,v_{s\beta}(s)}=k\frac{(s+k)+j\omega_c}{(s+k)^2+\omega_c^2} \qquad (4.24)$$

D'où, l'écriture du terme complexe des signaux filtrés :

$$\hat{v}_{s\alpha}(s)+j\,\hat{v}_{s\beta}(s)=\frac{(s+k)k\,v_{s\alpha}(s)+j\omega_c k\,v_{s\alpha}(s)+j(s+k)k\,v_{s\beta}(s)-\omega_c k\,v_{s\beta}(s)}{(s+k)^2+\omega_c^2} \qquad (4.25)$$

Les parties réelles et imaginaires s'écrivent après séparation [15 Ben]:

$$\begin{cases} \hat{v}_{s\alpha}(s)=\dfrac{(s+k)k}{(s+k)^2+\omega_c^2}v_{s\alpha}(s)-\dfrac{\omega_c k}{(s+k)^2+\omega_c^2}v_{s\beta}(s) \\ \hat{v}_{s\beta}(s)=\dfrac{(s+k)k}{(s+k)^2+\omega_c^2}v_{s\beta}(s)+\dfrac{\omega_c k}{(s+k)^2+\omega_c^2}v_{s\alpha}(s) \end{cases} \qquad (4.26)$$

D'où, l'écriture finale de la forme structurelle du *F.M.V.P.B.*[2] qui est introduit dans la P.L.L. :

$$\begin{cases} \hat{v}_{s\alpha}(s)=\dfrac{k}{s}[v_{s\alpha}(s)-\hat{v}_{s\alpha}(s)]-\dfrac{\omega_c}{s}\hat{v}_{s\beta}(s) \\ \hat{v}_{s\beta}(s)=\dfrac{k}{s}[v_{s\beta}(s)-\hat{v}_{s\beta}(s)]+\dfrac{\omega_c}{s}\hat{v}_{s\alpha}(s) \end{cases} \qquad (4.27)$$

La transcription est illustrée sur le schéma synoptique de la figure 4.8:

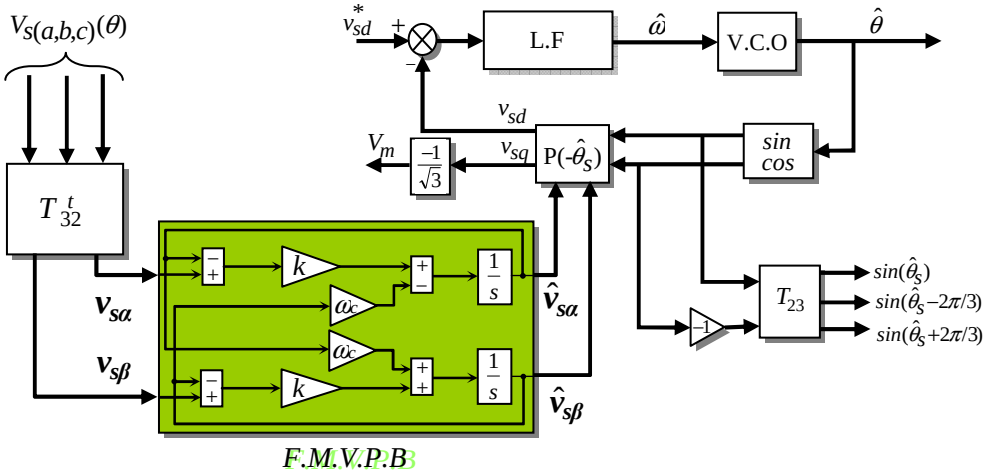


FIG. 4.8 - *Schéma synoptique de la nouvelle structure de P.L.L avec le F.M.V.P.B.*

4.3.2 Réponse dynamique du F.M.V.P.B.

Pour étudier la dynamique du F.M.V.P.B., prenons le cas d'une tension triphasée perturbée. Sa décomposition en série de Fourier s'écrit alors :

$$\begin{cases} v_{sa}(\omega t)=V_{m1}\sin(\omega t+\varphi_1)+\sum_{h=2}^{n}V_{mh}\sin(h\omega t+\varphi_h) \\ v_{sb}(\omega t)=V_{m1}\sin(\omega t+\varphi_1-\dfrac{2\pi}{3})+\sum_{h=2}^{n}V_{mh}\sin(h\omega t+\varphi_h-\dfrac{h2\pi}{3}) \\ v_{sc}(\omega t)=V_{m1}\sin(\omega t+\varphi_1+\dfrac{2\pi}{3})+\sum_{h=2}^{n}V_{mh}\sin(h\omega t+\varphi_h+\dfrac{h2\pi}{3}) \end{cases} \qquad (4.28)$$

[2] Abréviation de **F**iltre **M**ulti **V**ariable **P**asse **B**ande

En utilisant la transformation de Concordia, les tensions peuvent s'écrire dans le repère (α,β) comme suit :

$$\begin{cases} v_{s\alpha}(\omega t)=\sqrt{\frac{3}{2}}V_{m1}\sin(\omega t+\varphi_1)+\sqrt{\frac{3}{2}}\sum_{h=2}^{n}V_{mh}\sin(h\omega t+\varphi_h) \\ v_{s\beta}(\omega t)=-\sqrt{\frac{3}{2}}V_{m1}\cos(\omega t+\varphi_1)-\sqrt{\frac{3}{2}}\sum_{h=2}^{n}V_{mh}\cos(h\omega t+\varphi_h) \end{cases} \tag{4.29}$$

En remplaçant l'équation (4.29), après transformation de Laplace, dans l'équation (4.27) et en appliquant son inverse, on obtient les expressions temporelles des sorties du F.M.V.P.B. suivantes :

$$\begin{cases} \hat{v}_{s\alpha}(t)=\sqrt{\frac{3}{2}}V_{m1}(1-e^{-kt})\sin(\omega t+\varphi_1)+\sqrt{\frac{3}{2}}\sum_{h=2}^{n}\frac{V_{mh}}{\sqrt{1+A_h^2}} \\ \qquad \times[\sin(h\omega t+\varphi_h+\arctan A_h)-e^{-kt}\sin(\omega t+\varphi_h+\arctan A_h)] \\ \hat{v}_{s\beta}(t)=-\sqrt{\frac{3}{2}}V_{m1}(1-e^{-kt})\cos(\omega t+\varphi_1)-\sqrt{\frac{3}{2}}\sum_{h=2}^{n}\frac{V_{mh}}{\sqrt{1+A_h^2}} \\ \qquad \times[\cos(h\omega t+\varphi_h+\arctan A_h)-e^{-kt}\cos(\omega t+\varphi_h+\arctan A_h)] \end{cases} \tag{4.30}$$

Avec $A_h=(1-h)\omega/k$.

A partir de cette équation (4.30), il apparaît que la constante de temps de la P.L.L. est $(1/k)$. Par conséquent, le régime transitoire augmente avec la diminution de (k) et la P.L.L. est stable pour toute valeur de (k) positive. Notons aussi que le filtre réduit l'amplitude des harmoniques avec un gain G_h et que celui-ci prend la valeur $G_h=1$ pour $h=1$, tel que :

$$G_h=\frac{1}{\sqrt{1+A_h^2}}=\frac{k}{\sqrt{k^2+(1-h)^2\omega^2}} \quad pour\ h\geq 1 \tag{4.31}$$

4.4 Simulation du comportement de la nouvelle structure de P.L.L.

Pour prouver l'efficacité de cette nouvelle P.L.L., elle est évaluée avec les mêmes types de signaux en tension appliqués à la première structure.

4.4.1 Cas d'une tension de source équilibrée contenant des harmoniques

La figure 4.9 présente les résultats d'application de la nouvelle P.L.L. pour des signaux en tension contenant en plus du terme fondamental, des harmoniques d'ordre *5 et 7* et un bruit aléatoire. On constate que la nouvelle structure de P.L.L.

nous permet d'obtenir un angle de phase linéaire et périodique, et que la présence du filtre multi-variable améliore la qualité des signaux de tensions dans le repère (α,β), comme prévu avec un régime transitoire correspondant à une constante de temps de $(1/20)$ décrit par l'équation (4.30). Par conséquent, nous obtenons à la sortie de la P.L.L. des sinusoïdes unitaires équilibrées et de très bonnes qualités $(THD = 0.27\,\%)$.

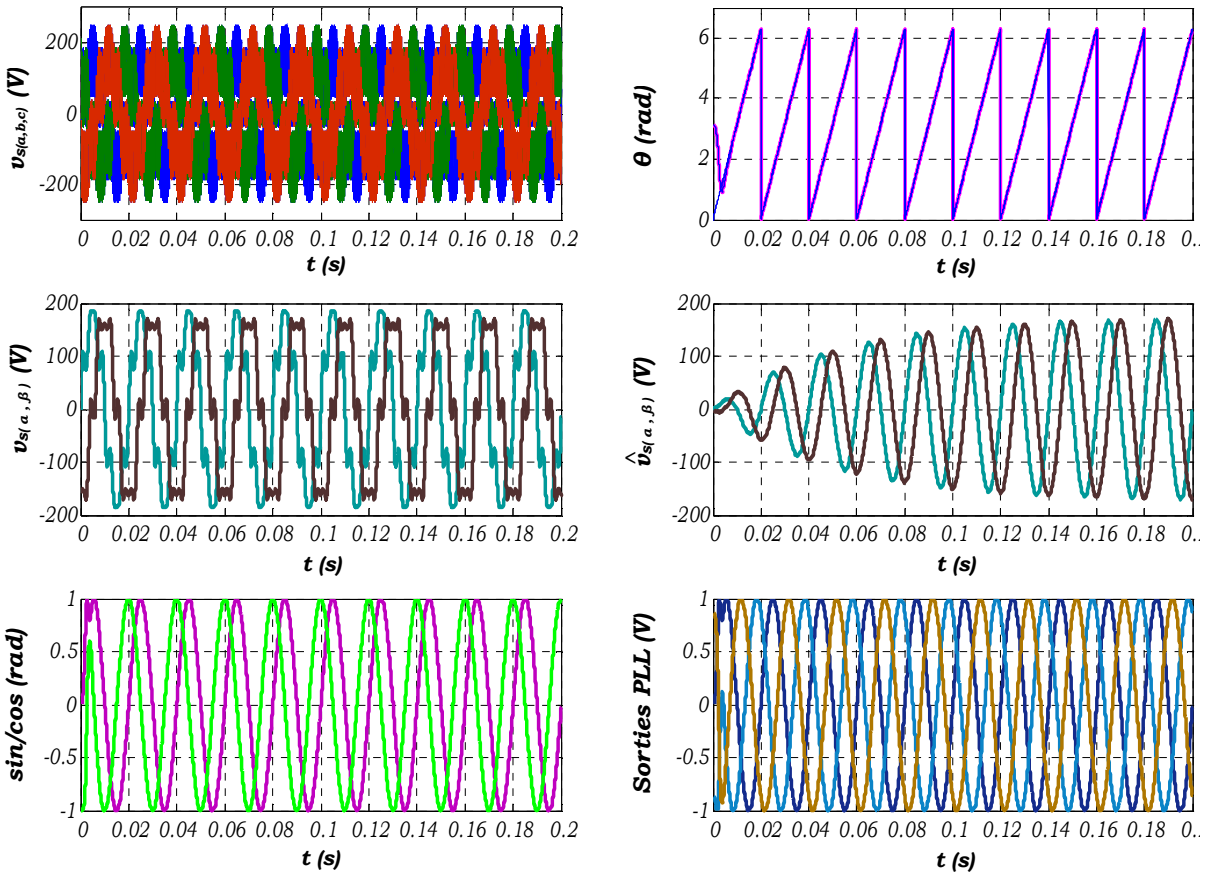


FIG. 4.9 - *Résultats de simulation de la nouvelle P.L.L. pour une source de tension triphasée équilibrée contenant des harmoniques et du bruit HF.*

4.4.2 Cas d'une tension de source déséquilibrée sans harmoniques

Le test de la nouvelle P.L.L. sur une tension déséquilibrée est réalisé pour le cas défavorable, d'absence de phase, déjà cité en paragraphe (4.2.3). Cependant, contrairement aux résultats trouvés avec la première structure, l'angle de phase est dans ce dernier cas non oscillant et périodiquement linéaire. La figure 4.10 illustre clairement que les composantes de la tension dans le repère (α,β) sont déséquilibrées en amplitude, mais elles sont bien filtrées suivant la constante de temps du système et la reconstruction d'un réseau triphasé sinusoïdal et unitaire en sortie de la P.L.L. est bien effectif. En conclusion, malgré le déséquilibre des

signaux de tension de la source triphasée d'entrée, la nouvelle structure de P.L.L. renvoie des tensions unitaires sinusoïdales triphasées équilibrées et de qualité $(THD = 0.84\,\%)$.

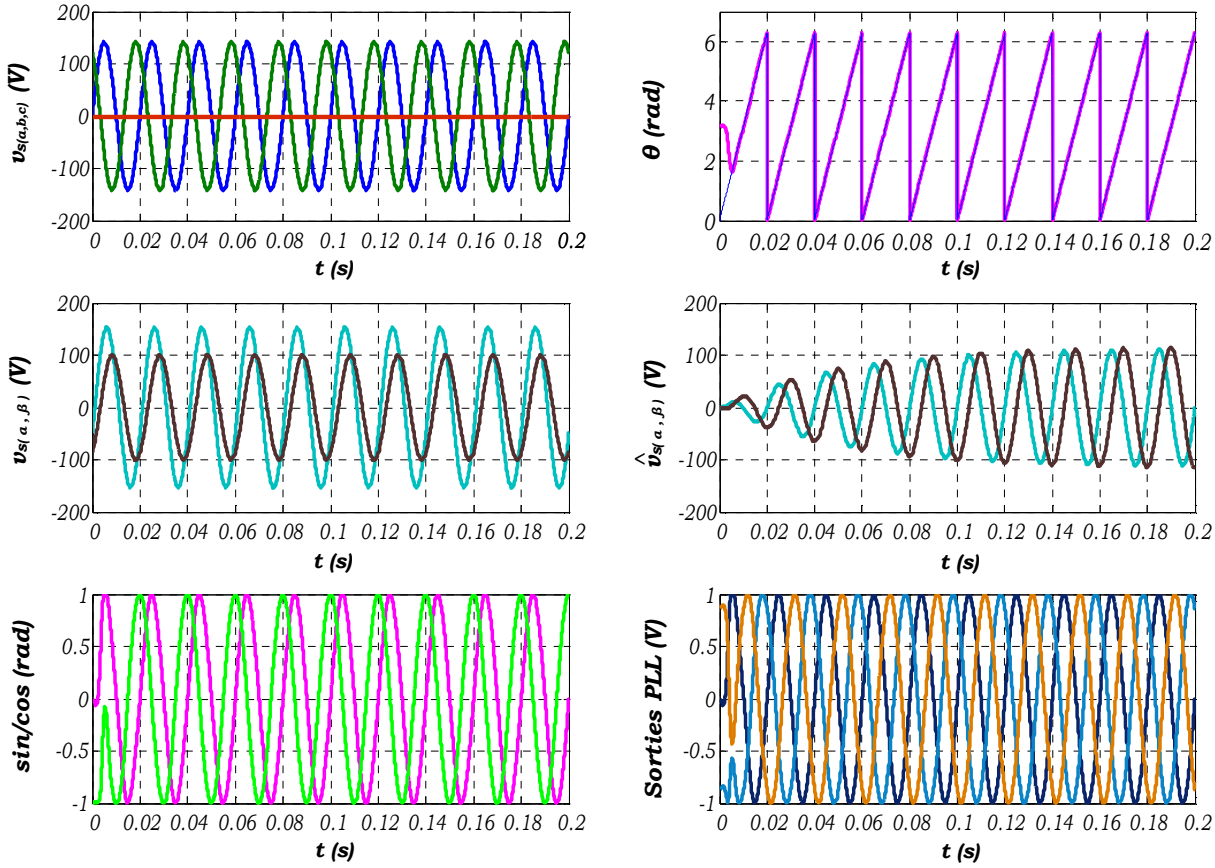


FIG. 4.10- *Résultats de simulation de la nouvelle P.L.L. pour une source de tension triphasée déséquilibrée sans harmoniques.*

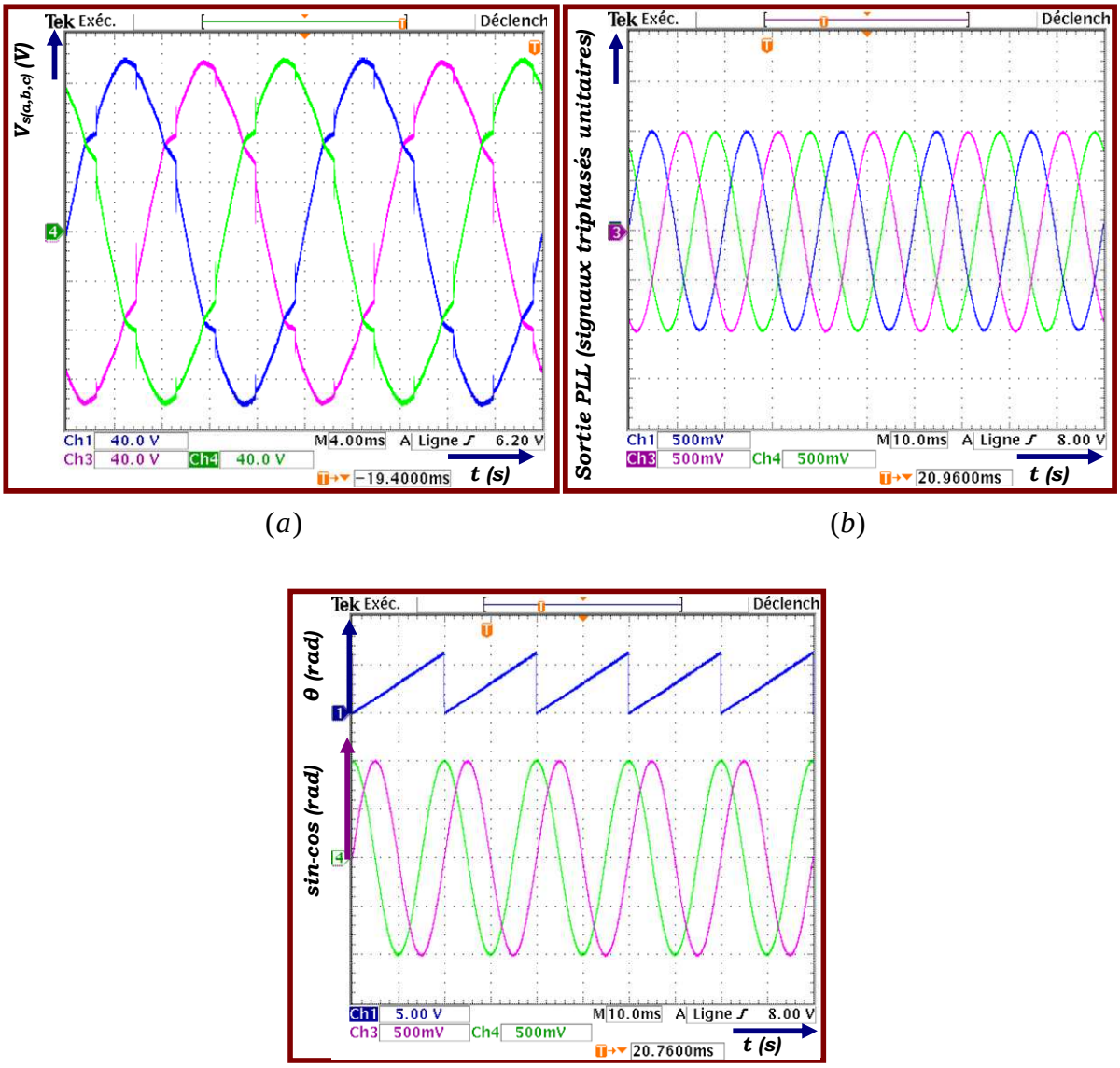
4.5 Essais expérimentaux de la P.L.L. pour différents cas défavorables

Une validation expérimentale de la robustesse de la nouvelle P.L.L. a été menée dans des cas de configurations défavorables susceptibles de survenir dans les réseaux triphasés industriels et ayant un impact sur la commande du SAPF. Les cas envisagés sont : l'alimentation d'une charge non linéaire, l'absence d'une phase, une source de tension triphasée déséquilibrée et la présence d'un bruit (*HF*) sur les signaux de tension de source dû à la commutation des interrupteurs de puissance (IGBT).

4.5.1 Alimentation d'une charge non-linéaire

L'essai pratique a été effectué en alimentant $(V_s = 100\,V)$ une charge non linéaire du type redresseur PD3. Sur la figure 4.11-a il apparaît que les tensions de la source subissent une déformation, ce qui engendre des harmoniques dans leur spectre de fréquence.

La nouvelle P.L.L. reconstruit un système de tension triphasé équilibré (Fig. 4.11-b). La figure 4.11-c représente l'évolution de l'angle $\theta\,(en\,rad)$, de période $T = 20\,ms$ et parfaitement linéaire et avec une amplitude variant de $0\,à\,2\pi$. Par la suite, les deux fonctions trigonométriques, sinus et cosinus, générées grâce à cet angle θ sont relevées.



(*a*) (*b*)

(*c*)

FIG. 4.11- *Résultats expérimentaux de la nouvelle P.L.L. : cas d'une charge non linéaire.*

4.5.2 Absence d'une phase d'une source triphasée

Dans cet essai, la deuxième phase est défaillante, c'est-à-dire que la source ne contient que deux phases fonctionnelles, ce qui représente l'un des cas les plus défavorables pour la P.L.L. (Fig. 4.12-a). Même si le système triphasé atteint son

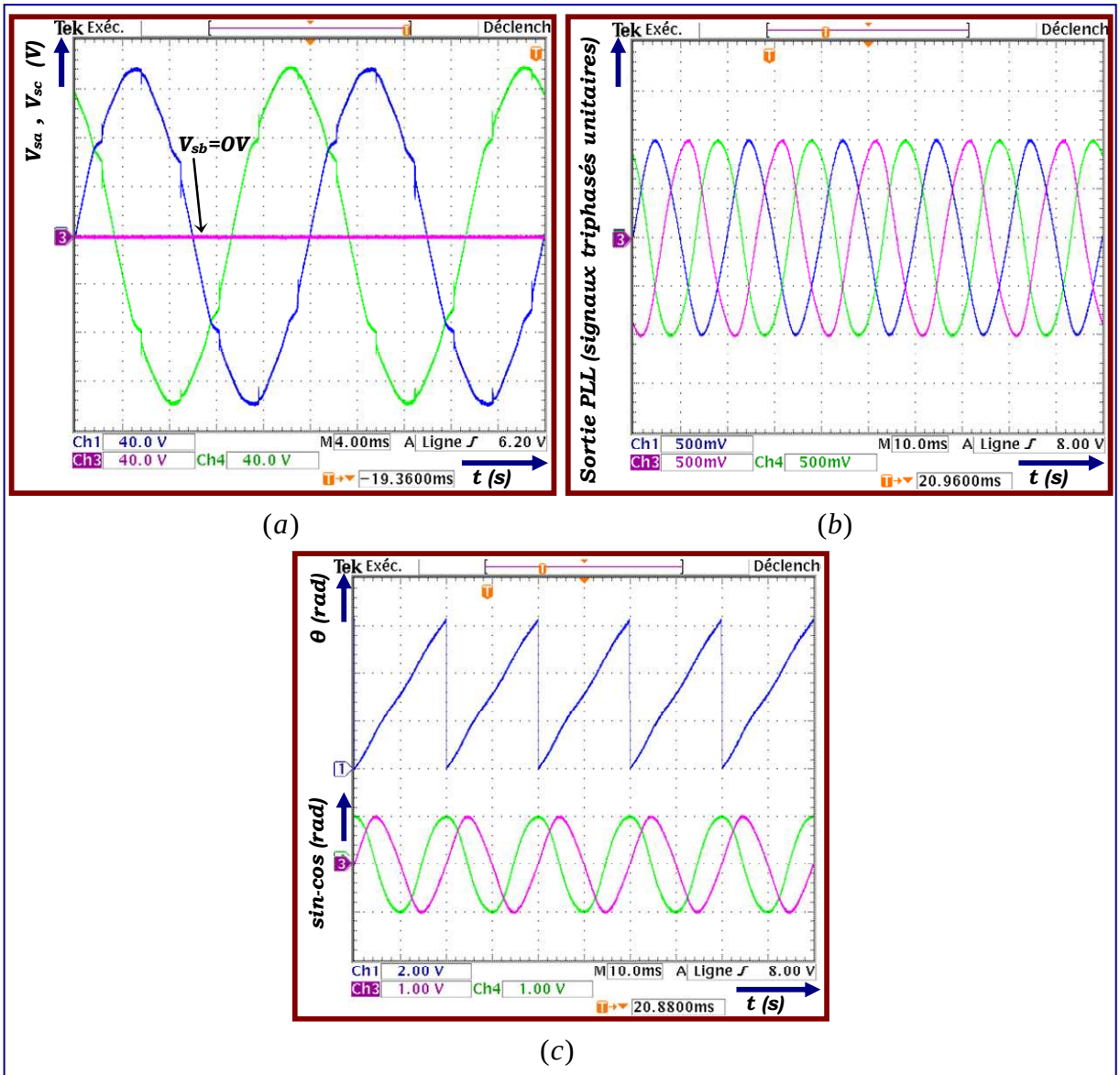
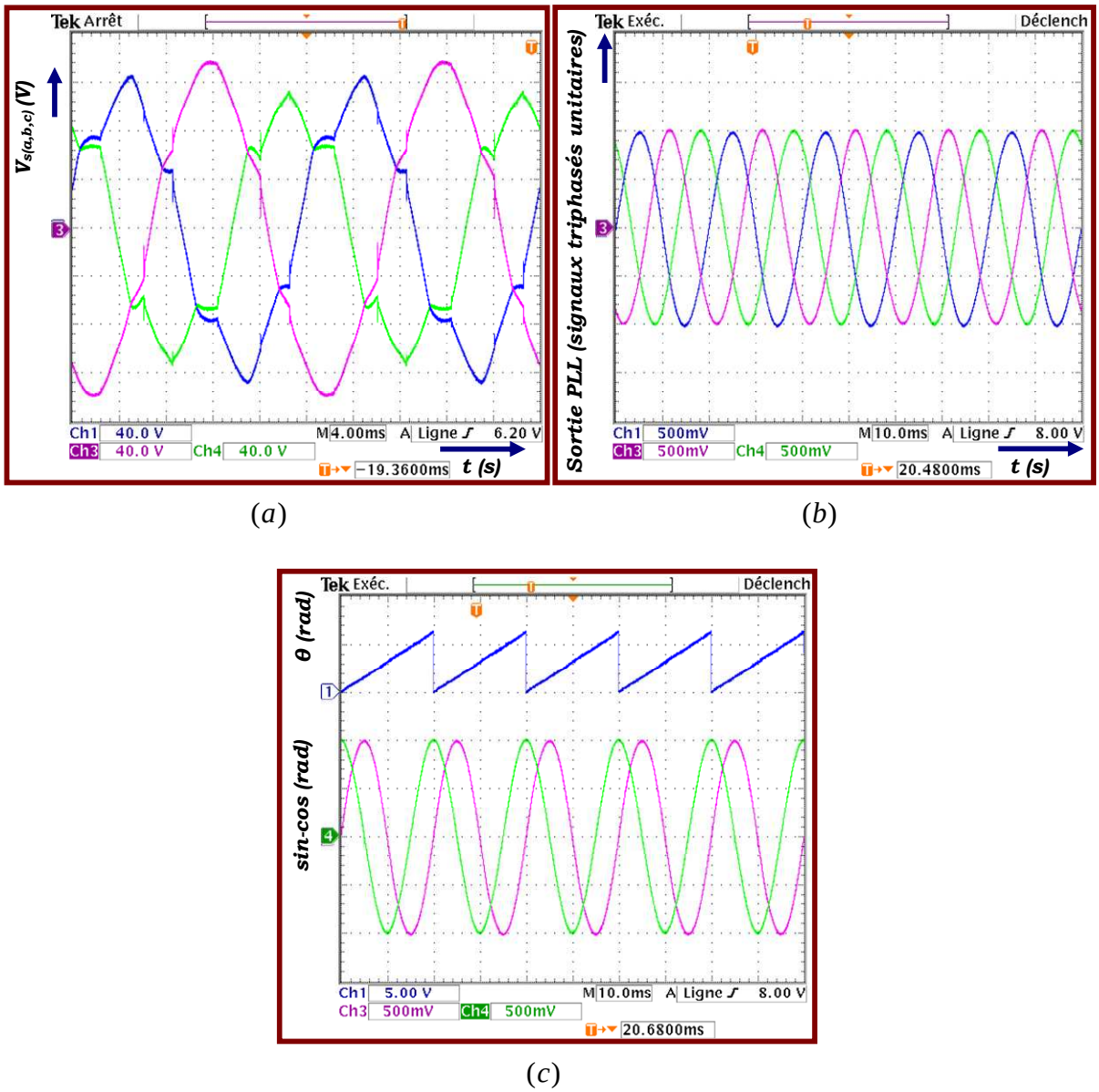


FIG. 4.12 - *Résultats expérimentaux de la nouvelle P.L.L. : cas d'absence d'une phase.*

cas le plus défavorable en déséquilibre, le nouveau système de P.L.L. arrive à compenser la disparition de la deuxième phase en créant un système triphasé sinusoïdal et malgré la légère déformation sur l'évolution de l'angle θ la construction des fonctions cosinus et sinus est quasi-parfaite.

4.5.3 Source triphasée déséquilibrée

Dans ce troisième essai pratique, la P.L.L. est appliquée à un système triphasé déséquilibré en amplitude tel que : $V_{sa} = 82\,V$, $V_{sb} = 96\,V$, $V_{sc} = 72\,V$. Les résultats de la figure 4.13-b démontre que la nouvelle P.L.L. arrive à délivrer un système triphasé de tension parfaitement équilibré. Par ailleurs, l'évolution de l'angle θ est linéaire périodiquement (Fig. 4.13-c) et les fonctions cosinus et sinus parfaites.



(*a*) (*b*)

(*c*)

FIG. 4.13 - *Résultats expérimentaux de la nouvelle P.L.L. : cas d'une source triphasée déséquilibrée.*

triphasé de tension parfaitement équilibré. Par ailleurs, l'évolution de l'angle θ est linéaire périodiquement (Fig. 4.13-c) et les fonctions cosinus et sinus parfaites.

4.5.4 Signaux de tension de source fortement bruités (*HF*)

Afin d'avoir la présence d'un bruit HF aléatoire dans les signaux de tension de source, le SAPF est commandé par un régulateur à hystérésis analogique. Le bruit HF engendré possède une fréquence centrale de *25 KHz* (Fig.4.14-a).

En introduisant ces signaux fortement bruités dans la PLL, arrive efficacement à produire des signaux sinusoïdaux triphasés unitaires (Fig.4.14b) et un

Angle θ exprimant l'évolution périodique et sinusoïdale des fonctions trigonométriques (Fig.4.14.c).

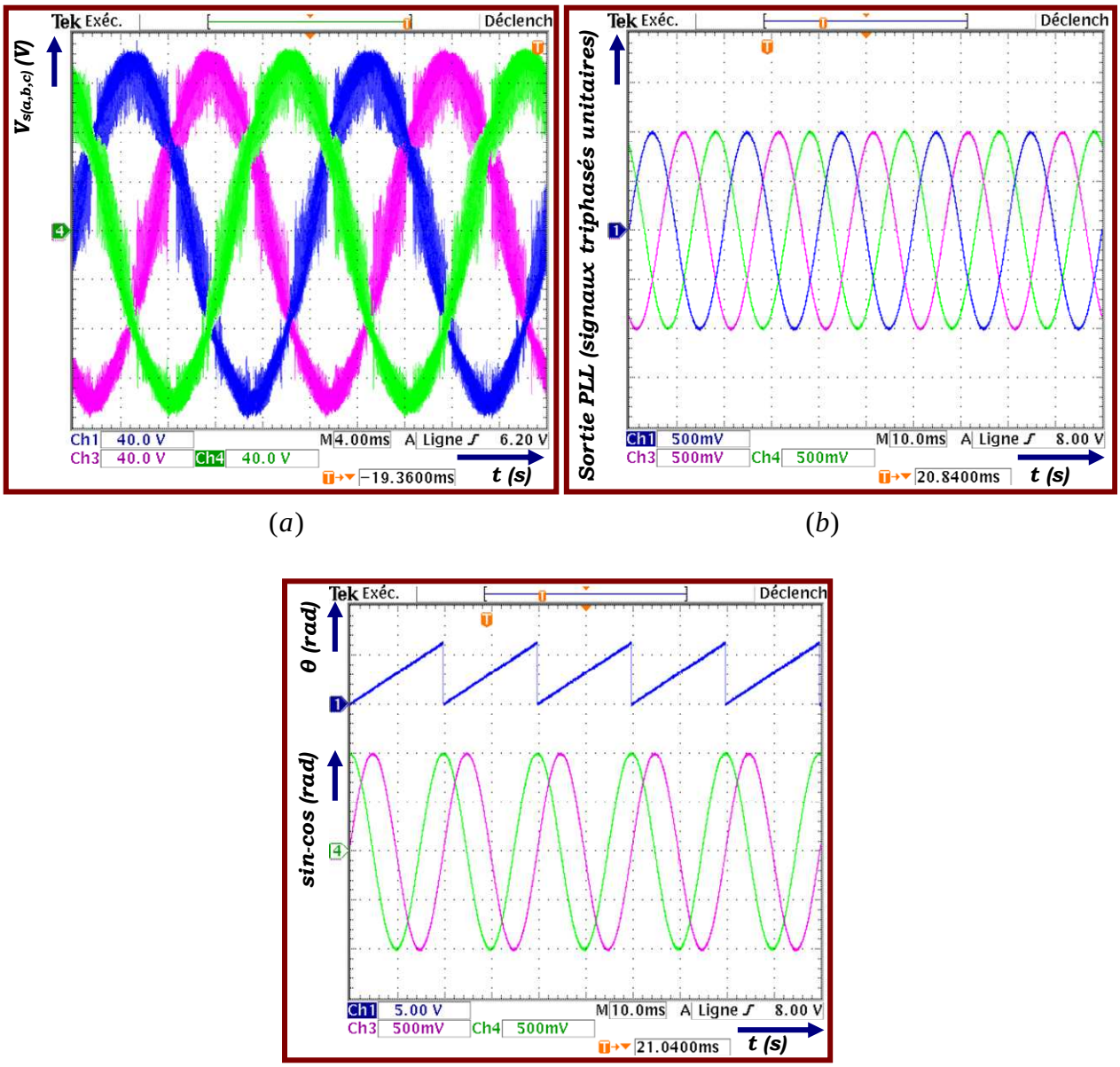


FIG. 4.14- *Résultats expérimentaux de la nouvelle P.L.L. : cas d'une source de tension fortement bruitée.*

4.6 Contrôle de la tension du bus continu (V_{dc})

Comme indiqué en introduction le contrôle du bus continu est une procédure indispensable pour la commande du SAPF. L'observation des fluctuations de la tension aux bornes des condensateurs donne des indications sur l'évolution des échanges d'énergie entre ces derniers et le réseau. Si le convertisseur est considéré sans pertes, le réseau fournit la puissance active utile pour la charge, ainsi la

capacité de l'étage continu peut être considérée comme un réservoir pour la circulation des harmoniques. Alors, aucune puissance active n'est fournie par la capacité C_{dc}.

Cependant, la tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur C_{dc} doit être maintenue à une valeur constante. Les causes de la variation de cette tension sont principalement :

- les pertes par commutation et par conduction des interrupteurs de puissance.
- les pertes par effet Joule dans l'inductance du filtre passif (L_f).
- les transitions de la charge polluante qui créent un échange de puissance active avec le réseau à travers l'onduleur. Cela se traduit par une variation de l'énergie moyenne dans la capacité de stockage et par conséquent une modification de la valeur de la tension continue.

Pour couvrir ces pertes et pour garder la tension V_{dc} constante, plusieurs méthodes ont été développées dans la littérature, soit en estimant juste les pertes $(\overline{p}_{pertes})$ [16 Aka] qui vont être ajoutées à la puissance oscillatoire pour obtenir la puissance réelle, soit en ajustant toute la puissance active (P_s^*) que devra fournir la source pour alimenter la charge, plus les pertes [17 Bru],[18 Sal] ou en ajustant l'amplitude du fondamental du courant de référence du filtre (i_{f1}^*) [19 Lad]-[22 Ema].

La stratégie développée dans le cadre de ce travail pour le contrôle de la tension du bus continu est basée sur l'ajustement direct du courant de source. Une méthode qui possède les avantages suivants :

1) Elle impose aux courants issus de la source $(i_{s(a,b,c)})$ d'être en phase avec la tension du réseau après compensation. Dans ce cas, la compensation des courants harmoniques et la compensation des courants réactifs ne peut pas être dissociée.

2) Ce concept permet au filtre actif de compenser les éventuels déséquilibres de la charge polluante.

3) Contrairement aux autres méthodes d'extractions, il est inutile de capter les courants de charge $(i_{c(a,b,c)})$ ou du filtre de sortie $(i_{f(a,b,c)})$, ce qui représente un gain au niveau du nombre de capteurs de courant. Seule la mesure des courants de source est nécessaire.

4) Une estimation fidèle de la composante active dépendra de la qualité du système de tensions sinusoïdales unitaires obtenu grâce à la P.L.L..

Avant de développer la formulation du modèle de la boucle de régulation et pour bien comprendre la liaison entre la régulation du bus continu et le contrôle du courant de source, il est nécessaire d'illustrer en premier lieu l'écoulement des puissances dans le système lors des régimes permanent et transitoire.

4.6.1 Ecoulement des puissances du système global

Considérons que le système de tensions au point de raccordement est équilibré et parfaitement sinusoïdal, soit :

$$[v_s(t)]=\sqrt{2}\cdot V_s\cdot sin(\omega t-\frac{2\pi}{3}(i-1)) \qquad (i=1,2,3) \tag{4.32}$$

Le système triphasé et équilibré des courants de charge peut s'écrire aussi :

$$[i_c(t)]=\sum_{n=1}^{\infty}\sqrt{2}\cdot I_n\cdot sin\left(n\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}(i-1)\right)-\varphi_n\right) \qquad (n\neq 2k) \tag{4.33}$$

Ce système peut se décomposer en deux sous systèmes direct et inverse :

$$[i_c(t)]=[i_c(t)]_{direct}+[i_c(t)]_{inverse} \tag{4.34}$$

Le sous système direct comporte des composantes harmoniques de rang égal à $6k+1\,(k\in N)$ et celui du système inverse des composantes harmoniques de rang égal à $6k-1\,(k\in N)$. Les composantes harmoniques dont le rang est multiple de trois sont inexistantes.

Le but du filtre actif est d'éliminer les courants harmoniques et éventuellement le courant réactif. Dans ce cas, les courants fournis par la source après compensation sont sinusoïdaux et en phase avec la tension du réseau :

$$[i_s(t)]=\sqrt{2}\cdot I_s\cdot sin(\omega t-\frac{2\pi}{3}(i-1)) \qquad (i=1,2,3) \tag{4.35}$$

La puissance fournie par la source après compensation s'écrit :

$$p_s(t)=[v_s(t)]^t\cdot[i_s(t)]=P_s=3\cdot V_s\cdot I_s \tag{4.36}$$

P_s est la puissance continue de $p_s(t)$ et elle représente la puissance active délivrée par la source. La puissance instantanée absorbée par la charge polluante est :

$$\begin{aligned} p_c(t)&=[v_s(t)]^t\cdot[i_c(t)]=[v_s(t)]^t\cdot[i_c(t)]_{direct}+[v_s(t)]^t\cdot[i_c(t)]_{inverse}\\ &=3\cdot V_s\cdot I_1\cdot cos(\varphi_1)+3\cdot V_s\cdot\left[\sum_{n=1}^{\infty}I_{6n+1}\cdot cos(6n\cdot\omega t-\varphi_{6n+1})+I_{6n-1}\cdot cos(6n\cdot\omega t-\varphi_{6n-1})\right] \end{aligned} \tag{4.37}$$

$$\begin{aligned} p_c(t)&=3\cdot V_s\cdot I_1\cdot cos(\phi_1)+\sum_{n=1}^{\infty}P_{6n}\cdot cos(6n\cdot\omega t-\varphi_{6n})\\ &=P_c+\tilde{p}_c(t) \end{aligned} \tag{4.38}$$

Avec

$$P_{6n} = 3 \cdot V_s \sqrt{I_{6n-1}^2 + I_{6n+1}^2 + 2 \cdot I_{6n-1} \cdot I_{6n+1} \cdot cos(\varphi_{6n+1} - \varphi_{6n-1})}$$

et

$$tan\varphi_{6n} = \frac{I_{6n+1} \cdot sin(\varphi_{6n+1}) + I_{6n-1} \cdot sin(\varphi_{6n-1})}{I_{6n+1} \cdot cos(\varphi_{6n+1}) + I_{6n-1} \cdot cos(\varphi_{6n-1})} \quad (4.39)$$

P_c est la composante continue relative à la puissance active consommée par la charge, et $\tilde{p}_c(t)$ représente la somme des puissances fluctuantes crées par les composantes harmoniques des courants de la charge.

La puissance instantanée $p_f(t)$ injectée par le filtre actif parallèle est donnée par [23 Jou] :

$$p_f(t) = p_c(t) - P_s = P_c - P_s + \tilde{p}_c(t) = P_f + \tilde{p}_f(t) \quad (4.40)$$

avec

$$P_f = P_c - P_s \quad (4.41)$$

$$\tilde{p}_f(t) = \tilde{p}_c(t) \quad (4.42)$$

L'équation (4.41) exprime l'échange de puissance active entre la charge polluante, le réseau et le filtre actif lors des régimes transitoires suite à un impact ou délestage de charge. Ce transfert de puissance se traduit par une variation de la tension continue aux bornes du condensateur. L'équilibre de puissance sera établi grâce à l'intervention du régulateur de tension.

En régime permanent (*et en négligeant les pertes de l'onduleur*) le filtre actif n'échange pas de puissance active avec le réseau d'alimentation $(P_f = 0, P_c = P_s)$. La fluctuation de puissance $\tilde{p}_f(t)$ à la sortie du compensateur est dans ce cas égale à la puissance harmonique de la charge (4.42). En effet, cette dernière dépend du rang harmonique et de l'amplitude des courants harmoniques absorbés par la charge non linéaire. En négligeant les pertes dans l'onduleur, la puissance $\tilde{p}_f(t)$ se trouve intégralement sous forme d'ondulation de la tension $\tilde{v}_{dc}(t)$ aux bornes du condensateur de stockage.

L'écoulement des puissances entre les différents organes est représenté sur le schéma de la figure.4.15.

La tension $v_{dc}(t)$ peut alors se décomposer en deux parties: une composante continue V_{dc} qui peut subir des variations lors de transitoires et une composante alternative $\tilde{v}_{dc}(t)$:

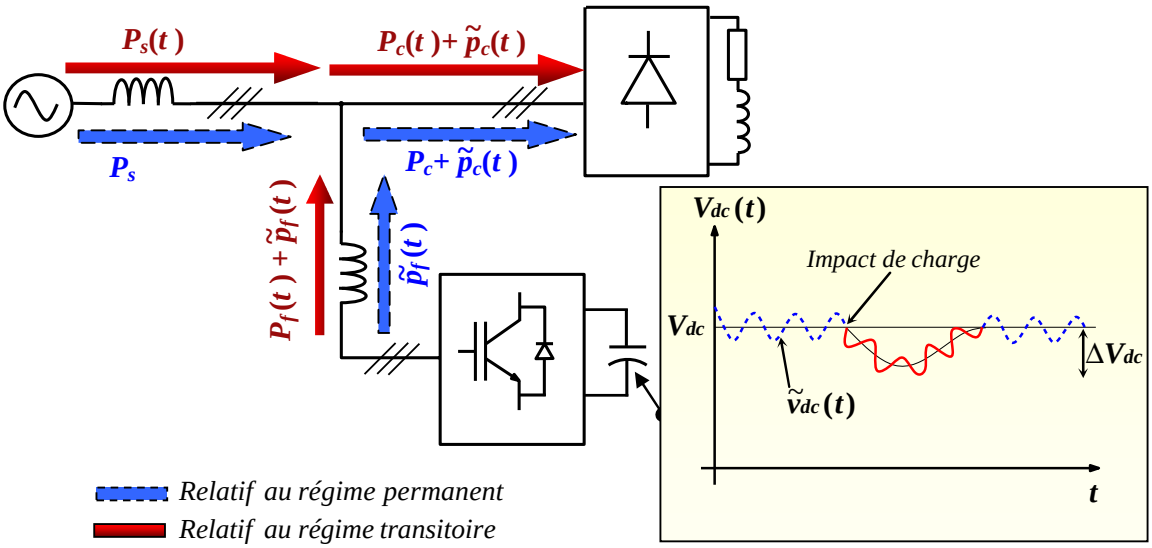


FIG. 4.15- *Ecoulement des puissances en régime permanant et transitoire.*

$$v_{dc}(t)=V_{dc}+\tilde{v}_{dc}(t) \tag{4.43}$$

L'expression de la tension du bus continu peut se déduire du courant circulant dans le condensateur par :

$$v_{dc}(t)=\frac{1}{C_{dc}}\cdot\int_0^t i_{dc}(t)\cdot dt+V_{dc}(0) \tag{4.44}$$

En régime permanent, la puissance instantanée $\tilde{p}_f(t)$ mesurée à la sortie du filtre actif est égale à celle mesurée coté continu :

$$\tilde{p}_f(t)=\tilde{p}_c(t)=v_{dc}(t)\cdot i_{dc}(t) \tag{4.45}$$

En admettant que la capacité du condensateur est suffisamment importante pour pouvoir négliger les ondulations de tension devant la valeur de la tension continue $(\tilde{v}_{dc}(t)<<V_{dc})$, la relation (4.45) devient :

$$i_{dc}(t)\approx\frac{\tilde{p}_c(t)}{V_{dc}} \tag{4.46}$$

Ce qui, compte tenu des relations (4.38) et (4.44) conduit à l'équation suivante :

$$\tilde{v}_{dc}(t)=\frac{1}{C_{dc}\cdot V_{dc}}\cdot\sum_{n=1}^{\infty}\frac{P_{6n}}{6n\omega}\cdot\sin(6n\cdot\omega t-\varphi_{6n}) \tag{4.47}$$

Cette relation montre bien que l'amplitude et le rang des courants harmoniques influent sur l'amplitude des ondulations de tension (*les courants harmoniques de rang 5 et 7 sont la cause principale des ondulations de tension avec la pulsation* 6ω). De plus,

les ondulations sont d'autant plus atténuées que la capacité du condensateur est élevée comme démontré dans le paragraphe précédent (3.1.1.2). Rappelons que pour une charge déséquilibrée la tension du bus continue oscille avec une pulsation double du celle du fondamental (2ω).

4.6.2 Formulation du modèle de la boucle de régulation du bus continu

En régime permanent, la puissance active fournie par la source doit être égale à la puissance demandée par la charge. Lorsqu'un déséquilibre de puissance active se produit dans le système, le condensateur de stockage d'énergie doit fournir la différence de puissance entre le réseau et la charge. Il en résulte alors une variation de la tension continue aux bornes du condensateur C_{dc} [24 Hsu]. Si la puissance active fournie par le réseau est inférieure à celle absorbée par la charge $(P_f > 0)$ alors la valeur moyenne de la tension aux bornes du condensateur diminue. Dans le cas contraire $(P_f < 0)$, la valeur moyenne de la tension augmente. La puissance active P_f nécessaire pour rétablir la tension $v_{dc}(t)$ à une valeur constante s'exprime d'après (4.36), (4.38) comme suit :

$$\begin{aligned} P_f &= P_c - P_s = 3 \cdot V_s \cdot (I_{c1} \cdot \cos(\varphi_1)) - 3 \cdot V_s \cdot I_s \\ &= 3 \cdot V_s \cdot \underbrace{\left((I_{c1} \cdot \cos(\varphi_1)) - I_s\right)}_{I_{f1} = I_{s(\Delta Cdc)}} = 3 \cdot V_s \cdot I_{s(\Delta Cdc)} \end{aligned} \tag{4.48}$$

$$\Rightarrow \; I_{s(\Delta Cdc)} = (I_{c1} \cdot \cos(\varphi_1)) - I_s \tag{4.49}$$

Où $I_{s(\Delta Cdc)}$ représente l'amplitude du courant fondamental actif requis pour assurer l'équilibre des puissances actives. Après une remise en forme à l'aide de signaux sinusoïdaux synchronisée sur le réseau, nous pouvons obtenir les courants de références.

La formulation de la boucle de régulation nécessite maintenant de trouver la relation en le courant $I_{s(\Delta Cdc)}$ et la valeur moyenne de la tension du bus continu V_{dc}.

En se basant sur le principe de l'équilibre de l'énergie, l'énergie emmagasinée dans le condensateur correspondante $(E_{dc_{ref}})$ à la valeur de la tension de référence $(V_{dc_{ref}})$ s'écrit alors [25 Cha]-[30 Cha]:

$$E_{dc_{ref}} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc_{ref}}^2 \tag{4.50}$$

Par contre l'énergie instantanée dans le condensateur $(e_{dc}(t))$ s'écrit en fonction de la tension $v_{dc}(t)$ comme suit :

$$e_{dc}(t)=\frac{1}{2}C_{dc}v_{dc}^{2}(t) \tag{4.51}$$

Donc l'écart entre la quantité instantanée et sa référence sera :

$$\Delta E_{dc}(t)=E_{dCref}-e_{dc}(t)=\frac{C_{dc}}{2}\left(V_{dCref}-v_{dc}(t)\right)\left(V_{dCref}+v_{dc}(t)\right) \tag{4.52}$$

Si on considère une petite variation de la tension continue (dV_{dc}) autour de sa valeur moyenne (*de référence :* V_{dCref}), il est alors possible d'écrire l'équation suivante pour la variation de l'énergie :

$$\begin{aligned} &V_{dCref}+v_{dc}\approx 2\cdot V_{dCref} \quad \text{et} \quad V_{dCref}-v_{dc}=dV_{dc} \\ &\Rightarrow \quad dE_{dc}=C_{dc}\cdot V_{dCref}\cdot dV_{dc} \end{aligned} \tag{4.53}$$

Cette énergie perdue (*ex : cas d'un saut de charge*) doit être délivrée par la source, donc l'équation d'équilibre d'énergie peut s'écrire comme suit :

$$dE_{dc}=C_{dc}\cdot V_{dCref}\cdot dV_{dc}=\begin{pmatrix}\left(v_{sa}(t)\cdot I_{s(\Delta Cdc)}\cdot \sin\omega t\right)+\\ \left(v_{sb}(t)\cdot I_{s(\Delta Cdc)}\cdot \sin(\omega t-2\pi/3)\right)+\\ \left(v_{sc}(t)\cdot I_{s(\Delta Cdc)}\cdot \sin(\omega t+2\pi/3)\right)\end{pmatrix}\cdot dt \tag{4.54}$$

Donc :

$$dE_{dc}=C_{dc}\cdot V_{dCref}\cdot dV_{dc}=\frac{3}{\sqrt{2}}\cdot V_{s}\cdot I_{s(\Delta Cdc)}\cdot dt \tag{4.55}$$

Rappelons que V_s, $I_{s(\Delta Cdc)}$ représentent respectivement la valeur efficace de la tension de source et l'amplitude du courant fondamental requis pour assurer l'équilibre des puissances actives.

Ainsi, à partir de l'équation (4.55) nous pouvons en déduire la fonction de transfert entre l'entrée $I_{s(\Delta Cdc)}$ et la sortie V_{dc} suivante:

$$\frac{V_{dc}}{I_{s(\Delta Cdc)}}=\frac{3\cdot V_s}{\sqrt{2}\cdot C_{dc}\cdot V_{dCref}\cdot s} \tag{4.56}$$

avec $s=(d/dt)$.

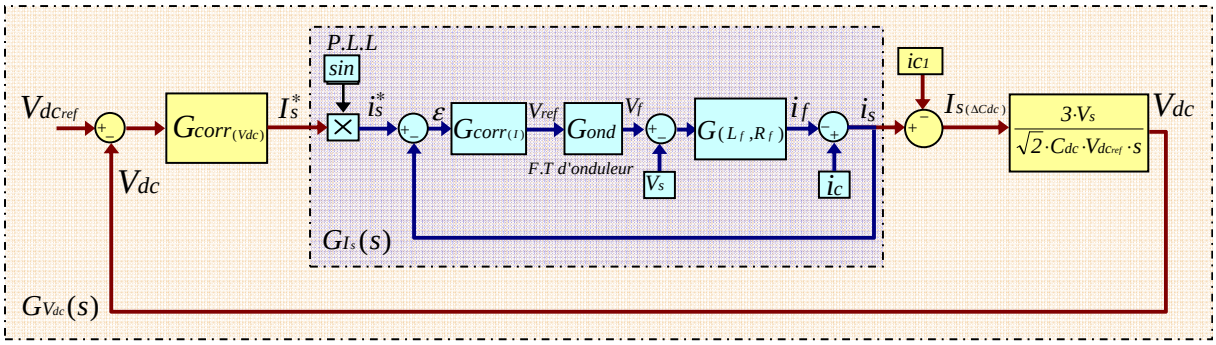


FIG. 4.16- *Schéma de régulation du SAPF avec deux boucles en cascade (interne et externe).*

Sur la base de cette formulation et à l'aide des équations (4.49) et (4.56) nous pouvons développer le schéma de la régulation du système global du SAPF, comme il est illustré sur la figure 4.16. Le modèle est constitué de deux boucles en cascade. La boucle interne est une boucle de courant contenant trois fonctions de transfert où $G_{corr(I)}$, G_{ond} et $G_{(L_f,R_f)}$ sont respectivement celle du régulateur de courant, de l'onduleur et du filtre de couplage. Alors que la boucle externe contient une fonction de transfert du régulateur de la tension du bus continu $G_{corr(Vdc)}$ et la fonction de transfert décrite dans l'expression 4.56.

4.6.3 Boucle de régulation de la tension (V_{dc})

Sachant qu'à la fréquence de commutation (f_s), la boucle de courant (*boucle interne*) est plus rapide que celle de la tension (*boucle externe*), ce qui revient à dire que la bande passante de la boucle de tension est très inferieure à celle de la boucle de courant. De ce fait, la fonction de transfert de la boucle de courant n'intervient pas dans la stabilité de la boucle de tension et donc pour le régime établi, il est envisageable de considérer que le gain $i(s)/i^*(s)=1$. Ainsi, le synoptique de la boucle de régulation peut se simplifier comme suit (Fig. 4.17):

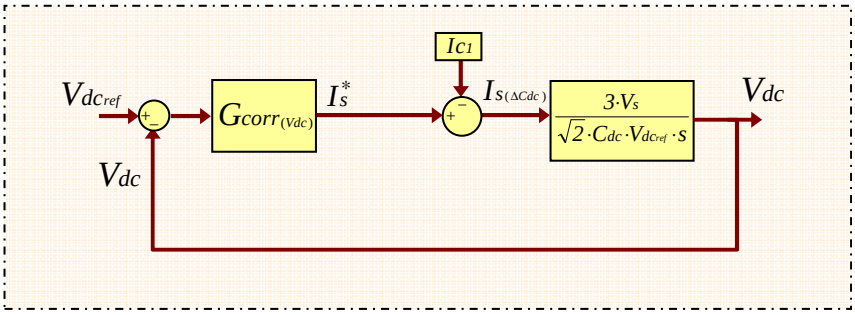


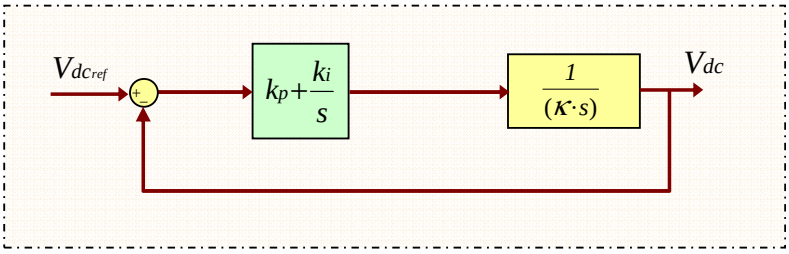
FIG. 4.17- *Synoptique de la boucle de régulation de la tension du bus continu* V_{dc} .

