



HAL
open science

Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique – Application à la qualité de l'énergie.

Ion Etxeberria-Otadui

► **To cite this version:**

Ion Etxeberria-Otadui. Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique – Application à la qualité de l'énergie.. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2003. Français. NNT: . tel-00382761

HAL Id: tel-00382761

<https://theses.hal.science/tel-00382761>

Submitted on 11 May 2009

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

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

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque
| | | | | | | | | |

THESE

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE
AVEC LE « LABEL EUROPEEN »**

Spécialité : « Génie Electrique »

préparée aux laboratoires : Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
Ikerlan (Mondragon, Espagne)

dans le cadre de l'Ecole Doctorale « Electronique, Electrotechnique, Automatique,
Télécommunication et Signal »

présentée et soutenue publiquement

par

Ion ETXEBERRIA-OTADUI
Ingénieur ENSIEG

le 26 septembre 2003

**SUR LES SYSTEMES DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE DEDIES A LA
DISTRIBUTION ELECTRIQUE – APPLICATION A LA QUALITE DE
L'ENERGIE**

Directeur de thèse :

M. Seddik BACHA

JURY

M. Juan Antonio MARTINEZ-VELASCO	Rapporteur
M. Jean Paul HAUTIER	Rapporteur
Mme. Marina FRACCHIA	Rapporteur
M. Nouredine HADJ-SAID	Examineur
M. Raul REYERO	Examineur

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé en collaboration entre le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG) et le Centre de Recherche IKERLAN à Mondragon (Espagne).

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

Je voudrais tout d'abord exprimer toute ma reconnaissance à **Seddik Bacha** pour son encadrement, pour son humanité et surtout pour tous les conseils avisés qu'il a su me prodiguer tout au long de ces années. Merci mon ami. Je tiens à remercier aussi **Raúl Reyero** pour son accueil d'abord à IKERLAN et ensuite à CIDAE, qui m'a encouragé dans les périodes de doute et a su se rendre disponible malgré ses charges de responsabilité.

J'adresse également mes sincères remerciements à M. **Jean Paul Hautier**, professeur à l'ENSAM de Lille, à Mme **Marina Fracchia**, professeur à l'Université de Genova et à M. Juan Antonio **Martínez-Velasco**, professeur à l'Université Polytechnique de Catalogne, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être rapporteurs de cette thèse.

Je voudrais aussi remercier M. **Nouredine Hadjsaid**, professeur à l'INPG, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de faire partie de mon jury et pour ses sages conseils.

Je tiens à remercier M. **Daniel Roye**, M. **Estanis Oyarbide** et M. **Mikel Sanzberro** pour leurs conseils et leur extrême compétence, qui m'ont aidé dans les moments clés de la thèse, et à **Nicolas Lavedure** pour son aide dans la correction de ce document.

Ma reconnaissance et mes remerciements vont aux membres du LEG et d'IKERLAN qui ont contribué par leur sincère camaraderie à rendre cette tâche fort agréable. J'ai tout particulièrement apprécié les discussions et les moments de détente avec les membres de l'équipe SYREL du LEG (**Ianko, Gorka, Miguel, Raph...**) et de l'équipe d'Automatique d'IKERLAN (**A. Milo, A. Garmendia, Victoria, Natalia, Laura, Juan Carlos, Oiane, Rubén...**).

Je remercie aussi mes fidèles stagiaires (**Luis Miguel, Unai, Alberto, Xabi, Haizea** et **Amaia**), sans leur contribution je peux franchement dire que cette thèse n'aurait jamais été terminée.

Avant de terminer, je voudrais dédier cette thèse à **mes parents**. Spécialement à mon cher père qui malheureusement n'a pas pu voir la fin de ce projet qu'il a vécu avec tellement de joie anticipée. Je veux que tu saches *aitxatxo* que j'ai senti ta présence très proche et que tes conseils et tes souvenirs m'ont toujours guidé dans ce travail. Aussi à ma mère, *amatxo*, pour le soutien et les encouragements qu'une mère seule peut apporter. Finalement un grand merci aussi à mes frères, **Ander** et **Xabi**, et à **Pilar**, pour leur patience et compréhension infinies.

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.

NOTATIONS..... 5

INTRODUCTION GENERALE

0. INTRODUCTION GENERALE..... 7

0.1 Les applications classiques de l'EP dans le réseau de distribution.....7

0.2 Les nouvelles applications8

0.3 Domaine d'étude de la thèse11

PARTIE I

1. CHAPITRE 1 : AMELIORATION DE LA QUALITÉ DE L'ONDE AVEC SYSTÈMES D'EP 13

1.1 Approche théorique sur la qualité de l'énergie13

 1.1.1 Théorie généralisée de l'énergie électrique..... 13

 1.1.2 Théorie énergétique sous distorsion harmonique 15

 1.1.3 Théorie énergétique sous distorsion harmonique et déséquilibres 16

 1.1.4 Origines et Effets des Perturbations Electriques 18

 1.1.5 La Normalisation27

1.2 L'amélioration de la qualité de l'énergie33

 1.2.1 Stratégies de prévention des perturbations34

 1.2.2 Stratégies de minimisation des effets des perturbations sur la charge35

 1.2.3 Le rôle de l'Electronique de Puissance dans l'amélioration de la QdE.....36

PARTIE II

2. CHAPITRE 2 : INTRODUCTION A LA COMPENSATION PAR LES CONVERTISSEURS DE L'EP 37

2.1 Briques Elémentaires des compensateurs d'EP37

 2.1.1 Éléments Passifs Commutés (EPC)37

 2.1.2 Onduleur de tension38

2.2 Topologies de compensation39

 2.2.1 Compensation Série39

 2.2.2 Compensation Shunt40

 2.2.3 Compensation Universelle41

2.3 Commande des compensateurs d'EP41

2.4 Conclusions.....42

3. CHAPITRE 3 : MODELISATION ET COMMANDE RAPPROCHÉE DE L'ONDULEUR DE TENSION.	43
3.1 Configurations de l'onduleur de tension	43
3.2 Modélisation de l'onduleur de tension	46
3.2.1 Commande à la fréquence des grandeurs de sortie (pleine onde)	48
3.2.2 Commande à des fréquences supérieures	52
3.2.3 Conclusions	59
4. CHAPITRE 4 : MODELISATION ET COMMANDE EN COURANT DE L'ONDULEUR DE TENSION.	61
4.1 Configurations de l'onduleur de tension commandé en courant	62
4.2 Modélisation de l'onduleur de tension commandé en courant	64
4.3 Influence des erreurs/variations paramétriques	68
4.4 Influence du retard de numérisation	69
4.5 Techniques de commande en courant de l'onduleur de tension	72
4.5.1 Correcteurs basés sur l'intégration	72
4.5.2 Correcteurs à réponse pile (dead-beat)	94
4.5.3 Conclusions sur les techniques de commande en courant de l'onduleur de tension	108
5. CHAPITRE 5 : MODÉLISATION ET COMMANDE EN TENSION DE L'ONDULEUR DE TENSION MUNI D'UN FILTRE LC.	109
5.1 Modélisation de l'onduleur de tension muni de son filtre LC	109
5.1.1 Fonction de transfert échantillonnée par rapport à la consigne	110
5.1.2 Fonction de transfert échantillonnée par rapport à la perturbation	111
5.2 Influence du filtre LC	112
5.3 Commande en boucle ouverte	115
5.4 Commande en boucle fermée	126
6. CHAPITRE 6 : COMMANDE EXTERNE DES COMPENSATEURS D'EP.	135
6.1 Identification et compensation des perturbations agissant sur la tension	136
6.1.1 Identification des perturbations agissant sur la tension	136
6.1.2 Compensation des perturbations agissant sur la tension	150
6.1.3 Conclusions	159
6.2 Identification et compensation des perturbations agissant sur le courant	160
6.2.1 Identification des perturbations sur le courant	160
6.2.2 Compensation des perturbations agissant sur le courant	165
6.2.3 Conclusions	165

PARTIE III

7. CHAPITRE 7 : ASPECTS PRATIQUES ET EXPERIMENTAUX.....	167
7.1 Caractéristiques du banc d'essais.....	168
7.2 Configurations.....	169
7.3 Structure de Puissance	171
7.4 Compensateur Série.....	172
7.4.1 Dimensionnement et charge du bus continu	173
7.4.2 Filtre passe bas LC.....	181
7.4.3 Transformateurs de couplage	183
7.4.4 Les éléments de protection et manœuvre	186
7.4.5 Onduleur triphasé et commande associée	186
7.5 Compensateur Shunt	186
7.5.1 Filtre de raccordement au réseau.....	187
7.5.2 Dimensionnement et charge du bus continu	190
7.5.3 Onduleur triphasé et commande associée	195
7.6 Structure de commande	196
7.7 Structure auxiliaire du système	198
7.8 Exemples d'Applications	200
7.8.1 Stratégies de compensation de creux de tension	201
7.8.2 Techniques de contrôle du courant appliqués au filtrage actif.....	210
7.9 Conclusion au chapitre.....	217

CONCLUSIONS GENERALES

CONCLUSIONS GENERALES	219
------------------------------------	------------

REFERENCES

REFERENCES.....	221
------------------------	------------

ANNEXE

ANNEXE.....	227
--------------------	------------

NOTATIONS

BP_{BO} : bande passante boucle ouverte

C_{PI} : correcteur PI

C_{cpx} : correcteur complexe

C_{IG} : intégrateur généralisé

d_a, d_b, d_c : fonctions de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension

D : puissance déformante de Budeanu

e_a, e_b, e_c : tensions de phase du réseau

e_α, e_β, e_h : projections des tensions instantanées de phase du réseau sur un repère fixe (α, β, h)

e_d, e_q : projections des tensions instantanées du réseau sur un repère tournant (d, q)

\vec{E} : phaseur spatial de la tension de réseau

(E, θ) : module et phase du phaseur instantané de la tension réseau

(E^+, θ^+) : module et phase de la séquence directe de la tension réseau

(E_0^+, θ_0^+) : module et phase de la séquence directe de la tension réseau avant la perturbation

(E_1^+, θ_1^+) : module et phase de la séquence directe de la tension réseau pendant la perturbation

(E_2^+, θ_2^+) : module et phase de la séquence directe de la tension réseau après la perturbation

(E^-, θ^-) : module et phase de la séquence inverse de la tension réseau

(i_{C1}, i_{C2}) : courant instantané à travers des condensateurs du bus continu

i_N : courant instantané de neutre

i_p : composante active du courant (Fryze)

i_r : composante réactive du courant (Fryze)

I_2 : courant efficace de sortie du filtre LC

I_{ch} : courant efficace de charge

MP : marge de phase

$p(t)$: puissance instantanée

p_0 : puissance homopolaire

p_3 : puissance instantanée triphasée

p_r : puissance réelle

P : puissance active

P_C : puissance complémentaire de Budeanu

q : puissance imaginaire

Q_b : puissance réactive de Budeanu

Q_f : puissance réactive de Fryze

- r : profondeur d'un creux de tension
- S : puissance apparente monophasée
- S_c : puissance apparente arithmétique triphasée (Budeanu)
- S_e : puissance apparente triphasée indépendante (Fryze)
- S_s : puissance apparente triphasée unitaire (Fryze)
- S_v : puissance apparente vectorielle triphasée (Budeanu)
- T_c : retard de calcul
- T_s : période d'échantillonnage
- T_m : période de modulation ou de commutation
- v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} : tensions instantanées des branches de l'onduleur
- $v_{aN'}, v_{bN'}, v_{cN'}$: tensions instantanées par rapport au point milieu du bus de l'onduleur
- v_a, v_b, v_c : tensions instantanées de phase de l'onduleur
- $v_{\alpha}, v_{\beta}, v_h$: projections des tensions instantanées de phase de l'onduleur sur un repère fixe (α, β, h)
- v_d, v_q : projections des tensions instantanées de phase de l'onduleur sur un repère tournant (d, q)
- (v_{DC}, i_{DC}) : valeur instantanée de la tension et du courant du bus continu
- (v_{DC1}, v_{DC2}) : tension instantanée aux bornes des condensateurs du bus continu
- v_{N0} : tension entre la le neutre de la charge/réseau et la référence des tensions de branche de l'onduleur
- \vec{V} : phaseur spatial de la tension de l'onduleur
- $(V_a)_h, (V_b)_h, (V_c)_h$: valeur efficace de l'harmonique h des tensions de phase de l'onduleur
- V_C : tension de sortie du filtre LC
- V_S : module de la tension de compensation série
- V_{ch} : tension de la charge
- (V_{DC}, I_{DC}) : valeur moyenne de la tension et du courant du bus continu
- β : angle entre la tension de compensation et la tension réseau
- δ : écart entre θ^+ et θ produit par les perturbations réseau
- ϕ : déphasage entre la tension de charge et la tension réseau au point optimale de compensation
- φ : déphasage entre la tension et le courant de charge
- θ_{est} : phase de sortie d'une PLL (dans un système idéal = θ^+)
- σ : déphasage entre la tension réseau et le courant de charge
- ψ : déphasage entre la tension de compensation et le courant de charge
- Γ : perturbation générique sur la tension réseau (séquence inverse, harmonique, etc.)

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance (EP) permet, par ses structures, le contrôle des flux de puissance entre deux sous systèmes et ce, de manière souple et rapide. Par puissance, on entend toutes les formes d'échange : puissances active et réactive. En fonction de l'application, le flux peut être unidirectionnel ou bidirectionnel, et son contrôle peut être continu (la puissance transférée peut prendre n'importe quelle valeur entre le maximum disponible et zéro), discrète (seulement certaines valeurs sont possibles) ou de type tout/rien.

Un champ d'application, important et en croissance soutenue, des systèmes d'EP est le réseau électrique, en particulier le réseau de distribution. L'EP peut être utilisée pour contrôler le flux de puissance soit entre deux parties différentes du même réseau soit entre le réseau et des systèmes qui se connectent pour absorber et/ou injecter de l'énergie.

L'électronique de puissance a ainsi une influence très importante dans l'évolution des réseaux électriques et dans les prochaines années, son rôle sera encore plus important, car ses applications classiques ont été élargies par d'autres fonctionnalités.

0.1 Les applications classiques de l'EP dans le réseau de distribution

La première fonction importante de l'EP dans les réseaux de distribution a été l'alimentation des charges électriques avec une double vision : **l'adaptation de la tension** du réseau aux caractéristiques des différentes charges connectées et **le contrôle et l'optimisation du fonctionnement des charges** via le transfert d'énergie entre le réseau et la charge.

L'adaptation de la tension aux besoins de la charge consiste dans le cas des charges continues à transformer le courant alternatif du réseau en courant continu (conversion AC/DC), et dans le cas des charges alternatives, de modifier les caractéristiques de la tension alternative du réseau (amplitude et/ou fréquence) (conversion AC/AC).

Un des premiers champs d'application des systèmes d'EP utilisés pour l'alimentation des charges électriques est **l'entraînement électrique**.

La simplicité du contrôle de la machine à courant continu en a fait longtemps la machine la plus utilisée. Ceci a fait du redresseur le convertisseur le plus usuel durant une longue période. Les systèmes d'EP ont remplacé les systèmes de redressement classique (notamment les machines tournantes et les thyratrons ou redresseurs à vapeur de mercure), en évitant les principaux inconvénients de ces technologies (le fait de disposer de parties tournantes, la nécessité de refroidissement, etc.). Les redresseurs d'EP ont également subi une évolution importante, poussés par le développement des semi-conducteurs et des systèmes de commande. Ainsi, aujourd'hui on trouve des redresseurs classiques non contrôlés (à diodes) et contrôlés (à thyristors), mais aussi des redresseurs plus complexes qui absorbent un courant pratiquement sinusoïdal (redresseur dit à prélèvement sinusoïdal) basés sur des interrupteurs bi-commandables haute fréquence comme les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

En ce qui concerne l'alimentation des charges alternatives, il s'agit essentiellement du contrôle du fondamental de la tension qui commande la puissance absorbée par la charge ; les exemples classiques sont le **chauffage**, **l'éclairage** et **les entraînements alternatifs**. Comme dans le cas du redressement, les premières solutions techniques ont été fournies par les machines tournantes, qui ont été remplacées graduellement par des systèmes basés sur l'EP.

On peut distinguer deux principes de conversion AC/AC : la conversion directe et la conversion à liaison continue.

Les premiers systèmes directs utilisés étaient basés sur le thyristor : le *gradateur* et le *cycloconvertisseur*. Ces deux systèmes sont relativement bien adaptés pour des applications où la qualité spectrale de la tension n'est pas importante, comme par exemple l'éclairage ou le chauffage. Ce n'est pas le cas dans d'autres applications telles que la commande des moteurs alternatifs où leur fonction se limite ici au démarrage : afin d'éviter des transitoires importants, on applique une tension dont le fondamental est mené graduellement jusqu'à sa valeur nominale. Une fois le moteur démarré, les harmoniques générés par ces deux systèmes peuvent être trop gênants pour le fonctionnement de la machine et donc, de nouvelles topologies de conversion ont été proposées. Au début des années 80, les *convertisseurs matriciels* ont été introduits. Basés sur le même principe que les cycloconvertisseurs, ils utilisent des interrupteurs bi-commandables.

En ce qui concerne les convertisseurs à *liaison continue*, ils comportent deux étapes de conversion, une première de redressement (AC/DC) et une deuxième d'ondulation (DC/AC). L'évolution des composants électroniques et la baisse des prix ont fait de cette solution la plus intéressante pour la commande de systèmes alternatifs de basse et moyenne puissance.

0.2 Les nouvelles applications

Ces dernières années, l'EP a été mise à contribution pour de nouvelles applications dans les réseaux électriques. Les réseaux de distribution modernes doivent faire face aux nouveaux défis et aux nouvelles opportunités d'un système électrique en pleine évolution technologique et législative. Dans ce contexte, de nouveaux horizons s'ouvrent pour l'EP, dans un réseau de distribution futur plus actif (présence de générateurs), plus automatisé et souple et qui offre entre autres un service de meilleure qualité aux clients.