4.6.3.1 Régulateur de type Proportionnel-Intégral (PI)

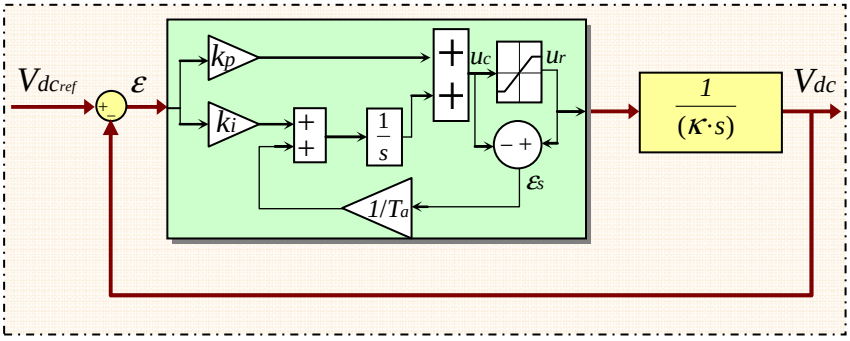
a. Synthèse du régulateur PI

Afin de réduire les fluctuations de la tension du bus continu et compenser les pertes du systeme, un régulateur du type proportionnel-Intégral (PI) dont la fonction de transfert est symbolisée par $G_{PI}(s)$ est retenu comme correcteur pour la boucle externe. Alors, en éliminant la perturbation due au courant de charge, le synoptique de la figure précédente se simplifie comme indiqué à la figure 4.18.a, en posant :

$$\kappa=\frac{\sqrt{2}\cdot C_{dc}\cdot V_{dcref}}{3\cdot V_s} \qquad (4.57)$$



(a)



(b)

FIG. 4.18- *Schémas de régulation de la tension du bus continu par un PI : (a) schéma simplifié. (b) schéma du PI avec un retour d'anti-emballement.*

A partir du schéma simplifié de la figure 4.18.a., la fonction de transfert du système en boucle fermé s'écrit:

$$G_{V_{dc(PI)}}(s)=\frac{k_p\cdot s+k_i}{\kappa\cdot s^2+k_p\cdot s+k_i}=\frac{k_p/\kappa(s+k_i/k_p)}{s^2+k_p/\kappa\cdot s+k_i/\kappa} \tag{4.58}$$

Cette fonction de transfert représente un système de deuxième ordre.

Donc, en égalisant les deux équations caractéristiques :

$$d_c(s)=s^2+2\cdot\xi\cdot\omega_n+\omega_n^2=s^2+(k_p/\kappa)\cdot s+(k_i/\kappa) \tag{4.59}$$

$$\Rightarrow\begin{cases}k_i=\kappa\cdot\omega_n^2\\ k_p=2\cdot\xi\cdot\omega_n\cdot\kappa\end{cases} \tag{4.60}$$

En plaçant les pôles pour $\xi=0.707$ *et* $\omega_n=2\pi\cdot f_c=24.3\pi$, on obtient $kp=0.118,\ k_i=6.41$.

le diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle fermée $G_{V_{dc(PI)}}$, présente une fréquence de coupure à $(-3db)$ $f_c=25\,Hz$ et une marge de phase $m\varphi=127°$ (Fig. 4.19).

Notons que l'emballement du terme intégral, provenant de la saturation, entraîne un fonctionnement de l'asservissement en boucle ouverte pendant un transitoire de grande amplitude et par conséquent une intégration excessive de l'erreur. Pour résoudre ce problème, une structure d'anti-emballement (Fig. 4.18.b) est introduite.

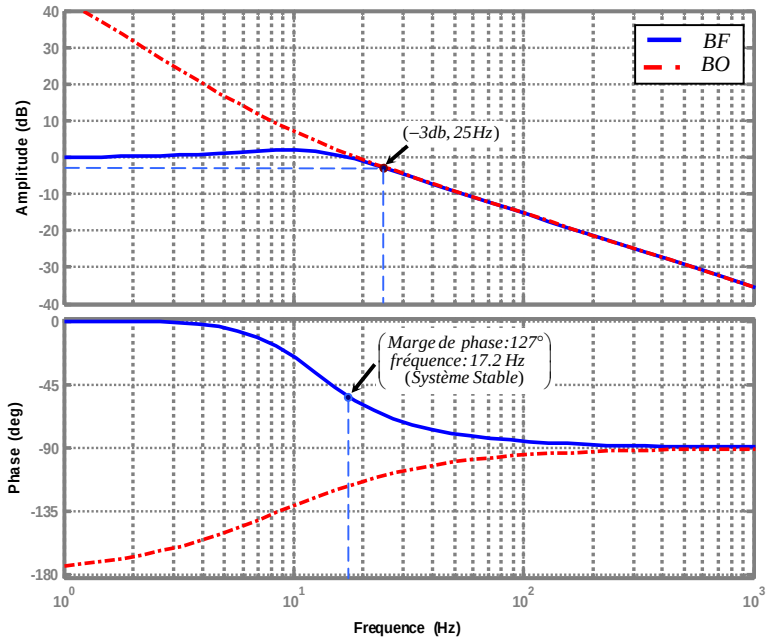


FIG. 4.19 - *Réponses fréquentielles de la fonction de transfert* $G_{V_{dc(PI)}}$ *et de sa boucle ouverte* (*BO*).

Tant que la sortie du régulateur n'est pas saturée, l'écart ε_s, ou décalage entre la commande u_c calculée et la commande u_r réellement appliquée au système, est nul. Lorsque la saturation se produit, on observe une contre-réaction de cet écart, multipliée par un gain $1/T_a$ $(T_a = 10^{-3})$, vers l'entrée de l'intégrateur. Le terme intégral devient alors [31 God] :

$$\frac{1}{s}\left[K_i \cdot \varepsilon + \frac{1}{T_a}(u_r - u_c)\right] \tag{4.61}$$

b. Influence de la perturbation du courant de charge

Lorsque la tension du bus continu (V_{dc}) atteint sa référence $(V_{dcréf})$, nous pouvons considérer l'erreur $\varepsilon(t) = \Delta V_{dc} = 0$. En présence de la perturbation ΔI_{c1}, le schéma de la figure 4.17, se transforme en un nouveau schéma fonctionnel représenté à la figure 4.20.

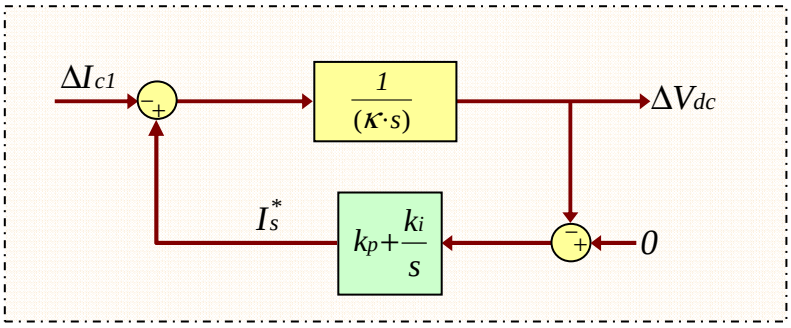


FIG. 4.20- *Schéma de la boucle de régulation de* V_{dc} *suite à une perturbation* ΔI_{c1} .

Dans ce schéma fonctionnel l'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte est inchangée. Ainsi, la fonction de transfert en boucle fermée $G_{\Delta Ic1(PI)}(s)$ relative à la perturbation ΔI_{c1}, considérée comme une nouvelle entrée, s'écrit comme suit :

$$G_{\Delta Ic1(PI)}(s)=\frac{\Delta V_{dc}}{\Delta I_{c1}}=\frac{(-1/\kappa)\cdot s}{s^2+k_p/\kappa\cdot s+k_i/\kappa} \qquad (4.62)$$

Pour avoir une idée réelle sur la réponse indicielle du système en boucle fermée, une perturbation du courant de charge est appliquée en entrée sous forme d'un échelon allant de $6.1\,A$ à $10.6\,A$ (*qui correspond aux variations pratiques des charges, initiales et finales, du banc d'essai expérimental).* Sur la figure 4.21, il apparaît qu'après avoir appliqué la perturbation à $t=1s$, le régulateur continue à fournir une référence (I_s^*) permettant la convergence vers la valeur de l'échelon (*courant de la charge*) et l'écart de la tension du bus continu s'annule de nouveau, sans dépasser les $20\ V$, après un transitoire qui dure $0.1\,s$.

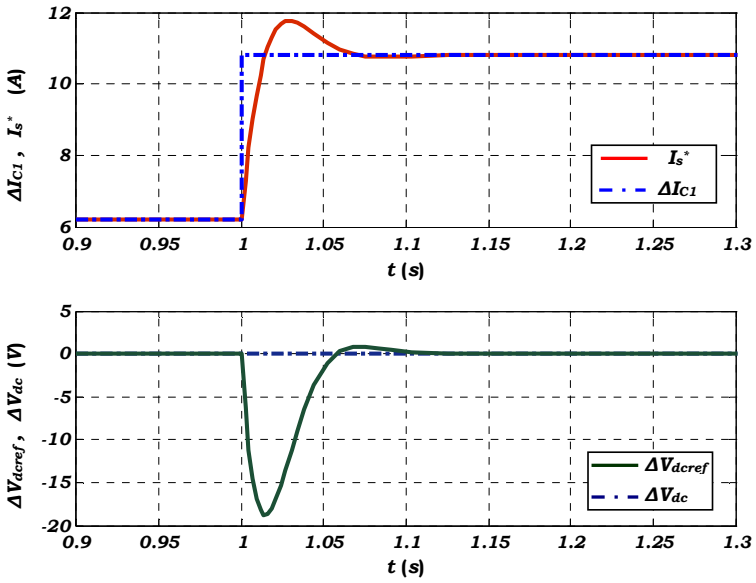


FIG. 4.21- *Réponse temporelle de la variation de la tension du bus continu* ΔV_{dc} *pour une perturbation de type échelon du courant de charge* ΔI_{C1}.

4.6.3.2 Régulateur de type Intégral-Proportionnel (IP)

a. Synthèse du régulateur IP

En se basant sur la même démarche effectuée dans le paragraphe précédent et en choisissant cette fois ci un régulateur de type *IP* [32 Mac], le schéma fonctionnel de la régulation de la tension du bus continu est donné sur la figure 4.22.

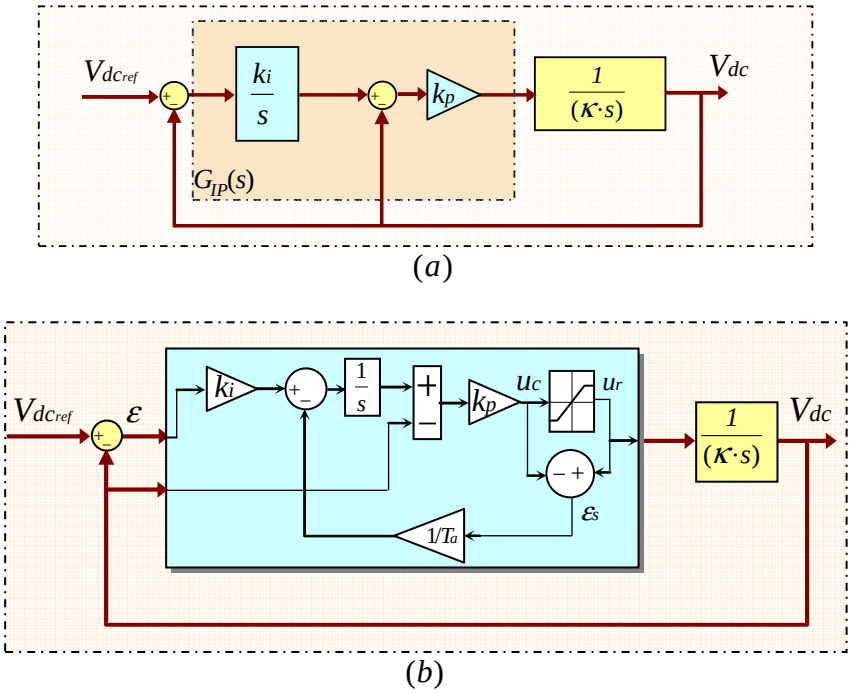


FIG. 4.22 - *Schémas de régulation de la tension du bus continu avec un régulateur IP : (a) schéma simplifié. (b) schéma du IP avec un retour d'anti-emballement.*

A partir de la figure 4.22.a, nous pouvons obtenir la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$G_{V_{dc(IP)}} = \frac{V_{dc}}{V_{dcref}} = \frac{k_p \cdot k_i / \kappa}{s^2 + k_p / \kappa \cdot s + k_p \cdot k_i / \kappa} \tag{4.63}$$

On constate, contrairement au régulateur PI, que le régulateur IP présente l'avantage de ne pas générer de zéros supplémentaires dans la fonction de transfert en boucle fermée (*un zéro lent pourrait diminuer les performances dynamiques du système*). La relation entre V_{dc} et V_{dcref} est une fonction de transfert de deuxième ordre de la forme suivante :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dcref}} = \frac{k_p \cdot k_i / \kappa}{s^2 + k_p / \kappa \cdot s + k_p \cdot k_i / \kappa} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \tag{4.64}$$

A partir de cette dernière équation, les coefficients ki et kp sont identifiés :

$$\Rightarrow \begin{cases} k_i = \dfrac{\omega_n}{2 \cdot \xi} \\ k_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \kappa \end{cases} \tag{4.65}$$

Par placement de pôle avec $\xi = 0.707$ et $\omega_n = 2\pi \cdot f_c = 24.3\pi$ on déduit $k_p = 0.118$ et $k_i = 54$. Notons aussi que le gain de l'anti-emballement est fixé par $T_a = 10^{-3}$. Le diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle fermée $G_{V_{dc(IP)}}$, présente

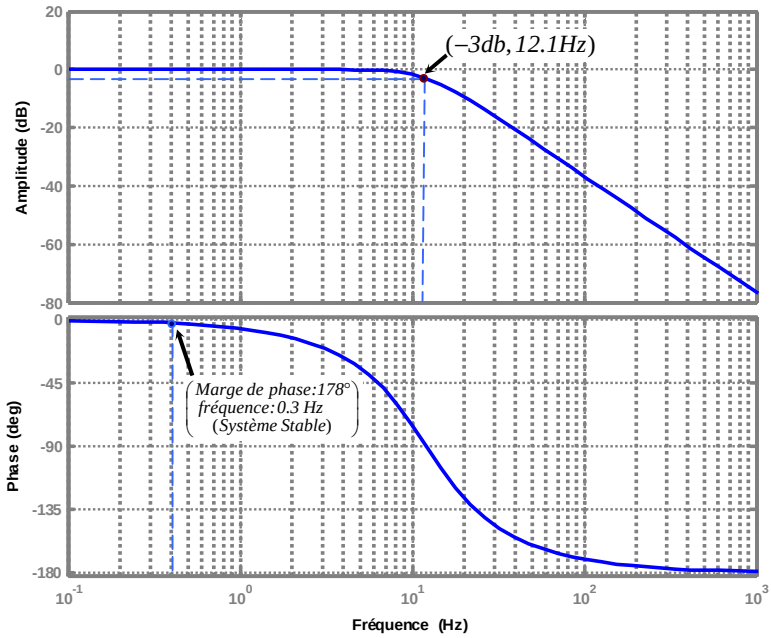


FIG. 4.23 - *Réponses fréquentielles de la fonction de transfert* $G_{V_{dc}(IP)}$.

une fréquence de coupure à $(-3db)$ $f_c = 12.5\ Hz$ et une marge de phase $m\varphi = 178°$ (Fig.4.23)[33 Cha].

b. Influence de la perturbation du courant de charge

En présence de la perturbation ΔI_{c1}, considérée comme entrée du système, le schéma fonctionnel est alors présenté sur la figure 4.24.

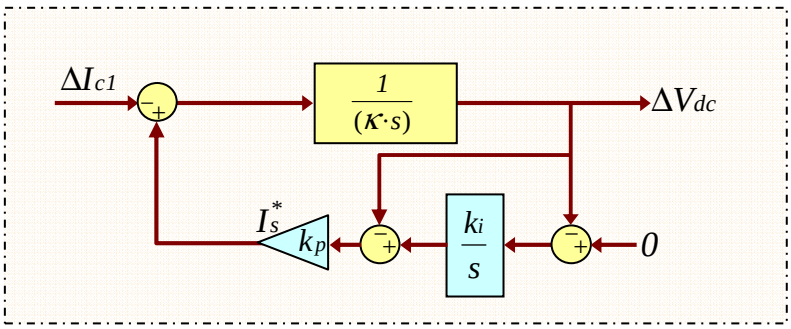


FIG. 4.24 - *Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de* V_{dc} *suite à une perturbation* ΔI_{c1} .

La fonction de transfert en boucle fermée $G_{\Delta Ic1(IP)}$ de la sortie ΔV_{dc} sur l'entrée ΔI_{c1} s'écrit comme suit :

$$G_{\Delta Ic1(IP)}(s) = \frac{\Delta V_{dc}(s)}{\Delta I_{c1}(s)} = \frac{(-1/\kappa)\cdot s}{s^2 + k_p/\kappa \cdot s + k_i \cdot k_p/\kappa} \qquad (4.66)$$

En excitant le système par la même perturbation (*cas du régulateur PI*), correspondante à un saut de charge cité dans le paragraphe précédent (4.3.2.1-b),

nous obtenons les résultats illustrés sur la figure 4.25. On constate que le rejet de la perturbation se fait d'une manière identique à celui du cas du régulateur PI.

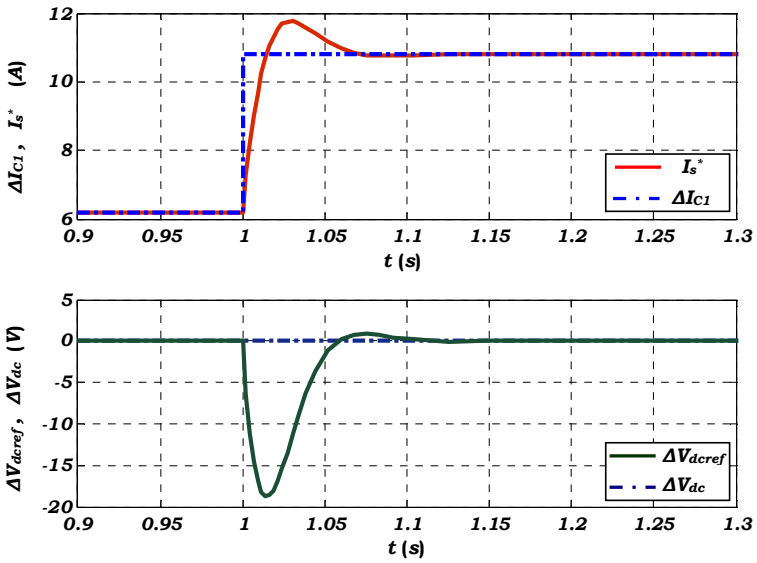


FIG. 4.25 - *Réponse temporelle de la variation de la tension du bus continu* ΔV_{dc} *pour une perturbation de type échelon du courant de charge* ΔI_{C1} .

4.6.3.3 Comparaisons entre les deux régulateurs (*PI& IP*)

a. Comparaison des résultats de simulations des deux régulateurs

Maintenant, en comparant le comportement par simulation des deux régulateurs (*PI et IP*) dans la boucle de la figure 4.17, pour un suivi de consigne et un rejet de

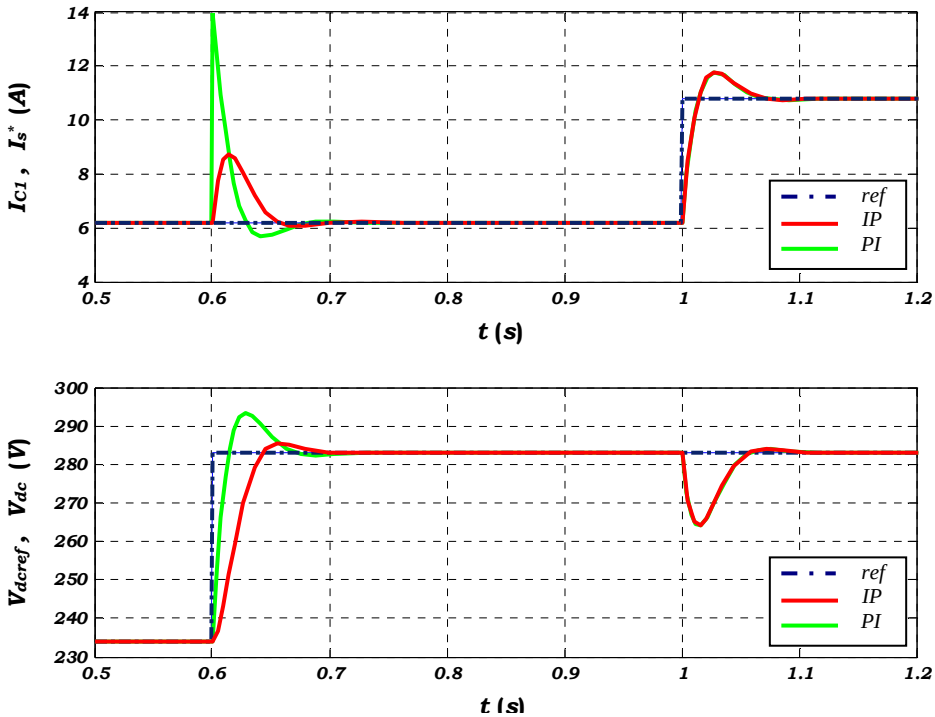


FIG. 4.26 - *Comparaison des résultats obtenus pour les deux régulateurs PI et IP lors d'un changement de consigne de la tension* V_{dcref} *et d'une perturbation de type échelon du courant* I_{C1} .

perturbation, dans le cas d'un changement de consigne à $t = 0.6\ s$ de $V_{dc_{ref}} = 234\ V \rightarrow 283\ V$ (*correspondant à une mise en service du SAPF*) d'une part et d'autre part une introduction d'une perturbation à $t = 1.0\ s$ de $I_{\Delta Ic1} = 6.1\ A \rightarrow 10.6\ A$ (*correspondante à un changement de charge du SAPF*). La réponse des deux régulateurs pour ces transitoires est illustrée sur la figure 4.26. On constate que lors de l'application de l'échelon de tension, avec le régulateur PI, la sortie V_{dc} passe par un transitoire caractérisé par un temps de montée plus rapide comparativement à celui du régulateur IP et avec un dépassement plus important. Pour un échelon du courant de référence I_s^*, il apparaît une surintensité importante (*pratiquement dangereuse*) lors du transitoire avant qu'il converge vers sa consigne souhaitée, alors que la réponse du correcteur IP présente une dynamique bien mieux adaptée au cas pratique. Notons que la durée de la phase transitoire se produit pendant le même intervalle de temps pour les deux régulateurs.

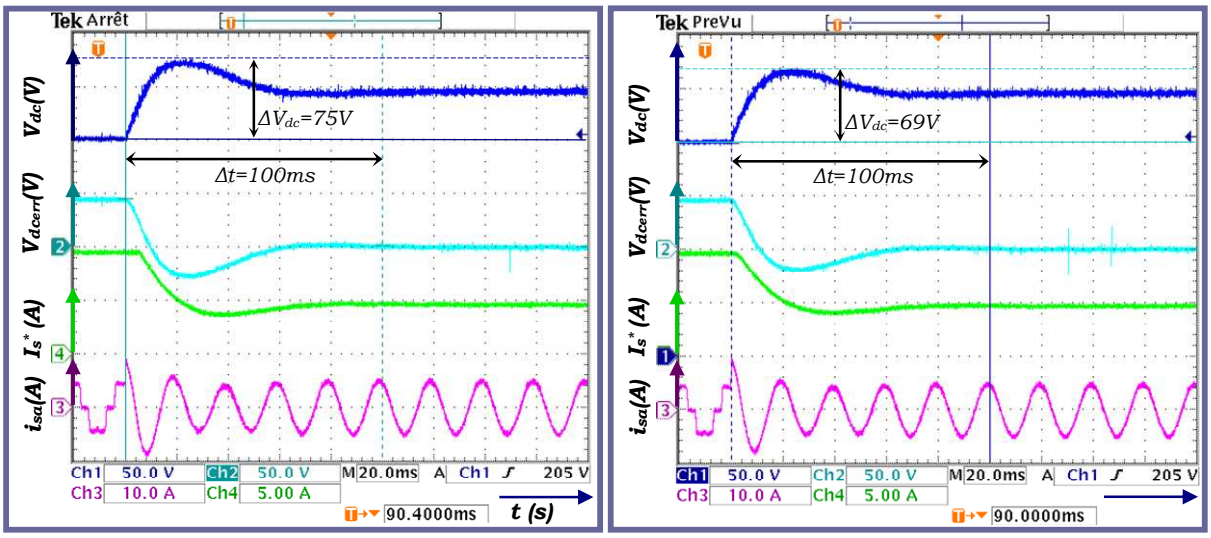
De plus, à propos du rejet de perturbation, les résultats de simulation (Fig. 4.26) confirment que les deux régulateurs arrivent de manière identique à stabiliser de nouveau la tension du bus continu et à générer un courant de commande qui suit la nouvelle référence après les phases transitoires déjà détaillées dans le paragraphe précédent.

b. Comparaison des résultats expérimentaux des deux régulateurs

Après avoir développé, synthétisé et comparé par simulation les deux régulateurs, il est important de valider de façon expérimentale leur comportement afin de vérifier les performances constatées lors de la procédure de simulation. Pour cela, sur dSPACE DS1104, les algorithmes des deux régulateurs ont été implémentés pour évaluer le contrôle de la tension du bus continu du banc expérimental détaillé précédemment (§ 3.2), en utilisant une commande par hystérésis pour la régulation du courant de source et la génération des signaux de commande du SAPF. La validation est réalisée lors de l'insertion du SAPF en parallèle sur réseau, du changement de la référence du bus continu et d'une variation brusque de la charge. Le point de fonctionnement nominal du système est caractérisé par: $Vs=100\ V$, $V_{dcref}=282.72\ V$, $I_s^*=6.1\ A$, $P=0.608\ kW$, $Q=0.03\ kVAR$, $S=0.608\ kVA$, $PF=99\ \%$, $THD_{is}=1.8\ \%$, $THD_{vs}=2.6\ \%$.

b.1. Essai d'insertion du SAPF

Initialement le SAPF est hors service, la tension du bus continu a atteint sa valeur initiale $V_{dc}=238.8\ V$, le courant de source est non sinusoïdal et les boucles de



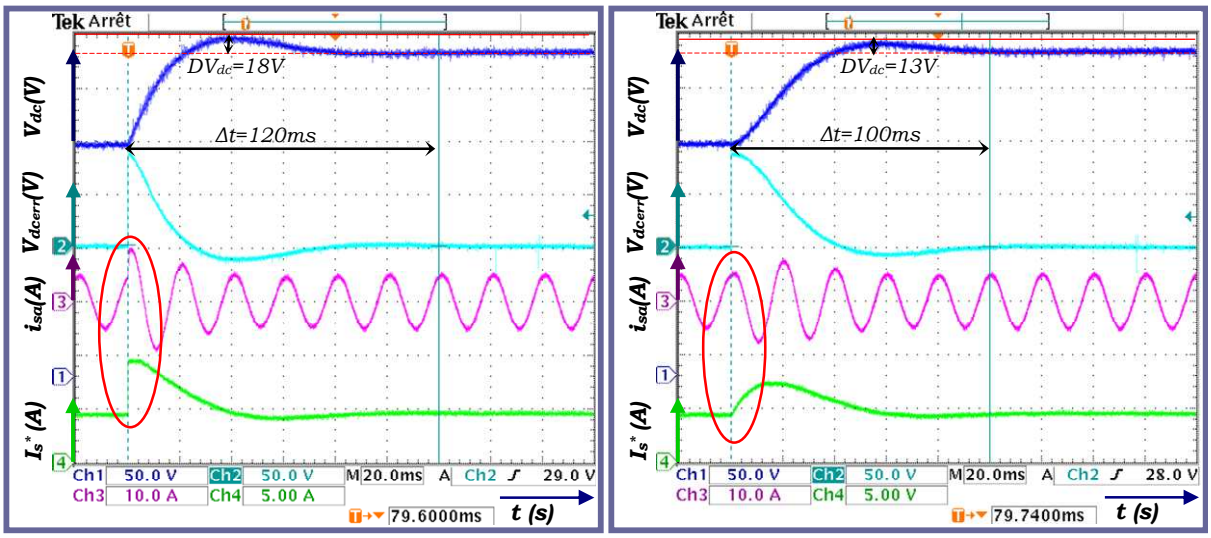
(*a*) (*b*)

FIG. 4.27- *Evolution des signaux issus des boucles de régulation pour un essai de fermeture du SAPF :* (*a*) *Cas du PI.* (*b*) *Cas du IP.*

régulation sont ouvertes ce qui induit une saturation des sorties. A l'instant *t=20ms* le filtre est connecté, la tension du bus continu subit alors un transitoire *relativement au régulateur utilisé*) puis converge vers sa référence et annule ainsi l'erreur V_{dcerr}. Les deux régulateurs arrivent à imposer le courant de consigne souhaité (I_s^*) correspondant au fondamental du courant de la charge (I_{c1}).

D'après la figure 4.27, les transitoires s'établissent pendant pratiquement la même durée $(\Delta t = 100\ ms)$. Cependant, le niveau de tension V_{dc} atteint pour le correcteur PI est supérieur à celui du correcteur IP $(\Delta V_{dc_{(PI)}} = 75\ V,\ \Delta V_{dc_{(IP)}} = 69\ V)$.

b.2. Essai lors du changement de la référence V_{dcref}



(*a*) (*b*)

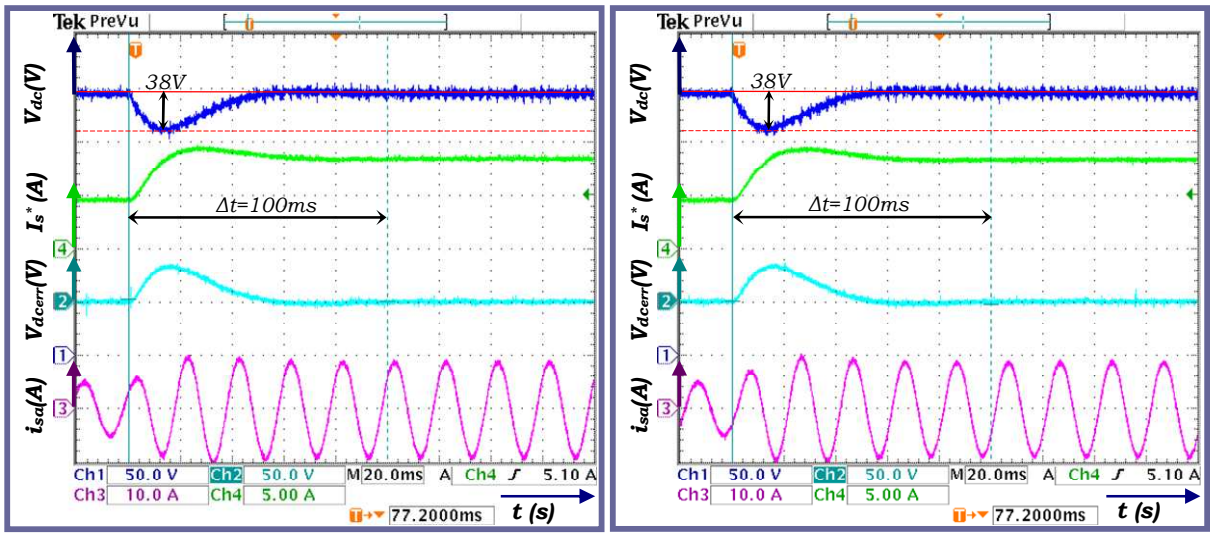
FIG. 4.28- *Evolution des signaux issus des boucles de régulation pour un essai lors du changement de consigne :* (*a*) *Cas du PI.* (*b*) *Cas du IP.*

Initialement le SAPF est en service, la tension du bus continu suit sa valeur de référence initiale $V_{dc_{ref\,1}} = 250\,V$ et l'erreur de tension $V_{dc_{err\,1}} = 0\,V$. A l'instant *t=20 ms,* un échelon de consigne de $V_{dc_{ref\,1}} = 350\,V$ est appliqué. Sur la figure 4.28 on constate que la tension du bus continu, pour le cas du correcteur PI, atteint sa nouvelle référence après un transitoire $(\Delta t = 120\,ms)$ de durée supérieure à celui du correcteur IP $(\Delta t = 100\,ms)$. Le dépassement sur la tension du bus continu pour le correcteur PI $(DV_{dc} = 18\,V)$ est plus important comparé à celui du régulateur IP $(DV_{dc} = 13\,V)$. Remarquons que les résultats expérimentaux présentent un comportement identique à ceux obtenus lors de la simulation au niveau de la dynamique des courants de référence générés (I_s^*) et par voie de conséquences sur le courant de source $i_{sa}(t)$. Il s'avère donc que lors d'un changement de référence de consigne sur $V_{dc_{ref}}$, le régulateur IP est mieux adapté pour le suivi de la tension du bus continu.

b.3. Essai lors d'une variation brusque de la charge

A partir du point de fonctionnement nominal du système cité précédemment, une variation brusque de la charge est opérée tel que : I_s=6.1 A→ I_s=10.3 A, S=0.61 kVA→ S=1.01 kVA et V_{dcref} =283 V.

Les résultats expérimentaux obtenus confirment ceux de la simulation et prouvent que les deux régulateurs arrivent à rejeter la perturbation provoquée sur le bus



(*a*) (*b*)

FIG. 4.29- *Evolution des signaux issus des boucles de régulation pour un essai de variation brusque de la charge :* (*a*) *Cas du PI.* (*b*) *Cas du IP.*

continu suite à une augmentation du courant de la charge d'une manière identique d'une part et d'autre part engendrent des courants de références (I_s^*) correspondants au courant de charge imposé de manière pratiquement similaire (Fig. 4.29).

4.7 Conclusion

Sachant que le système de tension sinusoïdal au point de raccordement intervient dans les stratégies de commande qui seront présentées dans le chapitre suivant, il s'est avéré indispensable d'aborder l'étude sur les structures permettant d'obtenir des signaux sinusoïdaux équilibrés pour les références.

Dans la première partie de ce chapitre nous avons développé en premier lieu la structure d'une P.L.L. classique et analysé son comportement pour différents types de tension présentent au point de raccordement. Cette évaluation a permis de pointer ses inconvénients à l'aide des résultats de simulations obtenus. Pour remédier aux limites rencontrées, une étude d'une structure de P.L.L. robuste est développée. Dans un premier temps, son principe est exposé avant d'introduire sa structure finale sous forme de filtre multivariable passe bas (F.M.V.P.B.). A partir des résultats de simulations et expérimentaux pour différentes formes de tension (déséquilibrée, fortement bruitée par une composante *HF* et lors d'une absence de phase) nous avons pu obtenir un générateur, basé sur cette structure de P.L.L., qui permet de fournir des tensions sinusoïdales unitaires et équilibrées quelque soit la nature de la tension mesurée au point de raccordement.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée au contrôle de la tension du bus continu (V_{dc}), puisqu'elle est commune à toutes les stratégies de commande. Avant d'arriver à la formulation du modèle de la boucle de régulation du bus continu, contenant une fonction de transfert liant la tension (V_{dc}) et le courant de source (i_s), notre réflexion s'est appuyée d'abord sur le principe de l'écoulement de puissance au sein du système global. Ce dernier est basé sur l'équation de l'équilibre de l'énergie. Une synthèse de deux correcteurs PI, IP a été développée et les résultats de l'étude comparative par simulation et expérimentale nous ont conduit au choix du régulateur IP. Celui-ci sera mis en œuvre pour le réglage de la tension du bus continu (V_{dc}) pour toute la suite du travail.

Références

[1 Cha] A. Chaoui, J.P. Gaubert, F. Krim, L. Rambault, " *IP controlled three-phase shunt active filter for power improvement quality* ", Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Paris, France, Nov. 2006.

[2 Chu] S.K. Chung, "*Phase-locked loop for grid connected three-phase power conversion systems* ", IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 147, no. 3, pp. 213-219, May 2000.

[3 Ben] M.C. Benhabib, S. Saadate, "*An advanced approach control for a four branch shunt active power filter* ", 10th European Conference on Power Electronics and Application, EPE 2003, Toulouse, France, Sep. 2003.

[4 Duc] R.M. Duc, S.D. Round, "*The steady-state performance of a controlled current active filter* ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 8, pp. 140-146, Apr. 1993.

[5 Tep] H. Tepeer, J.W. Dixon, L.Moran, "*A simple frequency independent method for calculating the reactive and harmonic current in non-linear load* ", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 43, no. 6, pp. 647-654, Dec. 1996.

[6 Hsi] G.C. Hsieh, J. C. Hung. "*Phase-Locked Loop Techniques – A Survey* ", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 43, no. 6, pp. 609-615, Dec.1996.

[7 Bru] N. Bruyant, M. Machmoum, "*Simplified digital-analogical control for shunt active power filters under unbalanced conditions* ", Interna. conference on power electronics and variable speed drives, PEVD 98, London , U. K., Sep. 98, pp. pp. 11-16. M. A. E. Alali, "*Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)* ", Thèse de doctorat, Université de Louis Pasteur, 2002.

[8 Ala]

[9 Sha] H. Shahalami, "*Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable* ", Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2001.

[10 Lai] M. F Lai, M. Nakano, G. C. Hsieh, "*Application of fuzzy logic in the phase-locked loop speed control of induction motor drive* ", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 43, no. 6, pp. 607-608, Dec. 1996.

[11 Rao] M. Raoof ,A.A. Suratgar, "*Adaptive control of PLL using neural network* ", Journal of the Franklin Institute, vol. 346, no. 1, pp. 81-93, Feb. 2009.

[12 Hop] F. C Hoppensteadt, E. M. Izhikevich, "*Pattern recognition via synchronization in phase-locked neutral network* ", IEEE Trans. on Neutral Networks, vol. 11, no. 3, pp. 734-738, May 2000.

[13 Oul] D. Ould-Abdeslem, "*Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension* ", Thèse de doctorat, Université de Haute-Alsace, France, 2005.

[14 Hon] S. Hong-Seok, P. Hyun-Gyu, N. Kwanghee, "*An instantaneous phase angle detection algorithm under unbalanced line voltage condition* ", IEEE 30th Annual Power Electronics Specialist Conference PESC'99, vol. 1, pp. 533–537, Aug. 1999.

[15 Ben] M.C. Benhabib, S. Saadate, "*A new robust experimentally validated phase locked loop for power electronic control* ", Power Electronics and Variable Speed drives Conference, no. 456, Sep. 1998.

[16 Aka] H. Akagi, E.H Watanabe, M. Aredes, "*Instantaneous power theory and applications to power conditioning* ", Chap. 5, Wiley Interscience - IEEE Press, ISNB 978-0-470-10761-4, Mar. 2007.

[17 Bru] N. Bruyant, "*Etude et commande généralisées de filtre actifs parallèles: Compensation globale ou sélective des harmoniques en régime équilibré ou déséquilibré* ", Thèse de doctorat, Université de Nantes, Ecole Doctorale Sciences pour l'Ingénieur, Génie Electrique, 1999.

[18 Sal] A. Salem Nia, "*Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre parallèle à commande analogique et numérique temps réel* ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Génie Electrique, 1996.

[19 Lad] P. Ladoux, G. Ollé, "*Compensateur d'Harmoniques et de puissance réactive*", RESELEC, système didactique, 2002.

[20 Tho] T. Thomas, " *Etude et mise en œuvre d'un système de filtrage modulaire pour réseaux industriels de distribution d'énergie électrique* ", Thèse de docteur de l'université de Tours, Electronique de puissance, 1998.

[21 Leq] T. Lequeu, " *Etude du filtrage actif de puissance : application à la réalisation d'u compensateur parallèle* ", Thèse de docteur de l'université d'Aix Marseille III, Génie Electrique, 1996.

[22 Ema] A. Emadi, A. Nasiri, S.B. Bekiarov, "*Uninterruptible power supplies and active filters* ", Chap. 2, Taylor & Francis CRC express 2005, ISNB 0-8493-3035-1.

[23 Jou] H.L. Jou, J.C. Wu, and H.Y.Chu, "*New single-phase active power filt*er ", IEE Proc. Elect. Power Appl., vol. 141, no. 3, pp. 129-134, May 1994.

[24 Hsu] C.Y. Hsu, H.Y. Wu, " *New single-phase active power filter with reduced energy storage capacitor* ", Proc. PESC'95, Atlanta, vol. 1, pp. 202-208, Jun. 1995.

[25 Cha] A. Chaoui, F. Krim, L. Rahmani, A. Bouafia and M.S. Khaniche, "*Fuzzy logic controlled three-phase shunt active power filter* ", Conférence sur le Génie Electrique , Bordj El Bahri Alger, Avr. 2005.

[26 Sin] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra, "*Harmonic elimination, reactive power compensation and load balancing in three-phase, four-wire electric distribution systems supplying non-linear loads* ", Electric Power Systems Research , vol. 44, no. 2, pp. 93-100, 1998.

[27 Sin] B.N. Singh, P. Rastgoufard, B. Singh, A. Chandra and K. Al-Haddad, "*Design, simulation and implementation of three-pole/four-pole topologies for active filters* ", IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 151, no. 4, pp. 467-476, Jul. 2004.

[28 Jai] S.K. Jain, P. Agrawal, and H.O. Gupta, "*Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement* ", IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 149, no. 5, pp. 317-328, Sep. 2002.

[29 Hsu] C.Y. Hsu, H.Y. Wu, " *New single-phase active power filter with reduced energy storage capacitor* ", IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 143, no. 1, pp. 25-30, Jan. 1996.

[30 Cha] K.Chatterjee, B.G. Fernandes, and G.K. Dybey, "*An instantaneous reactive volt-ampere compensator and harmonic suppressor system* ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 14, no. 2, pp. 381-392, Jan. 1999.

[31 God] E. Godoy, E. Ostertag, "*Commande numérique des systèmes. approches fréquentielle et polynomiale* ", Edition Ellipses, Technosup, ISNB 2-7298-1724-7, 2003.

[32 Mac] M. Machmoum, N. Bruyant, S. Saadate, M.A-E. Alali, "*Stratégies de dépollution active des réseaux électriques-Partie I: commande généralisée et analyse de performances d'un compensateur actif parallèle* ", Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 4, no. 3-4, pp. 293-316, 2001.

[33 Cha] A. Chaoui, J.P. Gaubert, F. Krim, L. Rambault, " *Direct power control of shunt active filter* ", European Conference on Power Electronics and applications, (EPE 2007), Aalborg, Denmark, no. 068, Sep. 2007.

Chapitre 5

STRATEGIES DE COMMANDE DU SAPF : ETUDES EN SIMULATIONS ET VALIDATIONS EXPERIMENTALES

Sommaire

Introduction *181*

5.1 Etude de la commande en courant du SAPF (*D.C.C.*)[1] *182*

5.1.1 Choix du courant asservis *182*

5.1.2 La commande à hystérésis *183*

5.1.3 La commande à hystérésis numérique *183*

5.1.3.1 Résultats de simulation *184*

a. Fermeture du SAPF et analyse en régime permanent *185*

b. Variation de la charge non linéaire *187*

5.1.3.2 Résultats expérimentaux *188*

a. Caractéristiques de la charge non linéaire utilisée *188*

b. Régime permanent *190*

c. Effet de la bande d'hystérésis et de la période d'échantillonnage *191*

c1. Effet de la bande d'hystérésis *191*

c2. Effet de la période d'échantillonnage *193*

5.1.3.3 Conclusion *194*

5.1.4 Commande à hystérésis hybride *194*

5.1.4.1 Régime permanent *195*

5.1.4.2 Fermeture du SAPF *196*

5.1.4.3 Variation de la charge non linéaire *197*

5.1.5 Conclusion *198*

5.2 Etude de la commande en tension du SAPF *198*

5.2.1 Choix du référentiel (a, b, c)/(d, q) *198*

5.2.2 La commande en tension dans le référentiel (d, q) *202*

5.2.2.1 Structure de la commande *202*

5.2.2.2 Synthèse du régulateur *203*

5.2.3 Résultats de simulations et expérimentaux *205*

[1] D.C.C. : Direct Current Control (Contrôle direct du courant)

5.2.3.1 Résultats de simulations....206
a. Fermeture du SAPF et analyse en régime permanent....206
b. Variation de la charge non linéaire....208
5.2.3.2 Résultats expérimentaux....210
a. Régime permanent....210
b. Fermeture du SAPF et variation de la charge N-L....213
c. Tensions de réseau déséquilibrées....214
d. Déséquilibre de la charge non linéaire....219
e. Effet du filtre de raccordement de deuxième ordre type-LC....224
f. Effet du changement de la tension de référence du bus continu (Vdc_{ref})....228
5.2.4 Conclusion....231
5.3 Etude du contrôle direct de puissance du SAPF (*D.P.C.*)[2]....232
5.3.1 Etat de l'art de la technique DPC....232
5.3.2 Stratégie du contrôle direct de puissance du SAPF....234
5.3.2.1 Calcul des puissances instantanées....235
5.3.2.2 Contrôleurs à hystérésis....236
5.3.2.3 Choix du secteur....237
5.3.2.4 La table de commutation....238
5.3.3 Résultats de simulation de la technique DPC appliquée au SAPF....241
5.3.3.1 Fermeture du SAPF et analyse en régime permanent....241
5.3.3.2 Variation de la charge non linéaire....244
5.3.4 Résultats expérimentaux avec la technique DPC appliquée au SAPF....246
5.3.4.1 Régime permanent....246
5.3.4.2 Fermeture du SAPF....249
5.3.4.3 Variation de la charge non linéaire....249
5.3.5 Conclusion....250

5.4 Conclusion....251

Références....254

[2] D.P.C. : Direct Power Control (Contrôle direct de puissance)

Introduction

Le chapitre précédant a permis de détailler les deux principales boucles de régulation : la tension du bus continu V_{dc} et la PLL, qui permettent d'obtenir les trois références synchronisées des courants désirés $i_{s(a,b,c)}$. Dans ce chapitre, nous allons présenter les stratégies de commandes utilisées pour la boucle interne afin de produire les signaux de commandes de l'onduleur de tension.

Plusieurs techniques ont été utilisées à cette fin, celles qui sont basées sur la logique floue [1 Lee] [2 Maz], la commande non linéaire adaptative [3 All], les réseaux de neurones [4 Zou], le mode glissant [5 Tol], la commande robuste H_∞ [6 Dar][7 Cha], et d'autres..., toutes mènent à deux philosophies principales de commande, la ***commande à structure variable*** *et* ***la commande à fréquence fixe****.*

Dans le cadre de cette thèse, en se basant sur les critères de simplicité d'implantation, robustesse de la commande et l'impact de cette dernière sur la qualité des signaux, trois stratégies de commande vont être présentées :

1-commande en courant

2- commande en tension

3- commande en puissance

Cette nomination est basée sur le type du signal de contrôle exploité pour la génération des impulsions de commande. En premier lieu, les commandes à hystérésis numérique et hybride (analogique & numérique) seront appliquées au SAPF comme commande en courant pour l'évaluation sous différentes conditions de fonctionnement. Ensuite, pour une fréquence de commutation constante nous allons développer une étude avec une MLI scalaire hybride qui fait partie du deuxième type à savoir la commande en tension. La troisième stratégie utilisée est une commande en puissance nommée D.P.C., similaire à la D.T.C.[3] appliquée pour les moteurs électriques.

En rappelant l'objectif du filtrage actif, qui est l'élimination des harmoniques dus aux courants de la charge non linéaire et l'amélioration du facteur de puissance par compensation de l'énergie réactive, ces stratégies de commandes sont développées et analysées par simulation en utilisant Matlab/Simulink® d'une part et d'autre part sur le banc expérimental déjà développé au paragraphe 3.2. Dans les deux cas, différents régimes sont envisagés tel que : les régimes permanents équilibrés, transitoires correspondants à la fermeture du filtre et de la variation de la charge, et les régimes déséquilibrés au niveau de la charge ou de la tension de source. Enfin nous concluons ce chapitre par une étude comparative entre les résultats des différentes stratégies de commande.

[3] D.T.C. : Abréviation de Direct Torque Control.

5.1 Etude de la commande en courant du SAPF (*D.C.C.*)

5.1.1 Choix du courant asservis

La représentation du modèle électrique par phase de l'association du SAPF et de la charge connectée au réseau, est la suivante (Figure 5.1) :

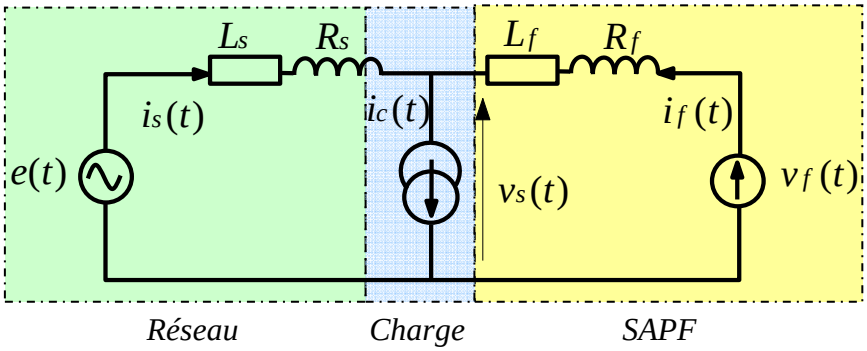


FIG. 5.1- *Modèle électrique monophasé de l'ensemble réseau-charge-SAPF.*

La charge polluante est représentée par une source de courant regroupant une composante fondamentale et des composantes harmoniques. Le SAPF est modélisé par une source de tension $V_f(t)$ résultant des commutations des bras et des configurations de l'onduleur. Le réseau est assimilé à une F.E.M et une impédance de sortie. A partir de ce modèle électrique, la relation donnant la grandeur asservie (i_s ou i_f) est établie en fonction de la grandeur de commande(V_f). Ainsi dans le cas où la grandeur asservie est le courant fourni par le filtre actif, il en résulte :

$$i_f(s)=\frac{R_s+L_s\cdot s}{R+L\cdot s}\cdot i_c(s)+\frac{V_f(s)-V_s(s)}{R+L\cdot s} \qquad (5.1)$$

Avec $R=R_s+R_f$ et $L=L_s+L_f$.

Dans ce cas, la commande des courants aura pour consigne la somme des sources harmoniques i_{ch} extraits à partir du courant de charge i_c : $i_f^*=i_{ch}$.

Par contre, si la grandeur asservie est le courant i_s , alors il est possible d'écrire :

$$i_s(s)=\frac{R_f+L_f\cdot s}{R+L\cdot s}\cdot i_c(s)+\frac{V_s(s)-V_f(s)}{R+L\cdot s} \qquad (5.2)$$

le courant fondamental i_s^* déterminé à parti de l'algorithme de régulation du bus continu servira de référence des courants de compensation : $i_s^*=i_{c1}$.

Le courant absorbé par la charge peut s'exprimer à partir des courants de référence et des courants mesurés comme suit :

$$i_c=i_{c1}+i_{ch}=i_s+i_f \;\Rightarrow i_{c1}-i_s=-(i_{ch}-i_f)=\varepsilon=erreur \qquad (5.3)$$

D'après l'équation (5.3), le signal d'erreur ε en entrée du régulateur possède la même dynamique quelle que soit la grandeur asservie. Il suffit juste d'inverser la commande pour passer d'un type de régulateur à l'autre.

Dans le cadre de ce travail, nous avons privilégié l'asservissement direct du courant de source i_s, sachant que cette technique utilise seulement deux capteurs de courant au lieu de quatre pour les autres techniques. Cette commande permet de compenser non seulement les harmoniques en courant, la puissance réactive mais aussi le déséquilibre réseau et n'exige pas l'utilisation de filtres qui peuvent engendrer de faibles déphasages et réduire les dynamiques.

5.1.2 La commande à hystérésis

Dans cette section, nous présenterons la méthode de commande classique connue sous l'intitulée : *commande à hystérésis*. Il est bien connu que cette méthode possède des propriétés intéressantes qui font d'elle l'une des plus utilisées. Parmi celles-ci, on peut mentionner sa simplicité d'implémentation, sa réponse rapide, le fait de limiter la déviation maximale du courant et une certaine insensibilité aux variations paramétriques. Néanmoins, elle présente quelques désavantages qui limitent son usage dans des applications demandant une haute performance, comme par exemple son incapacité de fixer la fréquence de commutation, l'utilisation arbitraire du vecteur zéro et les excursions des courants qui peuvent atteindre jusqu'au double de la bande d'hystérésis.

5.1.3 La commande à hystérésis numérique

Le schéma de commande à hystérésis numérique est illustré sur la figure 5.2. Après acquisition des signaux des tensions, des courants de la source et celle du bus continu[4], respectivement $(v_{s(a,c)}, i_{s(a,b,c)}, V_{dc})$, ces derniers, après le passage au travers

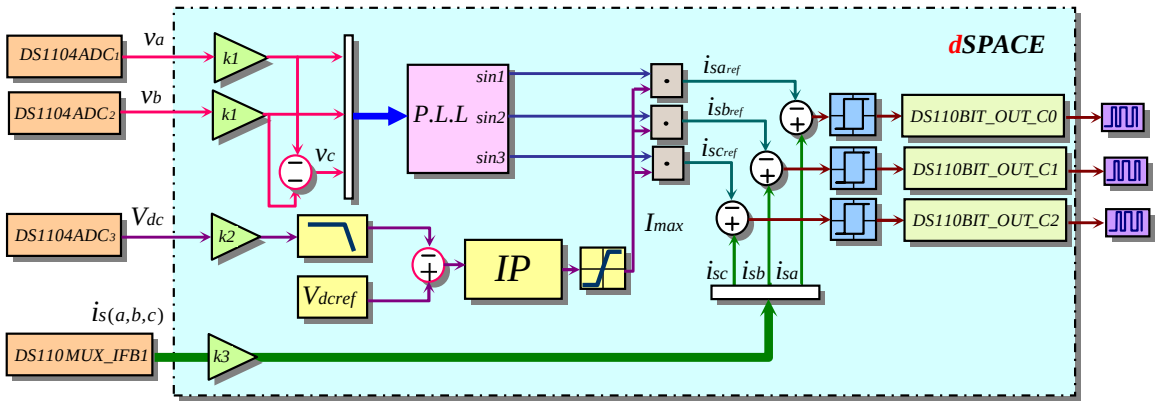


FIG. 5.2- *Schéma bloc de la commande à hystérésis numérique.*

des CANs vont être exploités par l'algorithme de commande entièrement numérique implanté sur la carte DS1104. Ainsi, à partir du régulateur IP[5] et des sinusoïdes unitaires issues de la P.L.L, nous obtenons les trois références de courants. Les courants de la source vont être comparés à ces dernières via des comparateurs à hystérésis à bande fixe, afin de générer les signaux de commande numériques à partir du port *Digital I/O* situé sur le connecteur de la carte DS1104.