Du point de vue **technique**, le principal changement pour le réseau concerne la nature des charges connectées : d'une part les charges passives classiques ont subi une évolution très importante et d'autre part de nouvelles charges actives ont été connectées au réseau de distribution.

Du point de vue **législatif**, les principaux aspects qui ont eu une influence directe sur le réseau sont :

- *La libéralisation du marché électrique*, qui établit de nouvelles règles de fonctionnement pour la génération et la distribution de l'énergie électrique, ce qui est en train de changer la façon dont on conçoit le système électrique.
- *Le respect de l'environnement*, à travers des lois qui favorisent la production d'énergie électrique à base de systèmes décentralisés qui minimisent l'impact sur l'environnement (essentiellement des systèmes de production d'origine renouvelable et/ou à haut rendement et/ou à faibles émissions de gaz polluants).
- *La prise de conscience autour de l'importance de la qualité de la fourniture*, pour assurer la cohabitation des charges polluantes électriquement et sensibles, en normalisant le niveau d'émissions des premières et d'immunité des secondes, ainsi que la responsabilisation des fournisseurs d'énergie.

Cette double évolution, technique et législative, a donné lieu à deux nouveaux champs d'étude émergent fortement et qui sont la **Qualité de l'Énergie** et la **Production Décentralisée**, où l'EP a un rôle très important à jouer comme technologie d'amélioration de la qualité et d'interfaçage des producteurs décentralisés.

Applications de l'EP pour l'amélioration de la qualité de l'énergie :

La Qualité de l'Energie (QdE) est un concept très large qui comprend la *continuité de la fourniture électrique* (la fiabilité) et la *qualité de l'onde tension*. La fiabilité de la fourniture électrique est un sujet qui a été lié au réseau électrique depuis sa naissance, car les conséquences des interruptions sont évidentes pour n'importe quelle charge sans stockage d'énergie : un dysfonctionnement, un court arrêt et même une panne de longue durée.

Néanmoins, l'intérêt pour la qualité de l'onde est plus récent : on trouve les premières références significatives à la fin des années 80 [BO-00a]. La raison principale de cet intérêt est l'évolution de la nature des charges connectées au réseau : d'une part, l'utilisation massive des systèmes d'EP (pour l'alimentation et le contrôle de charges électriques) avec leurs caractéristiques non-linéaires, a multiplié les perturbations présentes sur le réseau (notamment les harmoniques) ; d'autre part, du fait du développement des systèmes de commande électroniques (analogique et numérique), les charges deviennent de plus en plus intelligentes, mais aussi plus vulnérables aux perturbations.

L'intérêt du sujet du point de vue commercial n'est pas non plus négligeable. Avec la concurrence entre fournisseurs d'énergie électrique, la qualité de l'énergie est devenue un *argument commercial* très important, vis à vis de l'attraction des clients. Cet argument est surtout important pour les clients sensibles, pour lesquels les coûts des interruptions peuvent être très élevés et qui sont donc prêts à payer plus cher pour les éviter. Un exemple est le contrat de qualité proposé par le **Gestionnaire du Réseau de Transport** français qui offre de conditions de qualité spéciales pour ses clients [RT-01].

Dans ce contexte, l'EP grâce à sa rapidité et sa capacité à contrôler le flux de puissance (non seulement active mais aussi réactive), peut aider à améliorer la qualité de fourniture des clients en particulier et la qualité globale du réseau en général. L'EP peut agir de deux façons afin d'améliorer la cohabitation entre les charges polluantes et sensibles : d'une part, en évitant que les perturbations générées par les charges perturbatrices soient injectées au réseau et d'autre part, en protégeant les charges sensibles des perturbations présentes sur le réseau.

Les systèmes d'EP connectés aux réseaux de distribution avec le but d'améliorer la qualité de l'énergie sont connus sous le nom de dispositifs *Custom Power* (d'après le projet homonyme commencé entre l'EPRI et Westinghouse en 1992 [CL-97]). Ils sont aussi désignés sous le nom de D-FACTS (« Flexible AC Transmission System » de distribution). On peut en effet les considérer comme les équivalents des dispositifs FACTS appliqués au réseau de distribution. Toutefois, leurs fonctionnalités sont différentes (l'optimisation de la conduite des réseaux de transport dans le cas de FACTS versus l'amélioration de la qualité de l'énergie dans le cas des dispositifs D-FACTS). Par ailleurs, vu les niveaux de puissance engagés, les D-FACTS utilisent plus les interrupteurs bi-commandables à haute fréquence.

On trouve deux types de systèmes d'EP pour l'amélioration de la qualité de l'énergie : les systèmes de *compensation* et les systèmes de *remplacement*.

Les systèmes de **compensation** travaillent en combinaison avec le réseau, en superposant leur énergie à celle de ce dernier. Ces dispositifs font partie de la famille des actionneurs¹ réseau, dont le but est d'échanger de l'énergie avec le réseau afin d'améliorer la qualité de fourniture. Ils peuvent se connecter soit en série soit en shunt avec le réseau, et ils peuvent être passifs ou actifs en fonction de l'application. Les systèmes passifs se

¹ **Actionneur** : dispositif (mécanique, électrique, etc.) permettant d'agir sur une machine, un système pour modifier leur fonctionnement ou leur état.

comportent comme des impédances variables, qui injectent un courant réactif variable dans le réseau ou qui produisent des chutes ou des élévations de tension variables. Du point de vue énergétique, ces dispositifs peuvent être considérés comme des systèmes d'échange d'énergie réactive. Les actionneurs actifs peuvent présenter de plus des caractéristiques présentées ci-dessus pour les actionneurs passifs, un degré de liberté supplémentaire dû à la possibilité d'échange de puissance active, pour peu que cette dernière soit disponible. Ils sont basés sur des convertisseurs statiques².

Les systèmes de **remplacement** ne se superposent pas au réseau mais le remplacent lors de défaillances. Ce remplacement peut être réalisé via une source autonome d'énergie électrique ou bien en transférant la charge sur une autre ligne non perturbée.

Applications de l'EP pour l'interfaçage de systèmes de production décentralisés :

Poussée par la législation favorable, comme par le développement des technologies de production primaire, la production décentralisée d'énergie à base de sources renouvelables et/ou de procédés à haut rendement est devenue durant ces dernières années un complément économiquement intéressant pour les grands producteurs classiques centralisés. Les producteurs décentralisés constituent un nouveau type de « charge » pour le réseau de distribution : au lieu d'absorber de l'énergie, ils l'injectent, ouvrant la porte à la bidirectionnalité énergétique du réseau de distribution. Pourtant, le réseau de distribution n'a pas été conçu pour ce type d'opération ; le raccordement des producteurs exige donc une révision détaillée du fonctionnement du réseau (en particulier du plan de protection), et ce, afin de s'assurer que la qualité de fourniture n'est pas dégradée.

Dans ce contexte, le rôle principal des systèmes d'EP est *l'interfaçage*. Un système de production d'énergie connecté au réseau est le dual d'une charge consommatrice, et par conséquent les fonctions des interfaces sont les duales des fonctions classiques d'alimentation des charges. Ceci n'exclut pas d'inclure dans le cahier des charges de l'interface un aspect Qualité.

Il existe un grand nombre de technologies de systèmes de production qui ne peuvent pas être directement raccordées au réseau car l'énergie électrique qu'ils produisent n'a pas la forme exigée. Le but de l'interface est donc **d'adapter la tension** du producteur aux exigences de fréquence, phase et amplitude nécessaires pour se connecter au réseau en mode générateur.

De plus, le système d'interfaçage peut être utilisé pour **contrôler et optimiser le transfert de l'énergie** produite par les systèmes de production, en faisant varier le point de fonctionnement du producteur, en l'adaptant au point optimal à tout instant. C'est le cas des systèmes photovoltaïques, des générateurs basés sur les piles à combustible et de certains systèmes éoliens. Enfin, dans le cas où l'on disposerait d'un système de stockage d'énergie, l'interface peut gérer la quantité d'énergie stockée, consommée et injectée au réseau, en permettant ainsi une exploitation plus flexible des systèmes de production, et un élargissement de leurs potentialités.

² **Convertisseur statique** : dispositif assurant une conversion d'énergie électrique d'une forme à une autre, sans utiliser d'organes mobiles (par opposition à groupe convertisseur).

D'autres nouvelles applications de l'EP :

De plus des applications dans le domaine de l'amélioration de la qualité et de la production décentralisée, l'EP se fait petit à petit une place dans le réseau électrique surtout par son application comme système d'interfaçage entre réseaux.

Dans le domaine du transport, on trouve deux cas différents d'interfaçage entre réseaux. Le premier consiste à relier deux réseaux alternatifs de fréquence différente ou de puissance inégale (appartenant par exemple à deux pays différents). Le deuxième cas est celui du transport d'énergie en courant continu (HVDC), utilisé pour le transport d'énergie à longue distance, nécessitant de part et d'autre de la ligne la mise en place de redresseurs/onduleurs.