5.1.3.1 Résultats de simulation

La simulation du système global (source, charge, SAPF) est effectuée sous l'environnement Matlab\Simulink®. Afin d'obtenir une analyse objective et concrète des résultats de simulations et de se rapprocher du comportement du système physique (*banc d'essais*), toute la partie de puissance a été programmée en exploitant les modules SimPowerSystems et en les paramétrant avec les mêmes valeurs caractérisant les composants réels. Le tableau 5.1 résume les paramètres de simulation du SAPF en régime permanent.

Tableau 5.1 : Paramètres de simulation du SAPF.

Système	Désignations	Valeurs
Source d'alimentation	▪ La tension efficace ▪ La fréquence ▪ La résistance interne ▪ L'inductance interne	→ V_s= 100 V. → f = 50 Hz. → R_s= 0.1 Ω. → L_s= 0.1 mH.
Charge non linéaire	▪ Pont Redresseur triphasé (PD3) alimentant une charge R-L ▪ Inductance de filtrage à l'entrée du pont (PD3)	→ R_{L1}= 30 Ω. → R_{L2}= 16.15 Ω → L = 1 mH. → R_c= 0.01 Ω. → L_c = 0.566 mH.
S.A.P.F	▪ Capacité de stockage ▪ Inductance de couplage ▪ Tension de Référence	→ C_{dc}= 1100 µF. → L_f = 1 mH. → V_{dcref} = 283 V.
Conditions de simulation	▪ Temps d'échantillonnage ▪ Type de pas ▪ Méthode de résolution ▪ Bande d'hystérésis	→ T_e= 1µs. → Pas fixe. → Euler (ode1). → HB= 0.2A.

[4] Voir § 3.2.4.1-b pour plus de détail.
[5] De plus amples détails sur la synthèse du régulateur IP sont exposés au paragraphe4.6.3.2-a.

a. Fermeture du SAPF et analyse en régime permanent

Initialement le système fonctionne sans SAPF, les courants de source sont identiques à ceux de la charge non linéaire caractérisés par un spectre contenant que des harmoniques d'ordre impair (*non multiples de trois*) et un $THD_i = 28.24\%$ (Fig. 5.5.a), le filtre ne produit aucun courant de compensation et le bus continu est pré-chargé à sa valeur initiale $(V_{dc} = 241.4V)$.

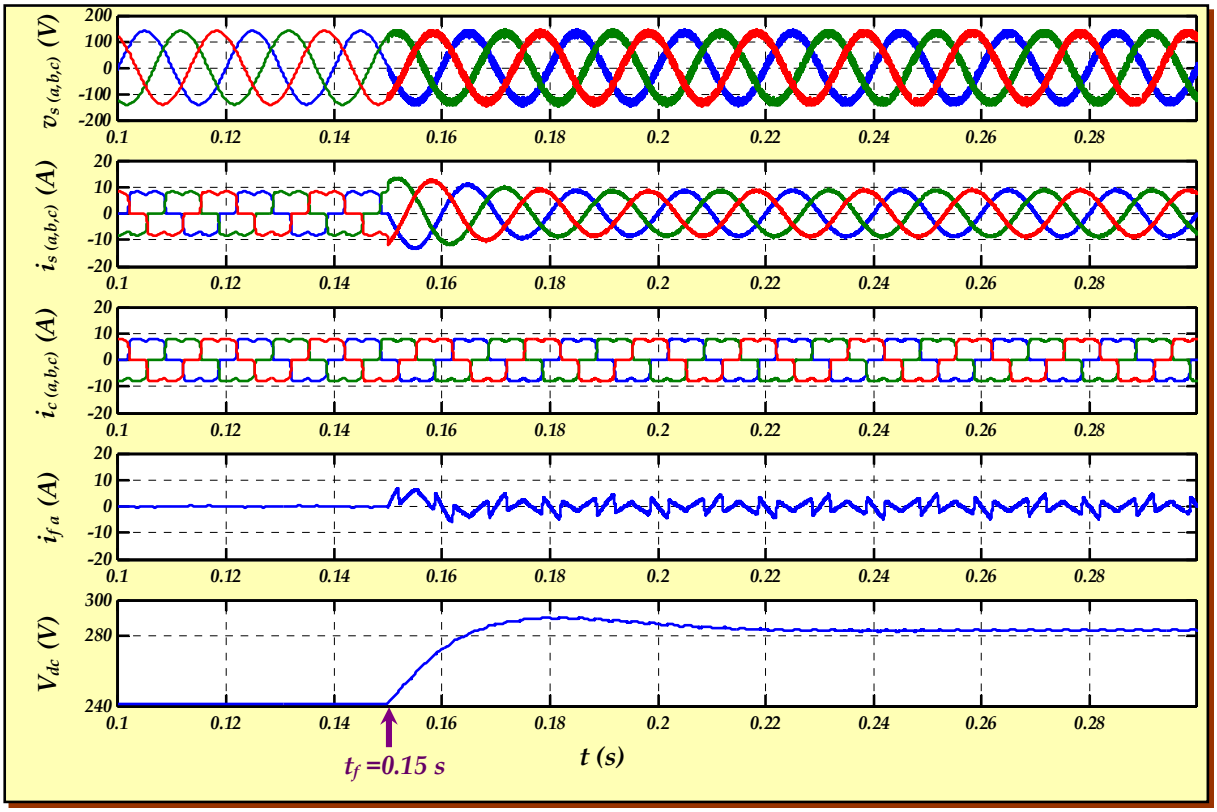


FIG. 5.3- *Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du SAPF à t_f=0.15s pour une charge non-linéaire PD3-[R_{L1}, L].*

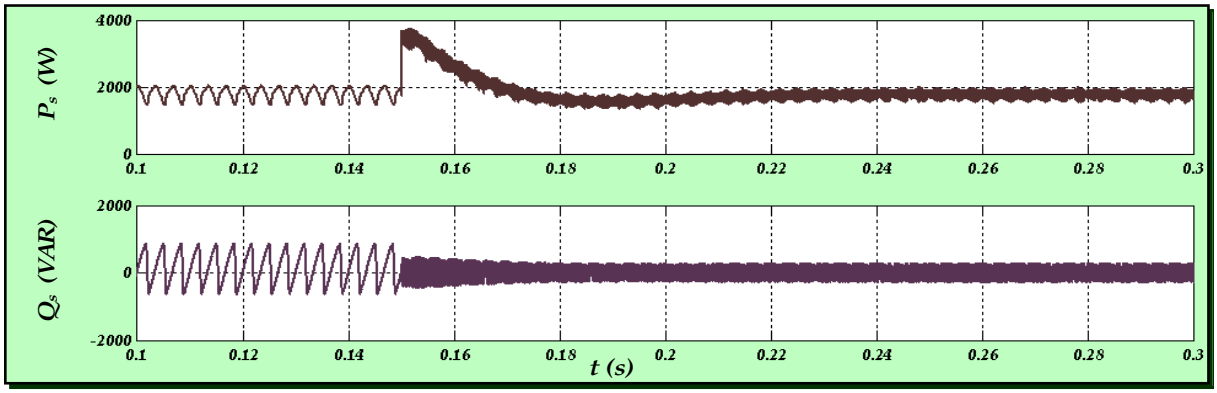


FIG. 5.4- *Allures des puissances instantanées avant et après la mise en service du SAPF.*

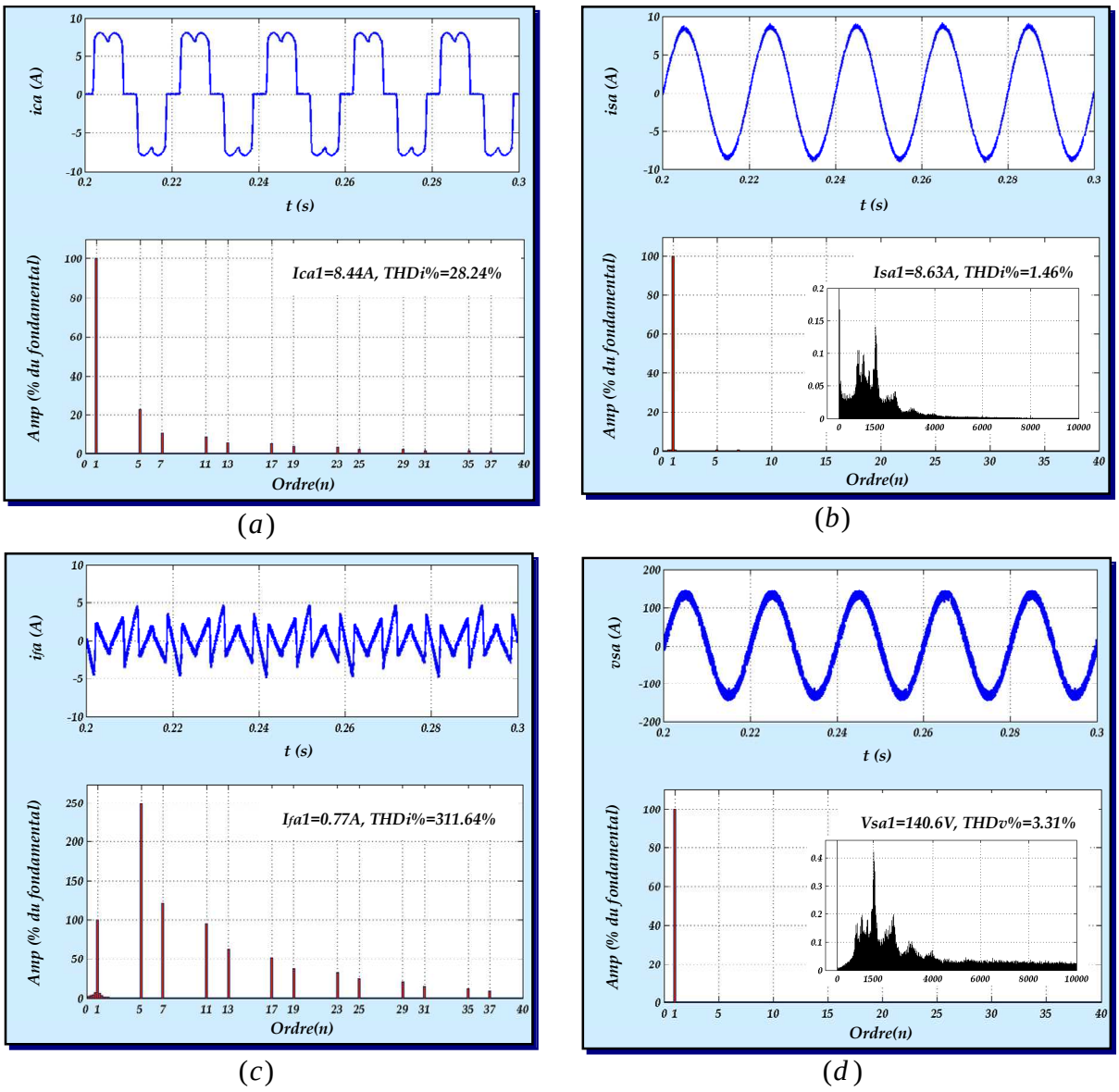


FIG. 5.5- *Analyse spectacle des signaux après la mise en service du SAPF :*
(a) courant de la charge N-L, (b) courant de source, (c) courant du filtre, (d) tension de source.

La figure 5.3 montre qu'à $t=0.15s$ le SAPF est mis en service, en produisant des courants (i_f) qui arrivent, après un transitoire de $t=20ms$, à rendre les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes. Dès lors, le taux de distorsion harmonique est très nettement amélioré et vaut $THD_i=1.46\%$ d'une part d'autre part la valeur de la tension du bus continu tend vers son niveau de potentiel souhaité (*tension de référence* $V_{dcref}=282,8V$), après un transitoire de $\Delta t=100ms$ relatif au choix des paramètres du régulateur imposé préalablement. Notons que la figure 5.5.d présente la tension de source et son spectre qui ne contient que le terme fondamental mais avec un $THD_v=3.31\%$ dû à une présence

d'un signal HF additionnel autour d'une fréquence centrale de $f_{m(HF)}=7.5KHz$ [6] et à l'absence d'une capacité de filtrage en parallèle avec l'inductance de couplage à la sortie de l'onduleur (filtre du deuxième ordre de type L-C). La figure.5.4 illustre les allures des puissances instantanées active, réactive qui oscillaient avec une pulsation de 6ω autour de leurs valeurs moyennes et qui convergent vers ces dernières après la mise en service du SAPF.

b. Variation de la charge non linéaire

Pour étudier la robustesse de la commande, nous procédons à une variation de la charge non linéaire, passage de R_{L1} à R_{L2} soit une diminution de presque 50%. La figure 5.6 montre qu'à $t=0.3s$, les courants de charge subissent une augmentation brusque alors que ceux de la source conservent leur dynamique et leurs formes sinusoïdales, grâce à la robustesse des régulateurs, en ne provoquant aucune perturbation au niveau des tensions de la source. En plus, la tension du bus continu diminue temporairement de $\Delta V_{dc}=10\%$ et rattrape après un transitoire de $\Delta t=100ms$ sa valeur de référence.

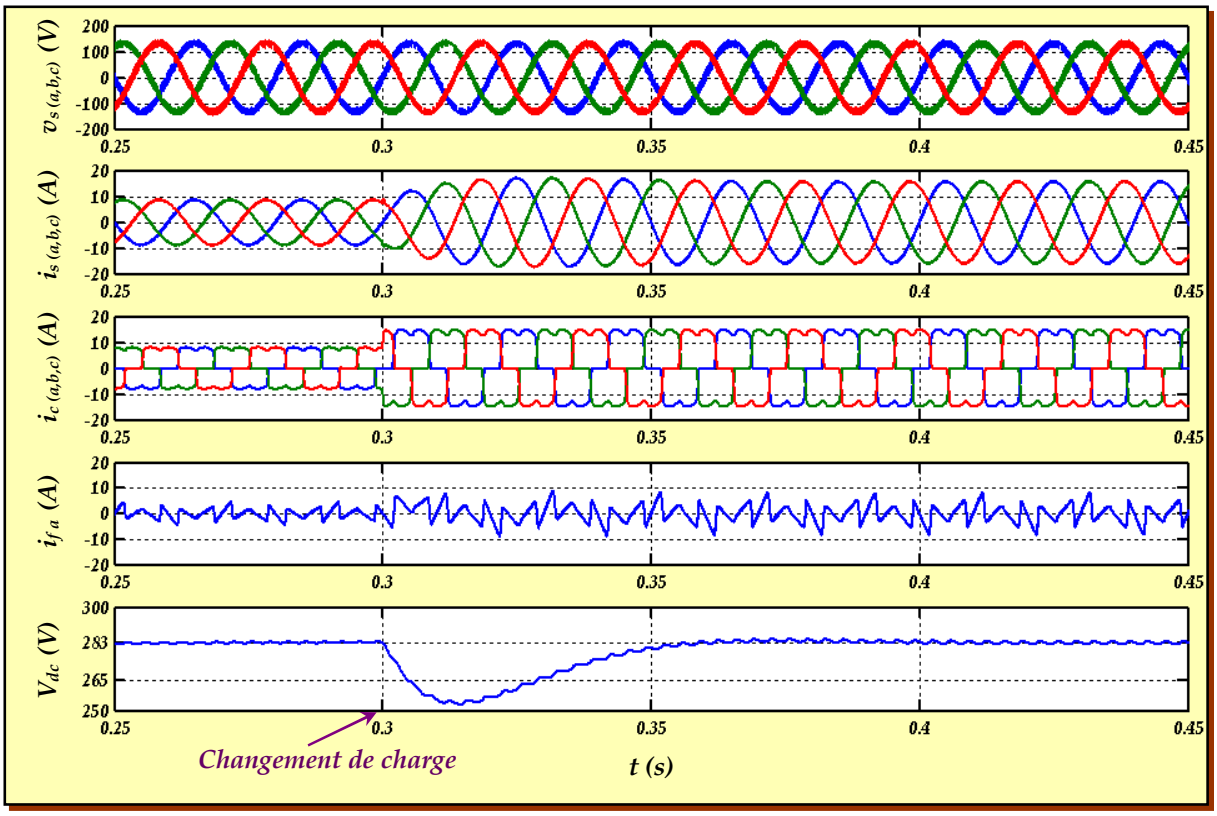


FIG. 5.6- *Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de la charge non linéaire.*

[6] $f_{m(HF)}$: la fréquence centrale de la bande HF avec une commande à hystérésis.

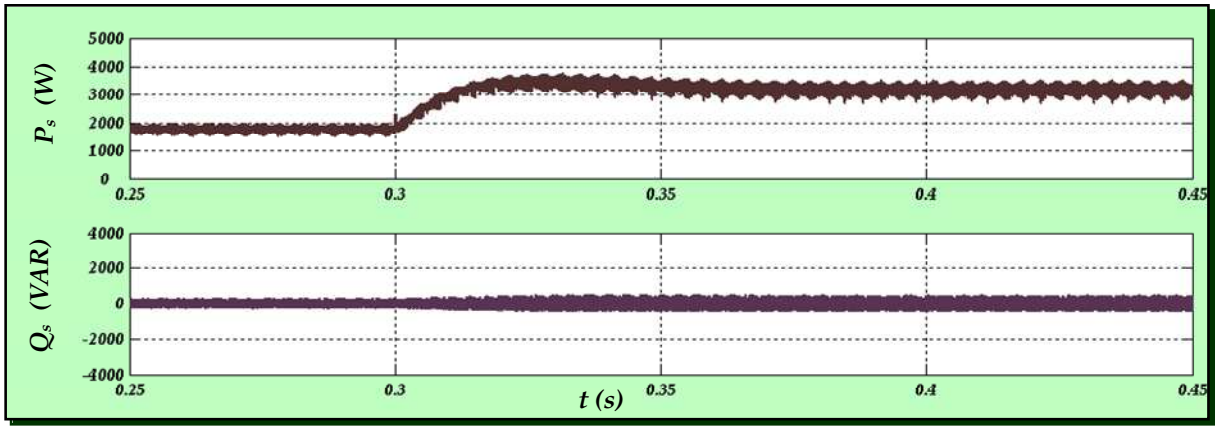


FIG. 5.7- *Allures des puissances instantanées pour une variation de la charge non linéaire.*

Suite à cette variation de la charge, une puissance active nécessaire est délivrée par la source à partir de $t=0.3s$, alors qu'aucun changement n'est effectué sur l'énergie réactive qui poursuit sa référence de valeur nulle pour assurer une bonne compensation du réactif (Fig. 5.7).

5.1.3.2 Résultats expérimentaux

En premier lieu, nous allons voir les caractéristiques de la charge non linéaire utilisée du banc d'essais, puis en appliquant la commande à hystérésis numérique (Fig. 5.2) au SAPF, nous étudions expérimentalement son fonctionnement pour plusieurs régimes: permanent, fermeture du filtre, variation de la charge. Pour terminer, nous analysons l'effet de la bande d'hystérésis et de la période d'échantillonnage sur la qualité des signaux.

a. Caractéristiques de la charge non linéaire utilisée

Afin d'obtenir des résultats expérimentaux comparables à ceux de la simulation, les essais sont menés dans les mêmes conditions. Ainsi, en alimentant la charge non linéaire $(PD3,[R_{L2}-L])$[7]par une source triphasée de tension efficace $(V_s=100V)$, les résultats obtenus sont illustrés sur les figures 5.8 à 5.13.

La figure 5.8 représente la tension et le courant de source de la première phase (v_{sa}, i_{sa}), dont l'analyse spectrale (*avec une bande passante de 2,5KHz*)[8] montre bien la présence des harmoniques d'ordre impair (Figures 5.10 et 5.11) avec les taux de distorsions élevés $(THD_i=24\%, THD_v=6.7\%)$. La figure 5.9 illustre les allures des puissances actives et réactives instantanées triphasées fournies par la source. La figures 5.12 présente le déphasage entre les deux systèmes de tension et de

[7] Voir le tableau 5.1 pour plus de détails sur les valeurs des paramètres.
[8] L'analyse spectrale est effectuée avec l'analyseur de réseau Chauvin Arnoux C.A 8332.

courant et la figure 5.13 le bilan des puissances consommées par la charge non linéaire et leur caractéristiques.

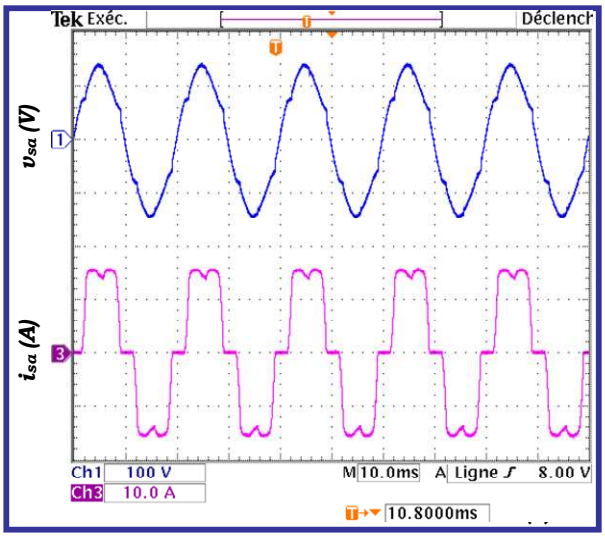


FIG. 5.8- *Signaux de la tension et du courant de la source avant filtrage (phase a).*

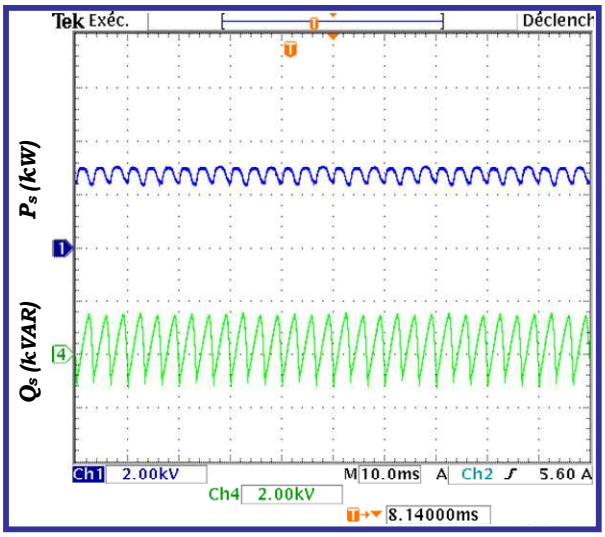


FIG. 5.9- *Signaux des puissances triphasées active et réactive instantanées.*

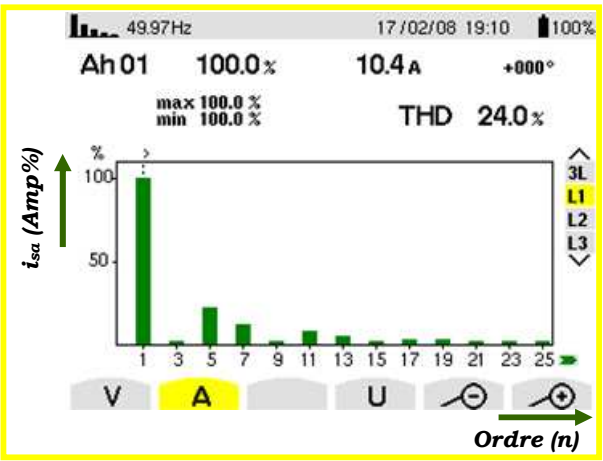


FIG. 5.10- *Spectre du courant de la source avant filtrage (phase a)*

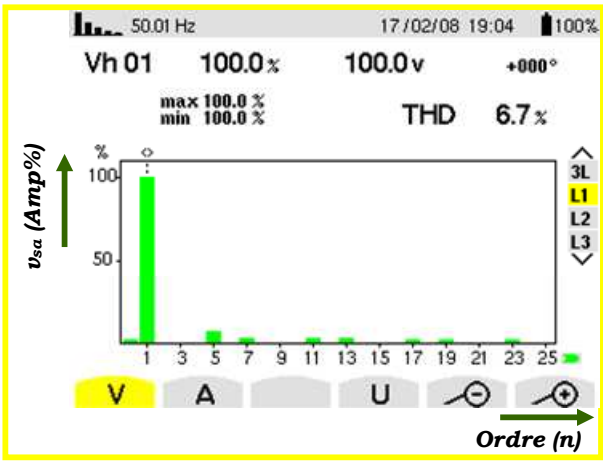


FIG. 5.11- *Spectre de la tension de source avant filtrage (phase a)*

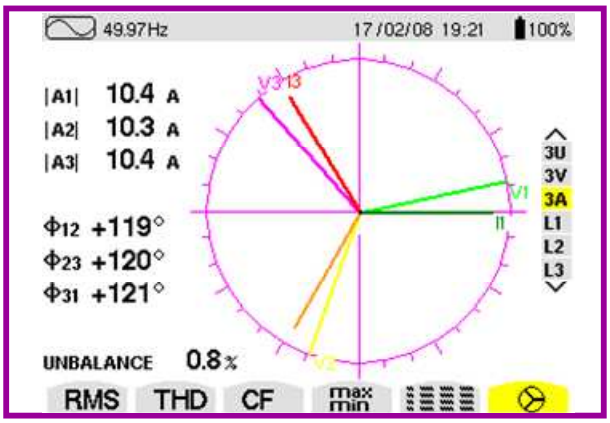


FIG. 5.12- *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la charge non linéaire avant filtrage.*

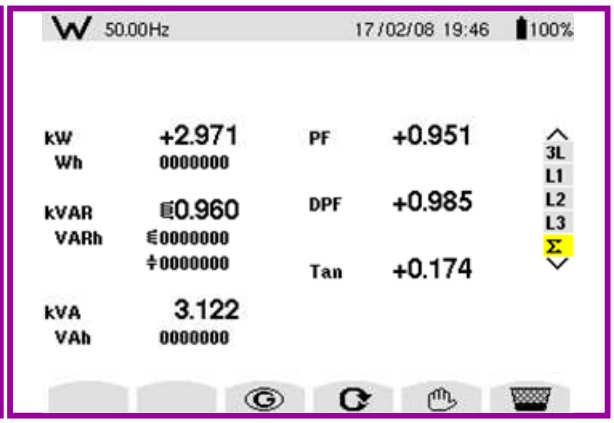


FIG. 5.13- *Caractéristiques et bilan des puissances de la charge non linéaire avant filtrage.*

b. Régime permanent

Après la mise en service du SAPF en parallèle avec le système (*réseau et charge N-L*) sous une tension de $V_s = 100V$, la commande à hystérésis numérique est appliquée avec une bande $HB = 0.2A$ et une période d'échantillonnage $T_e = 4.2e-5s$ [8 Cha].

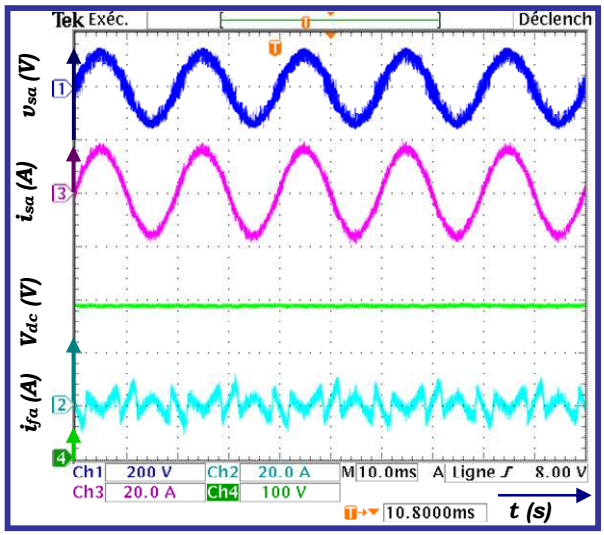


FIG. 5.14- *Signaux de la tension et du courant de la source, de tension du bus continu et du courant de filtre après filtrage.*

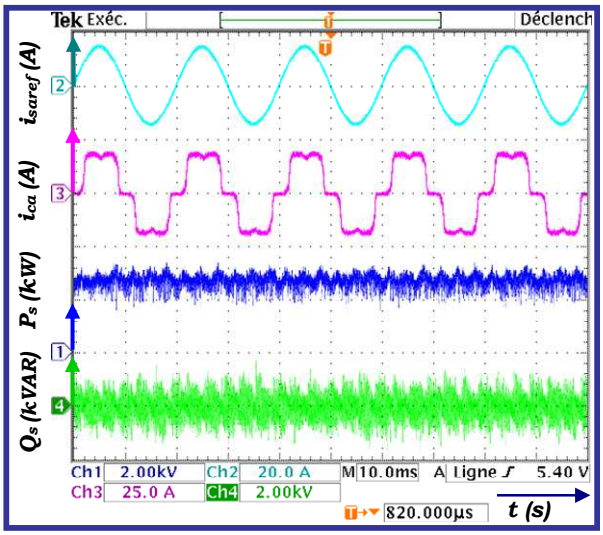


FIG. 5.15- *Signaux du courant de référence, du courant de charge, des puissances active et réactive après filtrage.*

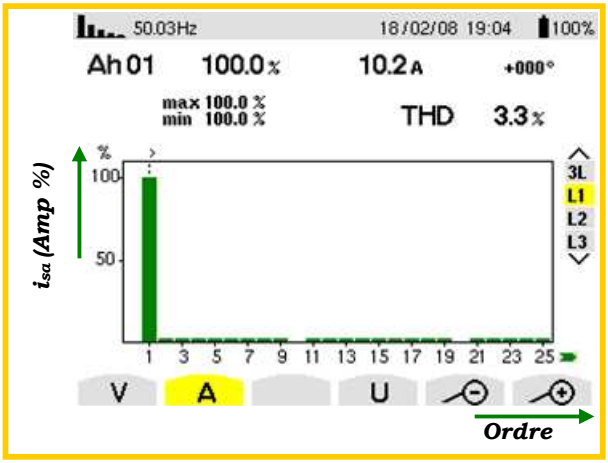


FIG. 5.16- *Spectre du courant de la source après filtrage (phase a).*

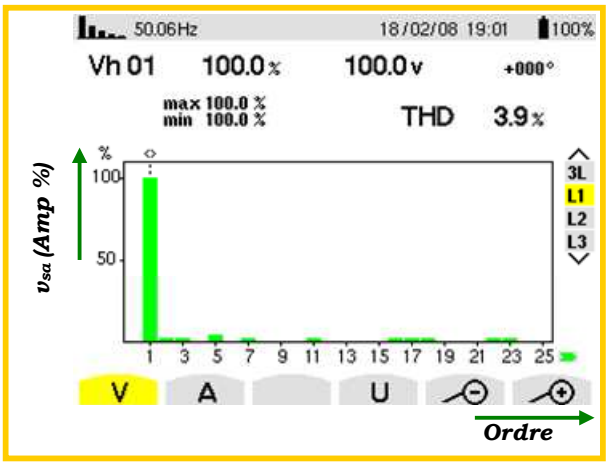


FIG.5.17- *Spectre de la tension de source après filtrage (phase a).*

La figure 5.14 montre les résultats de la compensation, en régime permanent, du courant de l'alimentation $(I_s = 10.2\ A)$ qui est devenu sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau, ainsi que les signaux V_{dc} , i_{fa} correspondant respectivement à la tension du bus continu $(V_{dc} = 284.88\,V)$ et au courant du filtre actif. Nous pouvons constater que les spectres (Fig. 5.16 et 5.17) du courant et de la tension de source ce sont fortement améliorés et leurs valeurs ont chutées respectivement à $(THD_i = 3.3\%, THD_v = 3.9\%)$.

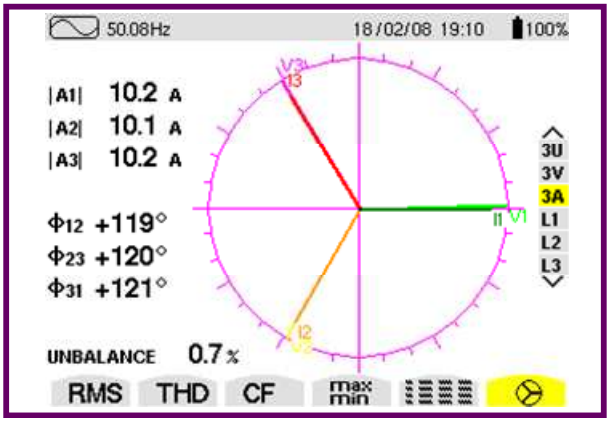


FIG. 5.18- *Diagramme vectoriel des tensions et courants après filtrage.*

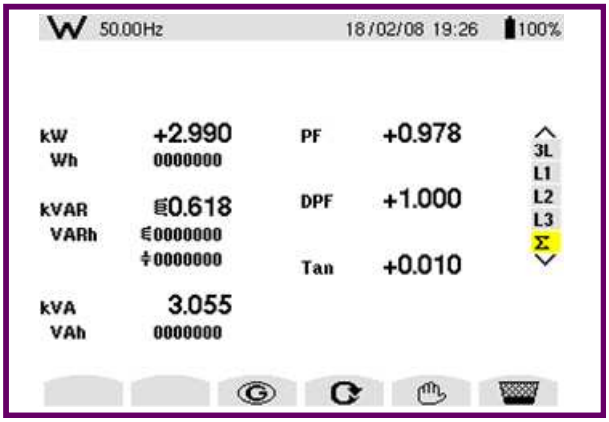


FIG. 5.19- *Caractéristiques et bilan des puissances de la source après filtrage.*

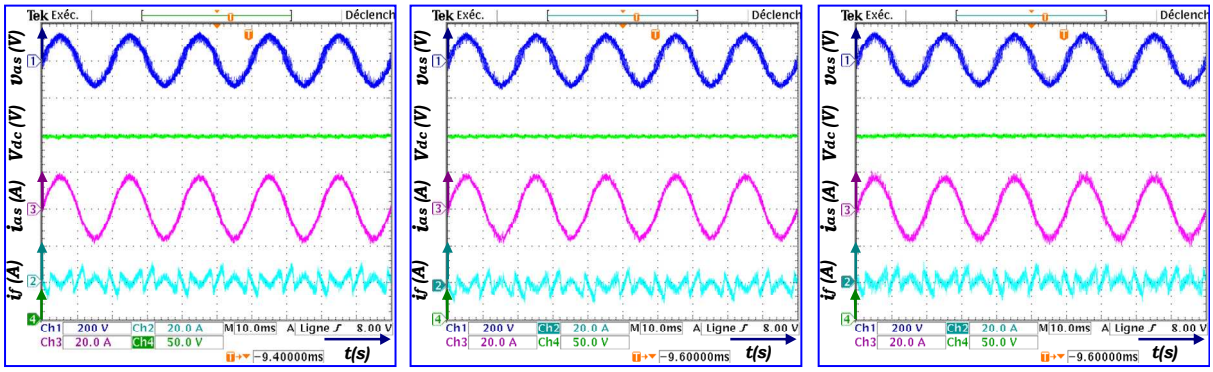
Le diagramme vectoriel de la figure 5.18 montre bien que les courants sont quasi en phase avec leurs tensions et qu'un meilleur écoulement de la puissance active s'est effectué au niveau de la source, même si la totalité de l'énergie réactive n'est pas parfaitement compensée suite à la présence d'une large bande d'harmoniques, de faibles amplitudes, incluse dans les signaux de commande.

c. Effet de la bande d'hystérésis et de la période d'échantillonnage

Suite aux résultats expérimentaux obtenus en régime permanent avec $HB=0.2A$ et $T_e=4.2e-5s$, qui représentent pour notre cas le choix optimal pour une meilleure qualité d'énergie mais aussi les limites imposées par l'implémentation en temps réel, nous allons présenter dans cette partie les résultats pratiques concernant l'effet de la bande d'hystérésis et de la fréquence d'échantillonnage.

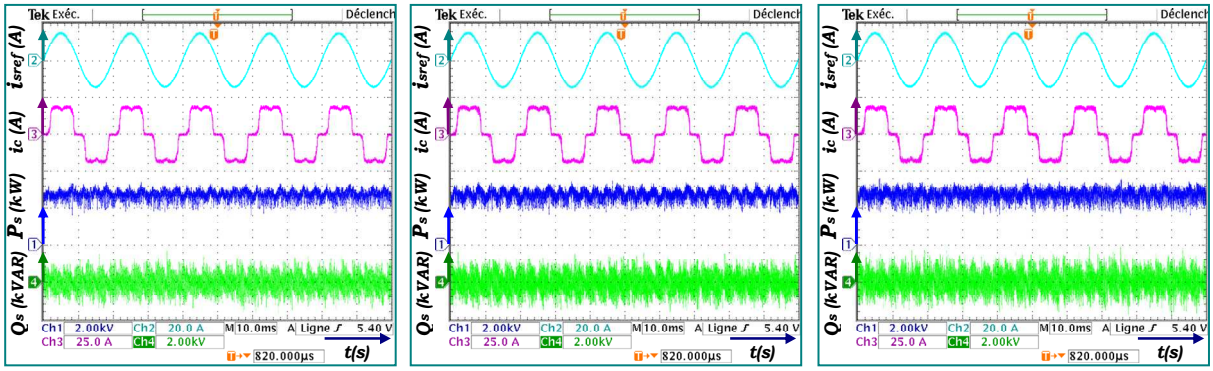
c.1. Effet de la bande d'hystérésis

En fixant la période d'échantillonnage à $T_e=4.2e-5s$, et imposant trois valeurs distinctes pour la bande d'hystérésis tels que $HB=0.2A$, $HB=1A$ et $HB=2A$ nous constatons sur la figure 5.20 que les signaux ne subissent pas une grande déformation mais ils sont affectés par l'amplitude des oscillations des signaux *HF* de la commande. Ainsi , l'analyse spectrale du courant de source donne des taux d'harmoniques qui croissent avec l'augmentation des bandes d'hystérésis: $HB=0.2 \rightarrow THD_i=3.3\%$, $HB=1.0 \rightarrow THD_i=4.1\%$ et $HB=2.0 \rightarrow THD_i=5.1\%$. De plus, d'après le bilan des puissances, il est visible que l'augmentation des bandes d'hystérésis introduisent une élévation de l'énergie réactive et par conséquent la dégradation du facteur de puissance : $HB=0.2 \rightarrow$ $Q_s=618VAR$, $FP=97.8\%$, $HB=1.0 \rightarrow$ $Q_s=669VAR$ $FP=97.5\%$ et $HB=2.0 \rightarrow Q_s=714VAR, FP=97.2\%$.



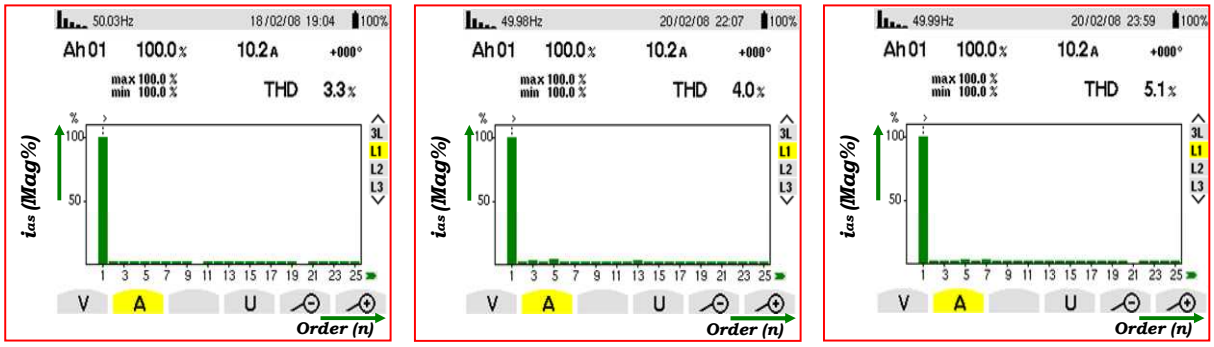
(HB=0.2A) (HB=1A) (HB=2A)

(a)



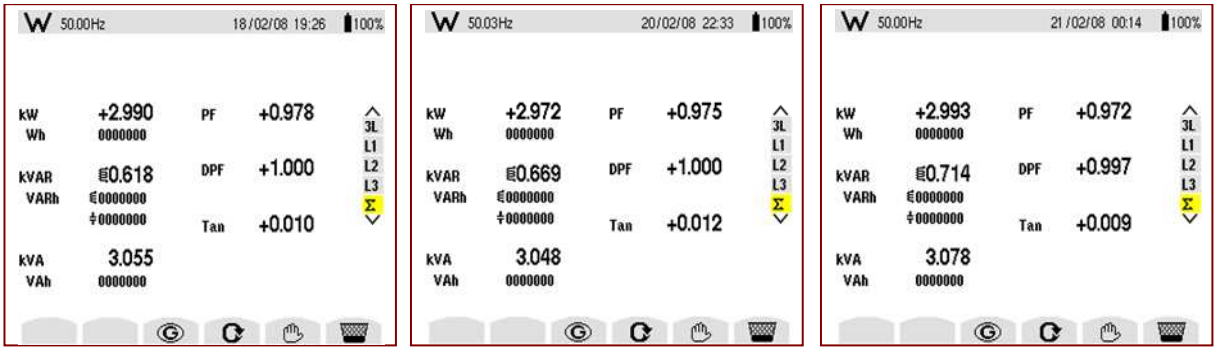
(HB=0.2A) (HB=1A) (HB=2A)

(b)



(HB=0.2A) (HB=1A) (HB=2A)

(c)



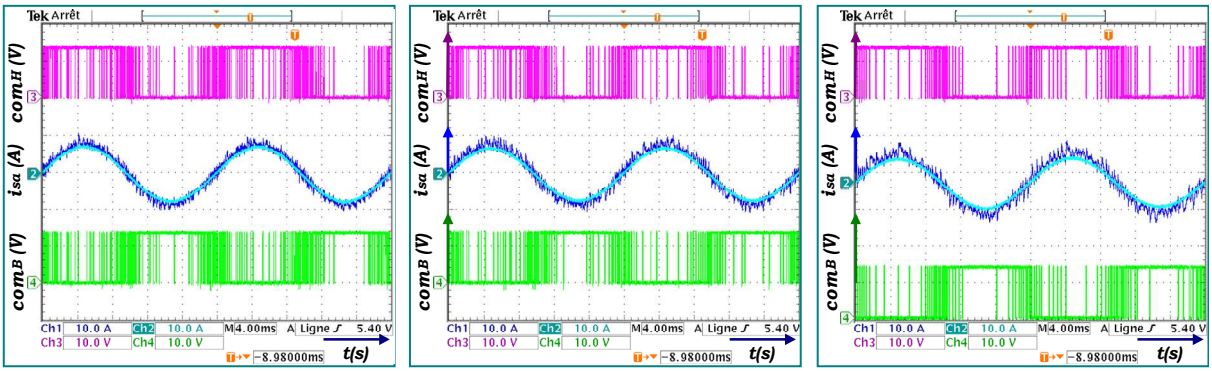
(HB=0.2A) (HB=1A) (HB=2A)

(d)

FIG. 5.20- *Comparaison des résultats expérimentaux de la commande à hystérésis pour différentes bandes d'hystérésis et à période d'échantillonnage minimale et fixe.*

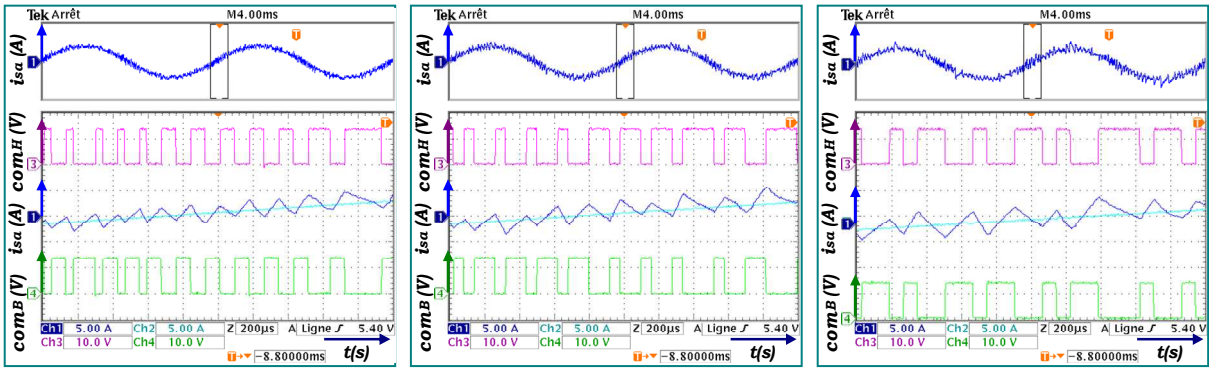
c.2. Effet de la période d'échantillonnage

Les figures 5.21.a-b, présentent l'effet de la période d'échantillonnage sur la qualité des signaux d'un courant de source (i_s) et sur la fréquence de commutation des commandes du bras d'onduleur correspondant à la même phase (com_H,com_B) et leurs agrandissements[9].



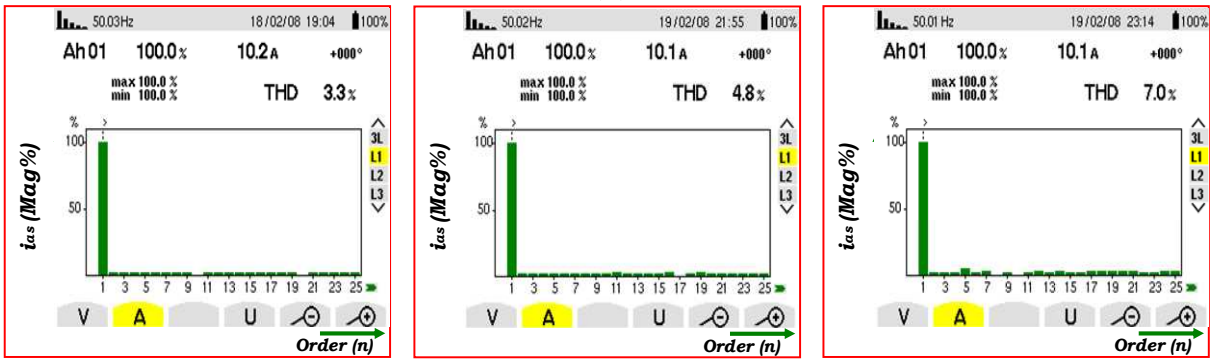
(Te=4.2e-5s) *(Te=6.0e-5s)* *(Te=8.0e-5s)*

(a)



(Te=4.2e-5s) *(Te=6.0e-5s)* *(Te=8.0e-5s)*

(b)



(Te=4.2e-5s) *(Te=6.0e-5s)* *(Te=8.0e-5s)*

(c)

FIG. 5.21- *Résultats expérimentaux de l'effet de la période d'échantillonnage sur la commande et la qualité des signaux pour une bande d'hystérésis minimale et fixe.*

[9] Les agrandissements sont effectués sur une plage de temps de 200µs.

Pour une bande d'hystérésis constante fixée à $HB=0.2A$ et en changeant la période d'échantillonnage par les valeurs suivantes: $T_e = 42\mu s$, $T_e = 60\mu s$ et $T_e = 80\mu s$, cela entraine un changement important au niveau de la fréquence de commutation et conduit de ce fait à une dégradation de la qualité des signaux et de leurs THD_i, le tableau 5.2 synthétise l'ensemble des valeurs numériques.

Tableau 5.2 : Impact de la période d'échantillonnage sur la fréquence de commutation et le taux de distorsion harmonique.

HB=0.2A	**Te=42µs**	**Te=60µs**	**Te=80µs**
f_m**[Hz]**	5.9 10^3	4.3 10^3	3.15 10^3
THD_i%	3.3%	4.8%	7.0%

5.1.3.3 Conclusion

D'après les résultats expérimentaux obtenus pour les effets de la bande d'hystérésis et de la période d'échantillonnage sur la qualité de l'énergie, il est possible de conclure que l'impact de cette dernière est plus prépondérant que le changement de la bande d'hystérésis. En effet, les changements de cinq *(05)* et dix *(10)* fois la bande d'hystérésis n'ont fait augmenter le THD_i, respectivement que de *0.7%* et *1.8%* ; alors qu'une variation moyenne de la période d'échantillonnage d'environ $\Delta T_e=20\mu s$ accroit le THD_i respectivement de *1.5%* et *2.2%*. A partir de cette synthèse et pour parfaire ces résultats, une commande hybride mettant en œuvre des modules analogique et numérique est élaborée. La description et les résultats de cette dernière fait l'objet du prochain paragraphe.

5.1.4 Commande à hystérésis hybride

Différemment de la commande précédente, les signaux de références des courants

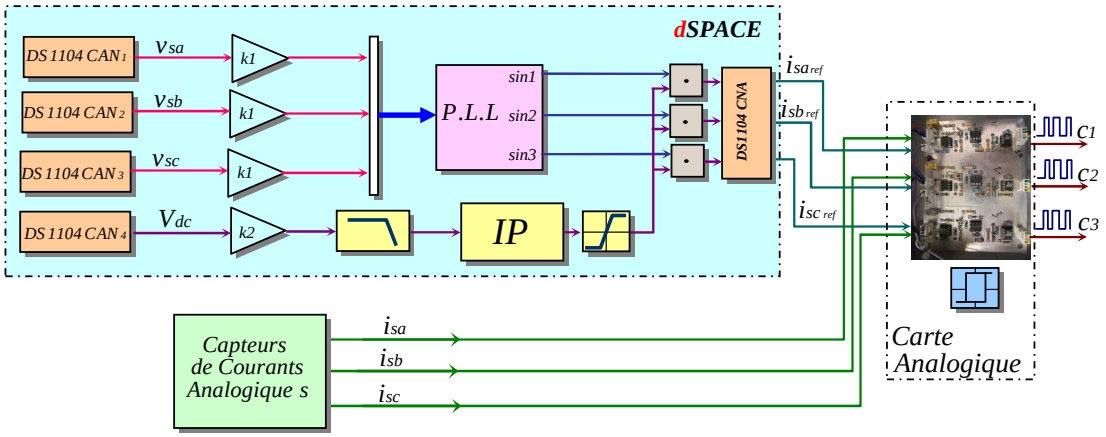
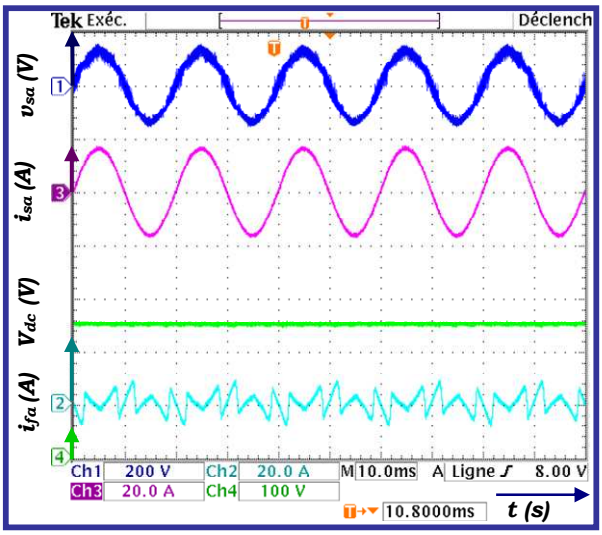


FIG. 5.22- *Schéma bloc de la commande à hystérésis hybride.*

($i_{sref(a,b,c)}$) issus de la carte DS1104 à travers les CNAs sont comparés à leurs signaux analogiques correspondants ($i_{s(a,b,c)}$) via la carte d'hystérésis analogique (Fig. 5.22)[10]. En exploitant ce type de commande, ses performances en régime permanent, sa robustesse en régime transitoire lors de la fermeture du SAPF sur le réseau et un changement de la charge non linéaire sont illustrés dans les paragraphes ci-après.

5.1.4.1 Régime permanent

L'essai est effectué dans les mêmes conditions citées au §5.1.3.2-b. Les résultats expérimentaux (Fig. 5.23 et 5.24) démontrent bien l'efficacité de la méthode puisque



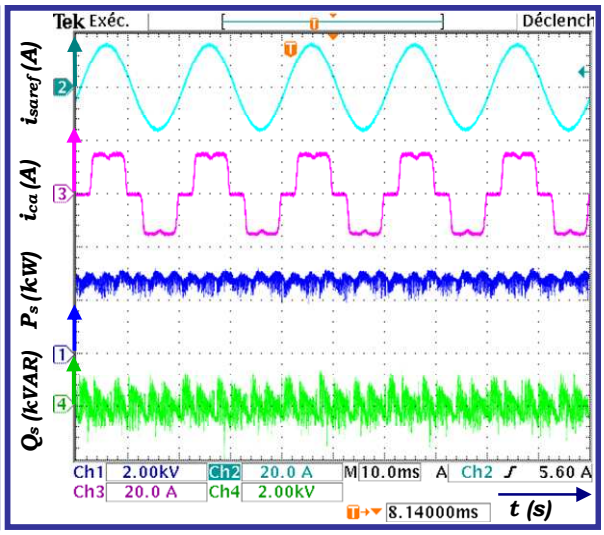
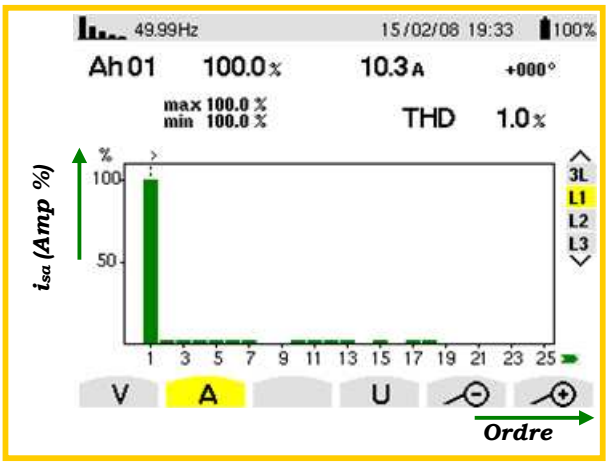


FIG. 5.23- *Signaux de la tension et du courant, de la source, tension du bus continu et courant. du filtre après filtrage.*

FIG. 5.24- *Signaux du courant référence, du courant de charge, des puissances active et réactive après filtrage.*



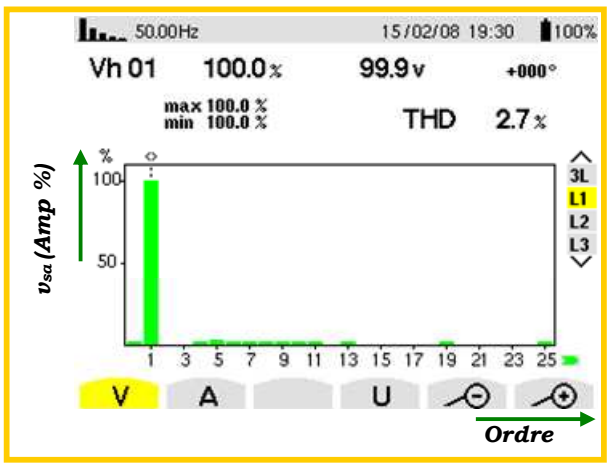


FIG. 5.25- *Spectre du courant de la source après filtrage (phase a).*

FIG.5.26- *Spectre de la tension de source après filtrage (phase a).*

[10] Voir §3.2.4.2-b pour plus de détail sur la carte.

une nette amélioration de la qualité des signaux au niveau de la source est constatée. Les courants deviennent parfaitement sinusoïdaux et en phase avec les tensions (Fig. 5.27 et 5.28) et les analyses spectrales présentées par les figures 5.25 et 5.26 témoignent de la qualité du filtrage et illustre des THDs de courant et de tension respectivement de $THD_i = 1.0\%, THD_v = 2.7\%$, en forte diminution. Sur la figure.5.28 il est aussi remarquable que cette stratégie de commande permet une meilleure compensation même si des signaux HF au niveau de la tension et des puissances dus aux commutations sont toujours présents.