Au niveau de distribution, l'interfaçage entre réseaux est surtout une possibilité pour l'avenir, au fur et à mesure que les micro-réseaux de distribution à courant continu vont évoluer [EP-99].

0.3 Domaine d'étude de la thèse

Comme on a pu le constater, le domaine d'application actuel et futur des systèmes d'EP dans le réseau de distribution est très vaste. L'objectif de cette thèse est d'analyser en détail l'une des principales nouvelles applications de ces systèmes : l'amélioration de la qualité.

Le travail réalisé analyse du point de vue théorique et expérimental les principales topologies de compensation (série et shunt) à base des onduleurs de tension.

Le rapport comporte deux parties principales précédées par un **chapitre introductif** consacré à la qualité de l'énergie. On y aborde la théorie énergétique sous conditions de fourniture perturbée, l'origine et les effets des perturbations et les aspects liés à la normalisation.

Dans la **deuxième partie**, les compensateurs basés sur convertisseurs de l'EP sont analysés. Une étude détaillée est menée sur la commande des compensateurs à base d'onduleurs de tension, tant du point de vue de la commande rapprochée, comme de la commande en tension et en courant. Cette analyse a été conduite de façon à commander les compensateurs comme des sources de tension/courant harmoniques qui puissent compenser les éventuelles perturbations de la fourniture électrique. On y présente également les techniques de commande externe des compensateurs qui servent à identifier les perturbations réseau et à générer en temps réel la consigne des compensateurs (selon les critères de l'utilisateur).

La **troisième partie** du rapport est consacrée aux aspects pratiques et expérimentaux de l'application de compensateurs à base de l'onduleur de tension pour l'amélioration de la qualité de l'énergie. Afin de tester et valider les algorithmes développés dans la deuxième partie du rapport un banc d'essais a été conçu et réalisé dans le contexte de cette thèse. Le banc d'essai réalisé (de 10kVA) porte le nom de GRID-SYS en référence à l'anglais : GRID connected SYStems. Ce banc est décrit dans cette troisième partie ainsi que les principaux résultats obtenus lors des essais menés sur le banc (applications de compensation de creux et de filtrage actif de courant).

La thèse finit par des conclusions générales. Une annexe y figure également où l'on présente les résultats de l'étude de robustesse réalisée pour les différents correcteurs développés durant la thèse.

**PARTIE I : AMELIORATION DE LA QUALITE DE L'ONDE
AVEC SYSTEMES D'EP**

CHAPITRE 1 : AMELIORATION DE LA QUALITÉ DE L'ONDE AVEC SYSTÈMES D'EP

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous forme de tensions parfaitement sinusoïdales, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies (en fonction du point de raccordement). Tout écart à cet objectif qui dépasse le seuil établi dans les normes représente une perturbation qui peut être gênante pour le fonctionnement des charges connectées.

De plus, il y a des clients spéciaux qui ont besoin d'une qualité supérieure à celle disponible ; il y a également certaines régions pour lesquelles la qualité n'arrive pas aux niveaux minima auxquels on pourrait s'attendre. Dans tous ces cas, il est nécessaire de réaliser des modifications dans les réseaux ou dans les installations des clients, soit en modifiant leurs caractéristiques, soit en ajoutant des systèmes d'amélioration pour permettre le fonctionnement correct de tous les systèmes connectés.

Ce chapitre introductif réalise un bilan du phénomène de la qualité de l'énergie à partir d'une vision générale de la problématique.

1.1 Approche théorique sur la qualité de l'énergie

Dans un premier temps, on introduit les bases théoriques pour étudier les perturbations liées à l'onde électrique, la théorie généralisée de l'énergie électrique, l'origine et les effets des perturbations électriques qui font l'objet de cette thèse (les perturbations harmoniques et les perturbations sur la valeur efficace de la tension réseau) et finalement un résumé des principales normes concernant la qualité de l'énergie.

1.1.1 Théorie généralisée de l'énergie électrique

La théorie classique de l'énergie électrique ne tient compte que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux et équilibrés. Cependant les signaux électriques présents sur les réseaux (surtout les courants) sont souvent perturbés et ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux ni équilibrés. Dans le domaine de la qualité de l'énergie, il est indispensable de bien connaître tous les échanges d'énergie entre le réseau et les différentes charges de façon à pouvoir compenser les éventuelles perturbations.

L'analyse des signaux non sinusoïdaux et déséquilibrés est basée sur deux concepts mathématiques qui sont les *harmoniques* et les *composantes symétriques*, qui permettent la décomposition des signaux électriques perturbés (non sinusoïdaux et déséquilibrés) en composantes idéales et perturbations.

Le concept d'harmonique a été introduit au début du XIX^{ème} siècle par Joseph Fourier [DH-98], en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série des sinusoïdes de fréquences discrètes. La composante zéro de la série dite de Fourier est la *composante continue*, tandis que la première composante est appelée *composante fondamentale*. Dans le cas des systèmes raccordés au réseau, celle-ci est une composante à la fréquence nominale du réseau (50Hz). Le reste des composantes de la série sont appelés harmoniques et sont multiples de la fréquence fondamentale.

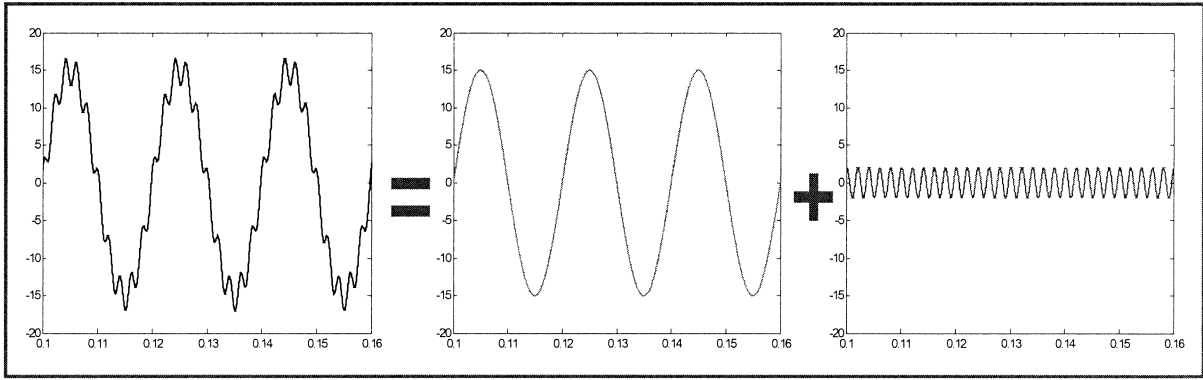


Figure 1-1. Décomposition en composantes harmoniques.

L'outil principal pour étudier les déséquilibres sont les *composantes symétriques*. Cette théorie a été développée par Charles L. Fortescue à la fin de 1913 [WA-33]. La principale propriété des composantes symétriques réside dans le fait que n'importe quel système triphasé déséquilibré peut être décomposé en trois composantes équilibrées : la composante *directe*, la composante *inverse* et la composante *homopolaire*. Cette décomposition est applicable à n'importe quel système triphasé. Dans le cas particulier du réseau électrique, on l'applique à la tension et au courant.

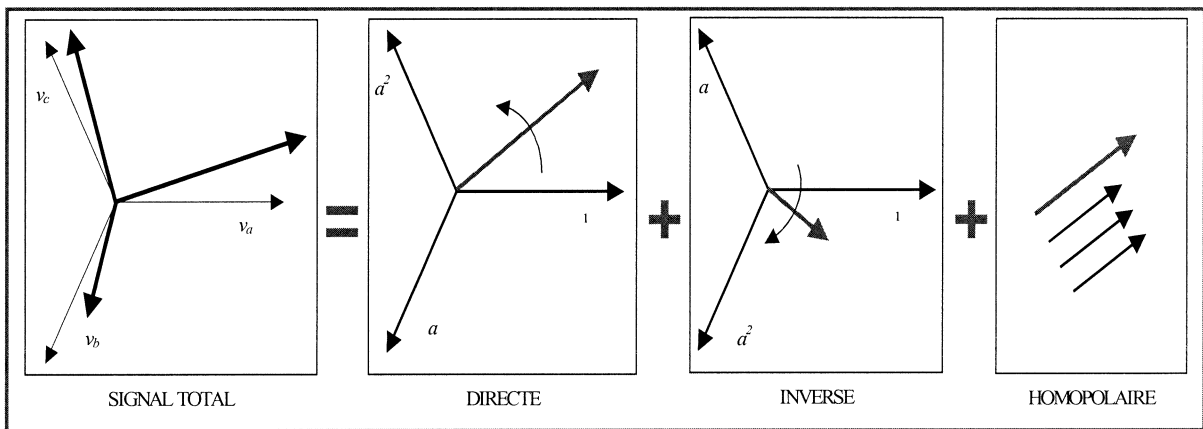


Figure 1-2. Décomposition en composantes symétriques.