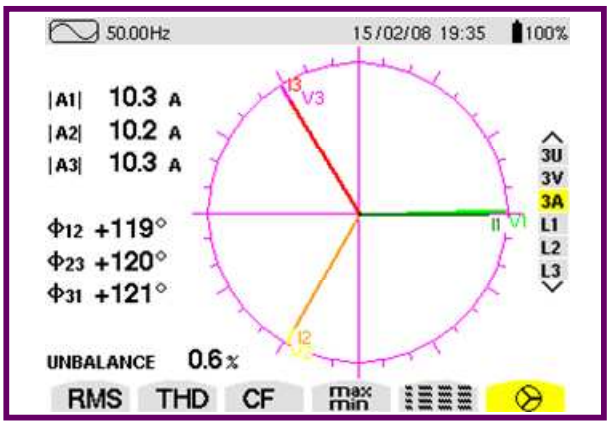


FIG. 5.27- *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la source après filtrage.*

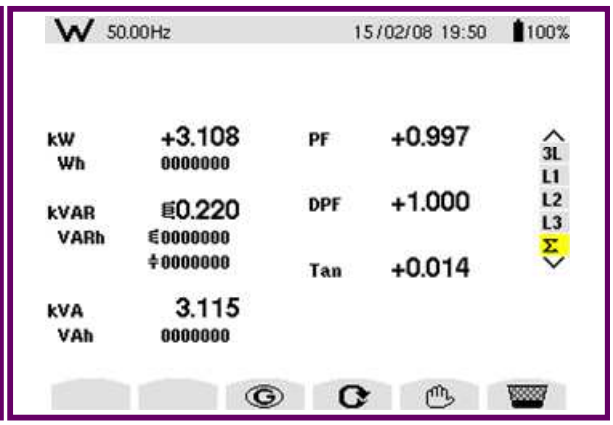


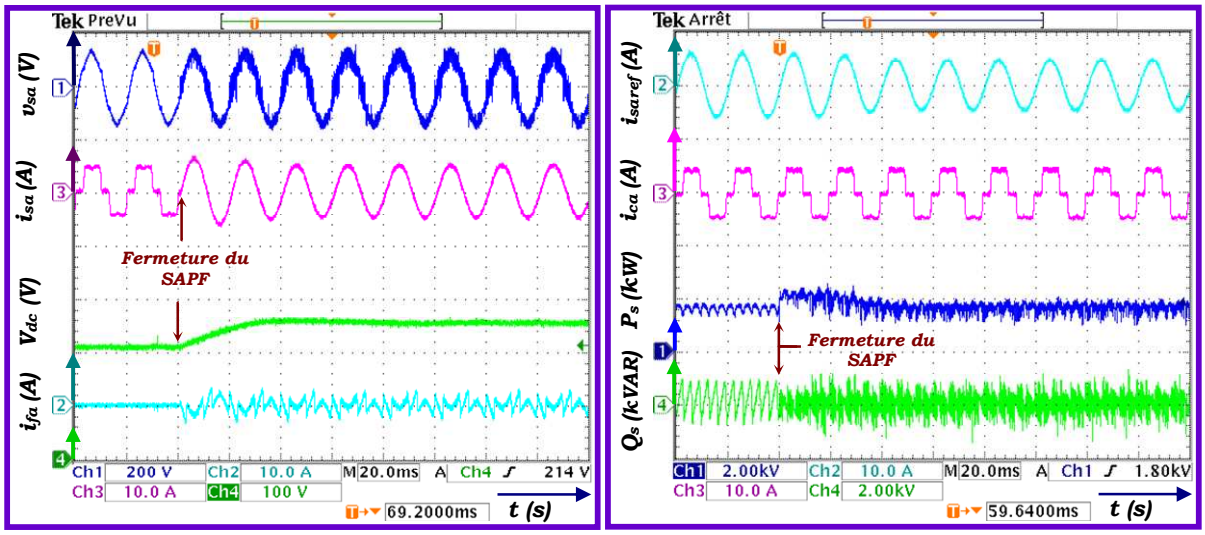
FIG. 5.28- *Caractéristiques et bilan des puissances de la source après filtrage.*

5.1.4.2 Fermeture du SAPF

Dans cette partie, c'est le comportement transitoire expérimental du système global lors de la fermeture du SAPF qui est évalué. Initialement, la charge non linéaire $(PD3, [R_{L1} - L])$ est alimentée par le système de tensions triphasées équilibrées $(V_s = 100V)$, le bus continu a atteint sa valeur de tension correspondante à la sortie d'un pont PD3 à diodes $(V_{dc0} \approx 238.57V)$, la source d'entrée délivre un courant non sinusoïdal $(I_s = 6.2A)$ caractérisé par un taux d'harmonique élevé et le filtre actif non commandé ne produit aucun courant à sa sortie. A l'instant t_f[11], le SAPF est connecté en parallèle par l'intermédiaire de sa commande. A partir de la figure 5.29-a, il apparaît que dès l'activation de la commande du SAPF à l'instant t_f le courant réseau devient sinusoïdal et en phase avec la tension avec un transitoire de *30ms* pour atteindre le régime permanent d'une part et d'autre part, la tension du bus continu après ce transitoire suit sa référence $(V_{dc} = 282.77V)$. La figure 5.29-b décrit le courant de référence à la sortie du régulateur au début en boucle ouverte

[11] Temps de fermeture du SAPF.

qui procure une référence dont son maximum est borné par son limiteur interne $(\pm 10A)$ puis qui converge après la fermeture du SAPF vers sa valeur de référence. Par ailleurs sur la même figure, la puissance active instantanée délivrée au niveau de la source reprend sa valeur après le transitoire, alors que l'énergie réactive qui n'était pas nulle converge vers zéro et continue à osciller autour de cette valeur.

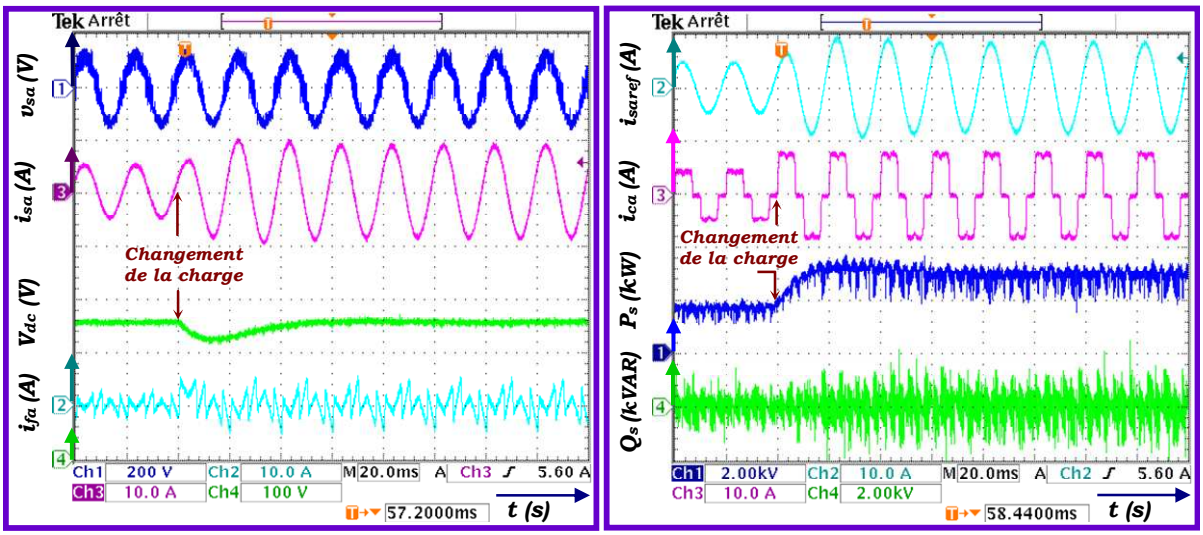


(a) *(b)*

FIG. 5.29- *Résultats expérimentaux lors de la fermeture du SAPF sur le réseau.*

5.1.4.3 Variation de la charge non linéaire

L'essai de l'impact de charge est effectué dans les mêmes conditions que précédemment en modifiant la charge non linéaire de $(PD3,[R_{L2}-L])$ à $(PD3,[R_{L1}-L])$, qui correspond à un saut du courant absorbé de valeur efficace



(a) *(b)*

FIG. 5.30- *Résultats expérimentaux de la variation de la charge non linéaire.*

de $I_s = 6.2A$ à $I_s = 10.5A$. D'après la figure 5.30-a, il est observable que cet impact provoque un creux de tension au niveau du bus continu de $\Delta V_{dc} = 35V$ et son transitoire prend un temps de $100ms$ pour que cette tension rejoigne sa référence, alors que le régulateur IP continue à assurer une bonne dynamique du courant. Sur la figure 5.30-b, il apparait que la référence du courant, le courant de charge et la puissance active subissent des augmentations relatives à cette variation, respectivement $I_{ref_{\max}} : 8.8A \rightarrow 14.8A,\ I_c : 6.2A \rightarrow 10.5A,\ P : 1.8kW \rightarrow 3.1kW$, cependant l'énergie réactive continue à osciller autour de zéro.

5.1.5 Conclusion

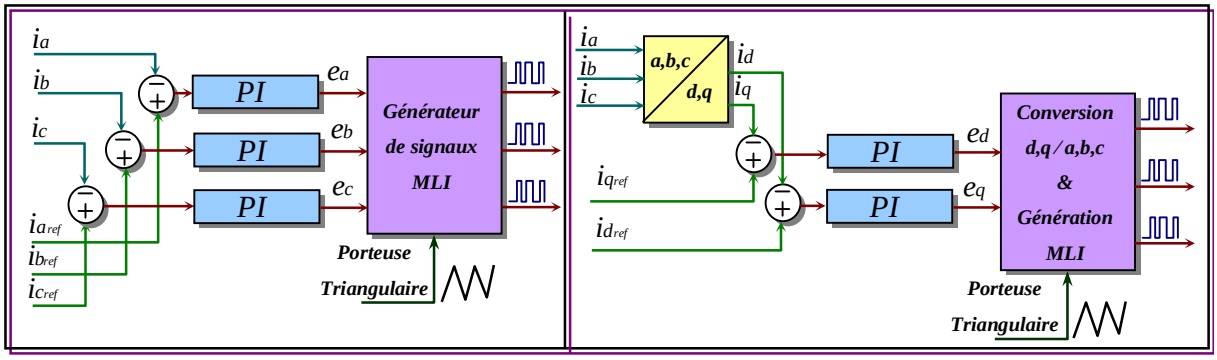
Durant cette première partie concernant la commande à hystérésis, nous avons conclu que la commande numérique donne de bons résultats mais elle est fortement liée aux performances de l'outil numérique utilisé pour son implémentation en temps réel, qui a un effet considérable sur la qualité des signaux. En augmentant la rapidité et en améliorant la qualité des signaux de commande grâce au système hybride, les taux de distorsion en courant et en tension pour les ondes du réseau deviennent très intéressants et avec des dynamiques lors des transitoires très acceptables. Néanmoins ; il reste toujours l'inconvénient inhérent au principe à hystérésis de la fréquence de commutation variable de l'onduleur, point qui est traité dans le prochain paragraphe par le choix d'une commande à fréquence fixe.

5.2 Etude de la commande en tension du SAPF

La commande en tension du SAPF nécessite l'élaboration des références de tensions, elles ont obtenues grâce aux régulateurs des courants de sources. Ces dernières sont comparées à une porteuse afin d'obtenir une fréquence de commutation fixe. Dans cette technique de commande le choix du référentiel est influent et très important pour la régulation, c'est pour cela nous lui avons consacré le prochain paragraphe.

5.2.1 Choix du référentiel (a, b, c)/(d, q)

La figure 5.31 représente deux solutions envisageables pour ce type de commande. Dans le cas de la figure 5.31-a la régulation des courants de source est effectuée dans le repère stationnaire (a,b,c), alors que sur la partie (b) la régulation ne s'opère qu'après le passage dans le repère tournant (d,q) [9 Soa]-[11 Yan]. Pour connaitre la différence entre les deux structures nous allons établir les équations des tensions



(a) (b)

FIG. 5.31- *Comparaison des commandes MLI sur les deux repères abc & dq.*

des références issues des régulateurs supposés de type PI: nous allons établir les équations des tensions des références issues des régulateurs supposés de type PI:

1- l'expression des signaux de références dans le repère stationnaire:

$$[e_{abc}]=\left(k_p+k_i\int dt\right)\{[i_{abcref}]-[i_{abc}]\} \tag{5.4}$$

Pour pouvoir les comparer, il est nécessaire d'écrire l'expression 5.4 dans le repère tournant :

$$[e_{dq}]=[{}^{dq}T_{abc}]\left(k_p+k_i\int dt\right)[{}^{abc}T_{dq}]\{[i_{dqref}]-[i_{dq}]\} \tag{5.5}$$

2- l'expression des signaux de référence dans le repère tournant:

$$[e_{dq}]=\left(k_p+k_i\int dt\right)\{[i_{dqref}]-[{}^{dq}T_{abc}][i_{abc}]\} \tag{5.6}$$

qui peut être réécrite comme suit :

$$[e_{dq}]=\left(k_p+k_i\int dt\right)\{[i_{dqref}]-[i_{dq}]\} \tag{5.7}$$

En faisant une comparaison entre les deux types de régulations, il se dégage les points importants suivants:

- en comparant les équations (5.5) et (5.7) on peut conclure que les régulateurs pour les deux axes sont identiques, si la partie d'intégration est éliminée ($K_i=0$).
- Dans le repère stationnaire, les variables de régulation sont l'amplitude et la phase. Alors que ces variables deviennent des quantités continues dans le repère (d,q) [12 Zag].
- Dans le repère stationnaire, le principal inconvénient de ce type de correcteur est qu'il n'est pas capable d'éliminer l'erreur statique des grandeurs alternatives quand le système en boucle ouverte ne contient pas d'intégrateurs. La démonstration est aisée en ce qui concerne la réponse

fréquentielle en boucle fermée d'un système de premier ordre, d'ailleurs c'est le cas de l'onduleur de tension raccordé au réseau à travers une inductance [13 Etx]. Ainsi, le correcteur contient un pôle (à l'origine) et un zéro (situé à k_i/k_p rad/s), par conséquent il présente un gain théoriquement infini à l'origine qui décroît pour atteindre la valeur de $20log(k_p)\,dB$. La fonction de transfert du système incluant le correcteur en boucle fermée (par rapport à la référence) est :

$$H_{BF}=\frac{C_{PI}(s)H(s)}{1+C_{PI}(s)H(s)}=\frac{k_p s+k_i}{L_f s^2+(k_p+R_f)s+k_i}\begin{cases}|H_{BF}|=\dfrac{\sqrt{(k_p\omega)^2+k_i^2}}{\sqrt{(k_p+R_f)^2\omega^2+(k_i-L_f\omega^2)^2}}\\ Arg(H_{BF})=atan\left(\dfrac{k_p\omega}{s}\right)-atan\left(\dfrac{(k_p+R_f)\omega}{k_i-L_f\omega^2}\right)\end{cases} \tag{5.8}$$

Où $H(s)$ est la fonction de transfert de l'onduleur de tension raccordé avec une inductance au réseau, et $C_{PI}(s)$ celle du correcteur.

La réponse du système en boucle fermée est considérée parfaite aux fréquences pour lesquelles le gain est unitaire et le déphasage nul. Ces conditions sont vérifiées pour une pulsation nulle, la démonstration est possible en étudiant les expressions du gain et de la phase. Par conséquent, si le système à contrôler $H(s)$ est du premier ordre, comme c'est le cas de l'onduleur se tension avec un filtre de raccordement inductif, ce correcteur permet l'élimination de l'erreur statique que pour une entrée continue (à 0Hz). Ainsi, si l'entrée est alternative (c'est-à-dire qu'elle contient des éléments de fréquence non nulle), il ne sera pas possible d'éliminer l'erreur statique (en phase et/ou en amplitude). De plus, il faut signaler que cette erreur augmente au fur et à mesure que la fréquence du signal d'entrée augmente. Par conséquent, **le correcteur PI n'est pas bien adapté pour des applications de commande des signaux alternatifs**, comme par exemple certains entraînements électriques ou encore moins pour le filtrage actif.

- Par la suite, si le repère tourne à la même vitesse et dans le même sens que le phaseur équivalent de courant, les projections du courant dans ce repère seront vues comme des signaux continus et donc le correcteur PI pourra très bien éliminer leur erreur statique. Du point de vue mathématique et en considérant *la réponse fréquentielle du point de vue phaseurs*, cette opération est équivalente à une translation en fréquence égale à la vitesse de rotation du

repère tournant (ω_0). Par conséquent, le calcul du correcteur équivalent en repère fixe d'un PI en repère tournant, aboutit au correcteur complexe suivant [14 Ala] :

$$C_{cpx}(s)=k_p+\frac{k_i}{s-j\omega_0} \tag{5.9}$$

Où (ω_0) est la vitesse de rotation du repère tournant.

La réponse fréquentielle dans repère fixe de ce correcteur n'est pas symétrique par rapport à l'origine à cause de sa nature complexe. Elle présente un gain très élevé et un déphasage nul à la pulsation de rotation du repère. Ainsi, les signaux alternatifs à cette fréquence sont totalement atténués. La réponse en boucle fermée du système par rapport à la référence s'écrit:

$$H_{BF}=\frac{C_{cpx}(s)H(s)}{1+C_{cpx}(s)H(s)}=\frac{k_p s+k_i-jk_p\omega_0}{L_f s^2+(k_p+R_f-j\omega_0)s+(k_i-j\omega_0(k_p+R_f))} \tag{5.10}$$

Le système possède une réponse idéale à la fréquence de rotation du repère et de ce fait une erreur statique nulle pour les signaux à cette fréquence.

- La commande dans le repère stationnaire a l'avantage d'être simple puisqu'elle peut être implémentée en utilisant des circuits analogiques. Alors que, des calculs numériques sont nécessaires pour la commande dans le repère tournant. Cependant, pour des applications qui demandent une grande précision, la commande dans le repère tournant reste la solution préférée.

<u>*Synthèses :*</u>

- *suite à cette comparaison, la commande dans le repère tournant présente de meilleures performances lorsqu'il s'agit de quantités alternatives à réguler, relativement à celles obtenues dans un repère stationnaire.*
- *L'application de la commande dans un repère tournant pour le filtrage actif devient plus compliquée dans le cas où le courant à contrôler est le courant du filtre de sortie* (i_f). *En effet, ce dernier contient plusieurs composantes harmoniques à différentes fréquences qui nécessite la mise en œuvre d'autant de repères qu'il y a de rang à compenser tout en prenant en compte la séquence de chaque harmonique. Des techniques telles que les intégrateurs généralisés sous ces différentes formes [13 Etx],[15 Boj]-[17 But] ou les structures de commande multi-résonantes[18 Lop] ont été appliquées pour traiter ces problèmes.*

- *Dans notre cas, le problème cité ci-dessus ne se pose pas, vu que notre stratégie de commande se base sur le contrôle du courant de source qui est à une seule fréquence, celle du réseau. Par conséquent, la rotation ne se fait que pour cette fréquence, ce qui représente un grand intérêt de cette technique de commande.*

5.2.2 La commande en tension dans le référentiel (*d, q*)

La commande du SAPF est donc développée dans le repère tournant (d,q), après une synthèse des régulateurs nous analysons les résultats de simulation pour les régimes permanent et transitoire. Puis de façon expérimentale, les performances du SAPF sont évaluées pour différents régimes de fonctionnement tels que la mise en service du filtre, l'évolution et le déséquilibre de la charge et le déséquilibre de la source d'alimentation. Puis nous conclurons cette partie avec un bilan concernant les avantages et inconvénients pour cette stratégie de commande en tension.

5.2.2.1 Structure de la commande

Cette commande s'apparente aussi à un contrôle hybride puisque toutes les parties de régulations et de transformations s'effectuent dans la dSPACE, alors que la

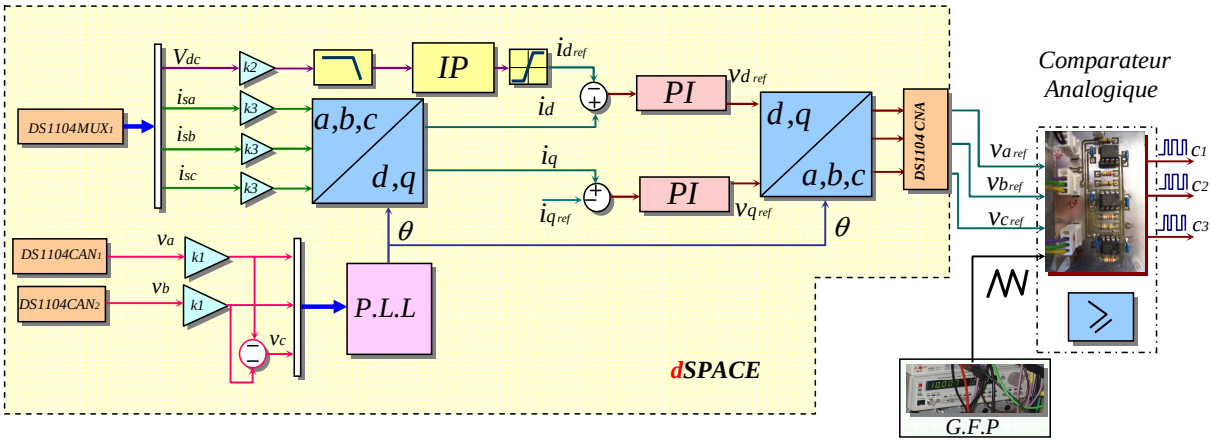


FIG. 5.32- *Schéma bloc de la commande en tension du SAPF.*

comparaison entre les références obtenues et la porteuse triangulaire est analogique grâce à la carte MLI analogique[12]. La figure 5.32 illustre l'architecture de la commande en tension du SAPF, où après acquisition des signaux $(v_{s(a,b)}, i_{s(a,b,c)}, V_{dc})$ via les *DS1104 ADC* et *DS1104 MUX*, le signal obtenu à partir du régulateur du bus continu représente cette fois-ci la référence du courant sur axe 'd' (i_{dref}). La référence sur l'axe 'q' (i_{qref}) est nulle pour imposer une compensation

[12] Voir §3.2.4.2-c pour plus de détail sur la carte.

totale de l'énergie réactive. Après transformation numérique d'un repère triphasé stationnaire (a,b,c) en un repère diphasé (d,q), les courants de source sont comparés et régulés par des régulateurs IP sur chaque axe afin de délivrer les références en tension. Ces dernières, élaborées par la carte dSPACE, sont retransformées dans le référentiel stationnaire (a,b,c) puis converties en signaux analogiques avant d'être comparées analogiquement à une porteuse triangulaire, issue d'un Générateur de Fonction Programmable(GFP), d'amplitude. $V_{pmax} = \pm 10V$ et de fréquence $f_m = 10kHz$.

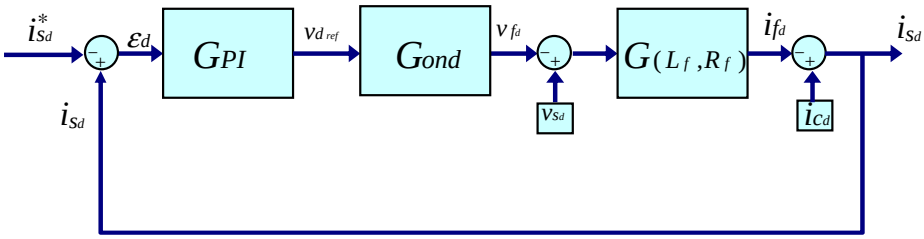


FIG. 5.33- *Boucle de régulation du courant de source sur l'axe directe (d).*

5.2.2.2 Synthèse du régulateur

Considérons le schéma de la figure 5.33 qui représente la boucle de régulation du courant de source sur l'axe directe (d), il en est de même pour l'axe en quadrature (q).

La grandeur de sortie $i_{Sd}(s)$ s'écrit alors :

$$i_{Sd}(s) = -\frac{G_{PI} \cdot G_{ond} \cdot G_{(L_f,R_f)}}{1 - G_{PI} \cdot G_{ond} \cdot G_{(L_f,R_f)}} \cdot i_{Sd}^*(s) + \frac{G_{(L_f,R_f)}}{1 + G_{PI} \cdot G_{ond} \cdot G_{(L_f,R_f)}} \cdot v_{Sd}(s) + \frac{1}{1 + G_{PI} \cdot G_{ond} \cdot G_{(L_f,R_f)}} \cdot i_{Cd}(s) \qquad (5.11)$$

Dés lors, certaines contraintes sur le régulateur suivant sont à spécifier en fonction des objectifs de régulation. Pour cela nous imposons que la composante i_{Sd} se trouve intégralement sur sa référence i_{Sd}^*, mais par contre que les grandeurs considérées comme perturbatrices v_{Sd} et i_{Cd} n'affectent pas le régime statique lors de la régulation et par conséquent le signal et le spectre de i_S. Ainsi nous devons obtenir :

$$\begin{cases} \left| \dfrac{i_{Sd}}{i_{Sd}^*} \right|_{\omega_k} \to 1 \\ Arg\left(\dfrac{i_{Sd}}{i_{Sd}^*} \right)_{\omega_k} \to 0 \end{cases} , \quad \left\{ \left| \frac{i_{Sd}}{v_{Sd}} \right|_{\omega_k} \to 0 \right. , \quad \left\{ \left| \frac{i_{Sd}}{v_{Sd}} \right|_{\forall \omega_k} \to 0 \right. \qquad (5.12)$$

Avec ω_1 la pulsation de la composante fondamentale et ω_k celle de la composante harmonique de rang k $(k \in \aleph, k \neq 1)$.

La fonction de transfert de l'onduleur est assimilable à un gain G_{ond} à condition que la fréquence de commutation soit élevée par rapport à la dynamique du système. Dans ce cas, le gain a pour expression :

$$G_{ond} = \frac{V_{dc}}{2 \cdot V_{p\max}} \tag{5.13}$$

Où $V_{p\max}$ représente l'amplitude de la porteuse réglée de manière à obtenir un gain unitaire.

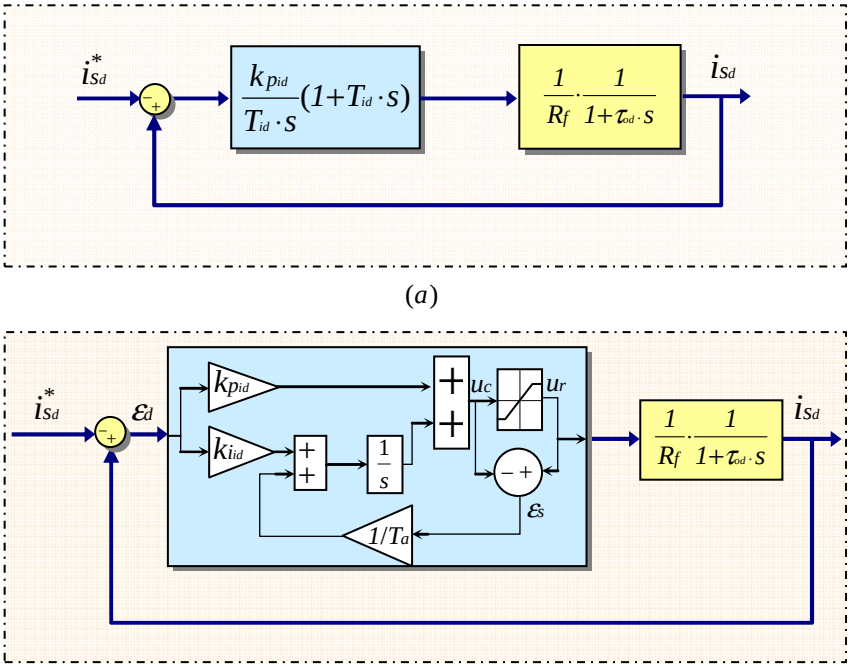


FIG. 5.34- *Boucle de régulation de la composante directe du courant de source par un PI : (a) schéma simplifié. (b) schéma du PI avec un retour d'anti-emballement.*

Ainsi, nous pouvons écrire la fonction de transfert en boucle ouverte, du système simplifié (Fig. 5.34-a), comme suit :

$$G_{oid}(s) = \frac{k_{pid}}{T_{id} \cdot s}(1+T_{id} \cdot s) \cdot \left(\frac{1}{R_f} \cdot \frac{1}{1+\tau_{od} \cdot s} \right) \tag{5.14}$$

Où k_{pid} est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i_{Sd},

T_{id} est la constante du temps d'intégration, d'où $k_{iid} = k_{pid}/T_{id}$.

τ_{od} est la constante du temps en boucle ouverte,

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle en boucle ouverte, c'est-à-dire :

$$T_{id} = \tau_{od} = \frac{L_f}{R_f} \tag{5.15}$$

La fonction de transfert en boucle fermée prend la forme suivante :

$$G_{fid}(s) = \frac{i_{Sd}}{i_{Sd}^*} = \frac{G_{oid}}{1+G_{oid}} = \frac{1}{1+\left(\frac{T_{id}\cdot R_f}{k_{pid}}\right)\cdot s} = \frac{1}{1+\tau_{fd}\cdot s} \tag{5.16}$$

Avec τ_{fd} est la constante du temps en boucle fermée.

A partir du développement du système d'équations (5.15) et (5.16), les paramètres (T_{id}, k_{pid}) du correcteur PI peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} \tau_{fd} = \dfrac{T_{id}\cdot R_f}{k_{pid}} = \dfrac{1}{2\cdot\pi\cdot f_{Cif}} \\ T_{id} = \dfrac{L_f}{R_f} \end{cases} \tag{5.17}$$

Où f_{Cif} est la fréquence de coupure en boucle fermée.

La bande passante en boucle fermée du courant est conditionnée par deux contraintes : elle doit être très supérieure à la bande passante de la boucle externe de la tension du bus continu (f_{CVdc}) d'une part et d'autre part inférieure à la fréquence de commutation (f_m). Pratiquement, les bornes de cette bande passante sont fixées par :

$$f_{CVdc} << f_{Cif} < f_m \quad \Rightarrow \quad 100\cdot f_{CVdc} \le f_{Cif} \le f_m/4 \tag{5.18}$$

En introduisant la structure d'anti-emballement, le schéma de régulation du courant par un correcteur PI est illustré sur la figure 5.34-b.

5.2.3 Résultats de simulations et expérimentaux

De la même manière que la commande en courant, les essais de simulations et expérimentaux sont réalisés dans les mêmes conditions afin de conduire des comparaisons qualitatives et quantitatives. Ainsi, en simulation sous l'environnement MATLAB\SIMULINK®, le comportement en régime transitoire lors de la fermeture du SAPF, l'analyse des caractéristiques en régime permanent et la robustesse de la commande pour un changement de la charge non linéaire sont évalués. L'apport de la commande à fréquence fixe, qui permet d'ailleurs une meilleure analyse spectrale, est mis en évidence aussi bien en simulation qu'en pratique. De plus, la partie expérimentale traite les cas du comportement du SAPF pour une source de tension déséquilibrée, une charge non linéaire déséquilibrée, l'effet d'un filtre type L-C à sa sortie et les changements de la tension de référence

du bus continu (V_{dcref}). Au final, nous concluons cette deuxième partie par une étude comparative.

5.2.3.1 Résultats de simulations

Les paramètres de simulation utilisés sont identique à ceux rassemblés dans le TAB. 5.1 où il faut rajouter la valeur de la fréquence de la porteuse qui est fixée à $f_m = 10kHz$.

a. Fermeture du SAPF et analyse en régime permanent

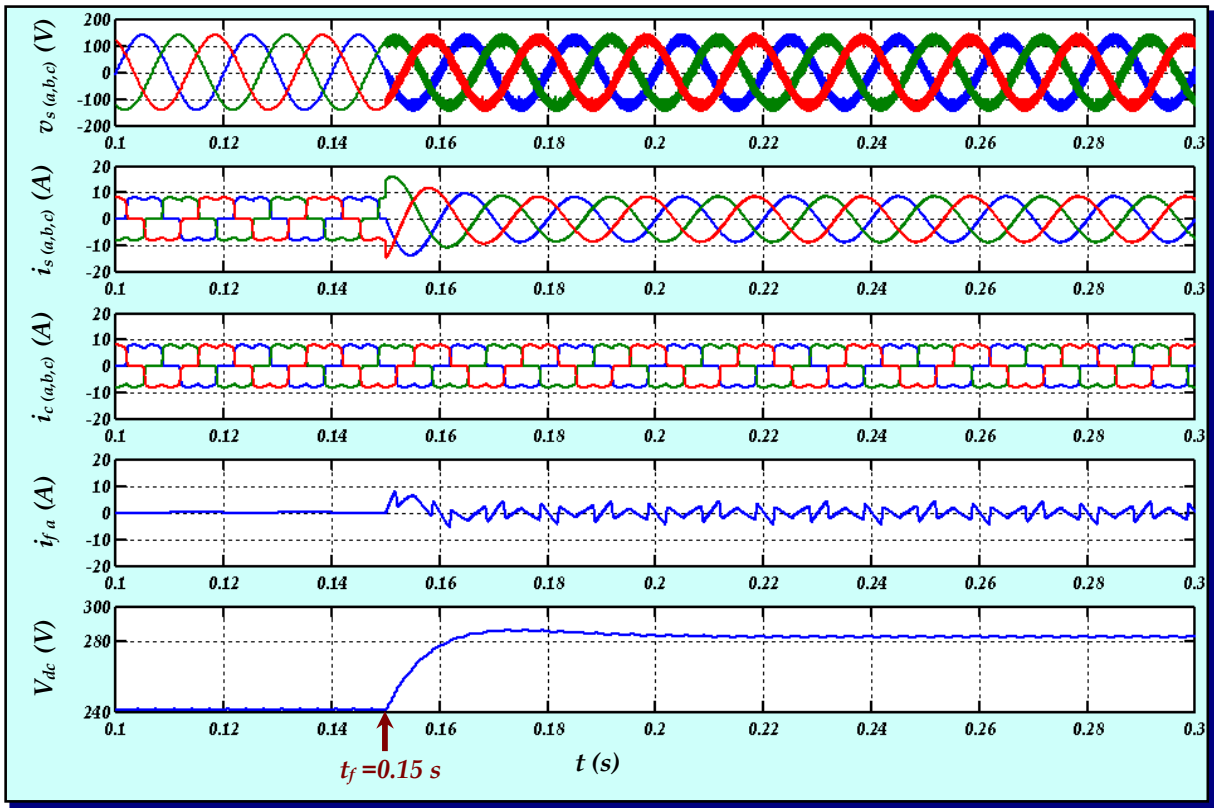


FIG. 5.35- *Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du SAPF à t_f=0.15s pour une charge non-linéaire PD3-(R_{L1}, L).*

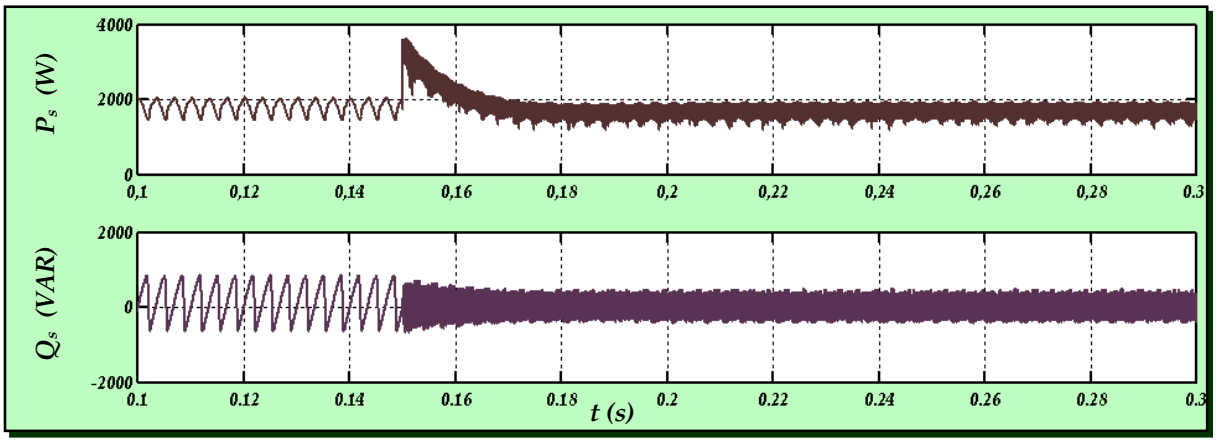


FIG. 5.36- *Allures des puissances instantanées avant et après la mise en service du SAPF.*

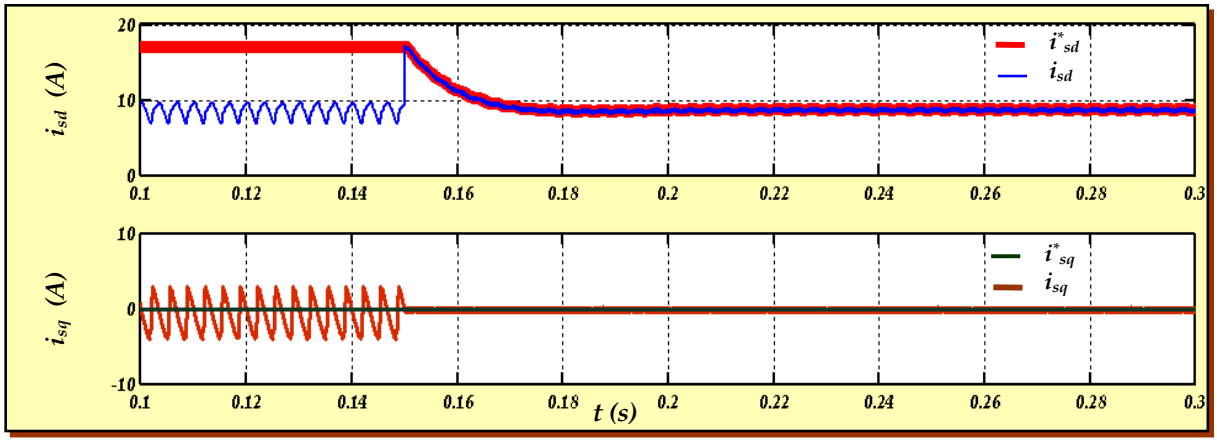


FIG. 5.37- *Allures des courants direct et inverse avant et après la mise en service du SAPF.*

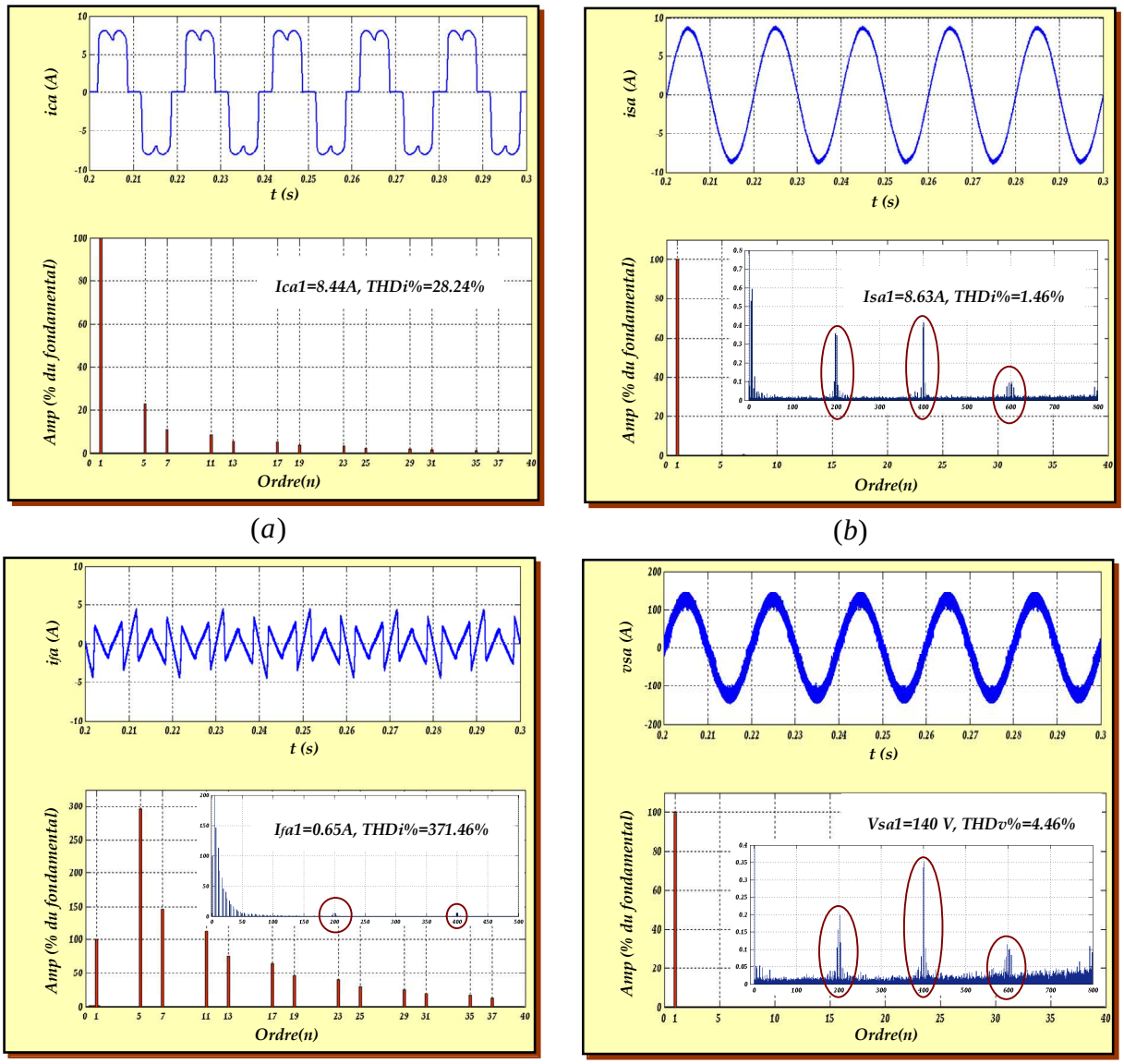


FIG. 5.38- *Analyse spectacle des signaux après la mise en service du SAPF :*
(a) courant de la charge N-L, (b) courant de source, (c) courant du filtre, (d) tension de source.

A partir de la mise en service du SAPF (*par application de la commande*), le courant du réseau devient instantanément sinusoïdal avec un taux de distorsion qui évolue de $(THD_i = 28.24\% \rightarrow THD_i = 1.46\%)$ (Fig. 5.38.a-b) avec un transitoire de $\Delta t = 20ms$ avant d'atteindre le régime permanent. La tension au niveau du bus continu, correspondante à la valeur initiale en sortie d'un pont redresseur tout diode PD3 $(V_{dc} = 241.4V)$, rejoint sa référence fixée à $V_{dc^{ref}} = 282.8V$ après une durée $\Delta t = 30ms$ (Fig. 5.35). Cependant, un signal HF, dû aux commutations des interrupteurs de puissance de l'onduleur (IGBT et diodes), mentionné sur le spectre de la figure 5.38.d par des familles d'harmoniques centrées sur le rang n=200 puis ses multiples s'ajoute au signal de la tension de source et aboutit à un $THD_v = 4.46\%$. Ce signal HF peut être filtré grâce à des filtres amortis de deuxième ou troisième ordre. La figure 5.36 représente les allures des puissances instantanées, la puissance active reprend sa valeur nominale après un transitoire qui atteint la valeur maximale relative aux limiteurs de courants et de tensions, alors que l'énergie réactive continue à osciller aux alentours de zéro. Sur la figure 5.37, il apparait que les régulateurs des courants sur l'axe direct et inverse assurent une très bonne régulation puisque les courants suivent exactement leurs références.

b. Variation de la charge non linéaire

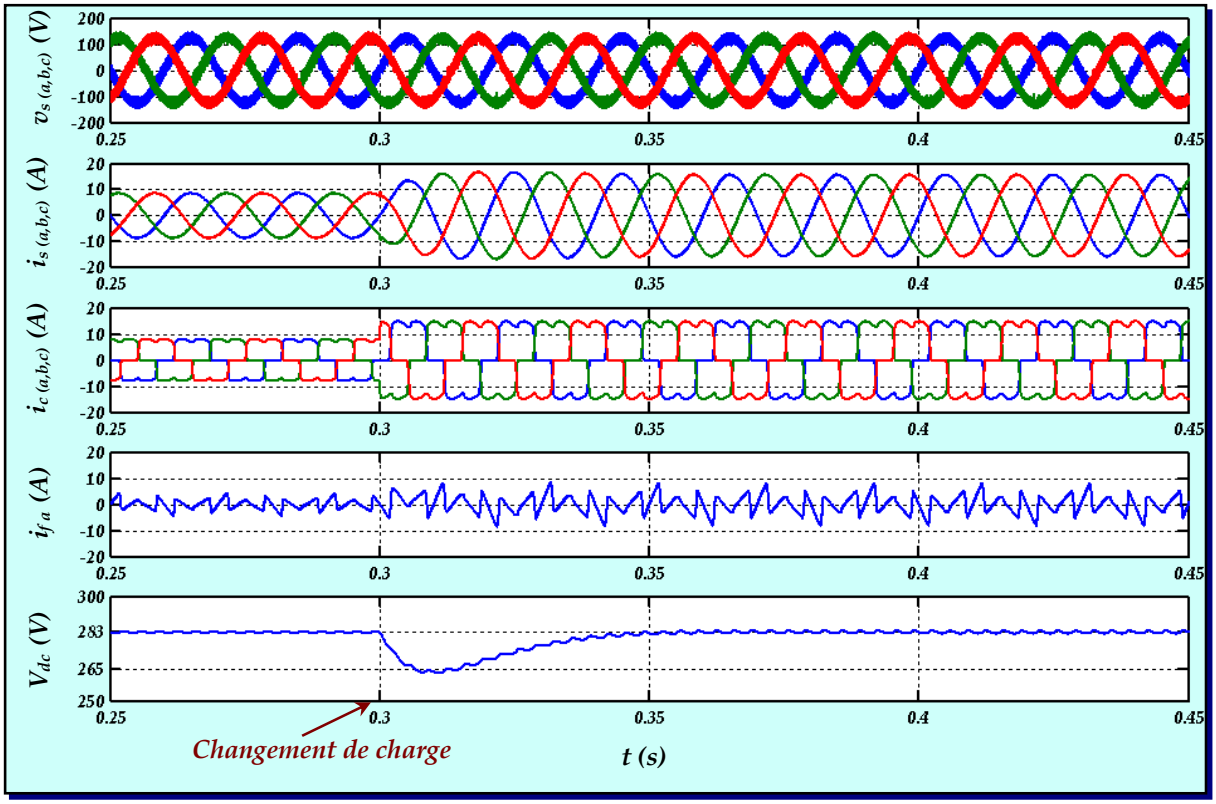


FIG. 5.39- *Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de la charge non linéaire.*

Pour cet essai, le niveau de la charge non linéaire est modifié suite à la variation de sa résistance en sortie du pont redresseur PD3 $(R_{L1} \rightarrow R_{L2})$ de 180% à l'instant $t=0.3s$. La figure 5.39 montre bien que l'appel en courant suite à ce changement est quasi-instantané $(\Delta t=10ms)$, provoquant ainsi une diminution de la tension du bus continu de $\Delta V_{dc}=6.4\%$ pendant un transitoire d'une durée de $\Delta t=60ms$. Après ce changement de la charge non linéaire la commande conserve sa robustesse et les courants dans le repère tournant (d,q) suivent précisément leurs références (Fig. 5.40). Cette variation de la charge non-linéaire influe sur les puissances instantanées de manière attendue. En effet, la puissance réactive demeure nulle et la puissance active atteint sa nouvelle valeur correspondante à $P_s=3.1kW$ (Fig. 5.41). Toutefois, ces puissances présentent plus d'oscillations qui sont dues à la commande associée aux commutations non filtrées.

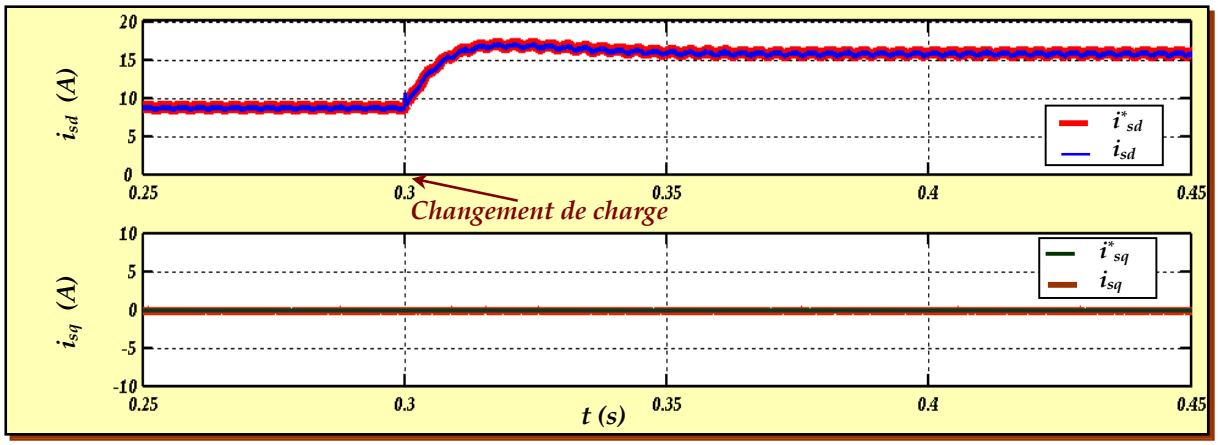


FIG. 5.40- *Evolutions des courants de source directs et inverses et leurs références lors de la variation de la charge non linéaire à t=0.3s.*

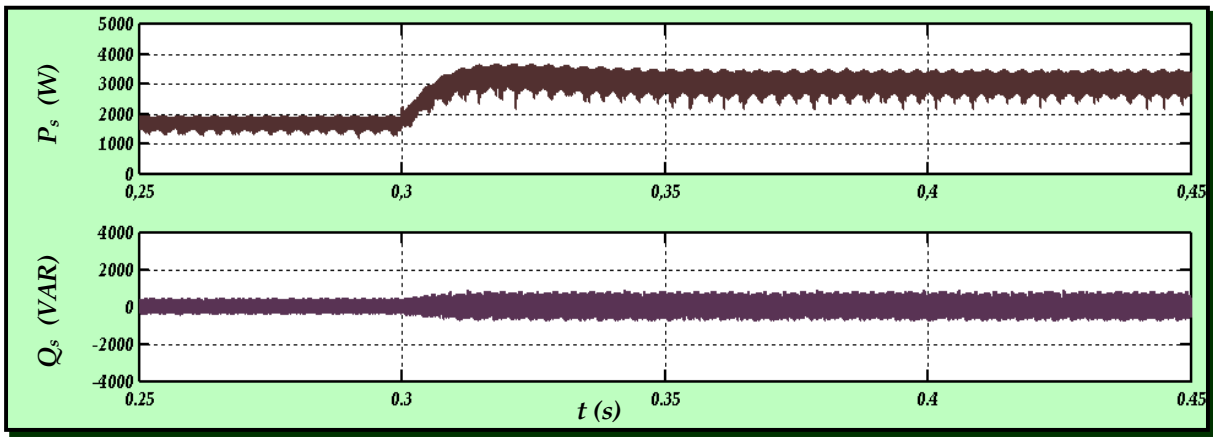


FIG. 5.41- *Allures des puissances instantanées avant et après la variation de la charge non linéaire à t=0.3s.*

5.2.3.2 Résultats expérimentaux

En plus de la vérification des résultats de simulations dans les mêmes conditions, le SAPF est exploité dans d'autres configurations plus défavorables afin de valider la robustesse de la commande et d'évaluer les limites d'actions du SAPF sur l'amélioration de la qualité de l'énergie du réseau.

a. Régime permanent

Après l'introduction du SAPF en parallèle avec le système (*réseau et charge non linéaire : PD3-(R_{L2}-L)*) et sous une tension simple de réseau $V_s = 100V$, la commande MLI hybride est élaborée à l'aide d'une porteuse triangulaire analogique de fréquence $f_m = 10\,kHz$, d'amplitude $V_m = 10V$ et une période d'échantillonnage de la dSPACE $T_e = 4.2e-5s$ [13]. Les résultats expérimentaux en régime permanent sont illustrés sur les figures 5.42-51.