Ainsi, ces deux concepts ont permis l'élargissement de la théorie énergétique classique basée en principe sur des signaux parfaitement sinusoïdaux et équilibrés. Les définitions de puissance et d'énergie pour ce type de signaux sont universellement acceptées. Dans un système électrique quelconque, on peut définir les grandeurs de puissance suivantes : la puissance instantanée (p), la puissance active (P) et la puissance apparente (S) :

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (1.1)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p(t) \cdot dt \quad (1.2)$$

$$S = V \cdot I \quad (1.3)$$

Où

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} v^2(t) \cdot dt} \quad \text{et} \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i^2(t) \cdot dt} \quad (1.4)$$

1.1.2 Théorie énergétique sous distorsion harmonique

Le premier pas dans la généralisation de cette théorie a été apporté par l'inclusion des échanges d'énergie via les harmoniques. Il n'y a cependant pas une uniformité des critères en ce qui concerne les définitions sous distorsion harmonique. Les premiers essais pour inclure la distorsion de l'onde dans les définitions de puissance monophasée ont été réalisés par Budeanu [AN-84] et Fryze [FR-32] dans les années 30 du XX^{ème} siècle. Budeanu a proposé la séparation de la puissance apparente monophasée en 3 composantes orthogonales :

$$S^2 = P^2 + Q_b^2 + D^2 \quad (1.5)$$

Où la puissance réactive (Q_b) est générée non seulement par les fondamentaux mais aussi par les harmoniques, et la puissance qui n'est pas active ni réactive est connue comme la puissance déformante (D). Finalement, la puissance complémentaire (P_c) est définie comme la puissance qui n'est pas active :

$$Q_b = \sum_{h=1}^n V_h \cdot I_h \cdot \sin \varphi_h \quad (1.6)$$

$$P_c = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (1.7)$$

Où h représente l'harmonique : $h = 0, 1, 2 \dots$

Fryze de son côté, a divisé le courant en deux composantes orthogonales, i_p (composante active) et i_r (composante réactive) :

$$i = i_p + i_r \quad (1.8)$$

Il ne propose que deux types de puissance, la puissance active (P) et la puissance réactive (Q_f), c'est-à-dire que d'après sa définition, tout ce qui n'est pas actif est réactif :

$$Q_f = V \cdot I_r = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (1.9)$$

Pour le cas triphasé (k représente la phase : $k = a, b, c$), quatre définitions principales de puissance apparente ont été proposées [AR-00]. Deux propositions sont basées sur la définition de Budeanu, comme la *puissance apparente vectorielle* S_v :

$$S_v = \sqrt{\left(\sum_k P_k\right)^2 + \left(\sum_k Q_{bk}\right)^2 + \left(\sum_k D_k\right)^2} \quad (1.10)$$

Et la puissance apparente arithmétique S_c :

$$S_c = \sum_k \sqrt{P_k^2 + Q_{bk}^2 + D_k^2} \quad (1.11)$$

Deux autres notions sont basées sur la définition de Fryze, l'une considère les puissances apparentes de chaque phase indépendantes :

$$S_e = \sum_k \sqrt{P_k^2 + Q_{fk}^2} = \sum_k V_k \cdot I_k \quad (1.12)$$

Et l'autre qui considère le système comme une unité :

$$S_s = \sqrt{P^2 + Q_f^2} = \sqrt{\sum_k V_k^2} \cdot \sqrt{\sum_k I_k^2} \quad (1.13)$$

Les définitions de Budeanu introduisent des puissances qui n'ont pas de signification physique claire (mise à part la puissance active), donc la plupart des auteurs préfèrent l'utilisation des définitions de Fryze, qui font tout simplement la distinction entre puissance active et non active (réactive).

1.1.3 Théorie énergétique sous distorsion harmonique et déséquilibres

Les expressions précédentes ne tiennent pas compte explicitement des effets des déséquilibres, et n'offrent donc pas une décomposition effective de tous les phénomènes perturbateurs. La théorie énergétique généralisée, introduite par Akagi [AK-83] tient compte explicitement non seulement de l'effet de la distorsion mais aussi des déséquilibres. La figure 1-3 montre la représentation spatiale d'un système harmonique déséquilibré quelconque, avec ses composantes tournantes (directe et inverse) et fixe (homopolaire).

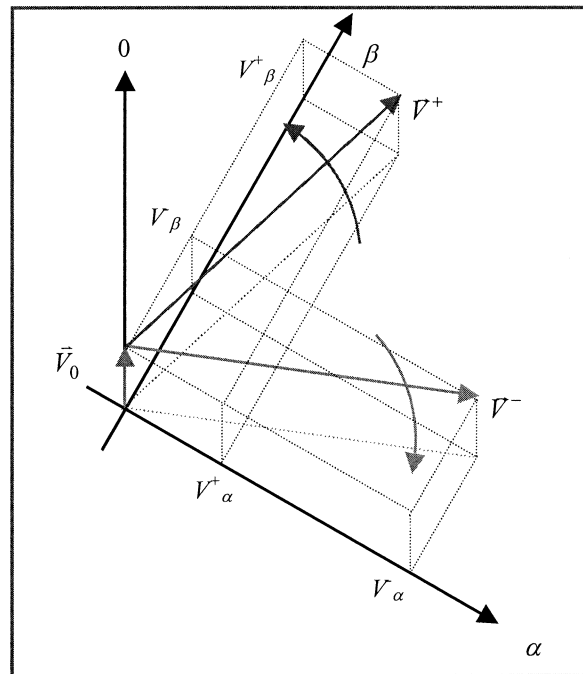


Figure 1-3. Représentation spatiale d'une composante harmonique déséquilibrée.

D'après cette théorie, on a en général 3 types de puissance dans un système :

- La *puissance réelle* (p_r), qui est la composante réelle de la puissance transmise par les composantes tournantes (directe et inverse) de tous les harmoniques (y compris le fondamental).
- La *puissance imaginaire* (q), qui est la composante imaginaire de la puissance transmise par les composantes tournantes (directe et inverse) de tous les harmoniques (y compris le fondamental).
- La *puissance homopolaire* (p_0), qui est la puissance transmise par les composantes homopolaires.

Ces puissances contiennent une partie continue et une partie oscillatoire, résultats du produit entre harmoniques et séquences de diverses caractéristiques. Dans le cas de la puissance réelle instantanée, sa partie continue (\bar{p}_r) est obtenue à partir de la partie réelle du produit entre harmoniques de même fréquence et de même séquence :

$$\bar{p}_r = \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_n^+ \cdot I_n^+ \cdot \cos(\phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^+}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_n^- \cdot I_n^- \cdot \cos(\phi_{V_n^-} - \phi_{I_n^-}) \quad (1.14)$$

La partie oscillatoire de la puissance réelle (\tilde{p}_r) correspond à la partie réelle du produit entre harmoniques de nature différente :

- *Même fréquence et séquence différente* : la pulsation résultante est le double de celle des harmoniques.
- *Même séquence et fréquence différente* : la pulsation résultante est égale à la différence de pulsation entre deux harmoniques.
- *Séquence et fréquence différentes* : la pulsation résultante est égale à la somme des deux pulsations.

$$\tilde{p}_r = \begin{cases} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_m^+ \cdot I_n^+ \cdot \cos((\omega_m - \omega_n) + \phi_{V_{+m}} - \phi_{I_{+n}}) \right] \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_m^- \cdot I_n^- \cdot \cos((\omega_m - \omega_n) + \phi_{V_{-m}} - \phi_{I_{-n}}) \right] \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_m^+ \cdot I_n^- \cdot \cos((\omega_m + \omega_n) + \phi_{V_{+m}} + \phi_{I_{-n}}) \right] \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_m^- \cdot I_n^+ \cdot \cos((\omega_m + \omega_n) + \phi_{V_{-m}} + \phi_{I_{+n}}) \right] \end{cases} \quad (1.15)$$

La même analyse est applicable au cas de la puissance imaginaire (q). Ainsi sa partie continue (\bar{q}) sera :

$$\bar{q} = \sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_n^+ \cdot I_n^+ \cdot \sin(\phi_{V_{+n}} - \phi_{I_{+n}}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_n^- \cdot I_n^- \cdot \cos(\phi_{V_{-n}} - \phi_{I_{-n}}) \quad (1.16)$$

Et la partie oscillatoire (\tilde{q}) aura comme expression :

$$\tilde{q} = \begin{cases} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_m^+ \cdot I_n^+ \cdot \sin((\omega_m - \omega_n) + \phi_{V_{+m}} - \phi_{I_{+n}}) \right] \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_m^- \cdot I_n^- \cdot \sin((\omega_m - \omega_n) + \phi_{V_{-m}} - \phi_{I_{-n}}) \right] \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_m^+ \cdot I_n^- \cdot \sin((\omega_m + \omega_n) + \phi_{V_{+m}} + \phi_{I_{-n}}) \right] \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_m^- \cdot I_n^+ \cdot \sin((\omega_m + \omega_n) + \phi_{V_{-m}} + \phi_{I_{+n}}) \right] \end{cases} \quad (1.17)$$

Le cas pour la puissance homopolaire est différent car il n'y a pas de différence de séquence entre les harmoniques, mais tout simplement une différence de fréquence. Donc la partie continue sera (\bar{p}_0) :

$$\bar{p}_0 = \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{0n} \cdot I_{0n} \cdot \cos(\phi_{V_{0n}} - \phi_{I_{0n}}) \quad (1.18)$$

Et la partie oscillatoire (\tilde{p}_0) :

$$\tilde{p}_0 = \begin{cases} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{0m} \cdot I_{0n} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n) + \phi_{V_{0m}} - \phi_{I_{0n}}) \right] \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{0m} \cdot I_{0n} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n) + \phi_{V_{0m}} + \phi_{I_{0n}}) \right] \end{cases} \quad (1.19)$$

Les expressions explicitées ci-dessus ont, de plus de leur signification mathématique, une signification physique. Ainsi, on peut démontrer que la puissance triphasée instantanée (p_3) est la somme des puissances réelle et homopolaire :

$$p_3 = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = p_r + p_0 \quad (1.20)$$

Cette puissance représente le flux total instantané d'énergie échangée **entre la source et la charge**. Sa valeur moyenne (\bar{p}_3) correspond à la puissance active (P) transiting entre les deux sous-systèmes et la partie alternative (\tilde{p}_3) représente les variations de la puissance instantanée par rapport à sa moyenne. On constate que la puissance active consommée dans un système n'est pas seulement portée par le fondamental, mais aussi par

l'échange harmonique (s'il y a coïncidence de fréquence et de séquence) auquel s'ajoute un éventuel échange homopolaire.

La puissance imaginaire (q) ne contribue pas au flux de puissance instantanée entre la source et la charge, mais il s'agit plutôt **d'un échange d'énergie entre les différentes phases du système** [AR-96]. Le meilleur exemple physique de ce phénomène est le cas d'un condensateur triphasé équilibré, où l'énergie totale stockée dans le système est constante ($v_a^2 + v_b^2 + v_c^2 = cte$), mais l'énergie stockée dans chaque condensateur varie dans le temps (avec la variation de la valeur instantanée de la tension). On considère donc que cette énergie s'écoule entre les différentes phases sans échange avec l'extérieur.

1.1.4 Origines et Effets des Perturbations Electriques

Du point de vue de la qualité de l'énergie on entend par *perturbation électrique* tout écart de la tension réseau par rapport à sa valeur et à sa forme nominale. Par extension, on peut aussi considérer comme perturbations les phénomènes agissant sur la forme du courant, car ils ont une influence directe sur la tension.

Dans le cadre de cette thèse, on s'intéresse essentiellement à deux familles de perturbations :

- Les perturbations harmoniques (de courant et/ou de tension).
- Les perturbations sur la valeur efficace de la tension (creux de tension et fluctuations).

1.1.4.1 Les perturbations harmoniques

a) Origine et représentation

Certains appareils (contenant en général des éléments d'EP pour se raccorder au réseau) absorbent un courant qui n'est pas sinusoïdal. Ces charges sont connues comme étant charges non-linéaires et sont principalement à l'origine de la distorsion harmonique présente sur le réseau. On les oppose aux charges dites linéaires qui absorbent un courant de même allure et fréquence que la tension d'alimentation. La figure 1-4 illustre le courant non sinusoïdal absorbé par une charge non-linéaire.

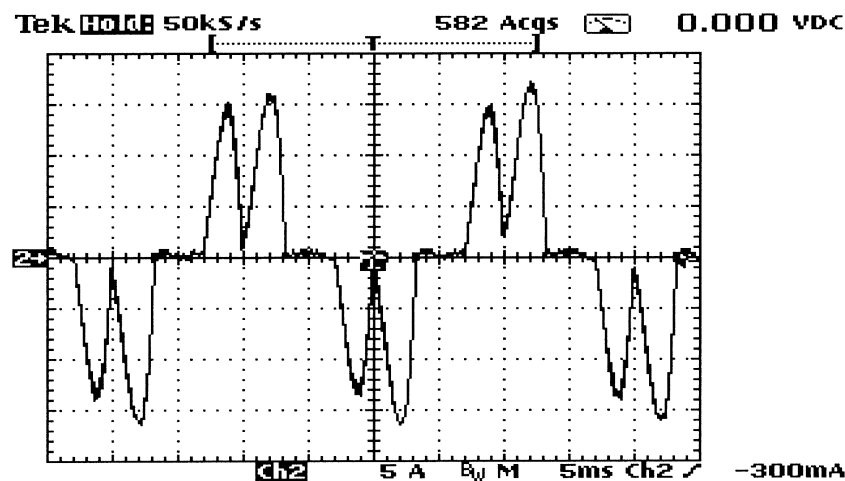


Figure 1-4. Courant absorbé par un redresseur triphasé à diodes à filtrage capacitif.

La façon la plus simple de représenter un courant non sinusoïdal est de considérer sa série de Fourier, c'est-à-dire en représentant les fréquences discrètes qui composent ce signal. D'après cette vision, les charges non-linéaires peuvent être modélisées comme l'addition de plusieurs sources de courant (une pour chaque composante fréquentielle) mises en parallèle [BA-96] :

$$(i)_h = (i)_0 + (i)_1 + \dots + (i)_n = (I)_0 + (I)_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_1) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_n) \quad (1.21)$$

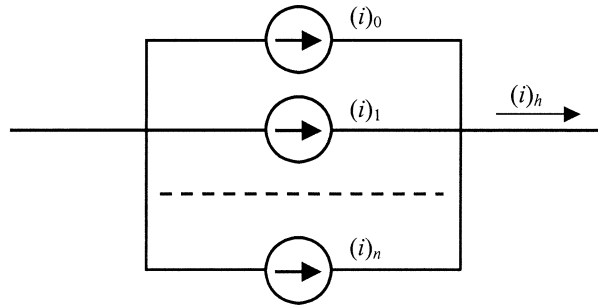


Figure 1-5. Modélisation d'une charge non-linéaire.

Dans le cas d'un système triphasé équilibré, le modèle de la charge sera :

$$\left. \begin{aligned} (i_a)_h &= (I)_0 + (I)_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_1) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \phi_n) \\ (i_b)_h &= (I)_0 + (I)_1 \cos(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \phi_n - n \frac{2\pi}{3}) \\ (i_c)_h &= (I)_0 + (I)_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \phi_n + n \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (1.22)$$

On observe que les fondamentaux composent un système direct (c'est-à-dire de même séquence que la tension réseau), les harmoniques multiples de 3 composent un système homopolaire (ils sont en phase), le 5^{ème} harmonique un système inverse (la séquence des phases est inverse par rapport à la tension réseau), le 7^{ème} un système direct (même séquence que la tension), etc.

Dans un circuit électrique quelconque, le courant et la tension sont couplés (en régime stationnaire) à travers la notion d'impédance : une variation du courant de charge modifie la tension au point de raccordement et vice-versa. Une méthode itérative serait donc nécessaire pour une étude approfondie des interactions entre les charges non-linéaires et le réseau. Toutefois, pour des raisons de simplification nous considérons ici les charges non-linéaires indépendantes des harmoniques de tension réseau, en d'autres termes, on étudiera les effets des harmoniques de courant sur le réseau et non l'inverse.

b) Propagation

Les harmoniques de courant, une fois injectés par des charges non-linéaires, se propagent à travers du réseau. Pendant leur propagation, ils trouvent deux types d'obstacle :

- *Les bifurcations* : à chaque bifurcation le courant se partagera en fonction de l'impédance observée sur chaque branche de la bifurcation (selon la loi du diviseur de courant). Comme les impédances du réseau dépendent généralement de la fréquence, l'impédance vue par chaque harmonique sera différente et donc le rapport entre les courants acheminés par chaque branche aussi.

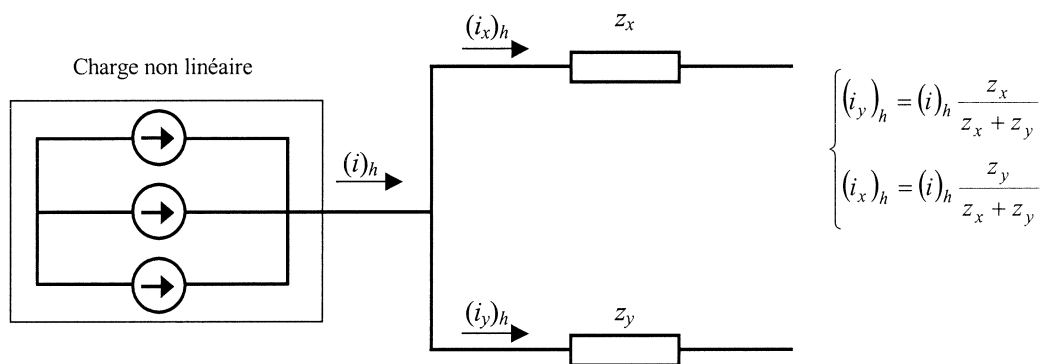


Figure 1-6. Division des courants harmoniques dans une bifurcation.