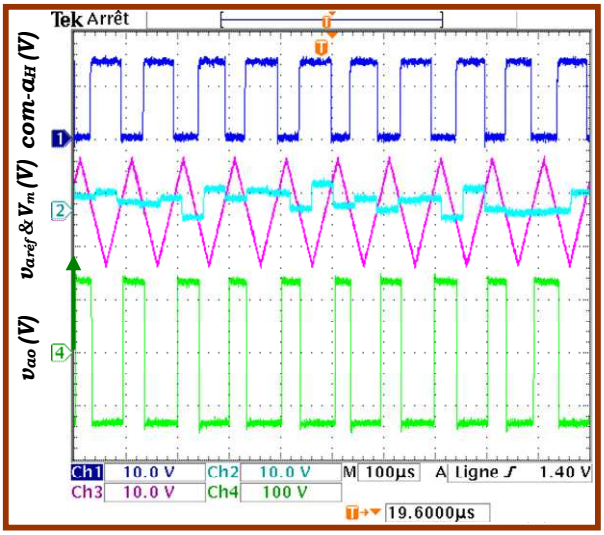


FIG. 5.42- *Signaux de la commande, de la référence comparée à la porteuse et de la tension de la phase 'a' de l'onduleur.*

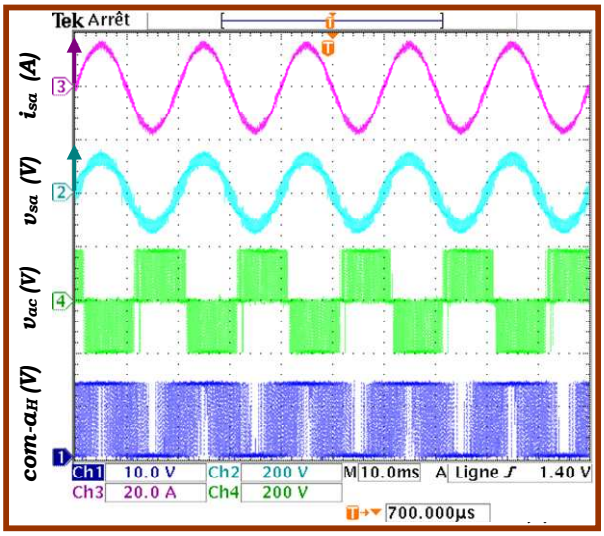
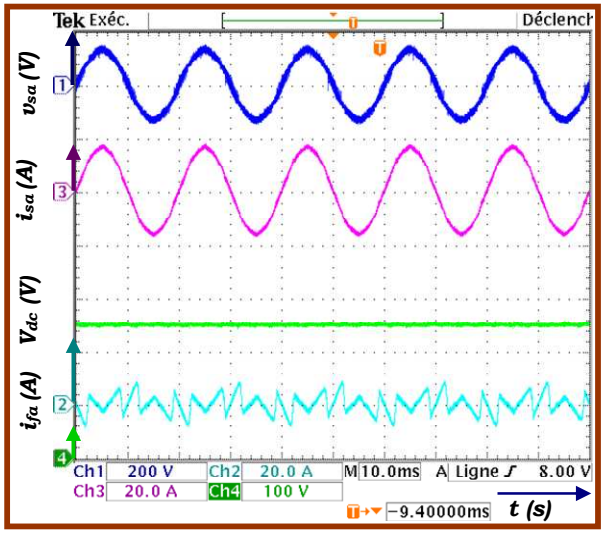


FIG.5.43- *Signaux du courant et de la tension de source, de la tension composée de l'onduleur et de la commande de l'IGBT haut.*

La figure 5.42 présente le signal de commande de l'IGBT haut de la phase-a ($com-a_H : 0 \div 15V, ch1$), la comparaison du signal de référence échantillonné de la phase-a ($v_{aréf} : 10V, ch2$) issu du CAN de la dSPACE et le signal de la porteuse triangulaire ($V_m : \pm 10V, ch3$) et la tension entre la phase-a et le point milieu des condensateurs du bus continu ($v_{ao} : \pm 141.4V, ch4$). La figure 5.43 illustre les allures du courant de la source de la phase-a ($i_{sa} : I_{sa} = 10.2A, ch3$), de la tension de source ($v_{sa} : V_{sa} = 100\,V, ch2$), de la tension composée à la sortie de l'onduleur ($v_{ac} : \pm V_{dc}, ch4$) et du signal de commande ($com-a_H : 0 \div 15V, ch1$).

[13] A cette fréquence d'échantillonnage et pour la fréquence de MLI choisie, le théorème de Shannon est vérifié.



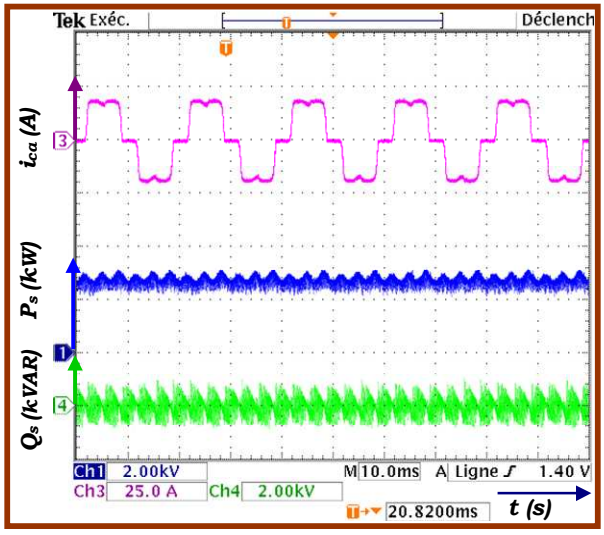


FIG. 5.44- *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant du filtre après filtrage.*

FIG. 5.45- *Signaux du courant de la charge, et des puissances active et réactive après filtrage.*

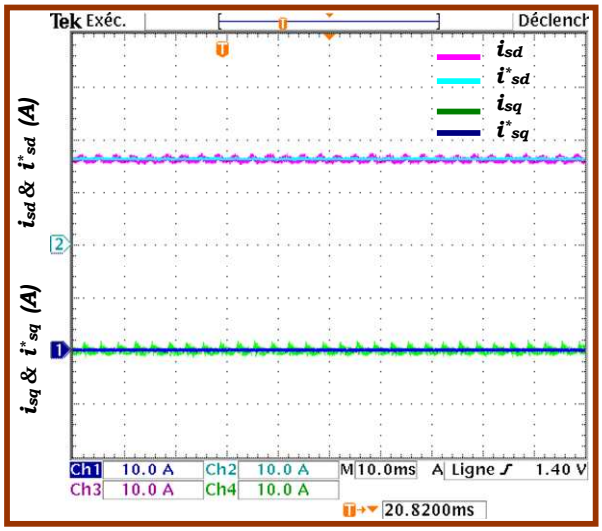


FIG. 5.46- *Signaux des composantes directe et indirecte du courant de la source, avec leurs références.*

Les signaux obtenus en régime permanent après la mise en service du SAPF prouve que ce dernier permet d'améliorer la qualité de l'énergie en rendant le courant de source quasi-sinusoïdal (Fig. 5.47) avec un taux de distorsion harmonique $THD_i = 2.2\%$ et de $THD_v = 2.6\%$ en ce qui concerne la tension (Fig. 5.48). Il compense aussi pratiquement toute la puissance réactive de la charge non linéaire, ce qui est démontré par les relevés du diagramme vectoriel de la figure 5.50 et du bilan des puissances sur la figure 5.51. Pendant ce régime, la tension du bus continu converge exactement vers sa référence $(V_{dcref} \approx 283V)$ et les régulateurs de courants dans le repère tournant les stabilisent aux références souhaitées (i^*_{sd}, i^*_{sq}).

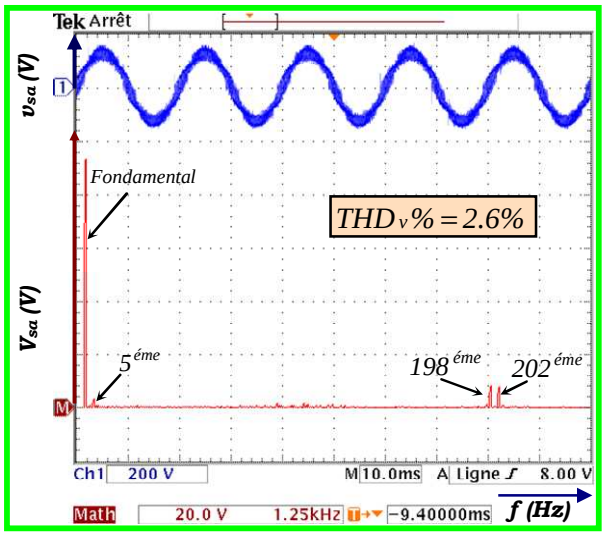


FIG. 5.47- *Analyse spectrale du signal de tension de la source après filtrage (phase-a).*

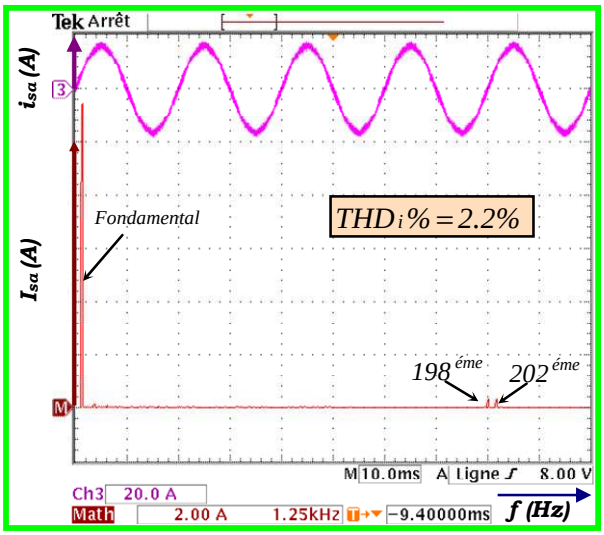


FIG. 5.48- *Analyse spectrale du courant de la source après filtrage (phase-a).*

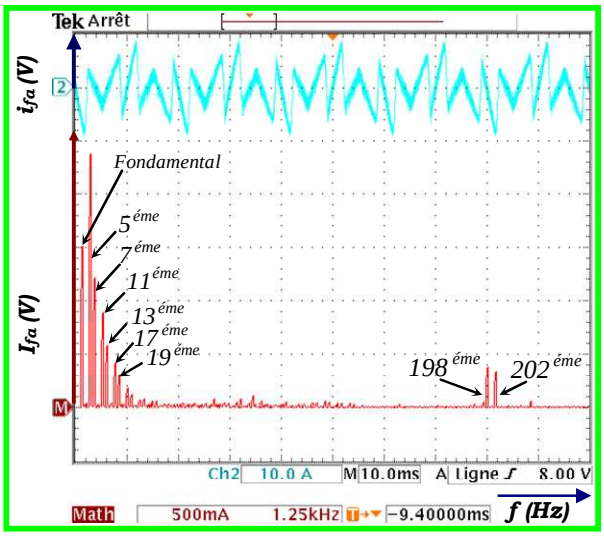


FIG. 5.49- *Analyse spectrale du courant de filtre.*

Tableau 5.3 : Valeurs des harmoniques relatives à leurs fréquences, correspondantes aux figures 5.44-46.

f (Hz)	50	250	350	550	650	850	950	1150	1250	4200	9900	10100
V_{sa} (V)	94.4	3.6	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	8.4	8
I_{sa} (A)	11.4	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	0.32	0.32
I_{fa} (A)	1.52	2.39	1.22	0.9	0.59	0.43	0.32	0.19	0.13	0.12	0.39	0.35

La commande en tension à fréquence de commutation fixe, avec un indice de modulation $(m=200)$, a introduit des harmoniques de rang $(m\pm 2)$ (Fig. 5.47-49) qui

pourront être éliminés par un filtrage analogique adéquat. Dans le tableau 5.3 les valeurs des harmoniques figurant dans les spectres des figures 5.47-49 sont récapitulées.

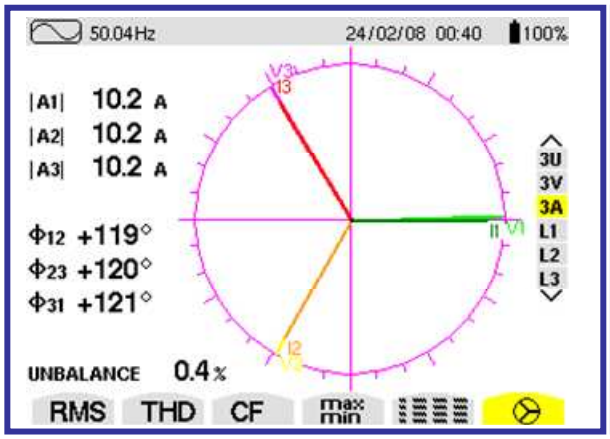


FIG. 5.50- *Diagramme vectoriel des tensions et des courants après filtrage.*

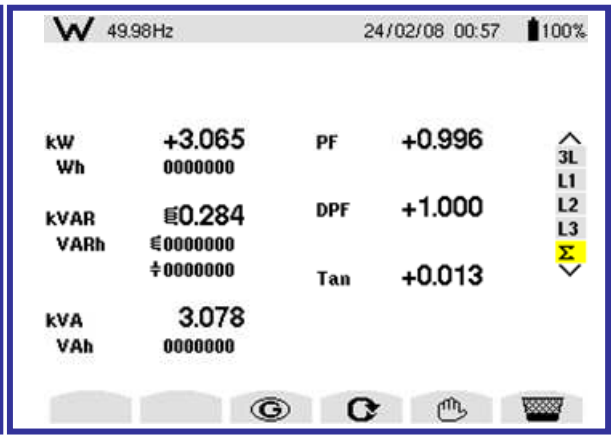


FIG. 5.51- *Caractéristiques et bilan des puissances de la source après filtrage.*

b. Fermeture du SAPF et variation de charge non linéaire

Les figures 5.52-54 rendent compte du comportement du SAPF lors des transitoires provoqués par la fermeture de ce dernier et l'augmentation de la charge non linéaire. En premier lieu, ces résultats sont en adéquation avec les données déjà obtenues par simulation. Ainsi, lors de la fermeture SAPF à l'instant $t_f = 80ms$, le courant de source (Fig. 5.52, Ch3) devient sinusoïdal après un transitoire d'une durée de $\Delta t = 0.02s$ inévitable mais qui n'excède pas une période du réseau. La tension du bus continu (Fig. 5.52, Ch4) se stabilise à sa valeur de référence,

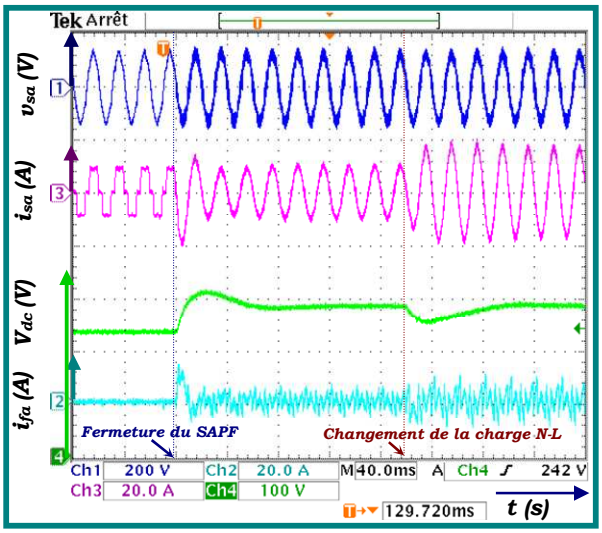


FIG. 5.52- *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant du filtre.*

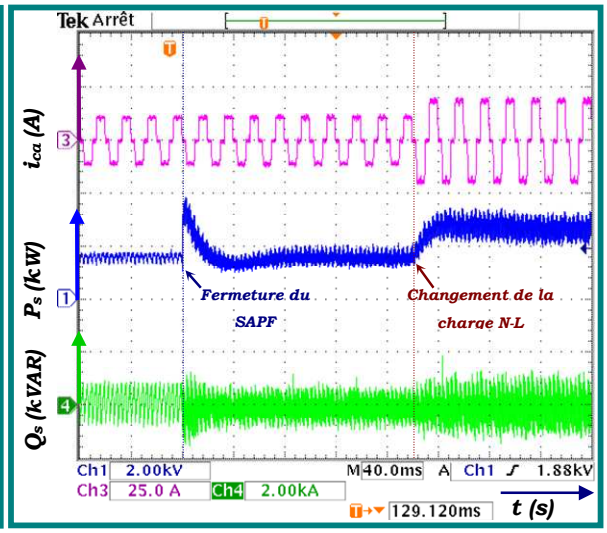


FIG. 5.53- *Signaux du courant de charge et des puissances active et réactive.*

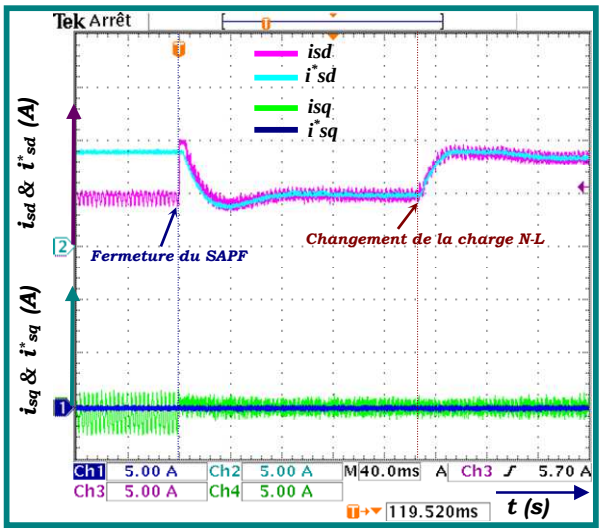


FIG. 5.54- *Signaux des courants : composantes directe et indirecte du courant de la source avec leurs références.*

supérieur à sa valeur initiale d'un pont redresseur PD3 à diodes, après 100ms en exigeant un appel instantané de puissance active (Fig. 5.52, Ch1) nécessaire à ce transitoire. Lorsque la tension du bus continu a atteint sa valeur de référence, la puissance active revient à son niveau initial correspondant au régime établi précédent. La puissance réactive moyenne reste nulle tout en gardant des oscillations à haute fréquence dues aux commutations des interrupteurs de puissance. Sur les relevés de la figure.5.54 il est à noter que la composante directe du courant converge instantanément vers sa référence, respectivement (i_{sd}, i_{sd}^*), ce qui confirme le choix de la fréquence de coupure dans la synthèse du correcteur (§5.2.2.2), la composante quadratique (i_{sq}) s'annule bien en suivant sa consigne (i_{sq}^*). De plus, lors du changement de la charge non-linéaire de 180 % à l'instant $t = 0.26\,s$, les résultats obtenus attestent de la robustesse de la commande. Ainsi, suite à cet impact de la charge, la tension du bus continu diminue de $\Delta V_{dc} = 12.5\%$, le courant de source augmente en conservant sa forme sinusoïdale sans aucune déformation remarquable et les composantes directe et indirecte de courant suivent exactement leurs références. Finalement, la puissance active s'adapte et évolue vers une nouvelle valeur correspondante à la charge imposée. La puissance réactive continue à osciller autour de zéro afin d'assurer une compensation du réactif.

c. Tensions de réseau déséquilibrées

Dans cette partie, le comportement expérimental du SAPF est évalué dans le cas d'un réseau déséquilibré en tension et alimentant une charge non linéaire. Le déséquilibre des tensions de source est obtenu en réalisant des chutes de tensions de $\Delta V/V = 15.5\%$ sur la phase(a) et de $\Delta V/V = 27\%$ sur la phase (c), alors que

la tension de la phase(b) est maintenue à son niveau initial. Le tableau 5.4 résume les valeurs efficaces des tensions et des courants au point (P.C.C.)[14]. La figure 5.55 présente les formes des signaux des tensions déséquilibrées triphasées avec des

Tableau 5.4 : Valeurs efficaces des tensions et des courants correspondantes au déséquilibre de la source d'alimentation.

Valeurs Efficaces	*Phase-a*	*Phase-b*	*Phase-c*
Tension (V)	***84.5***	***100***	***73***
Courant (A)	***8.9***	***10***	***7.3***

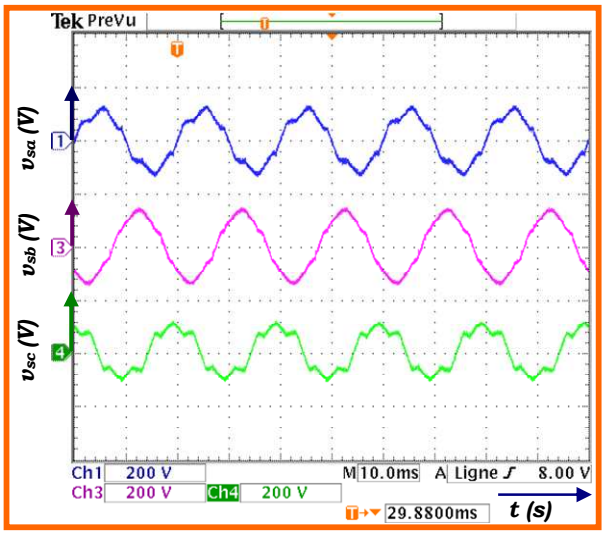


FIG. 5.55- *Signaux des tensions déséquilibrées de la source d'alimentation.*

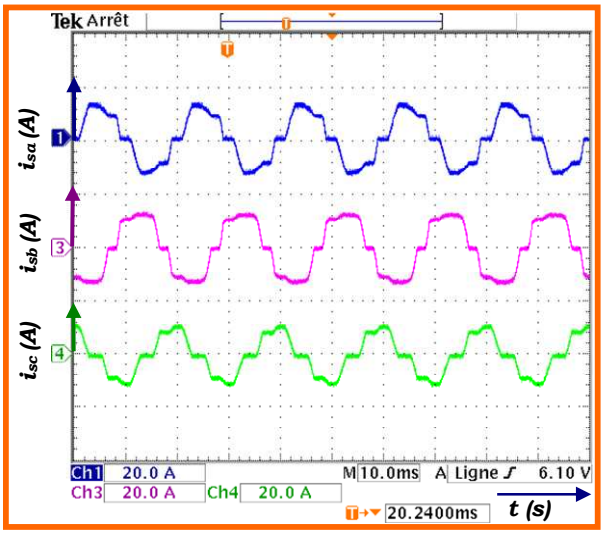


FIG. 5.56- *Signaux des courants de la source, dus au déséquilibre de la source.*

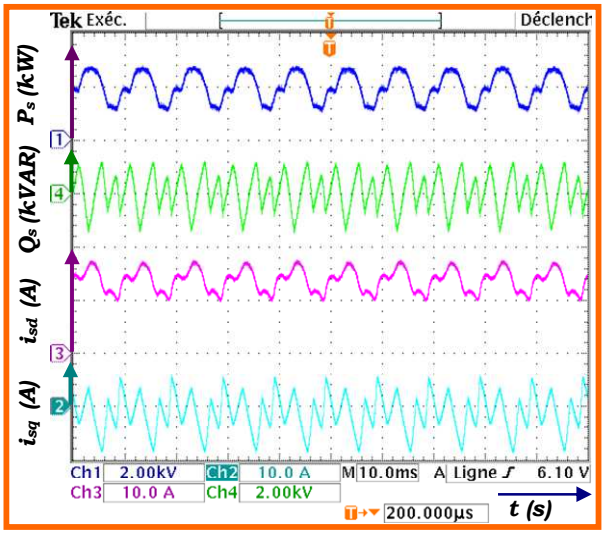


FIG. 5.57- *Signaux des puissances active et réactive, des composantes direct et indirect du courant de source avant filtrage.*

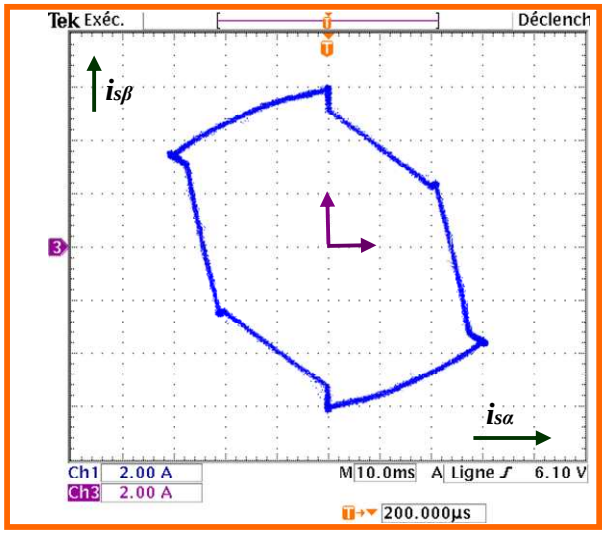
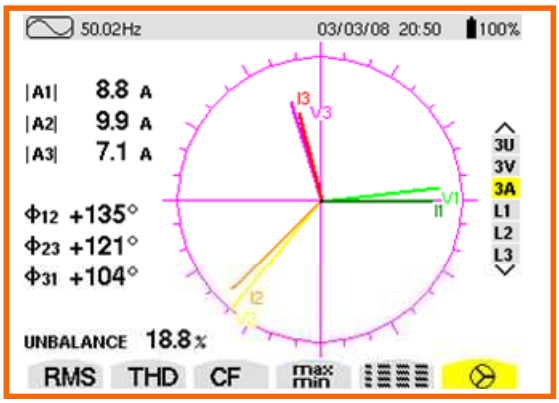


FIG. 5.58- *Forme du courant de source dans le repère(α,β) avant filtrage.*

[14] P.C.C. : Point Commun de Connexion du SAPF au réseau.

amplitudes et des formes différentes, ce qui conduit à un déséquilibre au niveau des courants (Fig. 5.56). Le pourcentage de déséquilibre en courant est d'environ *19%* comme il apparait sur le diagramme vectoriel de la figure 5.59. Le bilan des puissances sur chaque phase est indiqué sur les relevés le la figure 5.60.



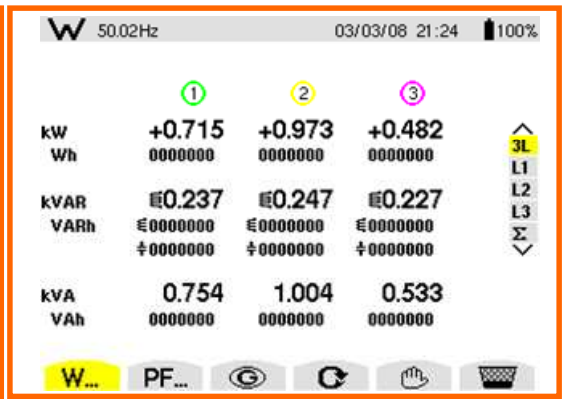


FIG. 5.59- *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de source avant filtrage.*

FIG. 5.60- *Bilan des puissances sur chaque phase avant filtrage.*

L'analyse spectrale des signaux des tensions de l'alimentation (Fig. 5.61) confirme bien leur déséquilibre et leur non linéarité. En effet, le spectre de la première et troisième phase présente une composante harmonique de rang 3 ainsi que des taux de distorsion harmonique élevés : $THD_{v1}\% = 13.8\%$, $THD_{v3}\% = 19.9\%$.

Cependant, la deuxième phase contient une légère déformation indiquée par la présence d'un harmonique de rang 5 ($V_{sb5} = 4.8V$) et un taux d'harmoniques global qui dépasse tout de même les normes $THD_{vb}\% = 6.5\%$.

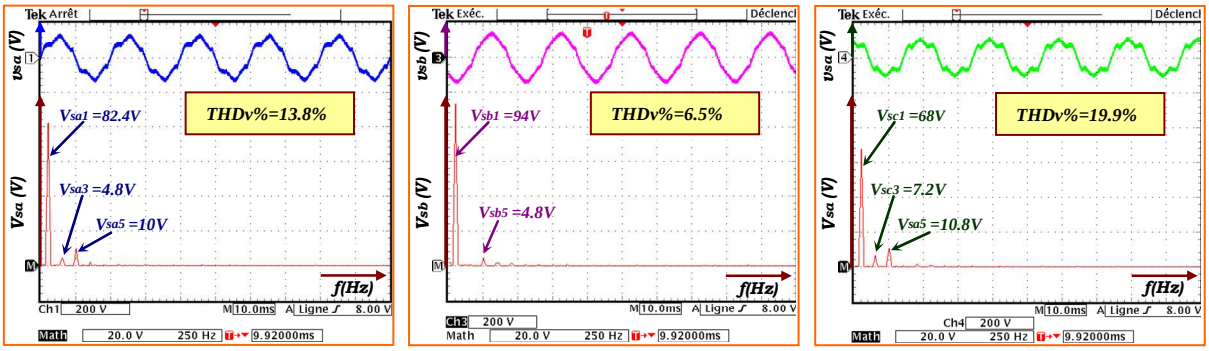


FIG. 5.61- *Analyse spectrale des tensions déséquilibrées de la source d'alimentation.*

Par conséquent, le déséquilibre des courants se traduit par la présence des harmoniques multiples de trois dans les spectres. Les courants contiennent aussi des harmoniques d'ordres impairs (5,7,11) et sont caractérisés par les taux de distorsion suivant : $THD_{ias}\% = 18.8\%$, $THD_{ibs}\% = 17.6\%$, $THD_{ics}\% = 25.3\%$ (Fig. 5.62).

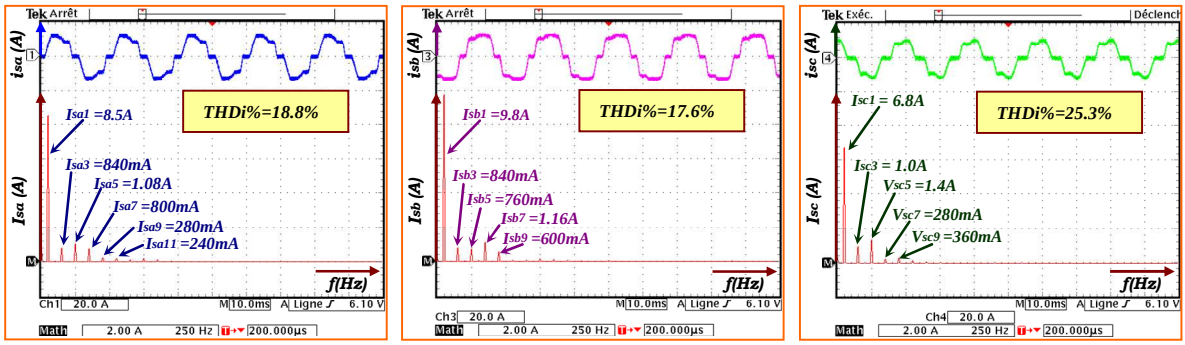


FIG. 5.62- *Analyse spectrale des courants de la source avec des tensions déséquilibrées.*

Les figures 5.63-72 présentent les résultats expérimentaux obtenus après la mise en service du SAPF, en appliquant une stratégie de commande en tension et pour le cas des tensions d'alimentation déséquilibrées. On constate que la commande impose des courants et des tensions de source sinusoïdaux (Fig. 5.63-64). Ce type de contrôle force les tensions à se rééquilibrer (Fig. 5.63) et ramène les taux d'harmonique globaux à une valeur maximale de 5.9% sur la phase (c). En ce qui concerne les courants le déséquilibre est fortement atténué (6,7% d'écart entre la phase (c) et les deux autres) et au niveau de la distorsion harmonique les performances du SAPF sont excellentes puisque les THD se situe à 2% (Fig. 5.71) après compensation. D'ailleurs, les spectres en courant sur les phases ne contiennent pratiquement que le fondamental et les harmoniques induits par les commutations et centrés autour de 10Khz.

Les courants délivrés par le SAPF, nécessaires à la compensation des harmoniques et au rééquilibrage du système des courants, sont illustrés sur la figure 5.65.

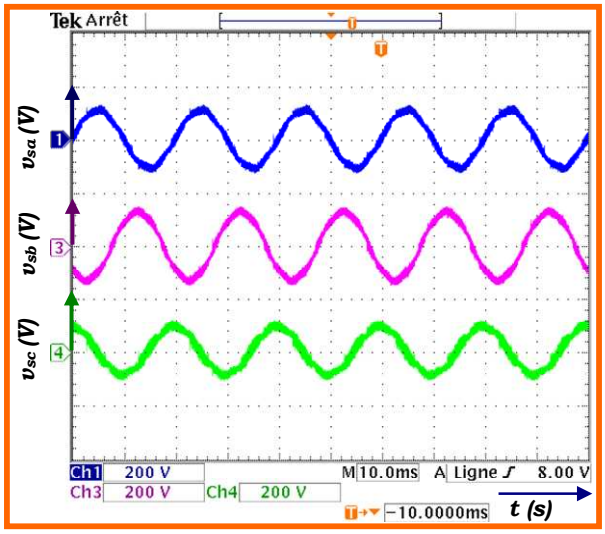


FIG.5.63- *Signaux des tensions de la source d'alimentation après filtrage.*

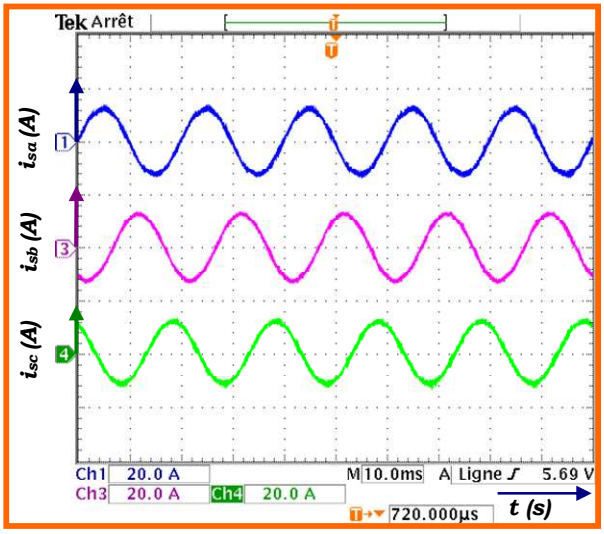


FIG.5.64- *Signaux des courants de la source après filtrage.*

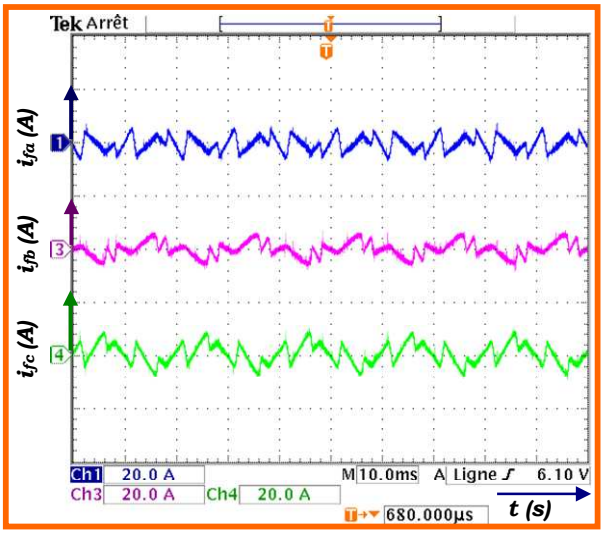


FIG. 5.65- *Signaux des courants générés par le filtre (SAPF).*

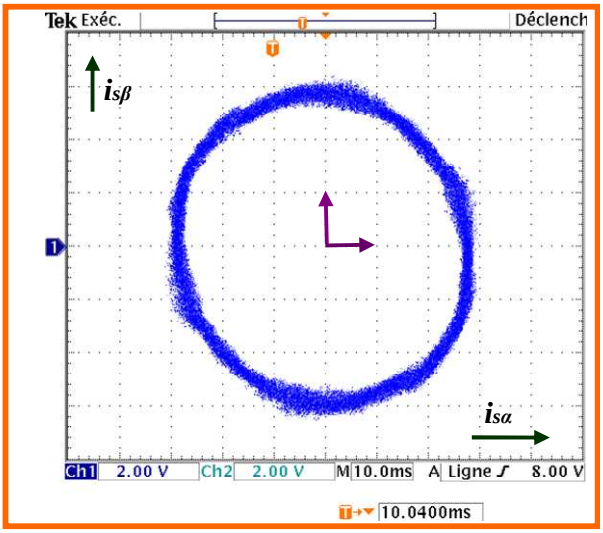


FIG. 5.66- *Forme du courant de source dans le repère(α,β) après filtrage .*

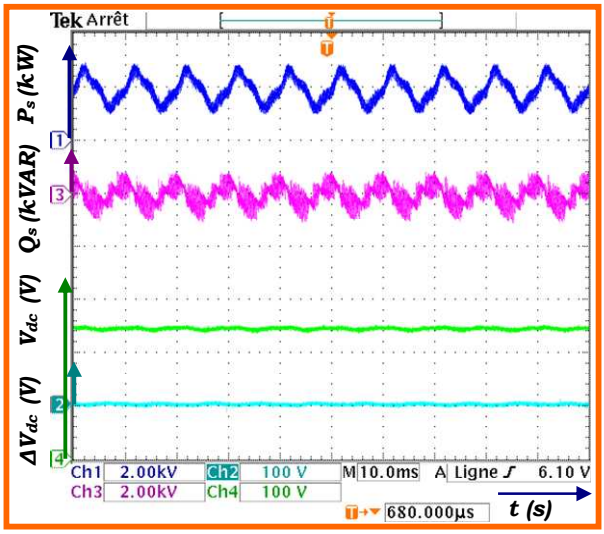


FIG.5.67- *Signaux des puissances active et réactive, de la tension du bus continu et de son erreur après filtrage.*

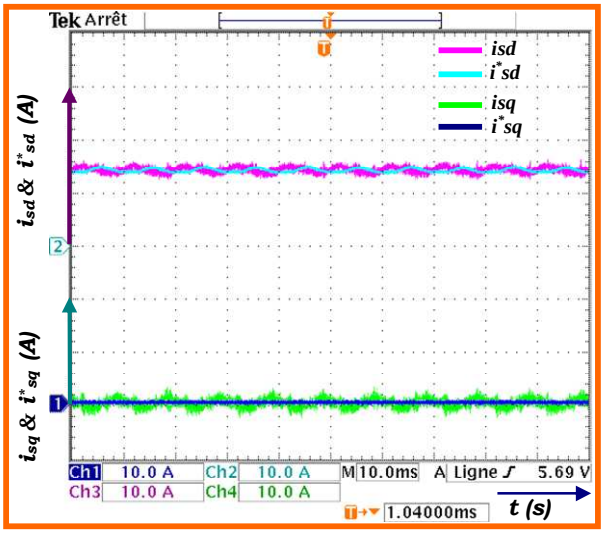


FIG. 5.68- *Signaux des composantes directe et indirecte du courant de la source et leurs références après filtrage.*

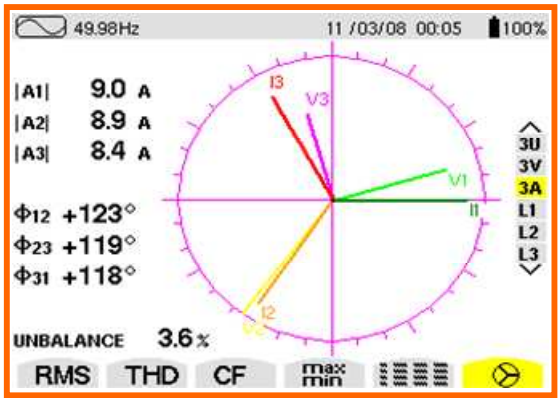


FIG. 5.69- *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de source après filtrage.*

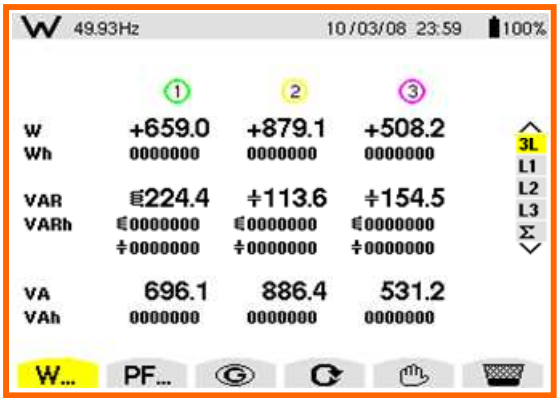


FIG. 5.70- *Bilan des puissances sur chaque phase après filtrage.*

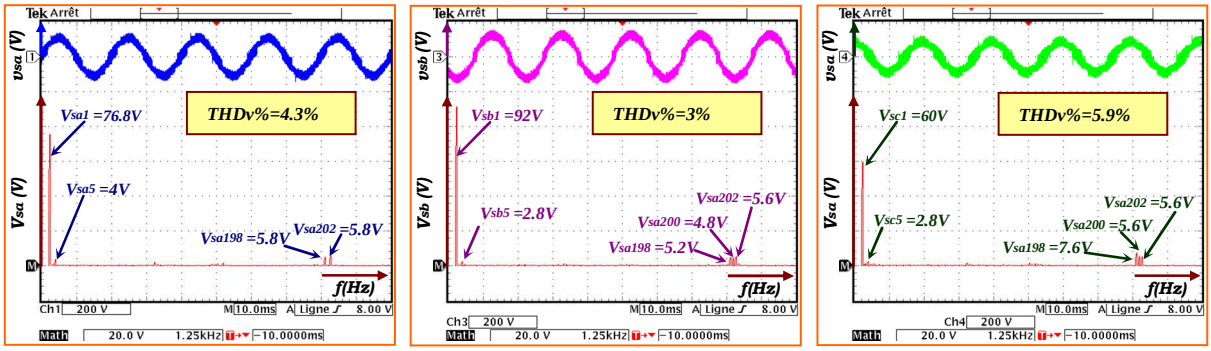


FIG. 5.71- *Analyse spectrale des tensions de la source d'alimentation après filtrage.*

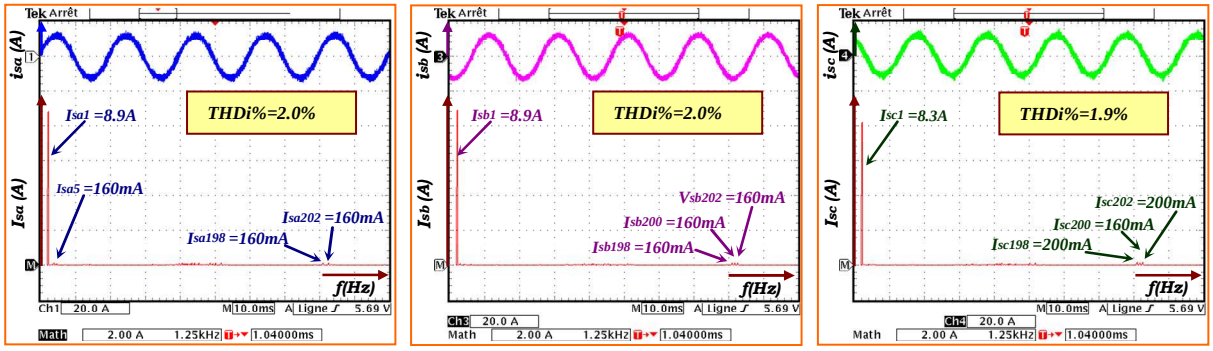


FIG. 5.72- *Analyse spectrale des courants de la source d'alimentation après filtrage.*

La tension du bus continu suit sa référence mais des ondulations à la fréquence de *100Hz* (Fig. 5.67) sont apparentes, ce qui prouve que le SAPF délivre bien des composantes inverses de courant qui sont par ailleurs absorbées par la charge. Cette fréquence se propage aussi sur la référence de la composante directe du courant (Fig. 5.68). En dernière analyse, il est remarquable que la puissance active n'est pas constante et oscille elle aussi à *100 Hz* autour de sa valeur moyenne. Il en va de même pour la puissance réactive qui fluctue à une fréquence de *100 Hz* autour d'une valeur moyenne nulle et prend donc des valeurs positives et négatives. Le diagramme vectoriel (Fig. 5.69) du système triphasé est en corrélation avec le bilan des puissances de la figure 5.70. Il est visible sur ces deux figures que le SAPF ne parvient pas à compenser parfaitement le réactif contrairement à son action bénéfique sur le rééquilibrage des tensions et des courants ainsi que sur la dépollution harmonique.

d. Déséquilibre de la charge non linéaire

La structure du dispositif expérimental est exposée sur la figure 5.73, où l'interrupteur $k=0$ indique l'ouverture de la deuxième phase. Par conséquent, la charge responsable du déséquilibre devient un pont redresseur monophasé à diodes relié entre la phase1 et la phase 3 du réseau de distribution. La plate-forme expérimentale conserve les mêmes paramètres que précédemment sauf que la

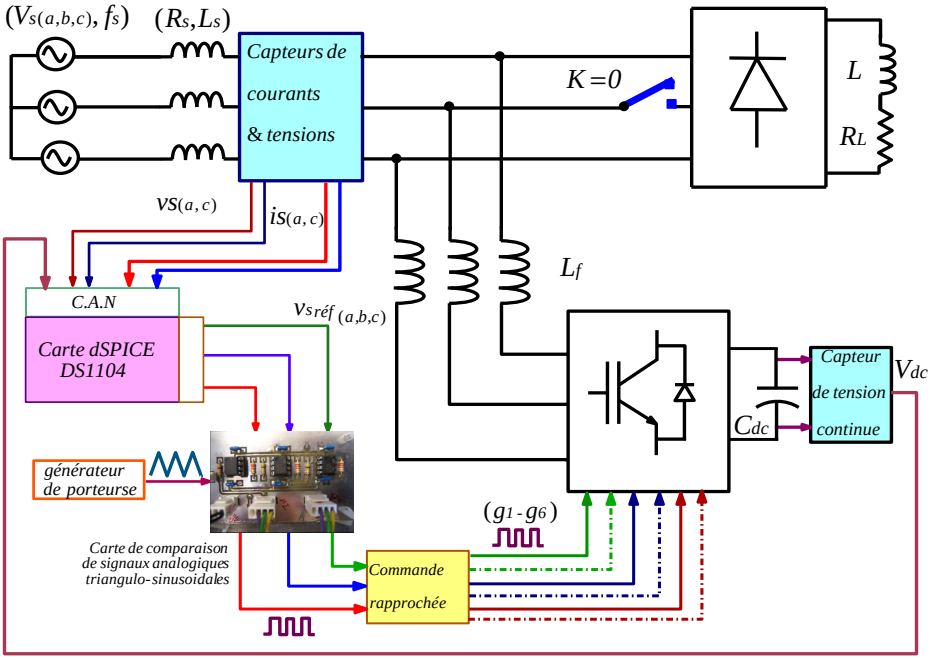


FIG. 5.73- *Schéma du montage expérimental pour une charge non linéaire déséquilibrée.*

valeur de l'inductance de la charge non-linéaire a été augmentée ($L=1mH \rightarrow 19.37mH$). L'alimentation d'un tel type de charge est considérée comme l'un des cas de déséquilibre le plus défavorable. Elle provoque une dégradation de la qualité des tensions du côté réseau ($THDv_a\%=3.4\%, THDv_c\%=3.8\%$) (Fig. 5.74, 5.80) et génère des courants en opposition de phase (Fig. 5.75 et 5.77) avec des taux de distordions globaux $THDi_a\%=THDi_c\%=12.5\%$ (Fig. 5.80). La figure 5.76 montre les allures des courants dans le repère (d, q) et la figure 5.78 le bilan des puissances active, réactive et apparente pour les trois phases du réseau.

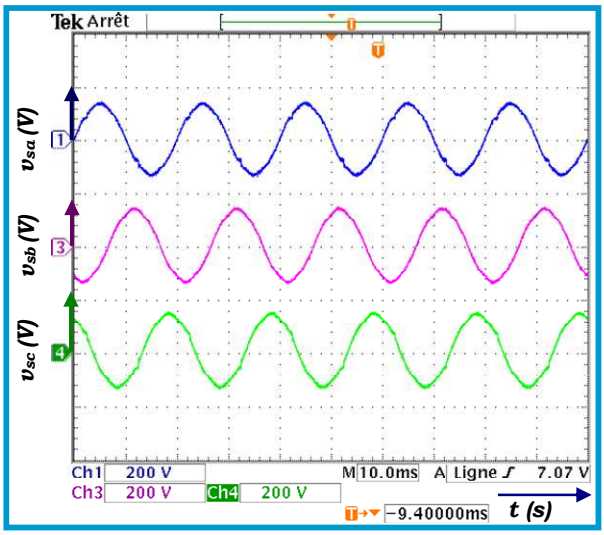


FIG. 5.74- *Signaux des tensions de la source, avant filtrage, pour le cas du déséquilibre de la charge non linéaire (k=0).*

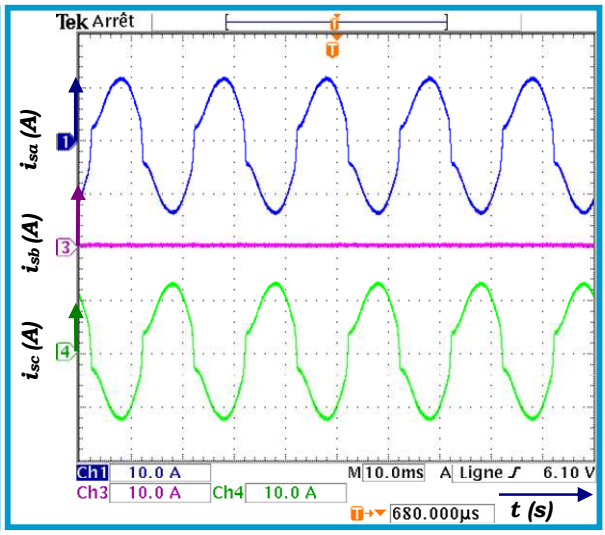


FIG. 5.75- *Signaux des courants de la source pour une charge déséquilibrée avant filtrage.*

D'après les résultats du diagramme vectoriel (Fig 5.77) obtenus avec l'analyseur de réseau, il s'avère que la phase-a a un comportement inductif alors que pour la phase-b il est capacitif. De plus, les spectres des courants (Fig. 5.80) confirment le déséquilibre par la présence des harmoniques multiple de trois.

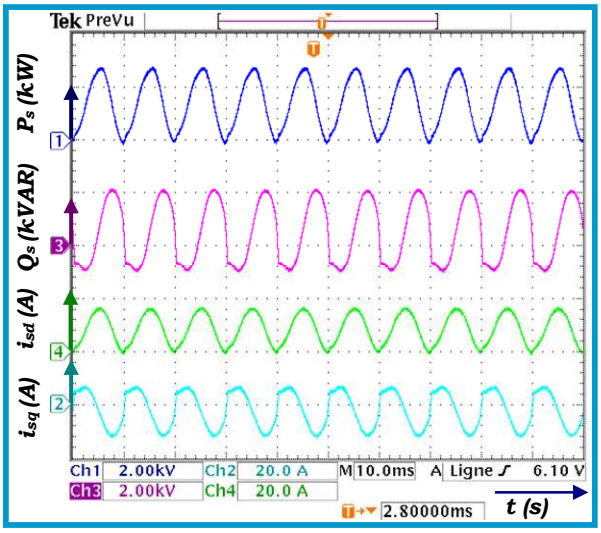


FIG. 5.76- *Signaux des puissances active, réactive et des courants de source direct, indirect avant compensation.*

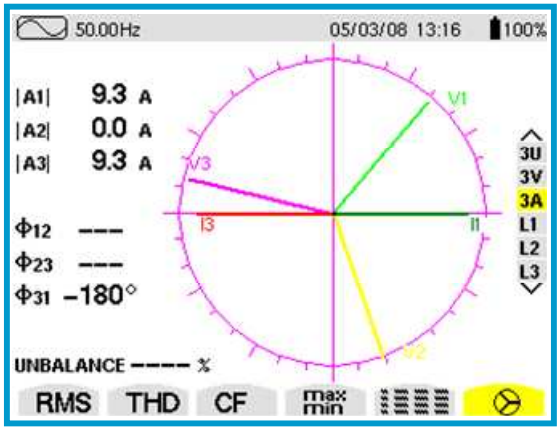


FIG. 5.77- *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la source pour le cas de déséquilibre de la charge non linéaire.*

FIG. 5.78- *Bilan des puissances sur chaque phase avant filtrage.*

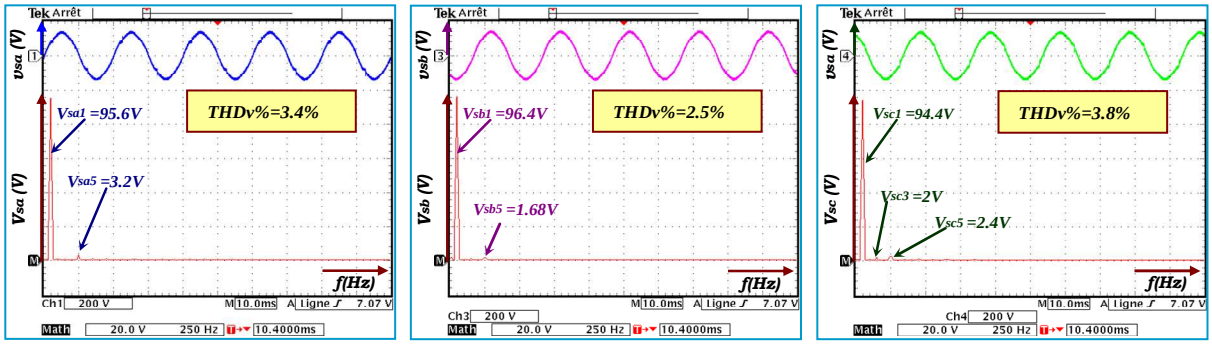


FIG. 5.79- *Analyse spectrale des tensions de la source d'alimentation avant filtrage.*

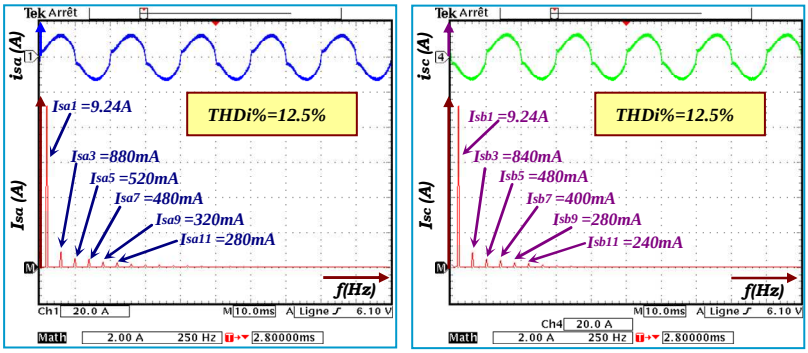


FIG. 5.80- *Analyse spectrale des courants de la source d'alimentation avant filtrage.*

Les relevés expérimentaux correspondants à la compensation du déséquilibre en courant sont reportés sur les graphiques des figures 5.81-89. Après la mise en service du SAPF, les tensions du réseau deviennent quasi-sinusoïdales (Fig. 5.81) et équilibrées $(Déséquilibre(\%) \approx 0.1\%)$, avec un taux de distorsion global $THDv\% = 2.8\%$ (Fig. 5.88) pour les trois phases inférieur aux tolérances des normes. La contribution du filtre actif garantit un équilibre acceptable des courants de source $(Déséquilibre(\%) \approx 5.2\%)$ (Fig.5.89) avec une allure sinusoïdale et en phase avec les tensions du réseau (Fig. 5.82). Les spectres de la figure 5.89 témoignent de la qualité du filtrage puisque le taux de distorsion global a nettement diminué et atteint à présent $THDi\% = 3.9\%$. La figure.5.83 illustre les formes d'ondes des courants fournis par le SAPF $(i_{f(a,b,c)})$, ils contiennent les composantes symétriques inverses des courants responsables du déséquilibre ainsi qu'un système direct de courants constitué des courants réactifs.

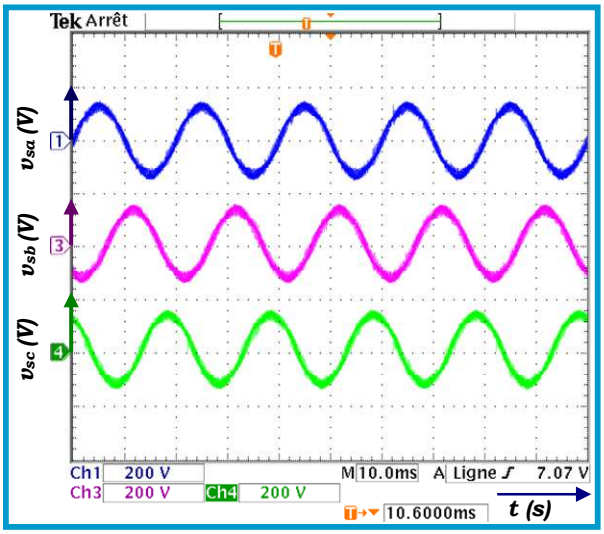


FIG. 5.81- *Signaux des tensions de la source d'alimentation après filtrage.*

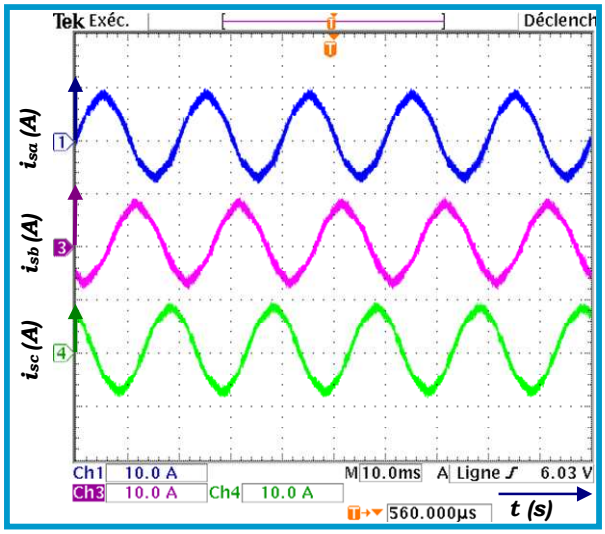


FIG. 5.82- *Signaux des courants de la source d'alimentation après filtrage.*

Il est à noter que les courants fournis par le filtre atteignent des valeurs comparables aux courants consommés par la charge polluante. Dans ce cas, le filtre actif et la charge ont alors des puissances du même ordre de grandeur. Sur la figure 5.85, on observe également des fluctuations à *100Hz* de la tension du bus continu (V_{dc}), qui sont issues de la puissance fluctuante à la même fréquence générée par le système inverse des courants du filtre.

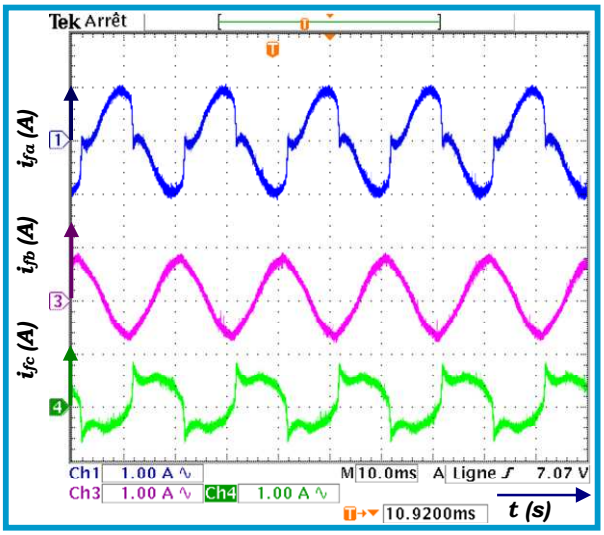


FIG. 5.83- *Formes des courants générés par le filtre (SAPF), pour le cas d'une charge non linéaire déséquilibrée (k=0)*

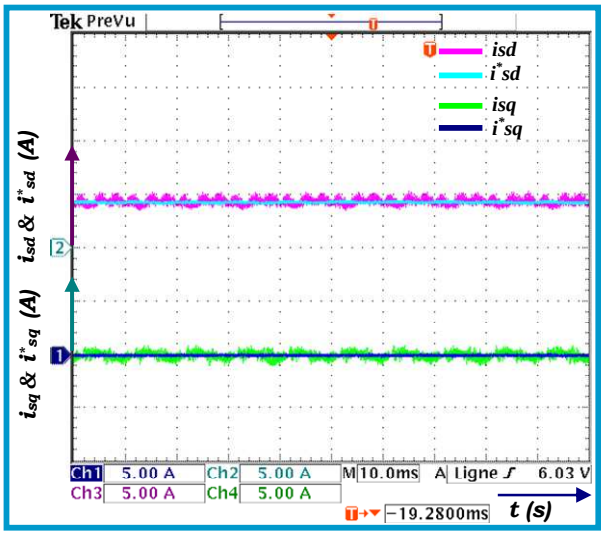


FIG. 5.84- *Signaux des composantes directe et indirecte du courant de la source et leurs références.*

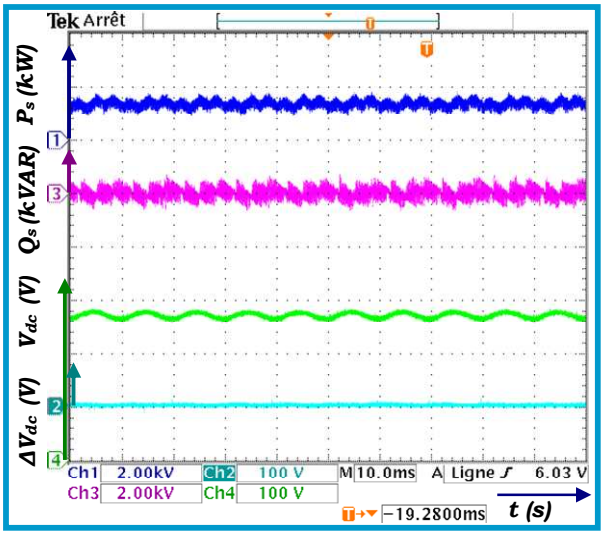


FIG. 5.85- *Signaux des puissances active et réactive, de la tension du bus continu et son erreur après filtrage.*

Dans cette configuration la stabilité des correcteurs est également vérifiée sur la figure 5.84, puisque les courants, direct et inverse, suivent exactement leurs références. La compensation du réactif par le SAPF est bien effective car la puissance réactive de la source se révèle quasiment nulle (Fig. 5.85), cette dernière

ne délivre que de la puissance active. Ces aspects sont confirmés par les relevés de l'analyseur de réseau exposé sur la figure 5.87.

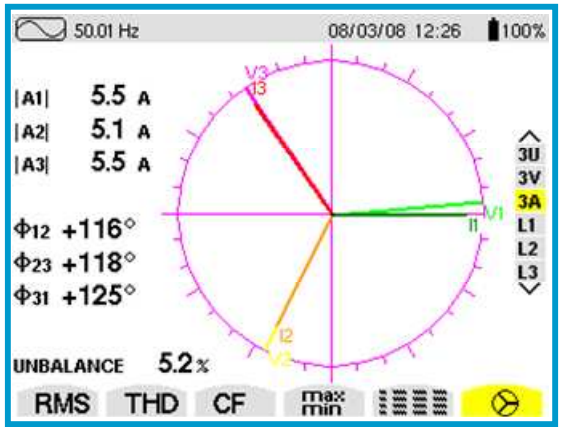


FIG. 5.86- *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la source après filtrage.*

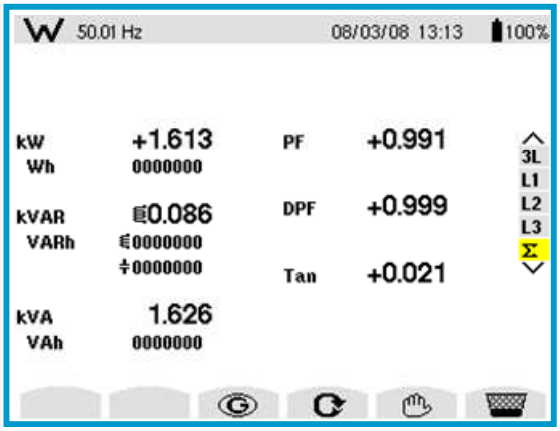


FIG. 5.87- *Caractéristiques et bilan des puissances de la source après filtrage.*

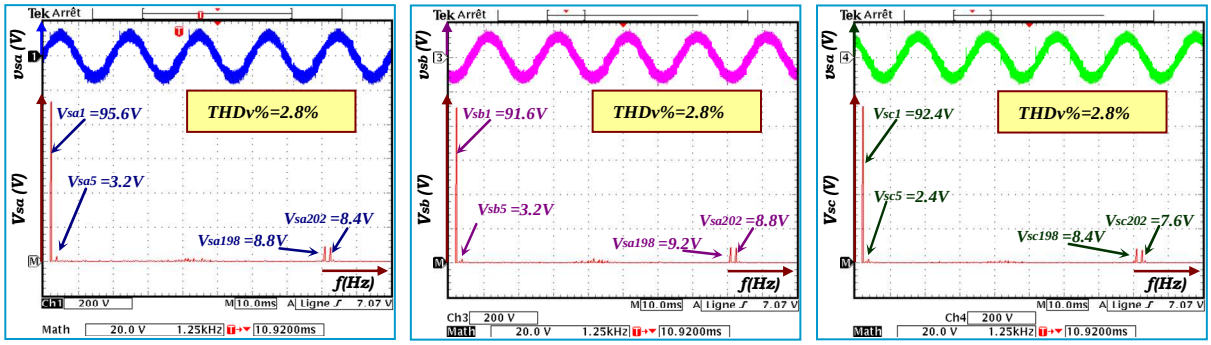


FIG. 5.88- *Analyse spectrale des tensions de la source d'alimentation après filtrage.*

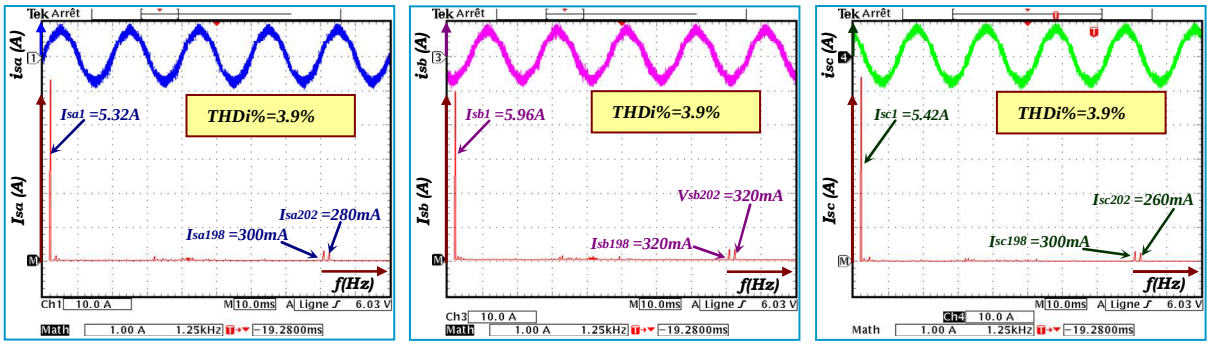


FIG.5.89- *Analyse spectrale des courants de la source d'alimentation après filtrage.*

e. Effet du filtre de raccordement de deuxième ordre type-LC

Tout au long de notre étude le filtre en sortie de l'onduleur est du type premier ordre purement inductif (§ 3.1.2), maintenant dans cette partie l'effet d'un filtre de deuxième ordre type-LC sur la qualité des signaux est évalué de façon expérimentale. Les avantages et inconvénients de ce type de filtre sont examinés pour une fréquence de commutation fixe ($f_m = 10kHz$). Pour cela trois condensateurs

(C_f) montés en étoile sont disposés à la sortie du filtre inductif, comme il est indiqué sur la figure 3.14, en série avec des résistances d'amortissements (R_{af}). La valeur des capacités est choisie en fixant la pulsation propre du filtre à une décade et demie au dessous de la fréquence de commutation. Le tableau 5.5 résume les caractéristiques de la capacité et des résistances d'amortissements utilisées pour l'expérimentation lors de cet essai.

Tableau 5.5 : Caractéristiques du condensateur du filtre(LC) et des résistances d'amortissement.

Capacité (C_f)	*50µF ± 10%, 300V, 50Hz*
Résistances de puissance(R_{af})	*-R_{af1} : 10Ω, 200W* *-R_{af2} : 4.7Ω, 200W* *-R_{af3} : 0.47Ω, 200W*

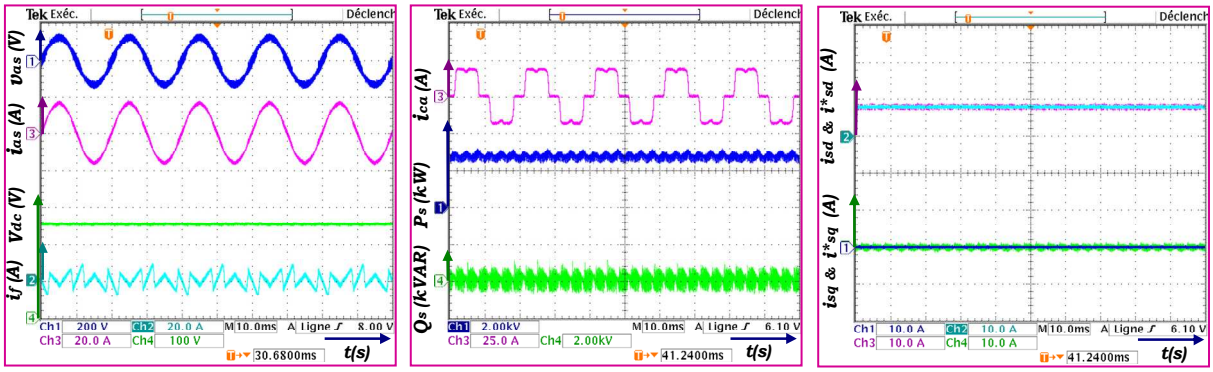
Les résultats obtenus avec cet essai sont illustrés sur la figure 5.90. L'introduction d'un filtre LC amorti avec une résistance (R_{af1}) améliore la qualité de la tension du réseau et des puissances (Fig. 5.90-2) comparativement au cas d'un filtre type L (Fig. 5.90-1), en atténuant les harmoniques de la HF (198éme ,202éme harmoniques). Le filtre de deuxième ordre et l'amortissant avec (R_{af2}) assurent un meilleur filtrage et l'élimination des harmoniques de la HF sur le courant de source (Fig. 5.90-3). Cependant, une légère perte au niveau de la commandabilité du courant du filtre est perceptible et se traduit par un début de déformation du courant illustrée sur la figure 5.90-3(g). Par contre sur figure 5.90-4, un sérieux problème de résonance est mis en évidence lors de la diminution importante (division par 10 par rapport à R_{af2}) de la résistance d'amortissement jusqu'à R_{af3}. Afin d'expliquer ce phénomène nous pouvons dire qu'avec cette structure du circuit et sachant que l'impédance totale (Z_{CC}) au point PCC est l'équivalente à trois impédances connectées en parallèle, de la source (Z_s), de l'inductance de couplage au réseau (Z_{Lf}) et de la capacité du filtrage (Z_{Cf}) [19 Dew], nous pouvons écrire :

$$\frac{1}{Z_{CC}} = \frac{1}{R_s + s\,L_s} + \frac{1}{s\,L_f} + s\,C_f \qquad (5.19)$$

Cette impédance introduit une résonance parallèle dans le circuit à la fréquence :

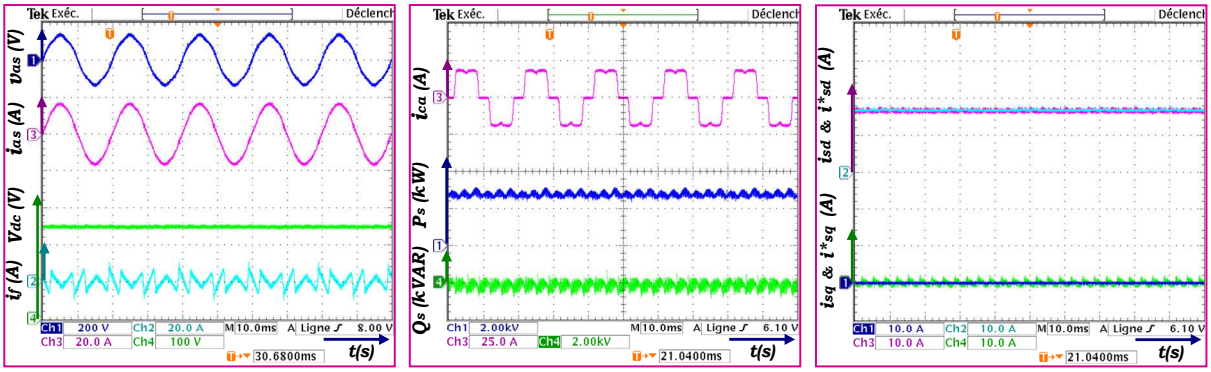
$$\omega_r = 2\pi\, f_r = \frac{1}{\sqrt{L_{cc}\,C_f}} \quad avec \quad L_{cc} = \frac{L_s L_f}{L_s + L_f} \qquad (5.20)$$

Pratiquement, une résonance se produit à une fréquence d'ordre 29(Fig. 5.90-4-e-f).



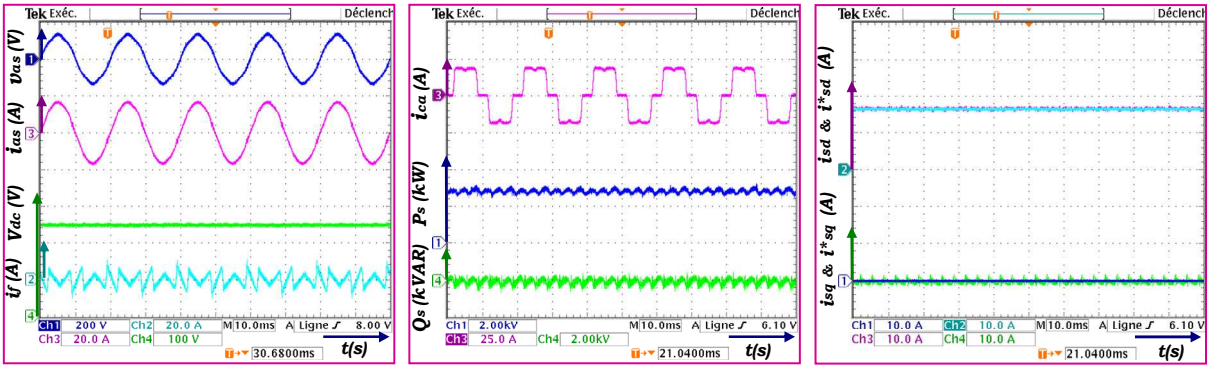
(a) (b) (c)

(1- Avec un filtre de raccordement type L.)



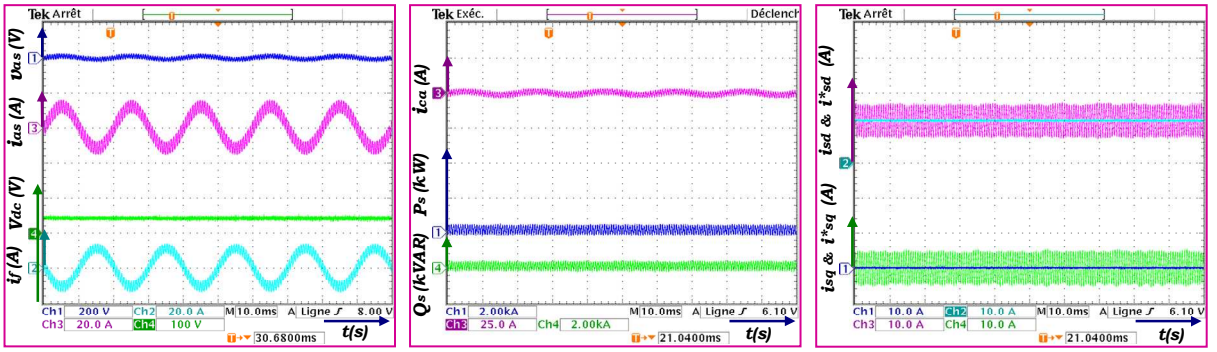
(a) (b) (c)

(2- Avec un filtre de raccordement type-LC amortit avec R_{af1}.)



(a) (b) (c)

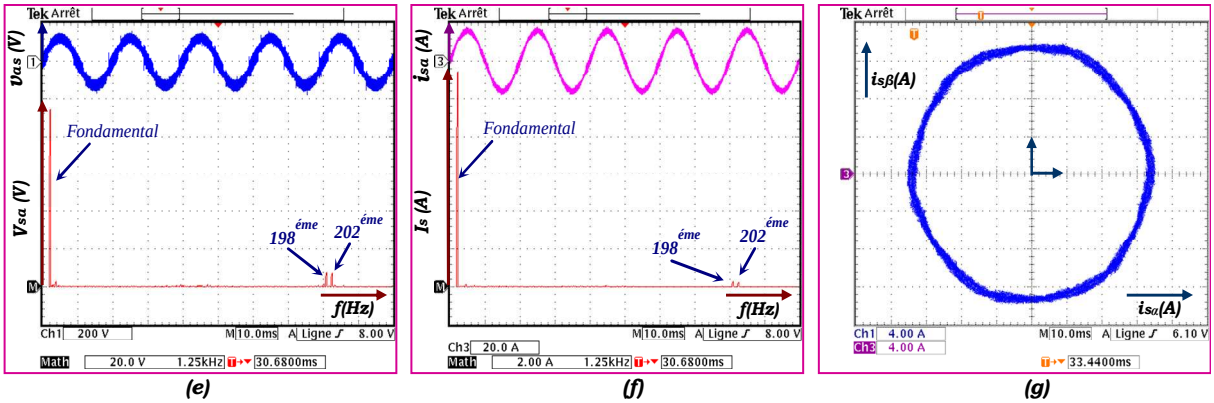
(3- Avec un filtre de raccordement type-LC amorti avec R_{af2}.)



(a) (b) (c)

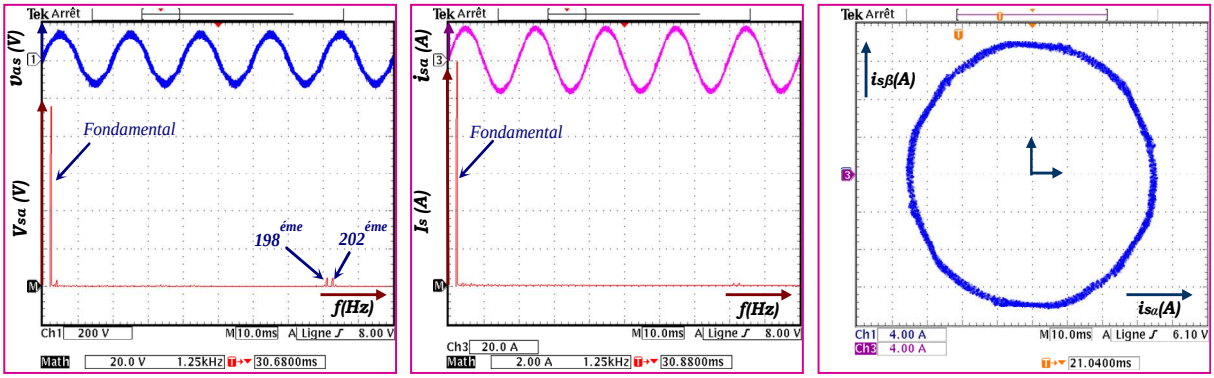
(4- Avec un filtre de raccordement type- LC amorti avec R_{af3}.)

suite



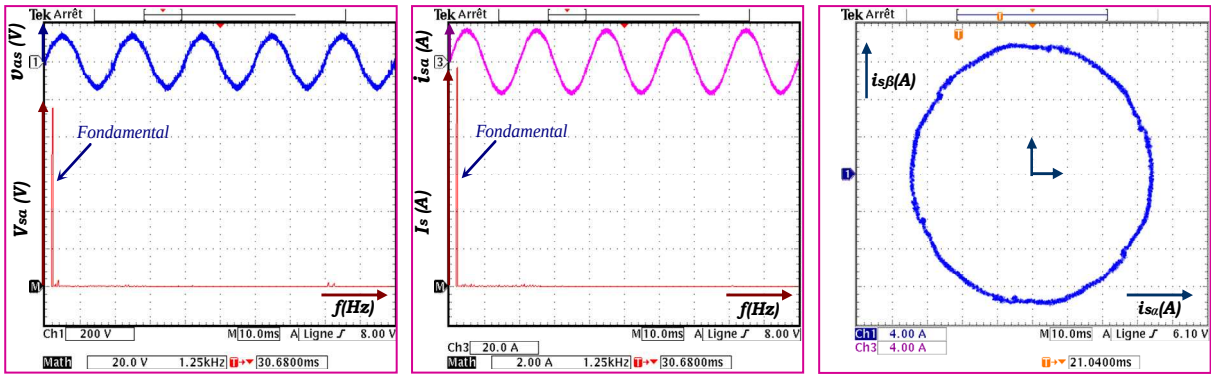
(e) (f) (g)

(1- Avec un filtre de raccordement type L.)



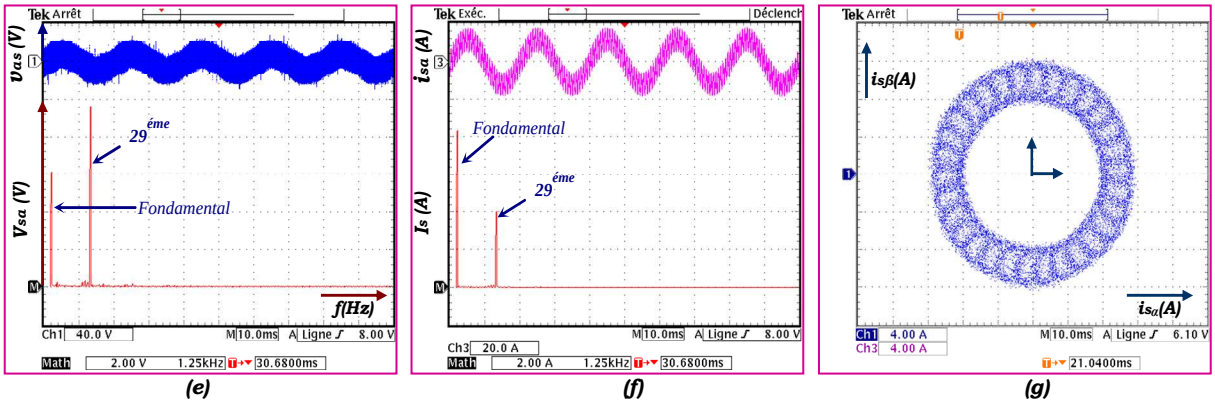
(e) (f) (g)

(2- Avec un filtre de raccordement type-LC amorti avec R_{af1}.)



(e) (f) (g)

(3- Avec un filtre de raccordement type- LC amorti avec R_{af2}.)



(e) (f) (g)

(4- Avec un filtre de raccordement type-LC amorti avec R_{af3}.)

FIG. 5.90- *Résultats expérimentaux dans le cas d'un filtre type-LC avec l'impact de l'amortissement.*

Par conséquent, la présence d'une faible valeur de courant à cette fréquence de résonance est amplifiée de façon conséquente et engendre un niveau de tension critique ainsi que l'instabilité du système global. Les effets de ce phénomène de résonance présentent donc des risques pour les équipements dans ce type d'installation. Si la charge polluante ou le réseau injectent des harmoniques proches de la fréquence de résonance, ceux-ci sont la source de surtensions qui peuvent perturber ou endommager les équipements connectés sur ce réseau, mais également entraîner la destruction des condensateurs de compensation de l'énergie réactive par surcharge thermique [20 Dew].

f. Effet du changement de la tension de référence du bus continu (Vdc_{ref})

Dans cet essai c'est l'effet du niveau de la valeur de la tension du bus continu (V_{dc}) et donc de l'énergie stockée sur la qualité des signaux qui est analysé. La même stratégie de commande en tension et les mêmes conditions que lors de l'essai en régime permanent $(PD3\text{-}(R_{L2}\text{-}L), V_s = 100V,\ f_m = 10\,kHz, T_e = 4.2e-5s)$ sont maintenus. Dans ce cadre, nous avons choisi cinq valeurs pour la tension de référence, une valeur inférieure, $V_{dcref} = 250\,V$, à la valeur optimale $V_{dcref} = 282.84V$ et quatre valeurs supérieures respectivement: $300V,\ 350V,\ 400V\ et\ 450V$. Les résultats obtenus pour chaque valeur de tension sont illustrés sur la figure 5.91. Ils montrent que lorsqu'on prend une tension du bus continu inférieure à la valeur optimale, des oscillations sont observables sur la composante directe du courant de source (i_{sd}) ce qui provoque l'augmentation des taux de distorsions de la tension $THD_v\% = 3.5\%$ et du courant $THD_i\% = 3.88\%$. Par contre, pour la valeur de la tension $V_{dc^{ref}} = 300V$, proche de la valeur optimale, la qualité du courant de source s'améliore $(THD_i\% = 2.898\%)$ alors que celle de la tension se dégrade légèrement $(THD_v\% = 3.8\%)$. En poursuivant l'augmentation de la tension du bus continu $(350V \rightarrow 450V)$, le taux de distorsion de la tension s'accroit jusqu'à $THD_v\% = 8.38\%$ suite à une apparition d'une série d'harmoniques sur une bande de fréquence comprise entre $3.8kHz\ et\ 6.25kHz$ au niveau du courant de filtre $(i_{f(a,b,c)})$. Ce phénomène entraine une répercussion aussi sur la qualité du courant de source $(THD_i\% = 5.737\%\ pour\ V_{dcréf} = 450V)$, de l'énergie réactive et de la puissance active. Ces constatations à partir des résultats expérimentaux confirment les données de simulations obtenues dans l'étude théorique déjà effectuée sur le changement du niveau de la tension V_{dc} (§.3.1.1.2-b).

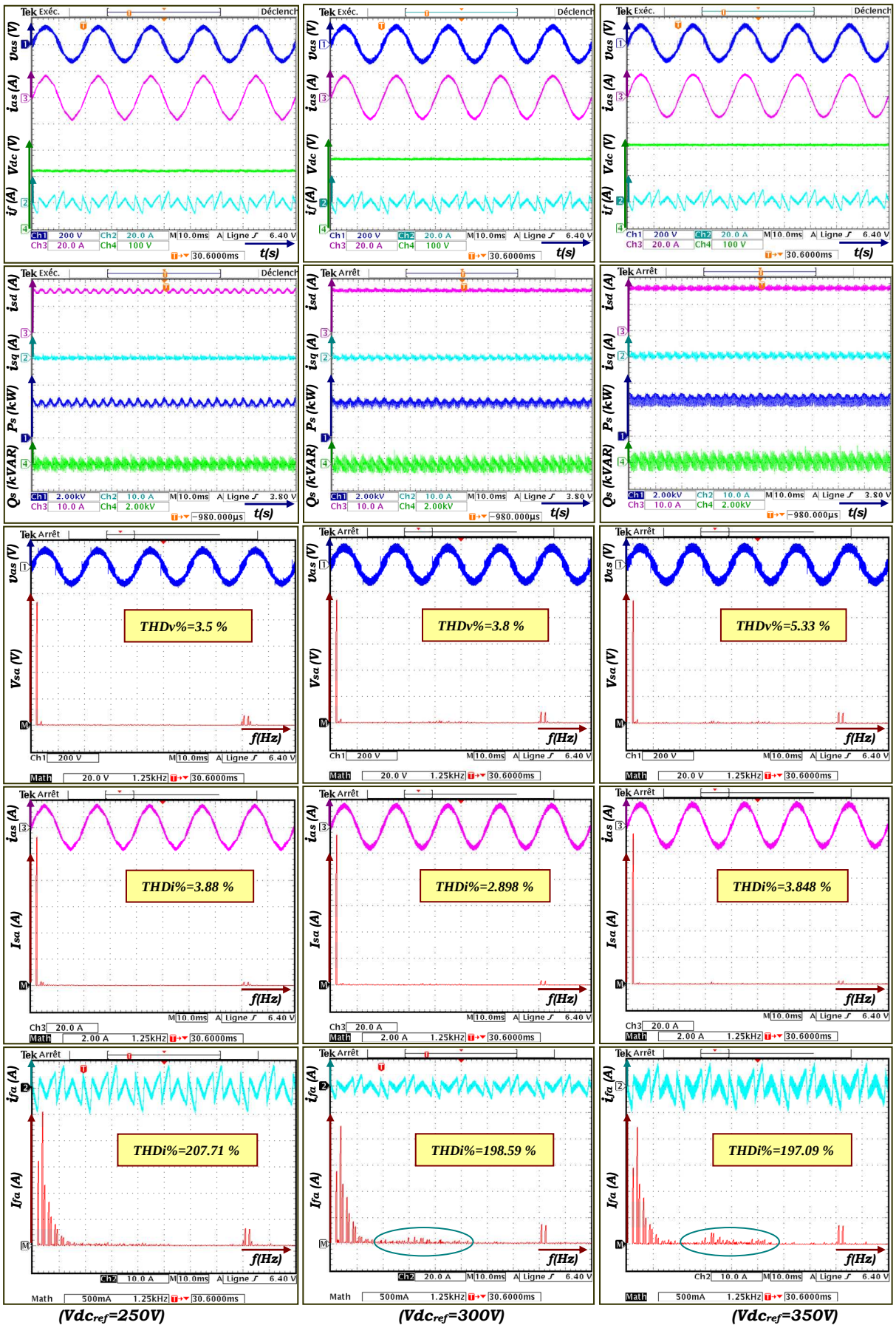


FIG. 5.91- *Résultats expérimentaux pour différents niveau de la tension* $V_{dc_{ref}}$.

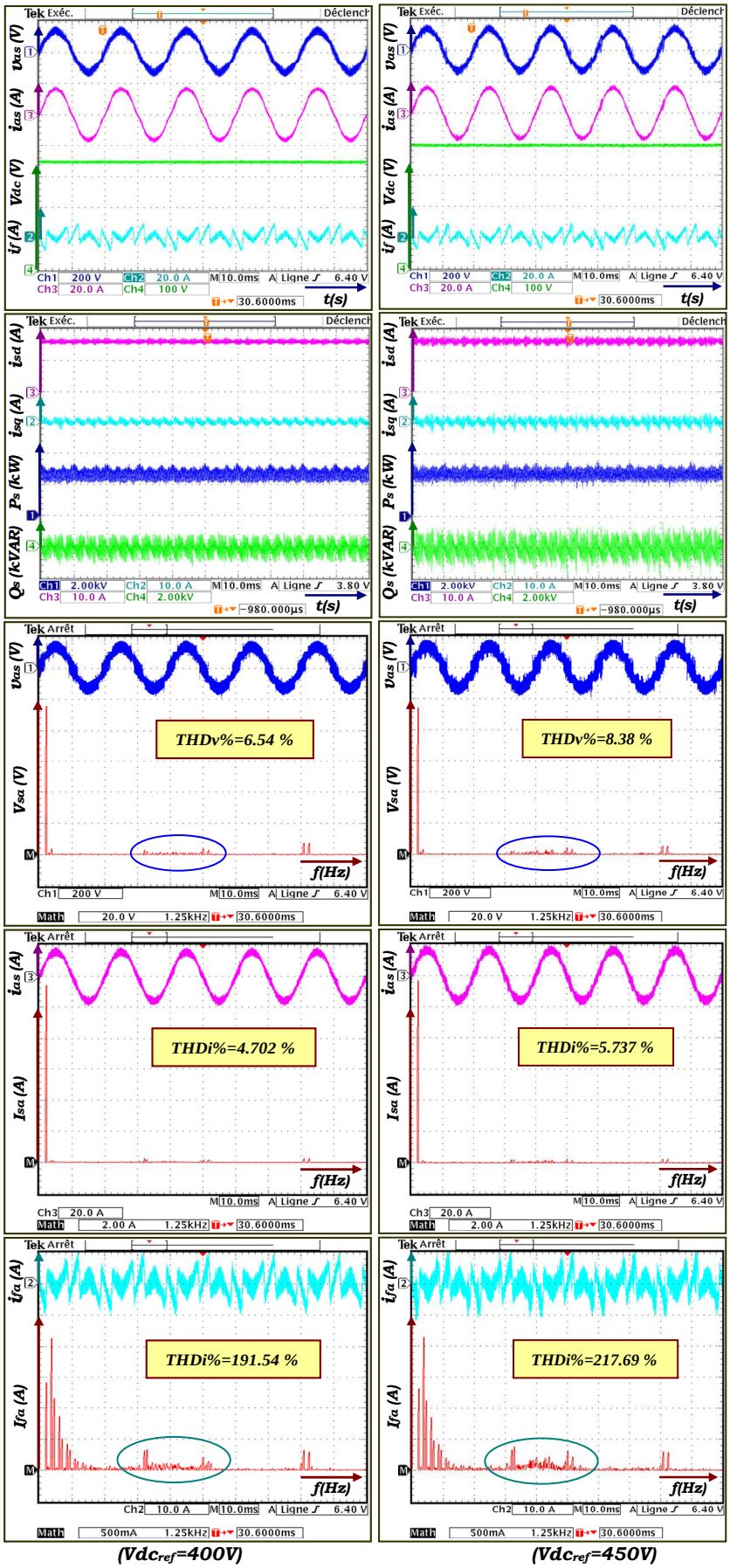


FIG. 5.91(suite)- *Résultats expérimentaux pour différents niveau de la tension* $V_{dc_{ref}}$.

5.2.4 Conclusion

En appliquant une stratégie de commande en tension développée dans cette deuxième partie du chapitre, les résultats de simulation ont été validés expérimentalement aussi bien pour le régime permanent que pour les différents régimes transitoires : fermeture du SAPF ou modification de la charge non linéaire., Avec cette technique de commande, où la fréquence de commutation est fixe, le SAPF a présenté de très bonnes performances dynamiques au niveau du temps de réponse ou en statique avec des taux de distorsions très acceptables $(THD_v\% = 2.6\%, THD_i\% = 2.2\%)$.

De plus, le fonctionnement du SAPF sous des tensions de réseau déséquilibrées, a permis de constater que la commande impose des courants et des tensions de source sinusoïdaux avec des taux de déséquilibre en courant fortement atténué $(18.8\% \rightarrow 3.6\%)$. Dans cette configuration les performances du SAPF sont excellentes puisque les taux de distorsion des courants de source qui sont compris entre $THD_i\% = 17.6\%\ et\ THD_i\% = 25.3\%$ avant compensation se réduisent à $THD_i\% = 2\%$ après compensation. L'utilisation du SAPF pour une charge déséquilibre de type PD2, permet de rééquilibrer les tensions d'alimentation $(Déséquilibre(\%) \approx 0.1\%)$ et d'imposer un taux d'harmonique inférieur aux normes $(THD_v\% = 2.8\%)$. De même, le SAPF garantit un équilibre des courants de source $(Déséquilibre(\%) \approx 5.2\%)$, d'allures sinusoïdales et en phase avec les tensions réseau, ils présentent alors des taux de distorsions très acceptables $THDi = 3.9\%$ $(THD_i\% = 12.5\%\ avant\ compensation)$.L'introduction d'un filtre type-LC amorti à la sortie du SAPF améliore la qualité des signaux grâce à l'élimination de la composante HF surtout au niveau de la tension au point de raccordement. Cependant, le fait d'insérer un élément capacitif dans la structure introduit des phénomènes de résonance qui risque de provoquer de graves dommages au cas où des courants harmoniques injectés par la charge non linéaire ou provenant du réseau apparaissent dans la plage de fréquence concernée. A ce niveau, la solution usuelle consiste à amortir de façon conséquente le filtre LC ou de rejeter ce phénomène au travers de la commande dans une stratégie de rejet de perturbation [20]. Au final, avec l'essai de l'impact de l'augmentation du niveau de la tension du bus continu (V_{dc}) sur la qualité du filtrage, nous amène à conclure qu'elle introduit une dégradation de la qualité des signaux de source (tensions et courants) et que notre analyse théorique sur le dimensionnement se confirme parfaitement et valide

le choix d'une valeur optimale pour V_{dc} puisque le SAPF présente les meilleures performances pour celle-ci.

5.3 Etude du contrôle direct de puissance du SAPF (D.P.C.)

Le principe du contrôle direct a été proposé à la référence [21 Tak] et il a été développé plus tard dans de nombreuses applications. Le but était d'éliminer le bloc de modulation et les boucles internes en les remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de références et les mesures.

La première application développée visait le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle est connue sous la dénomination de Contrôle Direct de Couple (*D.T.C*)[15] . Dans ce cas, le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sont contrôlés sans aucun bloc de modulation [22 Man][23 Att]. Par la suite, une technique similaire de commande en puissance (*D.P.C.*) était proposée par [24 Nog] pour une application de contrôle des redresseurs connectés au réseau. Dans ce cas, les grandeurs contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées [25 Lop] [26 Ohn].

Avec la D.P.C. il n'y a pas de boucle de régulation en courant ni d'élément de modulation MLI, car les états de commutation de l'onduleur, pour chaque période d'échantillonnage, sont sélectionnés à partir d'une table de commutations, basée sur l'erreur instantanée entre les valeurs de références et celles mesurées ou estimées des puissances active et réactive, et la position angulaire du vecteur de tension de source. Généralement avec cette stratégie de commande, la tension du bus continu est régulée pour un contrôle de la puissance active et le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est obtenu en imposant la puissance réactive à une valeur nulle.

5.3.1 Etat de l'art de la technique D.P.C.

L'idée de la D.P.C. a été proposée par Ohnishi [26 Ohn]. Pour la première fois, il a utilisé les valeurs des puissances active et réactive comme variables de commande au lieu des courants triphasés instantanés. Premièrement, il a établi une relation proportionnelle entre les valeurs des puissances instantanées et les courants exprimés dans le référentiel tournant (d,q), pour un fonctionnement sinusoïdal équilibré. Puisque la tension de l'onduleur est liée aux dérivés temporelles des

[15] D.T.C. : Direct Torque Control en anglais

courants, il y a une relation entre cette première injectée par l'onduleur et les dérivées instantanées des puissances active et réactive. Donc, les tensions de références pour le module MLI sont obtenues à partir des signes des erreurs des puissances actives et réactives. Cependant, parce que cette technique de commande utilise toujours l'élément de module MLI, elle n'était pas considérée comme une commande directe. Cependant, l'idée d'Ohnishi constitue la base du principe de la D.P.C..Le terme 'Direct Power Control' ou D.P.C. a été utilisé pour la première fois par Nogushi, *et al* dans [24 Nog]. Cette méthode est basée sur la sélection du vecteur tension à partir d'une table de commutation, relativement aux erreurs des puissances active et réactive, ainsi qu'à la position angulaire du vecteur tension de source. Ainsi le choix de l'état optimum de commutation est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être limitée dans une bande à hystérésis de largeur $(2\,HB_{ps})$ et de même pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur $(2\,HB_{qs})$. Pour améliorer les performances, les auteurs ont proposé de diviser l'espace vectoriel en douze secteurs afin de déterminer ensuite la position du vecteur de la tension de source.

L'inconvénient majeur de la D.P.C. réside dans sa fréquence de commutation variable qui dépend principalement de la fréquence d'échantillonnage, de la structure de table de commutation, des paramètres du système, des valeurs de référence des puissances active et réactive, des bandes d'hystérésis et finalement de l'état des interrupteurs de l'onduleur. Cela introduit par conséquent une large bande d'harmoniques dans le courant de source. Donc, pour que les performances restent acceptables, la valeur de la fréquence d'échantillonnage doit être augmentée et la valeur de l'inductance du filtre (L_f) bien sélectionnée pour une bonne atténuation des oscillations de courant. Néanmoins, une grande valeur d'inductance introduit une accroissement des pertes, des dimensions, du poids, du coût et réduit la dynamique du système [27 Lar], [28 Aml].

Les problèmes mentionnés ci-dessus peuvent être éliminés en évitant les contrôleurs à hystérésis et en introduisant une modulation vectorielle (*SVM*)[16] dans la stratégie de commande[29 Cic]-[33 Mal]. De plus, les capteurs de tension de ligne peuvent être remplacés par un estimateur de Flux Virtuel (*VF*), qui présente des avantages techniques et économiques pour le système comme : la simplification du montage, la fiabilité, l'isolement galvanique et la réduction du coût. Dans ce cas, les comparateurs d'hystérésis et la table de commutation sont remplacés par des

[16] SVM :abréviation en Anglais de Space Vector Modulator.

régulateurs PI linéaires et une commande SVM. Dans ce cas, les performances dépendent fortement du réglage des régulateurs PI. Pour remédier à cet inconvénient principal, Rodriguez *et Al* ont proposé une nouvelle stratégie D.P.C. prédictive [34 Rod], [35 Cor]. Cette dernière, a été présentée dans leurs travaux pour le contrôle des convertisseurs AC/DC/AC fait appel à une stratégie de commande qui minimise une fonction coût et qui représente le comportement désiré du convertisseur. Les futures valeurs des courants et des puissances sont prédites en utilisant un modèle temporel discret. Les puissances active et réactive sont directement contrôlées en sélectionnant l'état de commutation optimal. Les avantages principaux de cette stratégie consistent dans l'absence de régulateurs (PI) pour le courant, de transformation de repères, de modulation MLI. Restrepo *et al* ont conduit un travail similaire dans lequel la fonction qualité minimise les erreurs des puissances active et réactive [36 Res], [37 Res]. Les approches prédictives ont été aussi employées pour surmonter le problème de la fréquence de commutation variable rencontrée avec la commande D.P.C. [38 Ant]. Plusieurs auteurs ont adopté ce concept pour la topologie des convertisseurs multi-niveaux connectés aux différents types de charges, mais il y a peu d'application de la D.P.C. aux systèmes VSC[17] connectés aux réseaux. Ces techniques prédictives proposées sont aussi désignées par l'acronyme P-DPC. Malheureusement, ces méthodes exigent des calculs complexes et leurs performances sont très sensibles aux paramètres du système. D'autres auteurs ont proposé des algorithmes sur la commande prédictive du courant liés aux exigences de la puissance contrôlée, mais ces travaux présentent des fréquences de commutations variables [28 Aml], [39 Ned]. Dans de récents travaux, les auteurs ont modifié la table de commutation pour un contrôle optimal des puissances active et réactive en intégrant la logique floue [40 Bou], [41 Bou]. Il est à noter que la majorité des travaux utilisant la commande D.P.C. est appliquée aux redresseurs à absorption sinusoïdales et peu de recherches visent les structures de SAPF [42 Rac]-[45 Cha].

5.3.2 Stratégie du contrôle direct de puissance du SAPF

La stratégie de commande DPC appliquée au SAPF est illustrée sur le synoptique de la figure.5.92. Elle consiste à sélectionner l'état approprié à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs, qui sont limitées par une bande d'hystérésis, présentes dans les puissances active et réactive.

Deux aspects importants garantissent un fonctionnement viable du système :

[17] VSC : abréviation en Anglais de Voltage Source Converter.

- Une exacte détermination exacte des états de commutation.
- Une estimation rapide et précise des puissances active et réactive.

5.3.2.1 Calcul des puissances instantanées

Basée sur la mesure des tensions et courants de source, les puissances active et réactive instantanées peuvent être calculées par les expressions :

$$p_s(t)=v_{sa}\cdot i_{sa}+v_{sb}\cdot i_{sb}+v_{sc}\cdot i_{sc} \tag{5.21}$$

$$q_s(t)=\frac{1}{\sqrt{3}}\left[(v_{sa}-v_{sb})\cdot i_{sc}+(v_{sb}-v_{sc})\cdot i_{sa}+(v_{sc}-v_{sa})\cdot i_{sb}\right] \tag{5.22}$$

Toutefois, le nombre des capteurs requis augmente le coût et réduit la fiabilité du système. Par conséquent, afin d'estimer correctement la puissance et en même temps de réduire le nombre de capteurs de tension, Noguchi propose l'utilisation d'un estimateur du vecteur tension [24 Nog].

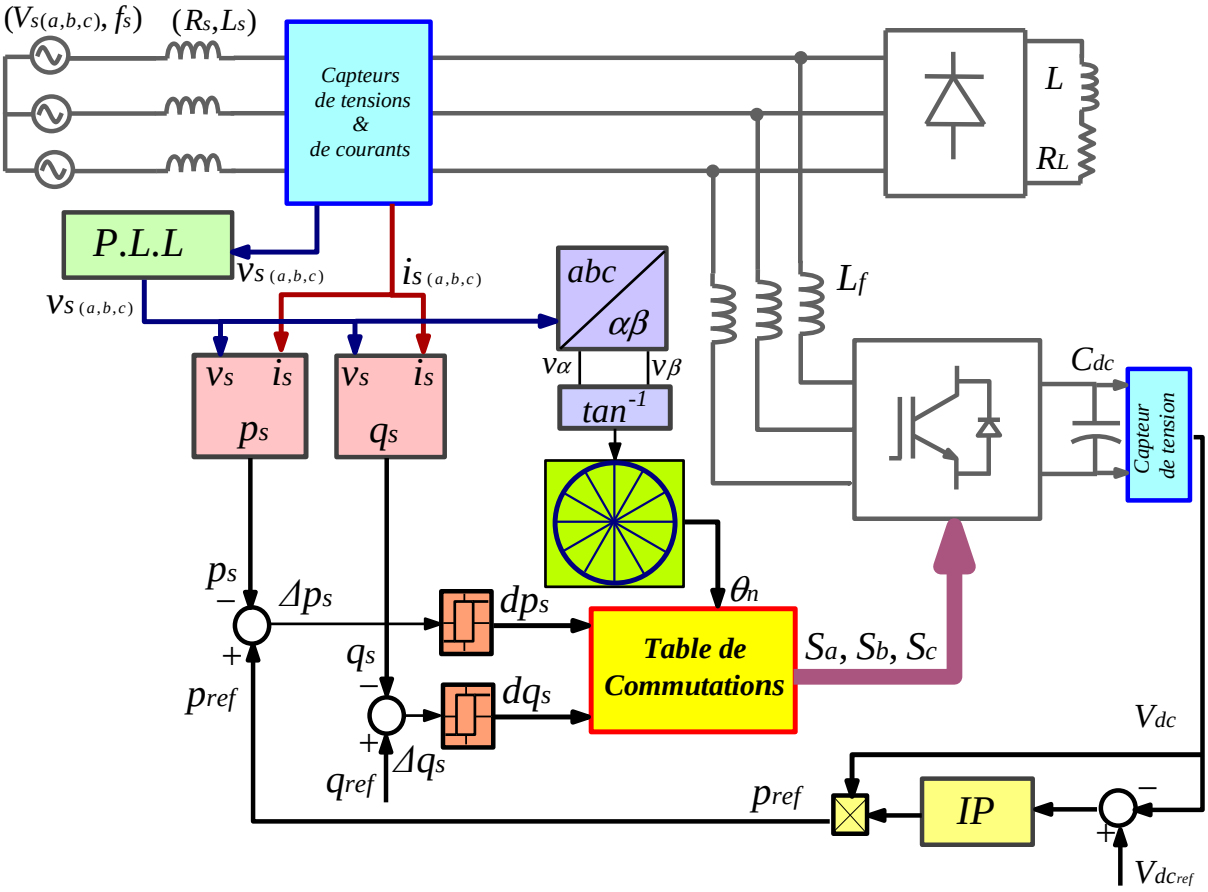


FIG. 5.92- *Synoptique de contrôle du SAPF avec la commande DPC.*

- *Néanmoins, la mise en œuvre d'une telle approche implique le calcul des dérivées temporelles des courants mesurés ce qui provoque l'augmentation du bruit dans la boucle de contrôle en augmentant ainsi le niveau de distorsion.*
- *De plus, l'idée de Nogushi ne peut être appliquée au SAPF qu'avec l'ajout d'une troisième capture des courants de filtre* (i_f)*, ce qui ne va rien changer au niveau du nombre des capteurs.*

5.3.2.2 Contrôleur à hystérésis

L'idée principale de la commande directe de puissance est de maintenir les puissances active et réactive instantanées dans une bande désirée. Ce contrôle est basé sur deux comparateurs à hystérésis qui utilisent comme entrée les signaux d'erreurs entre les valeurs de références et estimées des puissances active et réactive.

$$\begin{aligned} \Delta p_s &= p_{ref} - p_s \\ \Delta q_s &= q_{ref} - q_s \end{aligned} \qquad (5.23)$$

Ces deux contrôleurs sont chargés de décider à quel point une nouvelle commutation et/ou un vecteur de tension de sortie de l'onduleur est appliquée. Si l'erreur de la puissance $(\Delta p_s \text{ ou } \Delta q_s)$ est en croissance et atteint le niveau supérieur, le contrôleur à hystérésis change sa sortie à '1' (Fig. 5.93). Ainsi, la table de commutation reçoit le changement de l'entrée et commute la sortie sur un vecteur approprié qui permettra à l'onduleur de modifier l'état des puissances active et réactive instantanées. Le niveau de sortie du contrôleur à hystérésis est maintenu jusqu'à ce que le signal d'erreur atteigne la bande inférieure, où la sortie sera

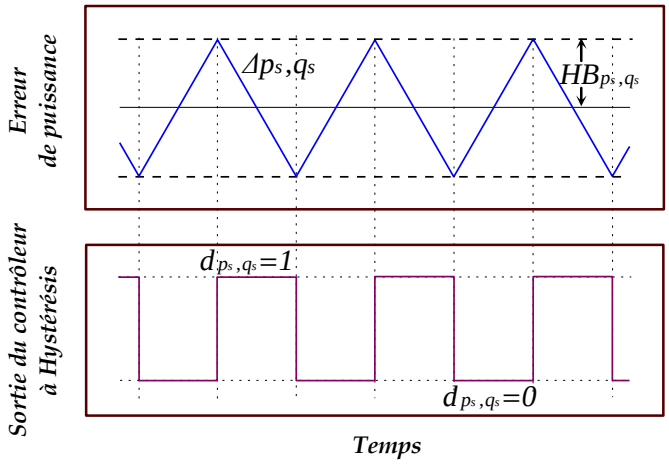


FIG. 5.93- *Comportement d'un contrôleur de puissance à hystérésis à deux niveaux.*

commutée à zéro. Bien que la sortie du contrôleur soit maintenue jusqu'à ce que l'erreur parvienne à l'autre bande, la table de commutation peut commuter sur un autre vecteur de sortie suite à un basculement du deuxième contrôleur à hystérésis ou à une modification de la position du vecteur de tension.

Le comportement du contrôleur à hystérésis relativement aux limites des erreurs de puissances peut être résumé comme suit :

$$\left.\begin{array}{c} \Delta p_s,q_s > HB_{p_s,q_s} \\ -HB_{p_s,q_s} \leq \Delta p_s,q_s \leq HB_{p_s,q_s} \quad et \ \dfrac{d(\Delta ps,qs)}{dt} < 0 \end{array}\right\} d_{p_s,q_s} = 1 \tag{5.24}$$

$$\left.\begin{array}{c} \Delta p_s,q_s < -HB_{p_s,q_s} \\ -HB_{p_s,q_s} \leq \Delta p_s,q_s \leq HB_{p_s,q_s} \quad et \ \dfrac{d(\Delta ps,qs)}{dt} > 0 \end{array}\right\} d_{p_s,q_s} = 0 \tag{5.25}$$

5.3.2.3 Choix du secteur

L'influence de chaque vecteur de sortie résultant du SAPF sur les puissances active et réactive est très dépendante de la position réelle du vecteur de la tension de source. Ainsi, outre les signaux des deux contrôleurs à hystérésis, la table de commutation fonctionne selon la position du vecteur de la tension de source, qui tourne à la pulsation (ω), dans le plan complexe. Toutefois, au lieu d'introduire à la table de commutation la position exacte du vecteur de la tension, le bloc du choix de secteur nous informe dans quel domaine est localisé l'actuel vecteur de la tension de source.