- *Les impédances asymétriques* : l'impédance du réseau est pratiquement identique pour le système direct et inverse, tandis que son impédance homopolaire dépend de plusieurs facteurs comme le régime de neutre, le couplage ou les caractéristiques des circuits magnétiques de ses éléments etc. La propagation des harmoniques homopolaires sera donc tributaire de tous ces paramètres.

Les harmoniques de courant sont ressentis essentiellement à travers leurs effets sur la tension (même si les harmoniques de courant peuvent dans certains cas provoquer des effets directs, par exemple sur les systèmes de communication). En effet, même si la tension réseau (E) est parfaitement sinusoïdale aux bornes du générateur, la chute de tension produite dans l'impédance entre le générateur et le point de raccordement de la charge non linéaire ($z_r + z_{r1}$), fait que la tension au point de raccordement (P_0) est perturbée. Evidemment, plus grande est l'impédance du réseau, plus importante sera la distorsion de cette tension qui affectera à son tour d'autres charges connectées (figure 1-7).

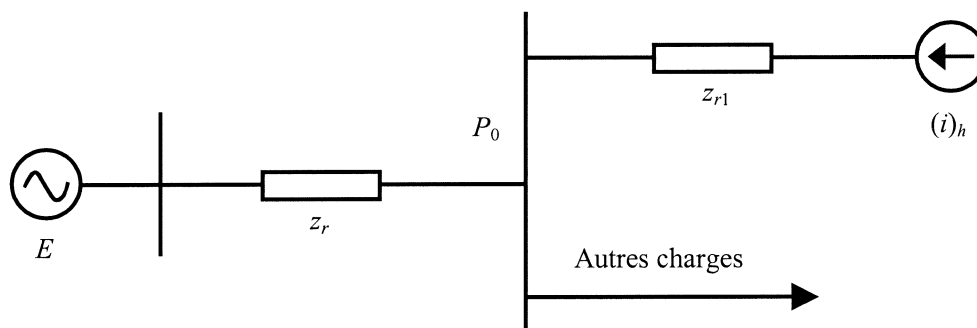


Figure 1-7. Influence des harmoniques de courant sur la tension au point de raccordement.

c) Effets

Bien que les susceptibilités des différents appareils à l'égard des harmoniques soient très diversifiées, on distingue schématiquement deux sortes d'effets possibles :

- *Les effets quasi instantanés* sur certains types d'appareillage, tels que l'électronique de puissance, calculateurs, relais, systèmes de contrôle et régulation, etc., la présence d'harmoniques sur les signaux provoque le déplacement du passage par zéro et des modifications de la valeur de crête de l'onde.
- *Les effets à terme* sur les machines tournantes et les condensateurs, qui se manifestent par des échauffements supplémentaires ; il en découle la destruction de matériel ou plus fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique.

Ce problème peut être abordé de deux façons :

- On pourrait essayer de *réduire l'impédance du réseau*, en théorie si l'impédance était nulle, la tension et le courant seraient complètement découplés et les harmoniques du courant n'auraient aucun effet sur la tension. Cette solution n'est pas abordable car elle exigerait des modifications très importantes et onéreuses.
- *Ajouter des bifurcations* au système de façon à introduire des voies privilégiées de circulation des harmoniques de courant qui évitent le réseau. Cette solution est la plus utilisée, connue sous le nom de filtrage d'harmoniques.

d) Caractérisation

Différents critères sont définis pour caractériser les perturbations harmoniques. Le taux de distorsion harmonique (*THD*) est le plus employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I)_h^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (I)_h^2}} \quad (1.23)$$

Il va de soit que la répartition spectrale complète généralement l'information sur le *THD*.

1.1.4.2 Les perturbations sur la valeur efficace de la tension

On s'intéresse essentiellement à deux familles de perturbations agissant sur la valeur efficace de la tension, les *creux de tension* et les *fluctuations*.

Un creux de tension est une diminution de la tension à une valeur située entre 1 et 90% de la tension nominale et d'une durée allant de 10ms jusqu'à 1 minute. Une coupure brève est un cas particulier du creux de tension. Sa profondeur est supérieure à 99% et elle est caractérisée uniquement par sa durée (inférieure à 3 minutes). Les coupures longues sont supérieures à 3 minutes.

Ce que l'on appelle fluctuation se manifeste par des variations basse fréquence de la valeur efficace, le type le plus connu étant le phénomène de flicker.

a) Origine

La principale source de creux de tension et de coupures brèves sont les courts-circuits et le démarrage de machines de forte puissance. Un court-circuit a comme effet une augmentation très importante du courant dans la ligne où il se produit, et la chute de tension aux bornes de l'impédance entre la source et le point de raccordement (z_r) fait que la tension vue par d'autres utilisateurs raccordés au même point de raccordement (P_0) a diminué. C'est la loi du diviseur de tension :

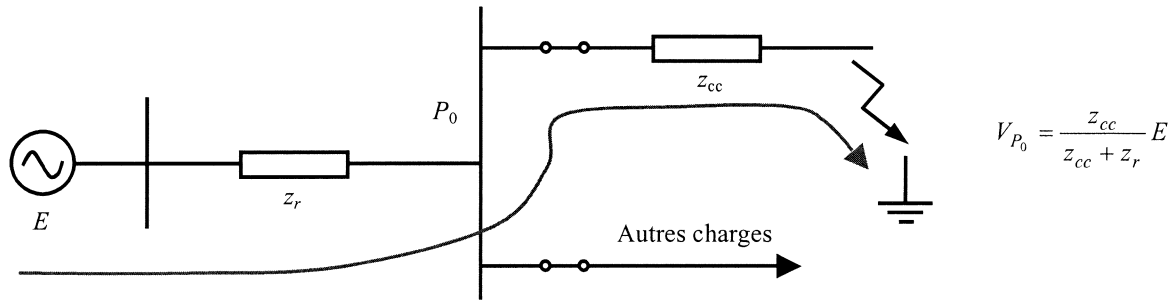


Figure 1-8. Modèle de diviseur de tension pour un creux de tension.

Cette surintensité sera détectée par les systèmes de protection de la ligne qui l'ouvriront. Pour les utilisateurs de la ligne affectée, l'alimentation est coupée, tandis que pour les utilisateurs des autres lignes la tension revient à sa valeur normale, le creux est alors fini. Ainsi, très souvent la durée du creux de tension est égale au temps d'activation des protections. Dans le réseau de transport, en général, le temps d'élimination des défauts est plus restreint et par conséquent les creux sont en général plus courts que ceux qui se produisent dans la distribution.

Les courants absorbés par les charges ont aussi dans certains cas une influence non négligeable sur la tension en produisant des *fluctuations* et même des *creux*. Les exemples classiques sont le démarrage des moteurs asynchrones et les changements brusques des courants absorbés par des charges de haute puissance (les fours à arc ou les trains électriques).

Le courant de démarrage des moteurs atteint au moment de la connexion, 5 à 6 fois le courant en régime permanent. Après cette phase transitoire, il diminue jusqu'à arriver au courant nominal lorsque la machine se rapproche de sa vitesse nominale. Cette surintensité produit une chute de tension transitoire qui décroît progressivement au fur et à mesure que le courant diminue. Ces creux durent normalement entre quelques secondes et quelques dizaines de secondes, en fonction de la constante mécanique de la machine.

La mise en service ou hors service d'appareils d'utilisation de l'énergie électrique et le fonctionnement de certains d'entre eux entraînent des variations rapides de la tension, qui peuvent se manifester sous deux formes principales :

- **Variations périodiques ou erratiques permanentes**, conduisant à une composition spectrale de fréquences située dans la bande de 0.5 à 25Hz (voir figure 1-9).
- **A-coups de tension** se produisant de façon systématique ou erratique à des intervalles de temps supérieurs à quelques secondes.

Ces variations rapides de tension sont provoquées par le fonctionnement d'appareils dont la puissance absorbée fluctue de manière rapide, tels que les fours à arcs, les machines à souder, les moteurs à couples pulsatoires ou à démarrages fréquents, les laminoirs, etc.

Les valeurs extrêmes correspondant à la définition de ces phénomènes sont de 10% en ce qui concerne les fluctuations d'amplitude et de 1h en ce qui concerne la durée entre deux à-coups brusques de tension consécutifs.