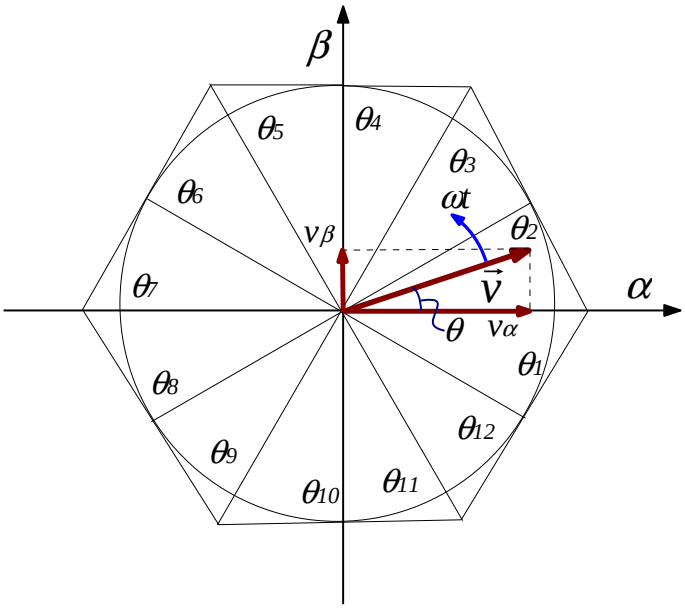


FIG. 5.94- *Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel* (α,β) *divisé en douze (12) secteurs.*

Afin d'augmenter la précision et aussi pour éviter les problèmes rencontrés aux frontières de chaque vecteur de commande, le plan de l'espace vectoriel est divisé en 12 secteurs de 30° chacun (Fig. 5.94), où le premier secteur est défini entre $(-\pi/3<\theta_1<0)$. Les régions consécutives suivent dans le sens trigonométrique le même critère, qui peut être génériquement exprimé par :

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6}, \qquad n=1,2,...,12 \tag{5.26}$$

Selon l'angle du vecteur de la tension de source référencé sur l'axe (α), le secteur où le vecteur est localisé sera sélectionné. L'angle est calculé en utilisant la fonction trigonométrique inverse, basée sur les composantes du vecteur de la tension dans le repère (α,β), indiquée par l'équation (5.27) :

$$\theta = arctan\frac{v_\beta}{v_\alpha} \tag{5.27}$$

5.3.2.4 La table de commutation

La table de commutation peut être considérée comme le cœur de la commande directe en puissance. Elle sélectionne un vecteur de tension de l'onduleur approprié pour permettre le déplacement des puissances active et réactive instantanées dans la direction désirée, en se basant aussi sur la position du vecteur de la tension de la source et des erreurs des puissances active et réactive.

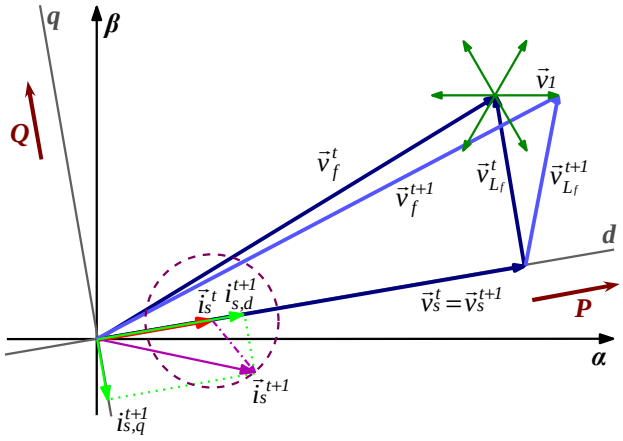
Selon le théorème de l'espace vectoriel, les puissances active et réactive instantanées peuvent être calculées à partir des parties réelle et imaginaire du produit du vecteur tension et le conjugué du vecteur courant comme il est présenté dans les équations (5.28)

$$\begin{aligned} p_s &= \frac{3}{2}\Re\left\{\bar{v}_s \cdot \bar{i}_s^*\right\} \\ q_s &= \frac{3}{2}\Im\left\{\bar{v}_s \cdot \bar{i}_s^*\right\} \end{aligned} \tag{5.28}$$

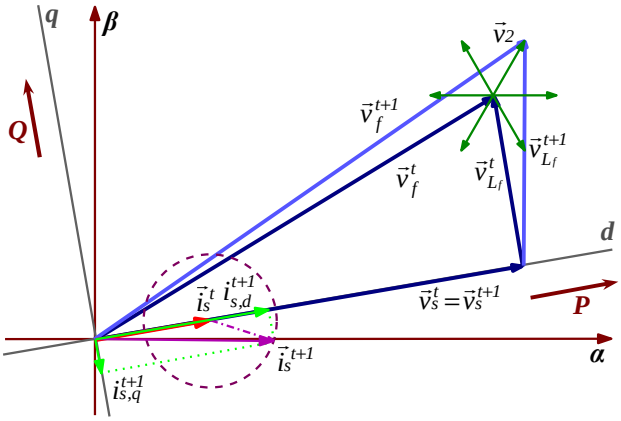
La représentation de ces puissances dans le repère tournant (d,q) permet d'obtenir les nouvelles équations suivantes :

$$\begin{aligned} p_s &= v_{sd} \cdot i_{sd} + v_{sq} \cdot i_{sq} \\ q_s &= v_{sq} \cdot i_{sd} - v_{sd} \cdot i_{sq} \end{aligned} \tag{5.29}$$

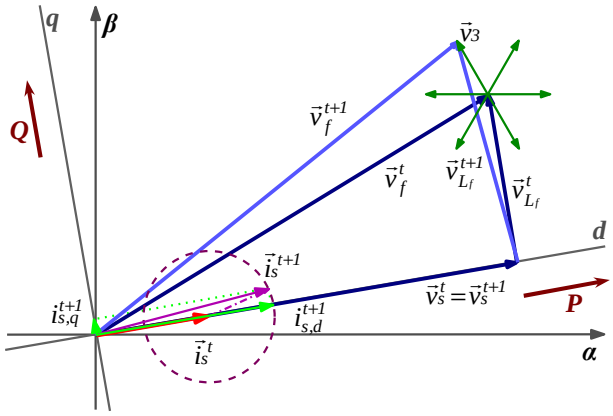
Cependant, par l'utilisation d'une PLL les tensions obtenues deviennent purement sinusoïdales et équilibrées ce qui permet au vecteur de tension d'être aligné sur



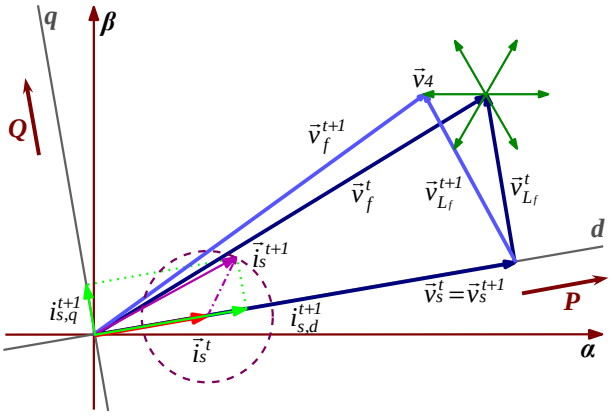
(a) $\vec{v}_1$ *- P augmente/ Q augmente*



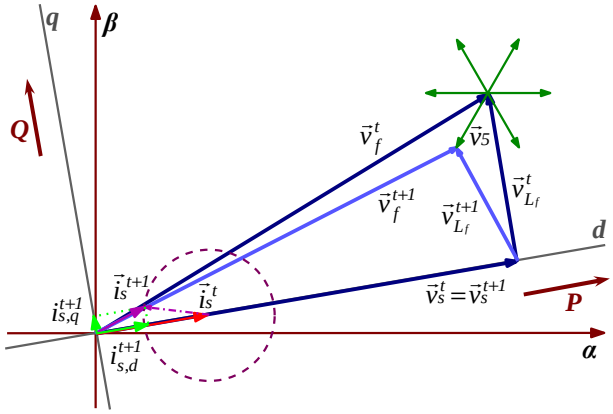
(b) $\vec{v}_2$ *- P augmente/ Q augmente*



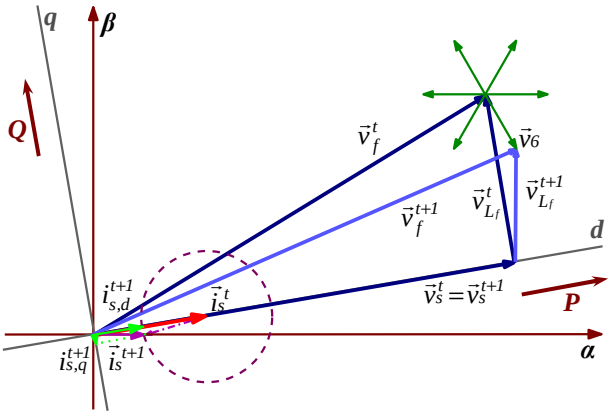
(c) $\vec{v}_3$ *- P augmente/ Q diminue*



(d) $\vec{v}_4$ *- P augmente/ Q diminue*



(e) $\vec{v}_5$ *- P diminue/ Q diminue*



(f) $\vec{v}_6$ *- P diminue/ Q augmente*

FIG. 5.95- *Effet du vecteur de la tension de sortie de l'onduleur sur les puissances P et Q.*

l'axe 'd' et la composante quadratique sera nulle $(v_{sq}=0)$. Par conséquent, l'équation (5.29) devient:

$$\begin{aligned} p_s &= v_{sd} \cdot i_{sd} \\ q_s &= -v_{sd} \cdot i_{sq} \end{aligned} \qquad (5.30)$$

A partir de cette dernière nous pouvons constater, que si le vecteur de tension de la source est orienté vers l'axe direct 'd', la puissance active est directement proportionnelle à la composante directe du courant de source (i_{sd}) et la puissance réactive est déterminée par la composante quadratique (i_{sq}).

Rappelons qu'un onduleur de tension à deux niveaux génère sept vecteurs de tension pour huit combinaisons différentes. Chaque vecteur de tension est calculé en se basant sur une combinaison des interrupteurs respectifs et de la tension du bus continu.

$$v_k = \frac{2}{3} V_{dc} (s_{a,k} + s_{b,k} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_{c,k} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \qquad avec \;\; k=0,1,..7 \qquad (5.31)$$

Puisque l'intervalle de temps entre deux actions d'interruptions est relativement faible, le changement de la tension de l'onduleur peut être approximée par :

$$\Delta v_f = v_k \cdot \Delta t \qquad (5.32)$$

Les équations précédentes nous permettent d'examiner l'effet de chaque vecteur de sortie de l'onduleur sur les puissances active et réactive, en considérant des secteurs particuliers, comme il est illustré sur les diagrammes vectoriels de la figure 5.95. Supposons, à l'instant (t), une position de référence souhaitée dans l'espace vectoriel, où le courant de source $(\vec{i}_s^{\,t})$ est en phase avec sa tension $(\vec{v}_s^{\,t})$ (direction de l'axe d) qui se trouve dans le deuxième secteur, et la tension du filtre $(\vec{v}_f^{\,t})$ est tel que l'état de l'onduleur ne subit aucun changement, c'est-à-dire que le vecteur tension de ce dernier est soit $\vec{v}_0$ ou $\vec{v}_7$. A partir de cette position et pour le cas de la figure.5.95-a, si l'onduleur applique à l'instant $(t+1)$ le vecteur de tension $\vec{v}_1$ pendant un certain temps, ceci introduira un déplacement du vecteur courant de source $(\vec{i}_s^{\,t+1})$ par une quantité correspondante à une bande d'hystérésis constante (*rayon du cercle*). En projetant le vecteur courant sur les axes (d,q), on remarque que la composante sur l'axe 'd' $(\vec{i}_{s,d}^{\,t+1})$ a augmenté et celle de l'axe'q' $(\vec{i}_{s,q}^{\,t+1})$ devient négative non nulle, comparativement à l'état précédent à l'instant (t). Donc, en

assumant que le vecteur tension de source se situe dans le deuxième secteur, l'application du vecteur de tension $\vec{v}_1$ par l'onduleur augmentera les puissances active et réactive. Une analyse similaire peut être effectuée pour les autres cinq vecteurs d'espace de la tension de l'onduleur, comme il est illustré sur la figure 5.95-(b-f). En se basant sur cette approche, Noguchi a développé la table de commutation suivante :

Tableau 5.6 : Table de commutation de la DPC.

dp	dq	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	**0**	v_6	v_7	v_1	v_0	v_2	v_7	v_3	v_0	v_4	v_7	v_5	v_0
	1	v_7	v_7	v_0	v_0	v_7	v_7	v_0	v_0	v_7	v_7	v_0	v_0
0	**0**	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_6	v_6	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6
	1	v_1	v_2	v_2	v_6	v_6	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1

5.3.3 Résultats de simulations de la technique DPC appliquée au SAPF

Afin d'étudier les performances par simulation de cette technique de commande directe en puissance appliquée au SAPF, nous avons développé un modèle sous l'environnement Matlab\Simulink® en utilisant les mêmes paramètres appliqués pour les autres techniques et qui sont rassemblés dans le tableau 5.1. En premier lieu, une étude de la qualité de filtrage sera effectuée par analyse spectrale des courants et tensions et avec une comparaison de leurs taux de distorsions. Ensuite la robustesse et la stabilité de la commande dans les cas de fermeture du SAPF sur le réseau et du changement de la charge non linéaire sont évalués.

5.3.3.1 Fermeture du SAPF et analyse en régime permanent

Après la mise en service du SAPF à l'instant $t_f = 0.15s$, nous pouvons constater que les courants de source (Fig.5.96), après un transitoire de $\Delta t = 20ms$, deviennent sinusoïdaux et présentent ainsi un taux de distorsion de $THD_i = 1.27\%$ [18] et sont en phase avec les tensions de source dont le $THDv = 1.58\%$ (Fig. 5.98). En ce qui concerne la tension du bus continu, préalablement chargé, elle se stabilise vers sa référence après un transitoire de $\Delta t = 65ms$. Cette technique de commande permet d'obtenir une meilleure qualité d'énergie comparativement aux techniques précédentes, ceci peut être confirmé par les allures des puissances active et réactive

[18] L'analyse spectrale est effectuée sur une bande passante de 500kHz.

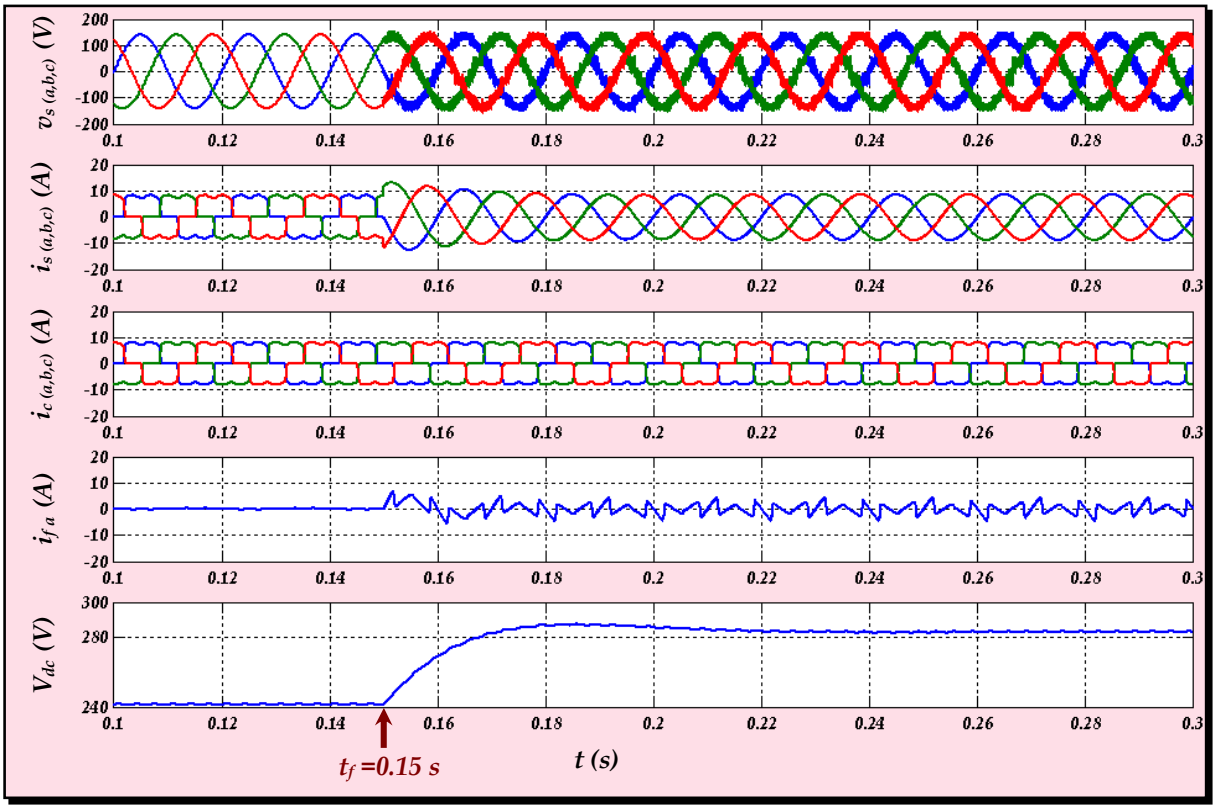


FIG. 5.96- *Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du SAPF à t_f=0.15s pour une charge non linéaire PD3-(R_{L1}, L).*

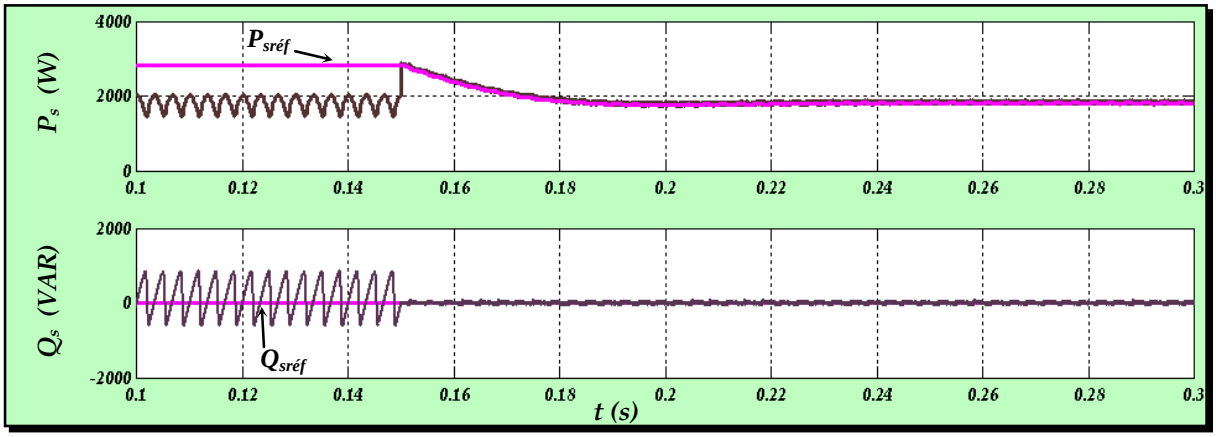


FIG. 5.97- *Allures des puissances instantanées avant et après la mis en service du SAPF.*

qui suivent exactement leurs références avec la précision voulue, en ne présentant aucune perturbation (Fig. 5.97).

Sur la figure 5.100, sont présentées les allures de la position (θ), les secteurs, les composantes de la tension de source sur les axes (α) et (β) respectivement (v_α, v_β), avant et après la connexion du SAPF. La figure 5.99 décrit l'évolution du vecteur tension de source et ses douze secteurs dans le repère (α,β).

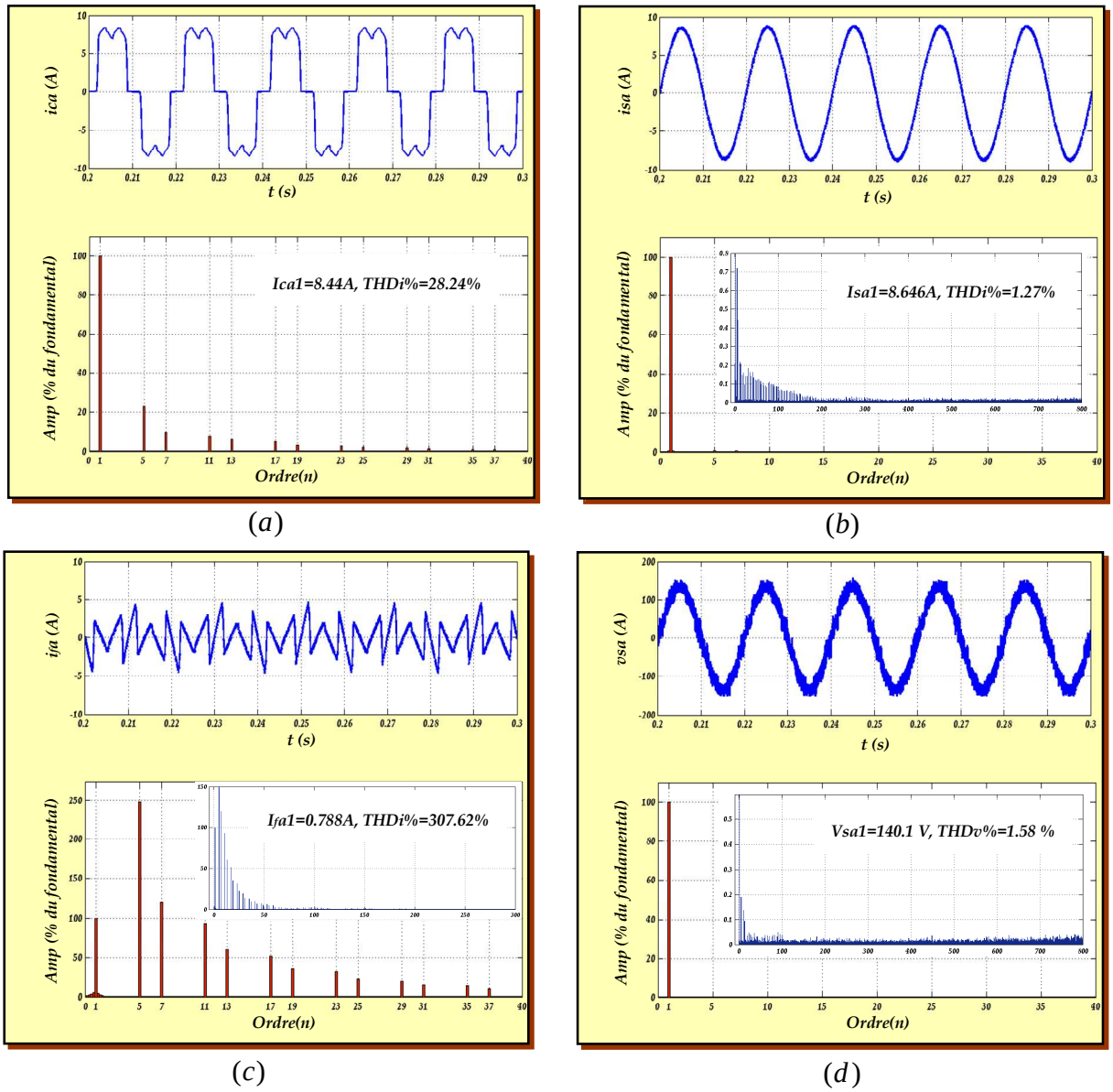


FIG. 5.98- *Analyse spectacle des signaux après la mise en service du SAPF : (a) courant de la charge N-L, (b) courant de source, (c) courant du filtre, (d) tension de source.*

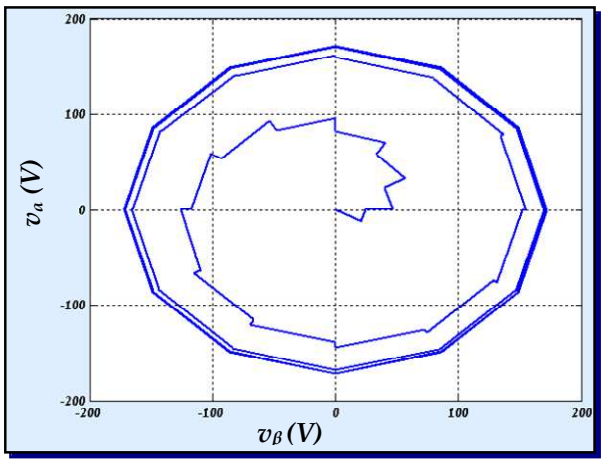


FIG. 5.99- *Résultats de simulation du vecteur de la tension de source dans le repère* (α,β) .

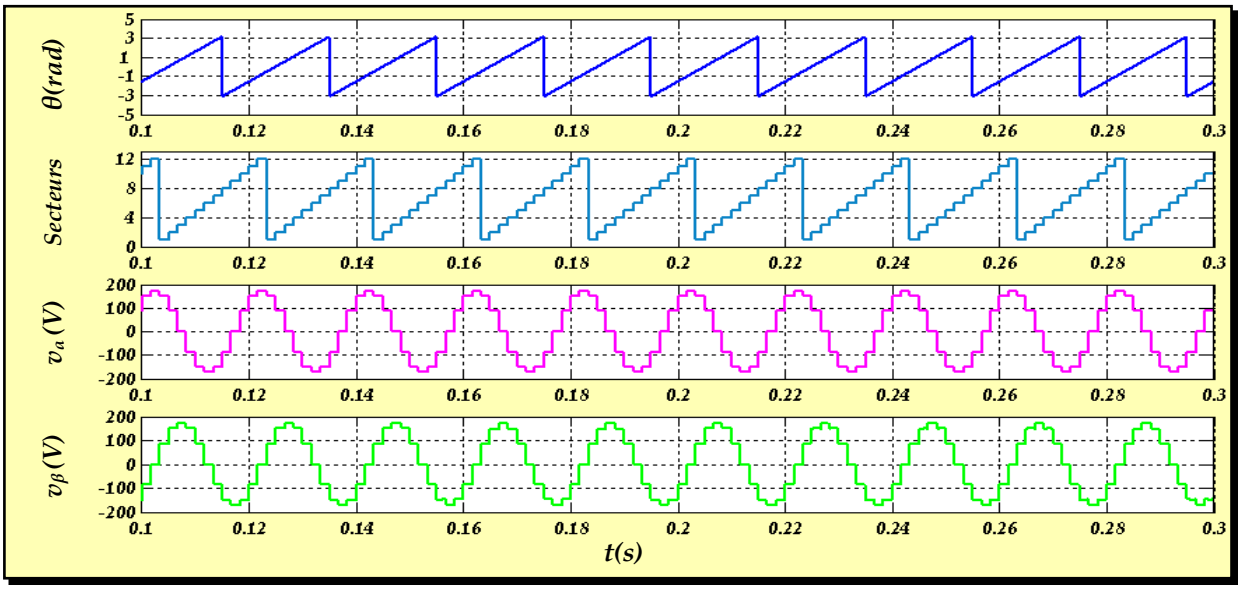


FIG. 5.100- *Résultats de simulation de l'évolution de la position, de ses secteurs et de ses composantes sur les axes* (α,β) *pour un transitoire de fermeture du SAPF.*

5.3.3.2 Variation de la charge non linéaire

Les figures 5.101-102 illustrent bien le comportement du SAPF et du réseau auquel il est connecté pour une élévation de la charge non linéaire, représentée par le redresseur PD3 $(R_{L1} \rightarrow R_{L2})$, de 180% à l'instant $t=0.3s$.

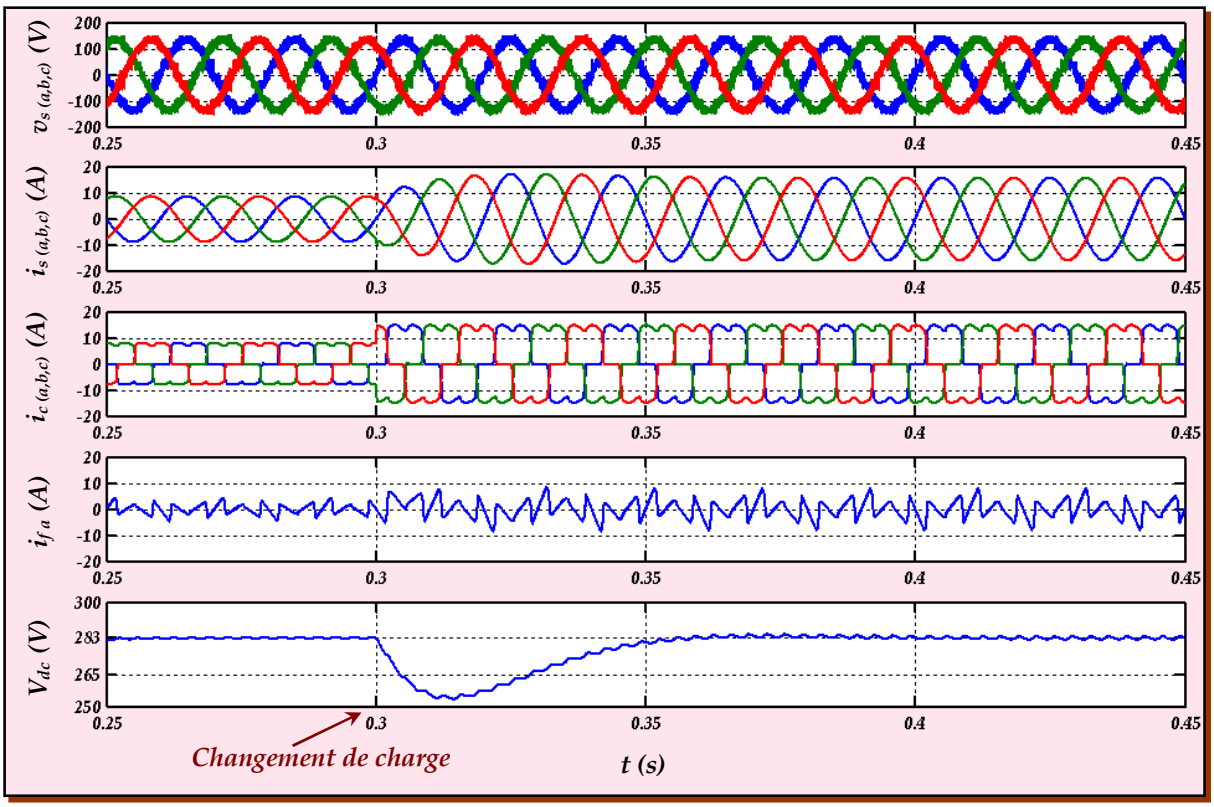


FIG. 5.101- *Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de la charge non linéaire à* t_f*=0.3s.*

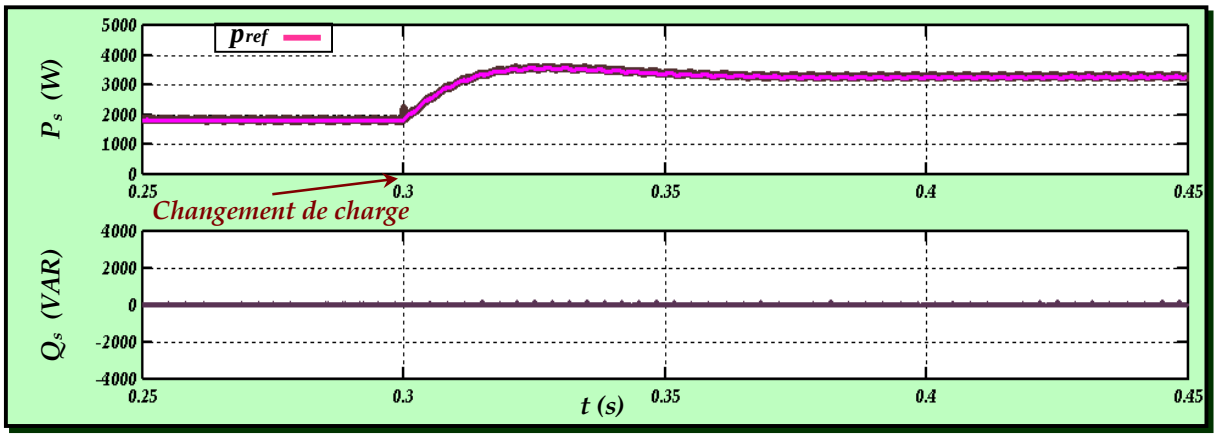


FIG. 5.102- *Allures des puissances instantanées avant et après la variation de la charge non linéaire à t=0.3s.*

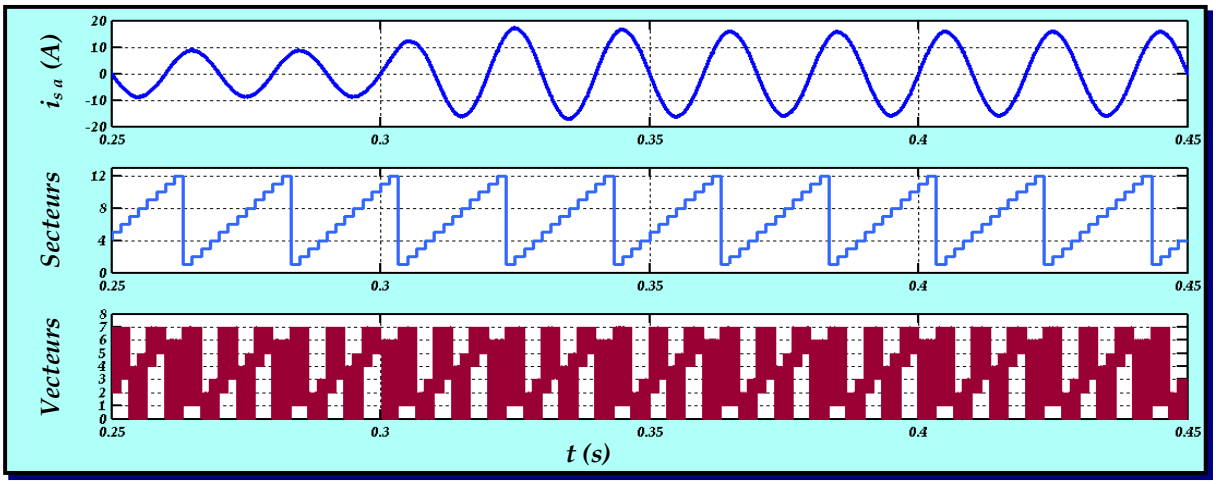


FIG. 5.103- *Allures du courant de la source et l'évolution des secteurs et vecteurs des tensions appliqués.*

La figure 5.98 montre bien que l'appel en courant suite à ce changement est quasi-instantané $(\Delta t=10ms)$, en ne subissant aucune distorsion vis-à-vis de sa forme sinusoïdale et sa qualité. Mais provoquant ainsi une diminution de la tension du bus continu de $(\Delta V_{dc}=9.89\%)$ pendant un transitoire de $(\Delta t=100ms)$. Il est à noter que la technique DPC prouve sa robustesse lors de ce changement et cela par l'excellente poursuite les puissances active et réactive à leurs références.

Notons que le temps nécessaire du transitoire de la puissance active pour passer de $p_s=1.8kW$ à $p_s=3.3kW$ est de $(\Delta t=70ms)$. La figure 5.103 illustre dans le cas de l'élévation de la charge : le courant de la source, l'évolution des secteurs et les différents vecteurs des tensions de l'onduleur en fonction du temps.

5.3.4 Résultats expérimentaux avec la technique DPC appliquée au SAPF

Les essais expérimentaux effectués sur le même banc détaillé au chapitre deux, en appliquant la technique DPC au SAPF se résume par l'essai du régime permanent sur lequel est effectué l'analyse spectrale des signaux, l'essai de fermeture du SAPF sur le réseau et de modification de la charge non linéaire. Notons que tous les essais sont effectués avec les mêmes paramètres et conditions à l'exception de la tension d'alimentation et la période d'échantillonnage de qui valent respectivement $V_s = 50V$ et $T_e = 6.1e-5s$.

5.3.4.1 Régime permanent

Le fonctionnement du SAPF en régime permanent, commandé par la DPC et pour une charge non linéaire $(PD3, R_{L2}-L)$, est illustré sur les figures 5.104-105. Le courant est devenu quasi-sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau (Fig.5.109-110) présentant ainsi des taux de distorsions acceptables respectivement $(THD_i\% = 4.4\%)$ et $(THD_v\% = 4.7\%)$ (Fig.5.106-107), alors que le spectre du courant de filtre (i_{fa}) indiqué sur la figure.5.108 contient bien les harmoniques impairs multiple du fondamental ainsi que le terme fondamental responsable de la compensation de la puissance réactive. La tension du bus continu qui suit exactement sa valeur de référence imposée, les puissances active et réactive réelles suivent leurs références mais avec une légère erreur comparativement aux résultats des techniques précédentes (Fig. 5.105).

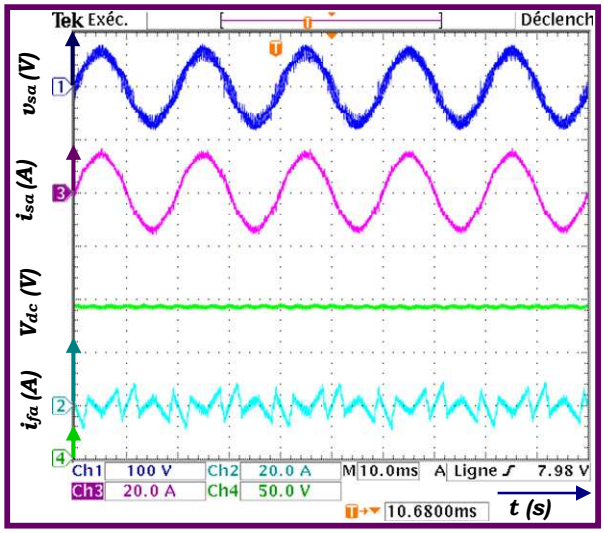


FIG. 5.104- *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant du filtre après filtrage.*

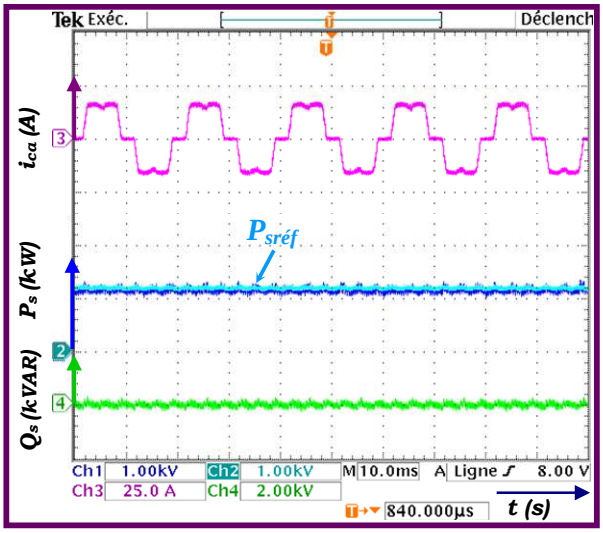
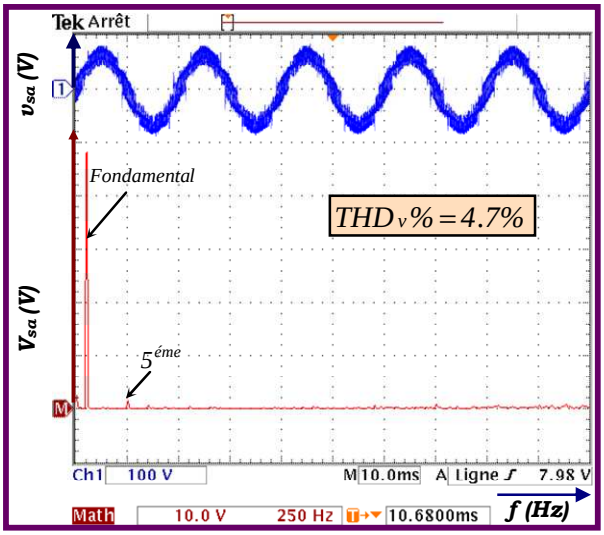


FIG. 5.105- *Signaux du courant de la charge, des puissances active et réactive avec leurs références.*



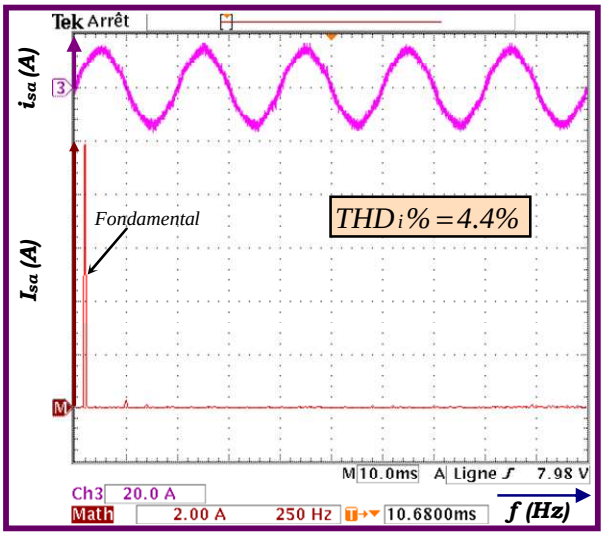


FIG. 5.106- *Analyse spectrale du signal de tension de la source d'alimentation après filtrage (phase-a).*

FIG. 5.107- *Analyse spectrale du courant de la source après filtrage (phase-a).*

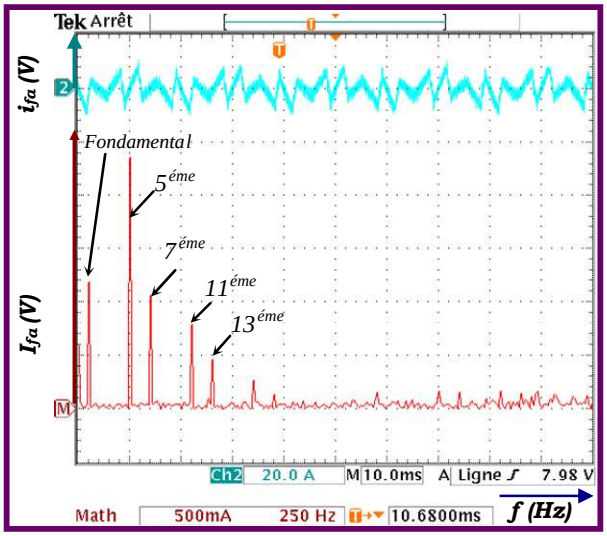
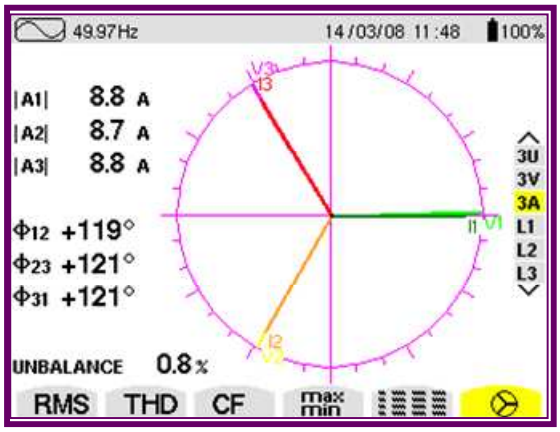


FIG. 5.108- *Analyse spectrale du courant du filtre après filtrage (phase-a).*



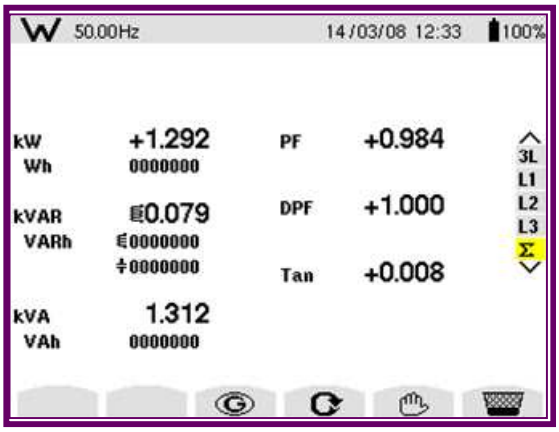


FIG. 5.109- *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la source après filtrage.*

FIG. 5.110- *Caractéristiques et bilan des puissances de la source après filtrage.*

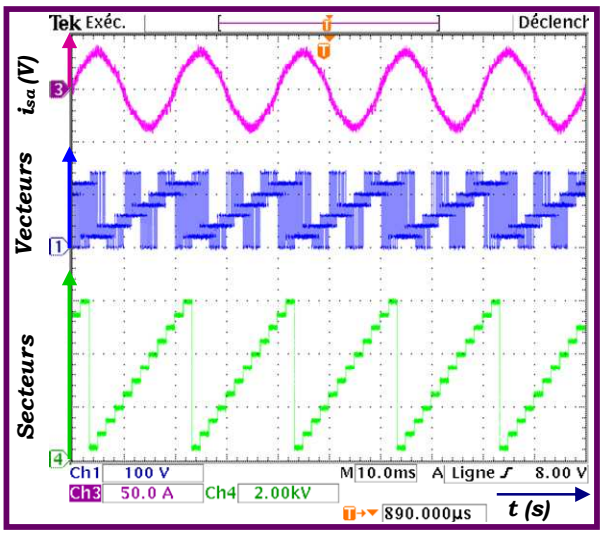


FIG. 5.111- *Signal du courant de source et l'évolution des secteurs et vecteurs appliqués.*

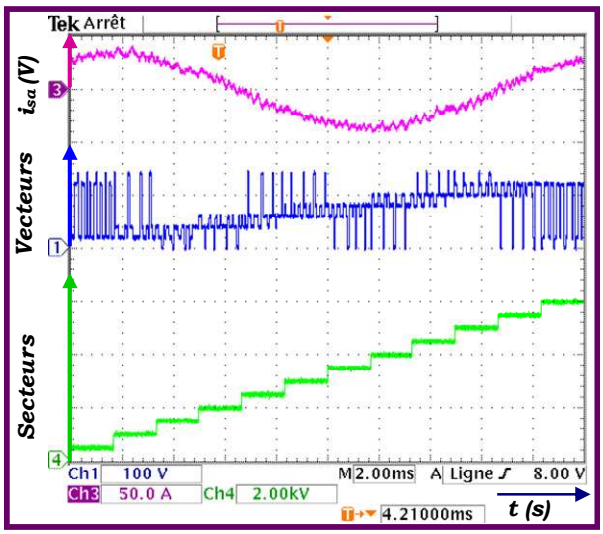


FIG. 5.112- *Zoom sur une période de la figure 5.111.*

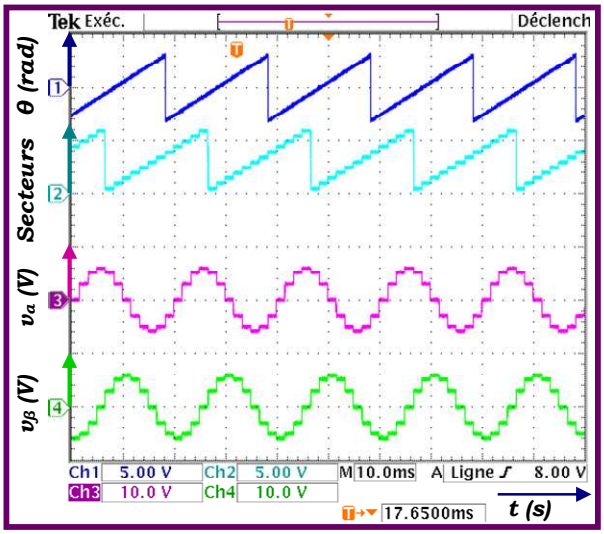


FIG. 5.113- *Signaux de la position angulaire, des secteurs et des composantes de la tension de source sur les axes* α, β .

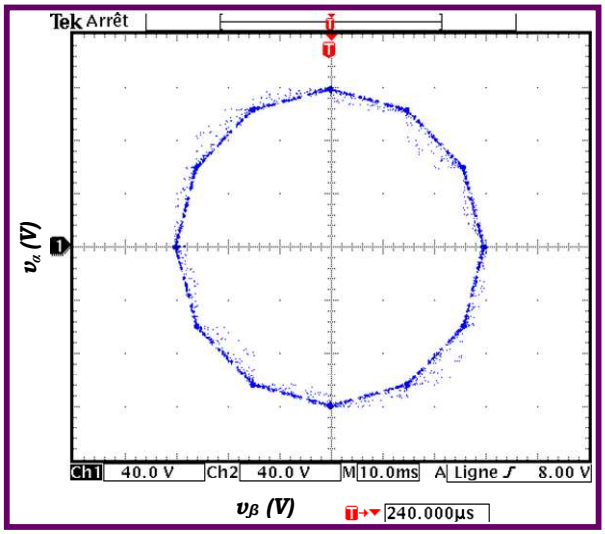


FIG. 5.114- *Evolution du vecteur de la tension de source dans le repère* α, β .

La figure 5.111 présente, en régime permanent, le courant de source de la phase 'a', l'évolution des vecteurs de tension $(\vec{V}_0 - \vec{V}_7)$ et des secteurs correspondants ; leurs agrandissements sur une période sont illustrés sur la figure.5.112.

Toujours en régime permanent, sur les figures.5.113-114 nous pouvons constater l'évolution de la position angulaire (θ), les secteurs, et les composantes (v_α), (v_β) du vecteur de la tension de source $\vec{v}_s$, ainsi que sa représentation dans le repère α, β qui valident les résultats des simulations.

5.3.4.2 Fermeture du SAPF

Afin d'analyser le comportement dynamique et l'étude de la stabilité du SAPF, l'essai expérimental lors de la fermeture ou de la mise en service du SAPF sur le réseau est effectuée de la même manière que pour les autres techniques. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures 5.115-116. Nous constatons que le courant de source devient sinusoïdal après un transitoire d'une demi période $(\Delta t = 10ms)$, alors que la tension du bus continu n'atteint sa référence qu'après un temps de $\Delta t = 60ms$. La puissance active suit instantanément sa référence dès que le SAPF est fermé et revient se stabiliser vers la valeur initiale, relativement à la dynamique du système global. Il en est de même pour la puissance réactive qui s'annule elle aussi aussitôt que le SAPF est introduit.

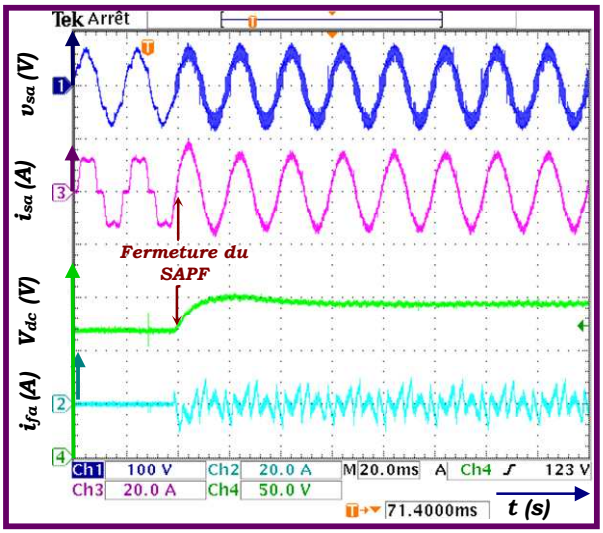


FIG. 5.115- *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant du filtre (mise en service du SAPF).*

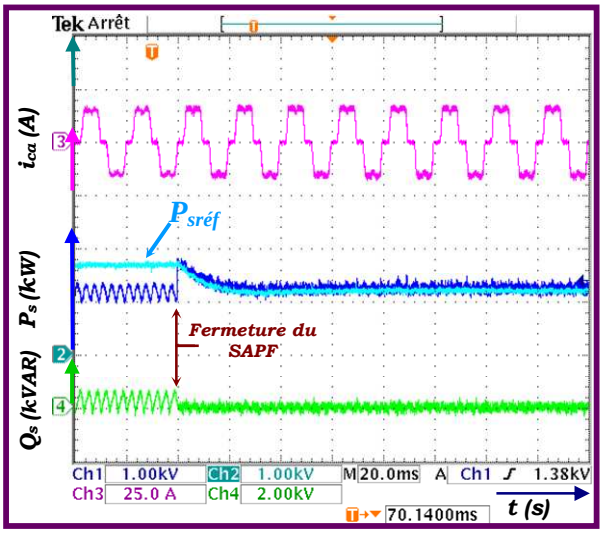


FIG. 5.116- *Signaux du courant de la charge et des puissances active et réactive avec leurs références (mise en service du SAPF).*

5.3.4.3 Variation de la charge non linéaire

Afin d'analyser la robustesse de la commande DPC, le filtre étant en fonctionnement stabilisé et connecté au réseau avec une charge nominale $(PD3, R_{L1} - L)$, le SAPF subit une élévation de charge $(PD3, R_{L2} - L)$ $(R_{L1} = 30\Omega \rightarrow 16.15\Omega)$. Les résultats obtenus suite à cet impact de charge sont présentés par les figures 5.117-118. Le courant réseau s'établit à sa nouvelle amplitude instantanément $(I_s = 6A \rightarrow 12.44A)$ en gardant sa forme sinusoïdale et la tension bus continu chute suite à cet appel de puissance de $\Delta V_{dc} = 20V$ et subit un transitoire avant de rejoindre sa référence de $(\Delta t = 75ms)$. La puissance active continue à suivre sa nouvelle valeur de la référence correspondante à la puissance active demandée par la charge non linéaire

alors que la puissance réactive reste toujours nulle. Les figures 5.119-120 présentent les signaux des régimes transitoires pour une double variation à savoir une augmentation de la charge à $t=200ms$ et sa diminution à $t=750ms$.

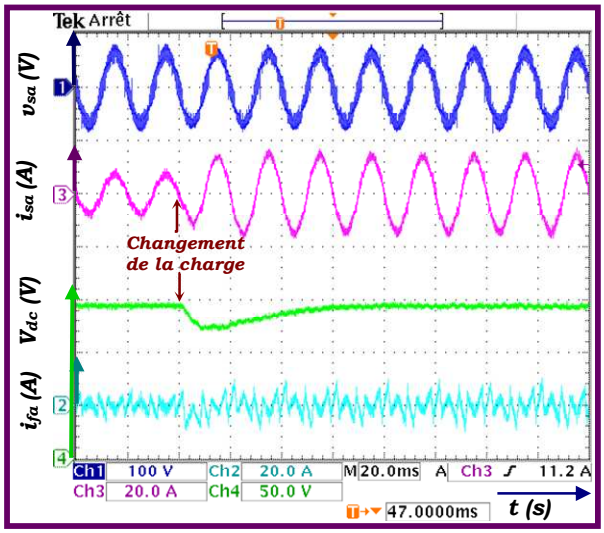


FIG. 5.117- *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant du filtre (variation de la charge N-L).*

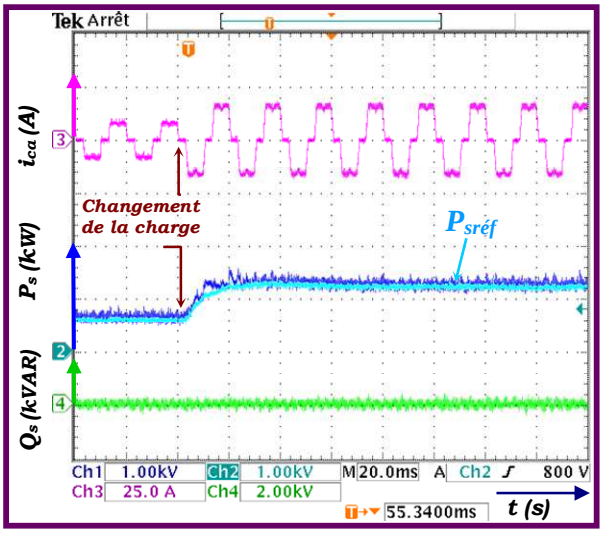


FIG. 5.118- *Signaux du courant de la charge et des puissances active et réactive avec leurs références (variation de la charge N-L).*

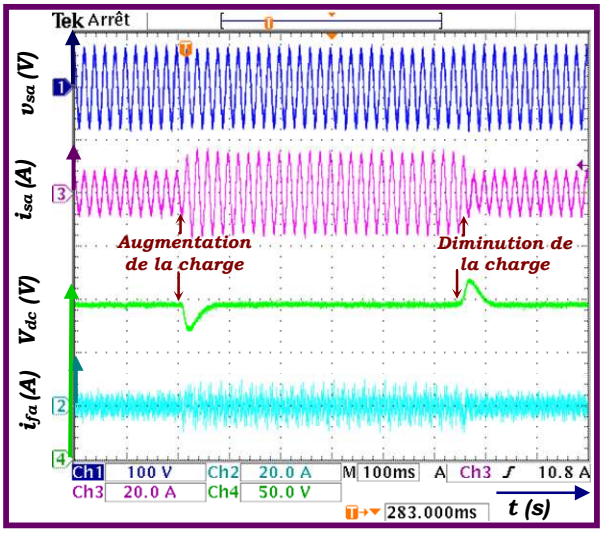


FIG. 5.119- *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant du filtre (pour une double variation de la charge N-L)*

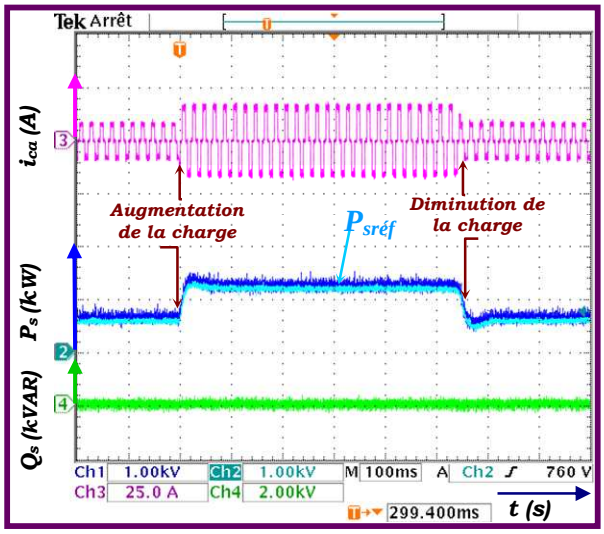


FIG. 5.120- *Signaux du courant de la charge et des puissances active et réactive avec leurs références (pour une double variation de la charge N-L)*

5.3.5 Conclusion

Dans cette troisième partie de ce chapitre nous avons pu valider expérimentalement les résultats de simulations dans le cas d'un fonctionnement permanent, de régimes transitoires lors de la fermeture du SAPF et de variation du niveau de la charge. L'analyse spectrale des signaux de courant et tension issus du régime

permanent confirme que cette technique améliore la qualité des signaux de courant avec un taux de distorsion global $THD_i\%=4.4\%$ et des tensions avec un taux de distorsion global $THD_v\%=4.7\%$. Dans le cas des puissances active et réactive nous avons constaté que leurs signaux suivaient leurs références avec un minimum d'erreur. De plus, grâce à l'analyse des résultats des transitoires, la commande DPC assure une bonne dynamique du système et garde sa robustesse pour des changements du niveau de la charge pratiqués aussi bien en simulation qu'en pratique.

5.4 Conclusion

Les chapitres précédents nous ont permis de présenter et d'analyser la topologie, la modélisation, l'estimation des paramètres, la structure de la P.L.L. et la synthèse des régulateurs afin de réguler efficacement le bus continu. Ce dernier chapitre, expose les résultats des trois stratégies de commande numérique et hybride abordées lors de notre étude. Elles se caractérisent par la commande en courant (D.C.C.) numérique et hybride, la commande en tension et le contrôle direct de puissance (D.P.C.). Ces dénominations découlent du type de signaux par lesquels sont générées les références de commande de l'onduleur.

L'évaluation de chaque stratégie est effectuée en premier lieu en simulation puis validée expérimentalement grâce aux résultats obtenus sur le banc d'essais du laboratoire. Chaque stratégie est développée, testée et analysée pour trois types de régimes de fonctionnement de manière à valider les performances de chacune des techniques de commande : le régime permanent, les régimes transitoires de mise en fonctionnement du SAPF et le changement brusque de la charge non linéaire.

Cependant, pour la deuxième stratégie de commande en tension (hybride) et suite à ses caractéristiques (fréquence de commutation constante et rapidité de la commande), l'étude du comportement du SAPF a été élargie pour d'autres conditions :

- déséquilibre de la tension d'alimentation où le SAPF a pu rétablir l'équilibre des courants du réseau à *3.6%* au lieu de *19%* au départ et améliorer la qualité des signaux de ces courants et des tensions en atténuant leurs taux de distorsion d'harmonique à des moyennes de $THD_v=4.4\%$ *et* $THD_i=2\%$ respectivement alors qu'avant compensation ils avaient pour valeurs : $THD_{va}=13.8\%$, $THD_{vb}=6.5\%$, $THD_{vc}=19.9\%$ et $THD_{ia}=18.8\%$, $THD_{ib}=17.6\%$, $THD_{ic}=25.3\%$.

- déséquilibre de la charge non linéaire du à l'absence d'une phase, considéré comme le cas le plus défavorable (deux courants en opposition de phases), qui est caractérisé par des THD_{va}=3.4%, THD_{vc}=3.8% et THD_{ia}= THD_{ic} =12.5% avant compensation. Pour ce cas également, le SAPF avec cette technique de commande, a pu non seulement équilibrer les courants et les tensions à 5.2% et 0.1% respectivement mais aussi améliorer la qualité de l'énergie caractérisée par des THD_v=2.8% et THD_i=3.9%.
- insertion d'un filtre de deuxième ordre amorti, du type LC, à la sortie du SAPF afin d'éliminer les signaux HF centrés aux alentours de la fréquence de commutation. Malgré son avantage sur le filtrage et l'amélioration de la qualité de la tension de sortie, il introduit un phénomène de résonance et nécessite donc une résistance d'amortissement dont l'impact a été illustré.
- Changement de la tension du bus continu, son augmentation favorise la dégradation des signaux de tension du réseau et ceux du courant dépendent de la valeur optimale pré- estimée de la tension V_{dc}.

Basées sur quelques critères de mise en œuvre, de leurs stabilité et robustesse, de leur pouvoir d'équilibrage des courants et de la qualité des signaux des courants, tensions et puissances, une comparaison des techniques de commande étudiées est résumée dans le tableau 5.7.

Tableau 5.7 : Résumé des résultats obtenus pour les trois stratégies de commande

Stratégie de commande	Mise en œuvre		Stabilité et robustesse	Equilibre des courants	Qualité des courants	Qualité des tensions	Qualité des puissances
	Avantages	Inconvénients					
C.D.C. (Num)	Simple	Exige un outil Num. rapide	++, ++	0.7%	THD_i%=3.9%	H F(ə) étalée THD_v%=3.3%	HF(ə), FP=0.978 DPF=1.0
C.D.C. (Hyb)	Simple	Exige un outil Num. rapide et une carte analogique	++, ++	0.6%	THD_i%=1.0%	H F(ə) étalée THD_v%=2.7%	HF(ə), FP=0.997 DPF=1.0
C.D.T. (Hyb)	Simple	Exige un outil Num. rapide et une carte analogique	+, +	0.4%	THD_i%=2.2%	H F(ə) centralisée THD_v%=2.6%	HF(ə), FP=0.996 DPF=1.0
D.P.C. (Num)	Simple	Exige un outil Num. rapide	+, +	0.8%	THD_i%=4.7%	H F(ə) étalée THD_v%=4.4%	FP=0.984 DPF=1.0

NB :

- C.D.C. (Num) : contrôle direct en courant numérique.
- C.D.C. (Hyb) : contrôle direct en courant hybride.
- C.D.T. (hyb) : contrôle direct en tension hybride.
- D.P.C. (Num) : contrôle direct de puissance Numérique.
- ++ : très bonne.
- + : bonne.
- ∋ : existe.

Références

[1 Lee] T.S. Lee, K.S. Tzeng, M.S. Chong, " *Fuzzy iterative learning control for three-phase shunt active power filters* ", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'06), Montreal, Canada, Jul. 2006, pp. 882-885.

[2 Maz] B. Mazari, F. Mekri, "*Fuzzy hysteresis control and parameter optimization of a shunt active power filter* ", Journal of Information Science and Engineering, vol. 21, no. 6, pp. 1139-1156, Nov. 2005.

[3 All] A. Allag. M.Y. Hammoudi, S.M. Mimoune, *et al*. "*Adaptive nonlinear control applied to a three phase shunt power filter* ", Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Paris, France, Nov. 2006, pp. 1615-1620.

[4 Zou] A. Zouidi, F. Fenaiech, K. Al-Haddad, " *Neural network controlled three-phased three-wire shunt active power filter* ", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'06), Montreal, Canada, Jul. 2006, pp. 5-10.

[5 Tol] A.S. Toledo, " *Commande directe et observation des convertisseurs de puissance: application à l'onduleur de tension triphasé* ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 2000.

[6 Dar] C. Darengosse, P. Chevrel, R. LE Doeuff, " *Filtrage actif et méthodes H∞. Synthèse H∞ LPV d'un filtre actif paramétré par la fréquence du réseau* ", Revue Internationale de Génie Électrique, vol. 7, no. 5-6, pp. 641-674, 2004.

[7 Cha] T. A. Chaer, " *Robust control of multivariable systems : application to a three-phase shunt active filter in low-voltage electrical network* ", Thèse de doctorat, Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers, Université de Poitiers, Novembre 2008.

[8 Cha] A. Chaoui, J.P. Gaubert, F. Krim, L. Rambault, " IP *controlled three-phase shunt active filter for power improvement quality* ", Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Paris, France, Nov. 2006, pp. 2384-2389.

[9 Soa] V. Soares, P. Verdelho, G.D. Marques, " *An instantaneous active and reactive current component method for active filters* ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 4, pp. 660-669, Aug. 2000.

[10 Lim] L.R. Limongi, M.C. Cavalcanti, F.A.S. Neves, G.M.S. Azevedo, " *Implementation of digital signal processor-controlled shunt active filter* ", Power Quality And Utilisation journal, vol. XII, pp. 9-17, 2006.

[11 Yan] E. Yang, G. Chen, " *A new control approach for active power quality conditioner in synchronous rotating frame* ", Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Paris, France, Nov. 2006, pp. 2009-2013.

[12 Zag] N.R. Zagari, G. Joós, " *Performance investigation of a current-controlled voltage regulated PWM rectifier in rotating and stationary frames* ", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 42, no. 4, pp. 396-401, Aug. 1995.

[13 Etx] I. Etxeberria-Otadui, "*Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique-application à la qualité de l'énergie* ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Génie électrique, Septembre 2003.

[14 Ala] M.A.E. Alali, "*Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)* ", Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur-Strasbourg I, Génie électrique, Septembre 2002.

[15 Boj] M. Bojrup, P. Karlsson, M. Alaküla, L. Gertmar , "*A Multiple Rotating Integrator Controller for Active Filters* ", 8th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'99), Lausanne, Switzerland, Sep. 1999.

[16 Hau] J. P. Hautier, X. Guillaud, F. Vandecasteele, M. Wulveryck, "*Contrôle de grandeurs alternatives par correcteur résonnant* ", Revue Internationale de Génie Electrique. vol. 2, no. 2, pages 163-183, 1999.

[17 But] D. Butt, M. Summer, J. Clare, "*Harmonic compensation in active shunt filters using controllers employing harmonic rotating frames of reference* ", 8th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'99), Lausanne, Switzerland, Sep. 1999.

[18 Lóp] A. López de Heredia, H. Gaztañaga, I.Etxeberria-otadui, S. Bacha, X. Guillaud , "*Analysis of Multi-resonant current control structures and tuning methods* ", Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Paris, France, Nov. 2006, pp. 2156-2161.

[19 Dew] C. Dewez, J. Gaubert, L. Rambault, G. Champenois: "*Analysis and control of resonances in electrical networks associated with an active power filter* ", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'05), Dubrovnik, Croatia, Jun. 2005, no. B7-06.

[20 Dew] C. Dewez, "*Modélisation d'un filtre actif parallèle triphasé pour la dépollution harmonique et synthèse d'une commande basée sur le rejet de perturbations* ", Thèse de doctorat, Université de Poitiers, ESIP, Automatique, Décembre 2007.

[21 Tak] I. Takahashi and M. Nunokawa, "*Prediction control for a cycloconverter of a Power distortion compensation system* ", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 25, no. 2, pp. 348-355, Mar./Apr. 1989.

[22 Man] V. Manninen, "*Application of direct torque control modulation technology to a line converter* ", 6th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'95), Sevilla , Spain, Sep. 1995, pp. 1292-1296.

[23 Att] C. Attaianese, G. Tomasso, A. Damiano, I. Marongiu, A. Perfetto, "*Direct torque and flux control of induction motor drives* ", Conference PEDS'97 (Singapore), May 1997.

[24 Nog] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi, "*Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors* ", IEEE Trans. on Industrial Application, vol. 34, no. 3, pp. 473-479, May/Jun. 1998.

[25 Lop] A. Lopez De Heredia Bermeo, "*Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension*". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Génie électrique, Novembre 2006.

[26 Ohn] T. Ohnishi, "*Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control* ", Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Kobe, Japan, Nov. 1991, vol. 1, pp. 819-8241.

[27 Lar] S.A. Larrinaga, M.A.R. Vidal, E. Oyarbide, J.R.T. Apraiz, " *Predictive control Strategy for DC/AC converters based on direct power control* ", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 1261-1271, Jun. 2007.

[28 Aml] V. Amlorozic, R. Fiser , D. Nedeljkovic, "*Direct current control-a new current regulation principle* ", IEEE Trans. on Power Electronics , vol. 18, no. 1, pp. 495-503, Jan. 2003.

[29 Cic] M. Cichowlas, M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, D. L. Sobczuk, P .Rodriguez, J. Pou, "*Active filtering function of three-phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions* ", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, pp. 410-419, Apr. 2005.

[30 Jas] M. Jasinski, D. Swierczynski, M. P. Kazmierkowski, "*Novel sensorless direct power and torquecontrol of space vector modulated AC/DC/AC converter* ", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'04), Ajaccio, France, May 2004, pp. 1147-1152.

[31 Mal] M. Malinowski, M .Jasinski, M. P. Kazmierkowski, "*Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)* ", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.

[32 Cic] M. Cichowlas, M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, "*Direct power control for three-phase PWM rectifier with active filtering function* ", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '03), Florida, USA, Feb. 2003, vol. 2, pp. 913-918.

[33 Mal] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, "*DSP implementation of direct power control with constant switching frequency for three-phase PWM rectifiers* ", Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Sevilla, Spain, Nov. 2002, vol. 1, pp. 198-203.

[34 Rod] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, "*Predictive power control of an AC/DC/AC converter* ", IEEE Industry Applications Conference (IAS), Oct. 2005, pp. 934-939.

[35 Cor] P. Cortes, J. Rodriguez, P. Antoniewicz, P. Kazmierkowski. " *Direct power control of an AFE using predictive control* ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 5, pp. 2516-2523, Sep. 2008.

[36 Res] J. Restrepo, J. Viola, J. M. Aller, A. Bueno, "*A simple switch selection state for SVM direct power control* ", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'06), Montreal, Canada, Jul. 2006, pp. 112-116.

[37 Res] J. Restrepo, J. C. Viola, J. M. Aller, A. Bueno, "*Algorithm evaluation for the optimal selection of the space vector voltage using DPC in power systems* ", 12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2007), Aalborg, Denmark, Sep. 2007.

[38 Ant] P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski, S. Aurtenechea, M. A. Rodriguez, "*Comparative study of two predictive direct power control algorithms for three-phase AC/DC converters* ", 12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2007), Aalborg, Denmark, , Sep. 2007.

[39 Ned] D. Nedeljkovic, M. Nemec, K. Drobnic, V. Ambrozic, " *Direct current control of active power filter without filter current measurement* ", International Symposium on Power Electronics, Electric Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Jun. 2008, pp. 72-76.

[40 Bou] A. Bouafia, F. Krim, J. P. Gaubert, "*Fuzzy logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier* ", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 1984-1992, Jun. 2009.

[41 Bou] A. Bouafia, J. P. Gaubert, F. Krim, "*Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier*", 13th Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008), Poznan, Poland, Sep. 2008, pp. 718-724, ID-561.

[42 Rac] T.D. Rachmildha, A. Llor, M. Fadel, P.A. Dahono, Y. 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*", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'08), Cambridge, UK , Jun./Jul. 2008, pp. 2270-2275.

[43 Che] S. Chen, G. Joȯs, "*Direct power control of active filter with average switching frequency regulation* ", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 04), Aachen, Germany, Jun. 2004, vol. 2, pp. 1187-1194.

[44 Lop] A. Lopez de Heredia, P. Antoniewiecz, I. Exeberria-Otadui, M. Malinowski, S. Bacha, "*A comparative study between the DPC-PWM and the multi-resonant controller for power active filter applications*", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'06), Montreal, Canada, Jul. 2006, pp. 1058-1063.

[45 Cha] A. Chaoui, J. P. Gaubert, F. Krim, L. Rambault, "*Direct power control of shunt active filter* ", 12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2007), Aalborg, Denmark, Sep. 2007.

[46 Cha] A. Chaoui, F. Krim, J. P. Gaubert, L. Rambault, "*DPC controlled three phase active filter for power quality improvement*", International Journal of Electrical Power and Energy Systems, vol. 30, no. 8, pp. 476-485, Oct. 2008.

Conclusion Générale

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'actions curatives afin d'améliorer la qualité de l'énergie et particulièrement compenser la pollution harmonique, la puissance réactive mais aussi les déséquilibres. Notre choix s'est porté sur le filtre actif parallèle triphasé (SAPF) comme dispositif de dépollution des harmoniques du courant issu d'une charge non linéaire représentée par un pont PD3 et alimentant une impédance de type R-L, dont une étude détaillée dans cette thèse lui a été consacrée. Après une modélisation de la structure du SAPF, une synthèse sur l'estimation des paramètres le constituant, tel que la tension du bus continu V_{dc}, les valeurs de la capacité de stockage C_{dc} et de l'inductance de couplage ou filtre de sortie L_f, nous a permis d'obtenir les paramètres optimaux qui sont exploités en simulation et de façon expérimentale. Avec des techniques de commande du type suivi de consigne, une P.L.L. multivariable et un régulateur de type IP ont été synthétisés et leur stabilité et robustesse ont été confirmées avant d'être introduites dans les stratégies de commande développées.

En n'exploitant que trois variables mesurées : le courant et la tension du réseau respectivement i_s, v_s et la tension du bus continu V_{dc}, des techniques de commande en courant, en tension et en puissance ont été élaborées et analysées en simulation puis validées expérimentalement sur le banc d'essai du laboratoire. Une comparaison détaillée est établie avec comme critères la simplicité d'implémentation, la stabilité et la robustesse de la commande aux différents régimes, la présence de la HF et finalement la qualité de l'énergie fournie relativement aux normes imposées.

Ainsi, à partir du premier chapitre de cette thèse nous pouvons saisir l'importance de la problématique de la pollution harmonique et leurs effets néfastes. Les limites des solutions usuelles concernant le filtrage passif sont décrites ainsi que les avantages apportés par le SAPF qui représente une alternative plus adéquate. Ensuite, une analyse qualitative et quantitative de la charge non linéaire définit les performances requises pour le SAPF afin d'assurer la compensation de cette dernière. En effet, la puissance du SAPF dépend non seulement des caractéristiques de la charge non linéaire mais aussi de la tâche qui lui est confiée au niveau du rejet d'harmoniques, de la compensation de l'énergie réactive ou de l'équilibrage des courants. Par exemple, pour un rejet de perturbations harmoniques en courant, il a été prouvé que la puissance maximale du filtre représente 30% de celle de la charge polluante. La modélisation du SAPF a été développée d'abord sous un aspect électrique dans les trois repères abc, $\alpha\beta$ et dq puis énergétique à partir du formalisme d'Euler-

Lagrange. Cette dernière n'a pas été exploitée dans les techniques de commande mais elle a permis une bonne compréhension du fonctionnement de la structure choisie du SAPF.

Grâce à la synthèse effectuée dans les approches publiées dans la littérature concernant l'estimation des paramètres du SAPF, à savoir la tension continue et les valeurs de la capacité du bus continu et de l'inductance de couplage, une étude comparative de ces méthodes a permis de faire un choix optimal des valeurs basé sur les critères suivants :

-la sélection du niveau de la tension du bus continu V_{dc} est faite sur la base du fonctionnement du SAPF en tant que source de courant harmonique, la qualité de l'énergie du réseau (v_s,i_s),le temps du régime transitoire et l'amplitude des oscillations de la tension du bus continu ainsi que la tension supportée par les interrupteurs de puissance (IGBTs).

-un compromis est nécessaire pour le choix de la valeur de la capacité, il s'appuie sur l'amplitude des oscillations de la tension V_{dc} en régime permanent, la stabilité du bus continu lors des transitoires et le coût du condensateur à installer.

- suite au rôle important attribué à l'inductance de couplage L_f, sa valeur a été sélectionnée pour un meilleur filtrage de la HF tout en courant et assurant une excellente commandabilité.

Puisque les stratégies de commande développées dans ce travail de thèse exigent l'utilisation de P.L.L. et partant du constat qu'une structure classique n'aboutit pas aux résultats escomptés, une architecture multivariable a été mise en œuvre. L'analyse effectuée en simulation sur la nouvelle P.L.L. a donné totale satisfaction. La validité, l'efficacité et la robustesse sont prouvées par l'obtention de signaux triphasés équilibrés à la pulsation effective du réseau lors de test expérimentaux sur des signaux présentant de la HF, du déséquilibre et même en l'absence d'une phase.

En ce qui concerne le contrôle de la tension du bus continu, le choix s'est porté sur un régulateur simple, classique mais qui a prouvé ses performances en stabilité et robustesse pour cette application du SAPF. En effet, une étude énergétique sur le bus continu nous a conduit à une modélisation des boucles de régulation (interne et externe) et à une synthèse détaillée de deux types de correcteurs (PI et IP). Les résultats de simulations et expérimentaux dans les deux cas, associés à des boucles d'anti-emballement, ont démontré de meilleures dynamiques pour le correcteur IP par rapport au PI lors des essais de changement de consigne ou de rejet de perturbations.

La dernière partie consacrée à l'étude des trois techniques de commande a fait l'objet d'un développement détaillé de chacune d'elles, de plusieurs validations en simulation et expérimentalement. Concernant la première technique de commande numérique en courant une bonne qualité des signaux est obtenue en régime permanent mais les résultats sont fortement liés aux performances de l'outil numérique exploité pour son implémentation. Pour améliorer la qualité de l'onde des courants du réseau un module analogique est associé à l'outil numérique et représente une solution hybride. Cette technique a permis d'abaisser encore les taux de distorsion harmonique du

courant et de la tension de la source et de conserver des réponses dynamiques lors des transitoires très acceptables. Néanmoins, ces techniques de commande en courant injectent au niveau du spectre une large bande de fréquence due aux commutations des semi-conducteurs qui n'est pas aisée de filtrer.

L'application de la deuxième technique, nommée commande en tension du SAPF a effectivement mis en évidence les performances souhaitées d'une commande à fréquence de commutation fixe. Les taux de distorsion obtenus en courant et en tension sont déjà excellents avec juste un filtre de sortie inductif L_f *et mieux encore pour la tension lorsque le filtre de sortie de type LC amorti est inséré. Toujours avec cette commande, le SAPF est éprouvé dans d'autres conditions défavorables de déséquilibre en tension, d'absence de phase, de changement de la tension du bus continu. Dans ces configurations, cette stratégie a présenté de réelles performances d'équilibrage, de compensation d'harmoniques et de puissance réactive. Toutefois, malgré la commutation à fréquence fixe, la présence de HF demeure sur les puissances active et réactive.*

Avec la dernière technique de commande développée dans cette thèse, nommée contrôle direct de puissance (D.P.C.), en plus de sa simplicité une meilleur maîtrise des puissances active et réactive instantanées est obtenue mais les taux de distorsion du courant et de la tension s'avèrent légèrement supérieurs aux techniques précédentes. A ce propos, une piste de travail est en cours d'évaluation, elle concerne l'optimisation de la table de commutation afin de gérer de façon plus précise l'évolution des puissances instantanées.

Finalement, pour la poursuite de ce travail, des perspectives apparaissent dans le cadre du filtrage actif parallèle, les trois thématiques suivantes nous semblent les plus prometteuses:

- → *Au niveau de la topologie du filtre de sortie, effectuer en premier lieu une optimisation paramétrique d'un filtre passif du troisième ordre de type LCL et appliquer une technique de commande indépendante des paramètres du système tel que la logique floue ou les techniques neuronales (Neuro-flou).*
- → *Pour la DPC, des techniques prédictives sont envisageables avec une commande à modulation vectorielle (SVM) en exploitant des systèmes numériques plus rapides que la DS 1104 afin de comparer à nos résultats issus de la D.P.C. à base d'une table de commutation.*
- → *Conduire une étude similaire en utilisant la nouvelle structure du filtre actif hybride qui possède des avantages intéressants par rapport au filtre actif parallèle pur étudié dans cette thèse.*

Annexes

A.1 Transformation triphasé-Biphasé

D'une manière générale, les quantités triphasées $(s_a, s_b \; et \; s_c)$ sont transformées par une représentation de deux vecteurs de phase comme suit :

$\vec{s}^{\alpha\beta} = s_\alpha + j s_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(s_a e^{j0} + s_b e^{j2\pi/3} + s_c e^{j4\pi/3}\right)$	(A.1)

Ou avec une notation réelle par :

$\begin{cases} s_\alpha = \sqrt{2/3}\left(s_a - 1/2(s_b + s_c)\right) \\ s_\beta = \sqrt{1/2}\left(s_b - s_c\right) \end{cases}$	(A.2)

L'inverse, pour un système triphasé équilibré $(s_a + s_b + s_c = 0)$, la transformation biphasée-triphasé est donnée par :

$\begin{cases} s_a = \sqrt{2/3}\; s_\alpha \\ s_b = -\sqrt{1/6}\; s_\alpha + \sqrt{1/2}\; s_\beta \\ s_c = -\sqrt{1/6}\; s_\alpha - \sqrt{1/2}\; s_\beta \end{cases}$	(A.3)

Si les quantités triphasées sont sinusoïdales, variant avec une valeur efficace notée S, une pulsation angulaire ω_1 et déphasées dans le temps avec 120°, alors :

$\begin{cases} s_a = \sqrt{2} S \cos(\omega_1 \cdot t) \\ s_b = \sqrt{2} S \cos(\omega_1 \cdot t - 2\pi/3) \\ s_c = \sqrt{2} S \cos(\omega_1 \cdot t - 4\pi/3) \end{cases}$	(A.4)

Donc le vecteur correspondant est :

$\vec{s}^{\alpha\beta} = \sqrt{3} S \, e^{j\omega_1 t}$	(A.5)

Ainsi, le vecteur tournant avec une amplitude constante $\sqrt{3}S$ et une pulsation angulaire ω_1 dans le référentiel stationnaire (α,β) peut être transformé dans le référentiel synchrone tournant (d,q) orienté suivant le vecteur de la tension de source, comme illustré sur la figure. A.1.

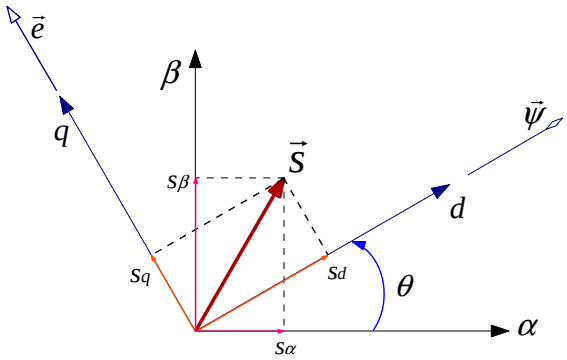


FIG. A.1- *Relation entre les repères stationnaire* (α,β) *et rotationnel* (d,q) .

$\vec{s}^{dq}=\vec{s}^{\alpha\beta}\, e^{-j\theta}$	(A.6)

Où θ est l'angle de transformation donné par :

$\vec{s}^{\alpha\beta}=E_n\, e^{j\omega_1 t}\Rightarrow\vec{\psi}^{\alpha\beta}=\int\vec{e}^{\alpha\beta}dt=\Psi_n\, e^{j(\omega_1 t-\pi/2)}\Rightarrow\theta=\omega_1 t-\pi/2$	(A.7)

En remplaçant A.7 dans A.6 nous pouvons écrire :

$\vec{s}^{dq}=\vec{s}^{\alpha\beta}e^{-j(\omega_1 t-\pi/2)}=\sqrt{3}S\, e^{j(\pi/2-\varphi)}=s_d+js_q$	(A.8)

Où les parties réelle et imaginaire sont des quantités constantes et continues

La transformation triphasée-biphasée donnée par (A.1) est à puissance constante, à savoir la puissance instantanée peut être exprimée comme :

$p=u_a\cdot i_a+u_b\cdot i_b+u_c\cdot i_c$	(A.9)

Ou :

$p=\Re e\left(\vec{u}^{\alpha\beta}\cdot\vec{i}^{\alpha\beta *}\right)=u_\alpha\cdot i_\alpha+u_\beta\cdot i_\beta$	(A.10)

Ou encore :

$p=\Re e\left(\vec{u}^{dq}\cdot\vec{i}^{dq*}\right)=u_d\cdot i_d+u_q\cdot i_q$	(A.11)

A.2 Harmoniques normalisés de la tension de phase de l'onduleur en fonction de m_a et m_f

Les valeurs normalisées des harmoniques $\left((\hat{V}_{A0})_h/(V_{dc}/2)\right)$ de la tension de phase de l'onduleur sont évaluées en fonction du coefficient de réglage m_a et de l'indice de modulation, en supposant $m_f \geq 9$ (Tab. A.1). Notons que seulement ceux avec des amplitudes significatives sont présentés (jusqu'a *j=4).*

Tableau A.1: Valeurs efficaces normalisées des harmoniques de la tension de phase d'onduleur, commandé avec une MLI intersective, en fonction de (m_a) *et* (m_f) .

h \ m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 Fondamental	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 2$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$3m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$3m_f \pm 7$				0.017	0.050

Liste des tableaux

1.1 *Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles*..... 20

1.2 *Taux (en % de V1) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4)*..... 21

1.3 *Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension de courant inférieur à 16A et de classe A*..... 22

1.4 *Exemple de limitation des émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-4)*..... 22

1.5 *Taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils (CEI 61000-4-13)*..... 23

2.1 *Les huit configurations de commutation de l'onduleur de tension*..... 52

2.2 *Tension composée efficace fondamentale pour chaque technique de commande*..... 56

2.3 *Les fonctions de commande dans le repère* (a, b, c) 61

2.4 *Les fonctions de commande dans le repère* (α, β) 63

2.5 *Analyse d'(E-L) du SAPF pour les configurations possibles en commutations*..... 69

3.1 *Valeurs du cahier des charges pour le calcul de* V_{dcref} 86

3.2 *Effet de* V_{dcref} *sur le courant et la tension de source*..... 88

3.3 *Evolution du* THD_i *et* THD_v *pour différentes valeurs de* C_{dc} 97

3.4 *Paramètres des filtres de ligne*.....103

3.5 *Amplitude relative* $(\hat{V}_{fh})/(V_{dc}/2)$ *des harmoniques existants dans la tension de phase de l'onduleur en fonction de* (m_a) *et* (m_f) 108

3.6 *Valeurs de* L_f *pour différentes approches*.....114

3.7 *Evolution du THDi et THDv pour différentes valeurs de* L_f 115

3.8 *Spécifications techniques de la source et de la charge non linéaire*.....119

3.9 *Spécifications techniques du SAPF*.....121

3.10 *Spécifications de carte DS 1104*.....124

5.1 *Paramètres de simulation du SAPF*.....184

5.2 *Impact de la période d'échantillonnage sur la fréquence de commutation et le taux de distorsion harmonique*.....194

5.3 *Valeurs des harmoniques relatives à leurs fréquences, correspondantes aux figures.5.44-46*.....212

5.4 *Valeurs efficaces des tensions et des courants correspondantes au déséquilibre de la source d'alimentation*.....215

5.5 *Caractéristiques du condensateur du filtre(LC) et des résistances d'amortissement*....225

5.6 *Table de commutation de la DPC*.....241

5.7 *Résumé des résultats obtenus pour les trois stratégies de commande* 252

A.1 *Valeurs efficaces normalisées des harmoniques de la tension de phase d'onduleur, commandé en MLI intersective, en fonction de* (m_a) *et* (m_f) 265

Table des figures

1.1-a *Relevés des formes d'ondes tension-courant pour un pont PD3 diodes sur charge R-L série*..... 9

1.1-b *Relevés des formes d'ondes tension-courant pour un pont PD3 diodes sur charge R-C parallèle*..... 9

1.2 *Représentation des inter et infra harmoniques*..... 14

1.3 *Alimentation d'une charge non linéaire*..... 16

1.4 *Circuit électrique équivalent d'alimentation d'une charge non linéaire*..... 17

1.5 *Les différents niveaux de perturbations*..... 19

1.6 *Raccordement d'un filtre passif*..... 26

1.7 *Filtre passif résonant*..... 26

1.8 *Filtre passif amorti*..... 27

1.9 *Filtre passif parallèle (anti-résonant)*..... 27

1.10 *Filtre actif série*..... 29

1.11 *Filtre actif parallèle*..... 29

1.12 *Filtre combiné parallèle-série (UPQC)*..... 30

1.13 *Filtre actif série avec un filtre passif parallèle*..... 30

1.14 *Filtre actif hybride*..... 31

2.1 *Structure générale d'un filtre actif parallèle (SAPF)*..... 40

2.2 *Schéma et allures du courant à l'entrée d'un redresseur triphasé à thyristors*..... 41

2.3 *Diagramme de Fresnel des puissances*..... 43

2.4 *Rapport des puissances du SAPF et de la charge non linéaire pour la compensation des courants harmoniques*..... 44

2.5 *Rapport des puissances du SAPF et de la charge non linéaire pour la compensation des courants harmoniques (h), de l'énergie réactive (r) et du déséquilibre(i)*..... 45

2.6 *Schéma d'un SAPF à trois fils avec neutre non raccordé au point milieu*..... 46

2.7 *Formes de tensions triphasées obtenues d'une MLI scalaire et leurs spectres pour* m_a*=0.8 et* m_f*=15*..... 49

2.8 *Evolution du terme fondamental de la tension composée de l'onduleur triphasé en fonction du coefficient de réglage*..... 50

2.9 *Représentation vectorielle de la tension pour la configuration (2)*..... 52

2.10 *Représentation vectorielle de la tension pour la configuration (1) ou (8)*..... 53

2.11 *Représentation vectorielle de la tension pour les huit configurations*..... 53

2.12 *Représentation vectorielle de la tension dans le repère* (α,β) 54

2.13 *Diagramme des phaseurs pour une compensation d'énergie réactive du SAPF*..... 57

2.14 *Surface d'évolution de l'énergie réactive* (Q) *en fonction de* (V_{dc},m_a) 58

2.15 *Position de l'axe biphasé relativement à celui triphasé*..... 62

2.16 *Projection du vecteur de commande sur l'axe* (α,β) 64

2.17 *Représentation des repères fixe* (α, β) *et tournant* (d, q) 64
3.1 *Compensation totale de l'énergie réactive par le SAPF : (a) schéma unifilaire. (b) diagramme vectoriel*..... 83
3.2 *Courbe de la tension onduleur obtenue par la première approche pour la détermination de* V_{fmax} 87
3.3 *Evolution de l'erreur de la tension du bus continu* $(V_{dcref} - V_{dc})$ *en fonction des différentes valeurs de* $(V_{dcref(i)})$ 88
3.4 *Evolution de l'erreur de la tension du bus continu* $(V_{dcref} - V_{dc})$ *en fonction des différentes valeurs de* (C_{dc}) 98
3.5 *Connexion de l'onduleur à la source via différents types de filtre de couplage*.....100
3.6 *Transfert en amplitude entre la tension de l'onduleur* (v_f) *et le courant de ligne* $(\vec{i}_{f2})$ *, pour les filtres (L) et (LCL)*..... 104
3.7 *Transfert en amplitude entre le courant de l'onduleur* $(\vec{i}_{f1})$ *et le courant de ligne* $(\vec{i}_{f2})$ *, pour les filtres (L) et (LCL)*.....105
3.8 *Evolution dans le domaine fréquentiel de l'impédance* (v_f / i_{f1}) *, pour les filtres L et LCL*.....105
3.9 *Schéma équivalent fondamental d'un SAPF raccordé au réseau*.....106
3.10 *Schéma équivalent harmonique d'un SAPF raccordé à un réseau parfait*.....107
3.11 *Position du vecteur de référence pour le cas le plus défavorable des ondulations de courant*.....113
3.12 *Impact de l'inductance de couplage sur la qualité du signal du courant de source (a) spectre du courant, (b) représentation dans le repère* (α, β) 117
3.13 *Schéma global du banc expérimental du SAPF*.....118
3.14 *Schéma électrique de la plateforme expérimentale du SAPF*.....120
3.15 *Schéma électrique de la chaine de mesure du courant de source* 122
3.16 *Diagramme de l'architecture de la DS1104*.....125
3.17 *Etapes de l'implantation des algorithmes sur la carte DSP* 126
3.18 *Schéma représentant la commande numérique du SAPF*.....127
3.19 *Schéma représentant la commande Hybride du SAPF :(a) avec une hystérésis analogique (b) avec une MLI intersective analogique*.....128
3.20 *Schéma électronique du comparateur à hystérésis analogique*.....129
3.21 *Schéma électronique de génération de la troisième référence analogique* 130
3.22 *Schéma électronique d'un comparateur à MLI intersective*.....131
3.23 *Schéma de génération des compléments et des temps morts de la commande* 131
3.24 *Signaux expérimentaux des commandes d'un bras de l'onduleur, et sa tension composée Uac* 133
3.25 *Signaux expérimentaux de la commande d'un IGBT (Haut de la phase 'a'), son complément et la tension à ses bornes* 134
4.1 *Synoptique de la P.L.L classique*.....142
4.2 *Synoptique détaillé de la P.L.L classique*.....142
4.3 *Schéma simplifié de la P.L.L*.....144
4.4 *Résultats de simulation de la P.L.L classique pour une source de tension triphasée équilibrée sans harmoniques*.....145

4.5 *Résultats de simulation de la PLL classique pour une source de tension triphasée équilibrée contenant des harmoniques*.....146

4.6 *Résultats de simulation de la P.L.L classique pour une source de tension triphasée déséquilibrée sans harmoniques*.....147

4.7 *Diagramme de Bode en trois dimensions du filtre passe bande multi-variable* $H(s)$ ..149

4.8 *Schéma synoptique de la nouvelle structure de P.L.L avec le F.M.V.P.B.* 150

4.9 *Résultats de simulation de la nouvelle P.L.L. pour une source de tension triphasée équilibrée contenant des harmoniques et du bruit HF*.....152

4.10 *Résultats de simulation de la nouvelle P.L.L. pour une source de tension triphasée déséquilibrée sans harmoniques* 153

4.11 *Résultats expérimentaux de la nouvelle P.L.L. :cas d'une charge non linéaire*.....154

4.12 *Résultats expérimentaux de la nouvelle P.L.L. :cas d'absence d'une phase*.....155

4.13 *Résultats expérimentaux de la nouvelle P.L.L. : cas d'une source triphasée déséquilibrée*.....156

4.14 *Résultats expérimentaux de la nouvelle P.L.L. : cas d'une source de tension fortement bruitée*.....157

4.15 *Ecoulement des puissances en régime permanant et transitoire*.....161

4.16 *Schéma de régulation du SAPF avec deux boucles en cascade (interne et externe)*....163

4.17 *Synoptique de la boucle de régulation de la tension du bus continu* V_{dc} 164

4.18 *Schémas de régulation de la tension du bus continu par un PI :(a) schéma simplifié (b) schéma du PI avec un retour d'anti-emballement*.....165

4.19 *Réponses fréquentielles de la fonction de transfert* $G_{V_{dc}(PI)}$ *et de sa boucle ouverte* (*BO*).....166

4.20 *Schéma de la boucle de régulation de* V_{dc} *suite à une perturbation* ΔI_{c1} 166

4.21 *Réponse temporelle de la variation de la tension du bus continu* ΔV_{dc} *pour une perturbation de type échelon du courant de charge* ΔI_{C1} 167

4.22 *Schémas de régulation de la tension du bus continu avec un régulateur IP : (a) schéma simplifié. (b) schéma du IP avec un retour d'anti-emballement*.....168

4.23 *Réponses fréquentielles de la fonction de transfert* $G_{V_{dc}(IP)}$ 169

4.24 *Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de* V_{dc} *suite à une perturbation* ΔI_{c1} ..169

4.25 *Réponse temporelle de la variation de la tension du bus continu* ΔV_{dc} *pour une perturbation de type échelon du courant de charge* ΔI_{C1} 170

4.26 *Comparaison des résultats obtenus pour les deux régulateurs PI et IP lors d'un changement de consigne de la tension* $V_{dC_{ref}}$ *et d'une perturbation de type échelon du courant* I_{C1} 170

4.27 *Evolution des signaux issus des boucles de régulation pour un essai de fermeture du SAPF :* (*a*) *Cas du PI.* (*b*) *Cas du IP*.....172

4.28 *Evolution des signaux issus des boucles de régulation pour un essai lors du changement de consigne :* (*a*) *Cas du PI.* (*b*) *Cas du IP*.....172

4.29 *Evolution des signaux issus des boucles de régulation pour un essai de variation brusque de la charge :* (*a*) *Cas du PI.* (*b*) *Cas du IP* 173

5.1 *Modèle électrique monophasé de l'ensemble réseau-charge-SAPF*.....182

5.2 *Schéma bloc de la commande à hystérésis numérique*.....183

5.3 *Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du SAPF à* t_f*=0.15s pour une charge non linéaire PD3-[*R_{L1}*, L]*.....185

5.4 *Allures des puissances instantanées avant et après la mise en service du SAPF.....185*
5.5 *Analyse spectacle des signaux après la mise en service du SAPF :(a) courant de la charge N-L, (b) courant de source, (c) courant du filtre, (d) tension de source 186*
5.6 *Résultats de simulation du transitoire lors de variation de la charge non linéaire.....187*
5.7 *Allures des puissances instantanées pour une variation de la charge non linéaire....188*
5.8 *Signaux de la tension et du courant de la source avant filtrage (phase a).....189*
5.9 *Signaux des puissances triphasées active et réactive instantanées 189*
5.10 *Spectre du courant de la source avant filtrage (phase a).....189*
5.11 *Spectre de la tension de source avant filtrage (phase a).....189*
5.12 *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la charge non linéaire avant filtrage.....189*
5.13 *Caractéristiques et bilan des puissances de la charge non linéaire avant filtrage.....189*
5.14 *Signaux de la tension et du courant de la source, de tension du bus continu et du courant de filtre après filtrage.....190*
5.15 *Signaux du courant de référence, du courant de charge, des puissances active et réactive après filtrage.....190*
5.16 *Spectre du courant de la source après filtrage (phase a).....190*
5.17 *Spectre de la tension de source après filtrage (phase a).....190*
5.18 *Diagramme vectoriel des tensions et courants après filtrage 191*
5.19 *Caractéristiques et bilan des puissances de la source après filtrage.....191*
5.20 *Comparaison des résultats expérimentaux de la commande à hystérésis pour différentes bandes d'hystérésis et à période d'échantillonnage minimale et fixe.....192*
5.21 *Résultats expérimentaux de l'effet de la période d'échantillonnage sur la commande et la qualité des signaux pour une bande d'hystérésis minimale et fixe..... 193*
5.22 *Schéma bloc de la commande à hystérésis hybride.....194*
5.23 *Signaux de la tension et du courant de la source, tension du bus continu et courant du filtre après filtrage 195*
5.24 *Signaux du courant référence, courant de charge, des puissances active et réactive après filtrage.....195*
5.25 *Spectre du courant de la source après filtrage (phase a) 195*
5.26 *Spectre de la tension de source après filtrage (phase a).....195*
5.27 *Diagramme vectoriel des tensions et des courants après filtrage 196*
5.28 *Caractéristiques et bilan des puissances de la source près filtrage.....196*
5.29 *Résultats expérimentaux lors de la fermeture du SAPF sur le réseau.....197*
5.30 *Résultats expérimentaux de la variation de la charge non linéaire.....197*
5.31 *Comparaison des commandes MLI sur les deux repères abc & dq.....199*
5.32 *Schéma bloc de la commande en tension du SAPF.....202*
5.33 *Boucle de régulation du courant de source sur l'axe directe (d).....203*
5.34 *Boucle de régulation de la composante directe du courant de source par un PI : (a) schéma simplifié. (b) schéma du PI avec un retour d'anti-emballement.....204*
5.35 *Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du SAPF à t_f=0.15s pour une charge non-linéaire PD3-(R_{L1}, L).....206*
5.36 *Allures des puissances instantanées avant et après la mise en service du SAPF..... 206*
5.37 *Allures des courants direct et inverse avant et après la mise en service du SAPF..... 207*
5.38 *Analyse spectacle des signaux après la mise en service du SAPF :(a) courant de la charge N-L, (b) courant de source, (c) courant du filtre, (d) tension de source.....207*
5.39 *Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de la charge non linéaire..208*

5.40 *Evolutions des courants de source directs et inverses et leurs références lors de la variation de la charge non-linéaire à t=0.3s*.....209
5.41 *Allures des puissances instantanées avant et après la variation de la charge non-linéaire à t=0.3s* 209
5.42 *Signaux de la commande, de la référence comparée à la porteuse et de la tension de la phase 'a' de l'onduleur*.....210
5.43 *Signaux du courant et de la tension de source, de la tension composée de l'onduleur et de la commande de l'IGBT haut*.....210
5.44 *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant du filtre après filtrage*.....211
5.45 *Signaux du courant de la charge, et des puissances active et réactive après filtrage*211
5.46 *Signaux des composantes directe et indirecte du courant de la source, avec leurs références*.....211
5.47 *Analyse spectrale du signal de tension de la source après filtrage (phase-a)*.....212
5.48 *Analyse spectrale du courant de la source après filtrage (phase-a)*.....212
5.49 *Analyse spectrale du courant de filtre* 212
5.50 *Diagramme vectoriel des tensions des tensions et des courants après filtrage*.....213
5.51 *Caractéristiques et bilan des puissances de la source après filtrage*.....213
5.52 *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant du filtre*.....213
5.53 *Signaux du courant de charge, et des puissances active et réactive*.....213
5.54 *Signaux des courants composantes directe et indirecte du courant de la source avec leurs références*.....214
5.55 *Signaux des tensions déséquilibrées de la source d'alimentation*.....215
5.56 *Signaux des courants de la source, dus au déséquilibre de la source*.....215
5.57 *Signaux des puissances active et réactive, des composantes direct et indirect du courant de source avant filtrage*.....215
5.58 *Forme du courant de source dans le repère* (α,β) *avant filtrage*.....215
5.59 *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de source avant filtrage*.....216
5.60 *Bilan des puissances sur chaque phase avant filtrage*.....216
5.61 *Analyse spectrale des tensions déséquilibrées de la source d'alimentation*.....216
5.62 *Analyse spectrale des courants de la source à tensions déséquilibrées*.....217
5.63 *Signaux des tensions de la source d'alimentation après filtrage*.....217
5.64 *Signaux des courants de la source après filtrage*.....217
5.65 *Signaux des courants générés par le filtre (SAPF)*.....218
5.66 *Forme du courant de source dans le repère* (α,β) *après filtrage*.....218
5.67 *Signaux des puissances active et réactive, de la tension du bus continu et de son erreur après filtrage*.....218
5.68 *Signaux des composantes directe et indirecte du courant de la source et leurs références après filtrage*.....218
5.69 *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de source après filtrage*.....218
5.70 *Bilan des puissances sur chaque phase après filtrage*.....218
5.71 *Analyse spectrale des tensions de la source d'alimentation, après filtrage*.....219
5.72 *Analyse spectrale des courants de la source d'alimentation, après filtrage*.....219
5.73 *Schéma du montage expérimental pour une charge non-linéaire déséquilibrée*.....220

5.74 *Signaux des tensions de la source, avant filtrage, pour le cas de déséquilibre de la charge non linéaire (k=0)*.....220
5.75 *Signaux des courants de la source pour une charge déséquilibrée, avant filtrage*.....220
5.76 *Signaux des puissances active et réactive, des composantes directe et indirecte du courant de la source avant compensation*.....221
5.77 *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la source pour le cas de déséquilibre de la charge non linéaire*.....221
5.78 *Bilan des puissances sur chaque phase avant filtrage*.....221
5.79 *Analyse spectrale des tensions de la source d'alimentation, avant filtrage*.....221
5.80 *Analyse spectrale des courants de la source d'alimentation, avant filtrage*.....222
5.81 *Signaux des tensions de la source d'alimentation après filtrage*.....222
5.82 *Signaux des courants de la source d'alimentation après filtrage*.....222
5.83 *formes des courants générés par le filtre (SAPF), pour le cas d'une charge non linéaire déséquilibrée (k=0)*.....223
5.84 *Signaux des composantes direct et indirect du courant de la source et leurs références*.....223
5.85 *Signaux des puissances active, réactive et de la tension du bus continu et son erreur après filtrage*.....223
5.86 *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la source, après filtrage*.....224
5.87 *Caractéristiques et bilan des puissances de la source après filtrage*.....224
5.88 *Analyse spectrale des tensions de la source d'alimentation après filtrage*.....224
5.89 *Analyse spectrale des courants de la source d'alimentation après filtrage*.....224
5.90 *Résultats expérimentaux dans le cas d'un filtre type-LC et l'impact de l'amortissement*.....227
5.91 *Résultats expérimentaux pour différents niveau de la tension* Vdc_{ref} 229
5.92 *Schéma bloc de contrôle du SAPF avec la commande DPC* 235
5.93 *Comportement d'un contrôleur de puissance à hystérésis à deux niveaux* 236
5.94 *Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel* (α,β) *divisé en douze (12) secteurs* 237
5.95 *Effet du vecteur de la tension de sortie de l'onduleur sur les puissances P et Q*.....239
5.96 *Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du SAPF à* t_f*=0.15s pour une charge non-linéaire PD3-(*R_{L1}*, L)*.....242
5.97 *Allures des puissances instantanées avant et après la mis en service du SAPF* 242
5.98 *Analyse spectacle des signaux après la mis en service du SAPF :(a) courant de la charge N-L, (b) courant de source, (c) courant du filtre, (d) tension de source* 243
5.99 *Résultats de simulation de l'évolution.de la position du vecteur de la tension, de ses secteurs et de ses composantes sur les axes* (α,β) *pour un transitoire de fermeture du SAPF* 243
5.100 *Résultats de simulation du vecteur de la tension de source dans le repère* (α,β) 244
5.101 *Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de la charge non linéaire à* t_f*=0.3s*.....244
5.102 *Allures des puissances instantanées avant et après la variation de la charge non-linéaire à t=0.3s*.....245
5.103 *Allures du courant de la source et l'évolution des secteurs et vecteurs appliqués*.....245
5.104 *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant de filtre après filtrage*.....246

5.105 *Signaux du courant de la charge, des puissances active et réactive avec leurs références*.....246
5.106 *Analyse spectrale du signal de tension de la source d'alimentation après filtrage (phase-a)*.....247
5.107 *Analyse spectrale du courant de la source après filtrage (phase-a)*.....247
5.108 *Analyse spectrale du courant de filtre après filtrage (phase-a)*.....247
5.109 *Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la source après filtrage*.....247
5.110 *Caractéristiques et bilan des puissances de la source après filtrage*.....247
5.111 *Signal du courant de source et l'évolution des secteurs et vecteurs appliqués*.....248
5.112 *Zoom sur une période de la figure.5.108*.....248
5.113 *Signaux de la position angulaire, des secteurs et des composantes de la tension de source sur les axes* $(\alpha),(\beta)$ 248
5.114 *Evolution du vecteur de la tension de source dans le repère* (α,β) 248
5.115 *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant du filtre (mise en service du SAPF)*.....249
5.116 *Signaux du courant de la charge et des puissances active et réactive avec leurs références (mise en service du SAPF)*.....249
5.117 *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant du filtre (variation de la charge N-L)*.....250
5.118 *Signaux du courant de la charge et des puissances active et réactive avec leurs références (variation de la charge N-L)*.....250
5.119 *Signaux de la tension et du courant de la source, de la tension du bus continu et du courant du filtre (pour une double variation de la charge N-L)*.....250
5.120 *Signaux du courant de la charge et des puissances active et réactive avec leurs références (pour une double variation de la charge N-L)*.....250
A.1 *Relation entre les repères stationnaire* (α,β) *et rotationnel* (d,q) 265

Résumé

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'actions curatives afin d'améliorer la qualité de l'énergie et particulièrement compenser la pollution harmonique, la puissance réactive mais aussi les déséquilibres. Un filtre actif parallèle triphasé (SAPF) constitue le dispositif de dépollution et un pont PD3 alimentant une impédance de type R-L représente la charge non linéaire. Après une modélisation de la structure du SAPF, une synthèse sur l'estimation des paramètres le constituant, tel que la tension du bus continu V_{dc}, la valeur de la capacité de stockage C_{dc} et de l'inductance de couplage ou filtre de sortie L_f, nous a permis d'obtenir les paramètres optimaux qui sont exploités en simulation et de façon expérimentale. Avec des techniques de commande du type suivi de consigne, une PLL multivariable et un régulateur de type IP ont été synthétisés et leur stabilité et robustesse ont été confirmées avant d'être introduits dans les stratégies de commande développées.

A partir des mesures des courants et des tensions du réseau respectivement i_{si}, v_{si}, ainsi que de la tension du bus continu V_{dc}, des techniques de commande en courant, en tension et en puissance ont été élaborées et analysées en simulation puis validées expérimentalement sur le banc d'essai du laboratoire. Une comparaison détaillée est établie avec comme critères la simplicité d'implémentation, la stabilité et la robustesse de la commande aux différents régimes équilibré et déséquilibré, la présence de la HF et finalement la qualité de l'énergie fournie relativement aux normes imposées.

Mots-clés: *Pollution harmonique, qualité de l'énergie, filtres actifs de puissance, techniques de contrôle, implémentation temps réel*

Abstract

This thesis is in keeping with the general pattern of curative operations in order to improve energy quality and particularly to make up for harmonic pollution, reactive power but also unbalances. A three-phase shunt active power filter (SAPF) constitutes the disturbances mitigation device and a PD3 bridge feeding a type R-L impedance represents the nonlinear load. After a modelling of the SAPF structure, a synthesis on the parameters estimation, such as the DC voltage V_{dc}, the value of storage capacity C_{dc} and the coupling inductance or output filter L_f, enabled us to obtain the optimal values of parameters which are exploited in simulation and in an experimental way. With techniques based on tracking control design, a multivariable PLL and a type IP regulator were synthesized and their stability and robustness were confirmed before being introduced into the developed strategies of order.

From network currents and voltages measurements respectively i_{si}, v_{si}, as well as DC voltage V_{dc}, control techniques were worked out running in current, in voltage and power and analyzed in simulation then validated in laboratory experiment test bench. A detailed comparison is made with criteria as the simplicity of implementation, the stability and the robustness of the order to the various modes balanced and unbalanced, the HF presence and finally the energy quality provided relating to the imposed standards.

Keywords: *Harmonic pollution, power quality, power active filters, control methods, real time implementation*