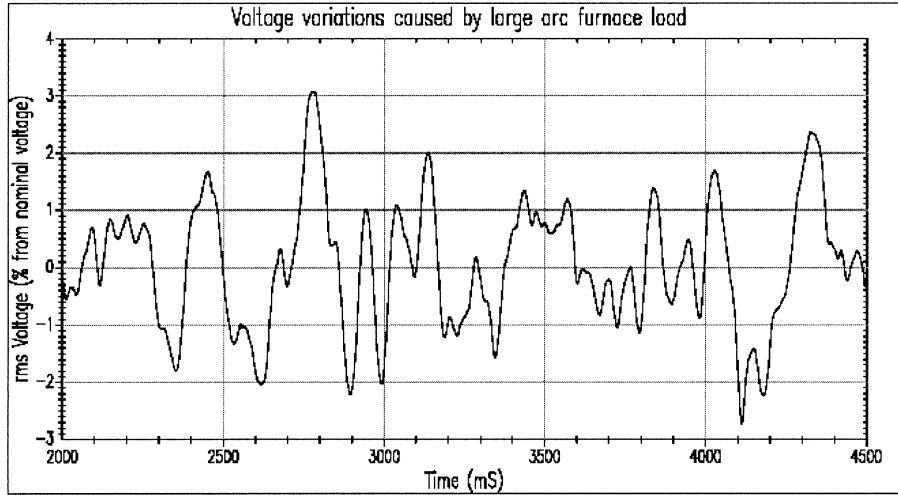


Figure 1-9 . Fluctuations de tensions provoquées par un four à arc [EP-95].

b) Propagation

Même si l'origine des creux est localisée, la propagation se fait en amont et en aval, et sa sévérité est différente en fonction du point d'observation du phénomène. Si le creux est équilibré, la loi de propagation correspond au diviseur de tension classique. Cependant, la plupart des courts-circuits affectent uniquement une ou deux phases et sont donc déséquilibrés. Il est alors nécessaire de tenir compte des impédances directe, inverse et homopolaire pour analyser la propagation du phénomène. Si l'on suppose par exemple que le court-circuit se produit au primaire d'un transformateur d'alimentation d'une charge (voir figure 1-10), il faudra analyser la propagation du creux en amont et en aval du transformateur.

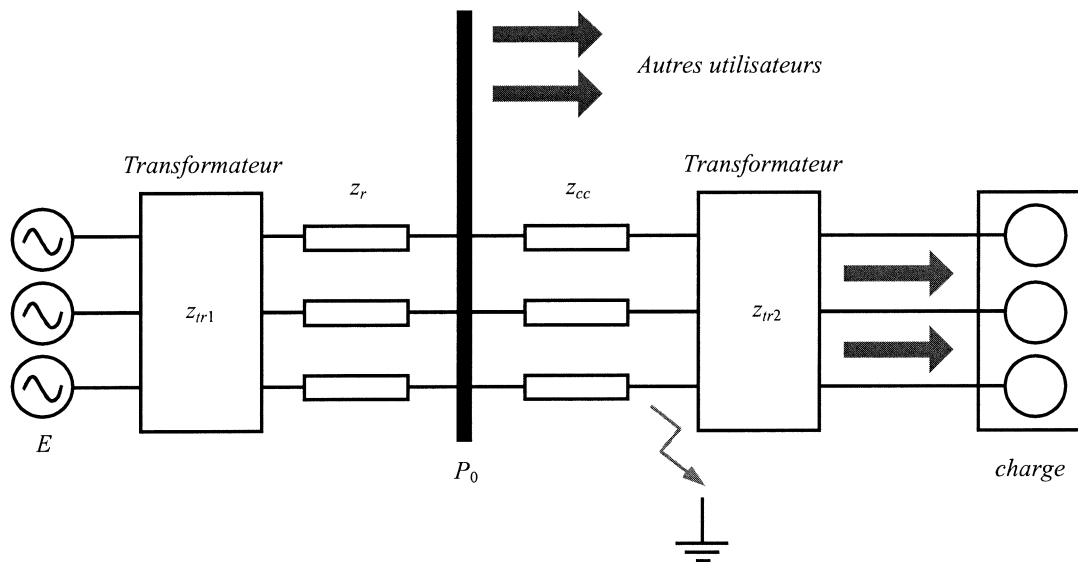


Figure 1-10. Propagation d'un creux en amont et en aval du court-circuit.

Pour analyser l'effet de ce type de creux sur d'autres utilisateurs (c'est-à-dire en amont), on peut encore utiliser le modèle du diviseur de tension présenté précédemment, mais il faut considérer dans ce cas l'impédance de chaque séquence (figure 1-11).

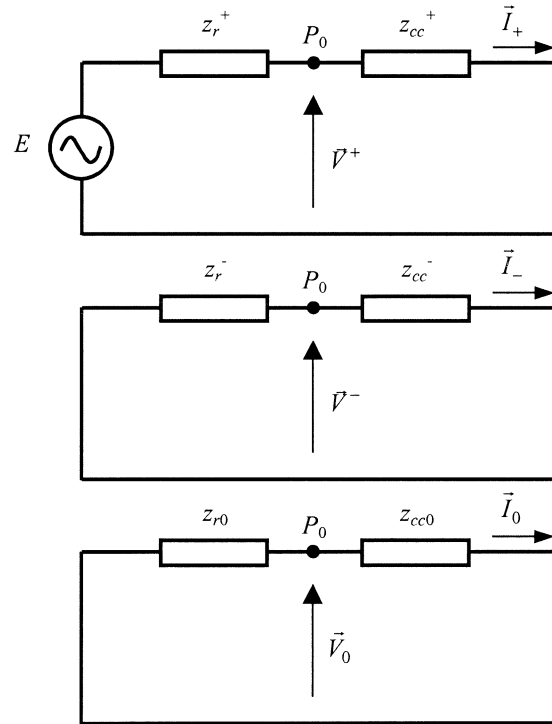


Figure 1-11 . Modèle de diviseur de tension pour des creux déséquilibrés.

De la même façon, on peut calculer la tension en aval du transformateur en fonction des propriétés de ce transformateur ; nous en retiendrons deux types :

- *Les transformateurs qui ne modifient pas la tension* : les tensions du primaire (v_{ABC}) et du secondaire (v_{abc}) sont identiques (si on considère un rapport de transformation k unitaire). C'est le cas du transformateur YY avec points neutres raccordés. Du point de vue mathématique cette transformation peut être définie comme

$$v_{abc} = k \cdot T_1 \cdot v_{ABC}$$

$$T_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- *Les transformateurs qui ne laissent pas passer la composante homopolaire* : les composantes directes et inverses du primaire et du secondaire sont identiques, mais la composante homopolaire ne circule pas. C'est le cas du transformateur YY si au moins l'un des 2 neutres n'est pas raccordé ou le cas du transformateur $\Delta\Delta$. Du point de vue mathématique cette transformation peut être définie comme :

$$v_{abc} = k \cdot T_2 \cdot v_{ABC}$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

Par conséquent, en fonction du transformateur d'alimentation de la charge, la propagation des creux en aval sera différente. Le tableau 1-1 extrait de la norme CEI – 61000-2-8, montre par exemple les tensions observées dans le secondaire de différents transformateurs, lorsqu'il se produit dans le primaire un court-circuit monophasé entre ligne et neutre, qui produit une chute de tension de 100% dans la phase affectée :

Transformateur	Tension entre ligne et neutre			Tension entre lignes		
	V_1	V_2	V_3	V_{12}	V_{23}	V_{13}
YNyn ou Yny	0,0	1,0	1,0	0,58	1,0	0,58
Yy, Yyn ou Dd	0,33	0,88	0,88	0,58	1,0	0,58
Ynd ou Yd	-	-	-	0,33	0,88	0,88
Dyn ou Dy	0,58	1,0	0,58	0,88	0,88	0,33

Tableau 1-1. Creux de tensions observés dans le secondaire d'un transformateur [CE-00].

Il faut noter que les courts-circuits n'ont pas seulement d'effet sur l'amplitude de la tension mais également sur sa phase. La plupart des charges ne sont pas affectées par ce déphasage, mais pour certains dispositifs qui utilisent la phase de la tension pour la commande, il peut s'avérer très gênant (contrôle d'angle de retard à l'amorçage des thyristors par exemple). Le modèle du diviseur de tension de la figure 1-8 peut être encore utilisé pour le calcul du saut de phase dans le cas d'un creux équilibré :

$$\Delta\phi = \arctan\left(\frac{x_r}{r_r}\right) - \arctan\left(\frac{x_r + x_{cc}}{r_r + r_{cc}}\right) \quad (1.24)$$

Si :

$$z_r = x_r + jr_r$$

$$z_{cc} = x_{cc} + jr_{cc}$$

c) Effets

En ce qui concerne les creux de tension, pour les activités de type domestique ou tertiaire, les inconvénients subis se manifestent, sauf cas d'espèce, par des pertes de temps et non par des dégâts matériels.

Il n'en est pas forcément de même dans les installations industrielles que l'on classe, très schématiquement, en trois grandes familles, en fonction des effets des creux de tension sur les appareillages de fabrication et sur le produit fabriqué.

- **Première famille** : il s'agit d'installations pour lesquelles un manque intempestif de tension de courte durée n'entraîne aucun dégât matériel ni sur les machines de la chaîne de fabrication, ni sur le produit fabriqué ; elles peuvent être remises en service dès que la tension d'alimentation est redevenue normale. Dans ce cas, le seul inconvénient consiste en une perte de temps. La durée correspondante peut être parfois nettement supérieure à celle du creux de tension ayant provoqué l'arrêt des machines, étant donné que, selon la nature de l'installation et des précautions prises, il n'est pas toujours possible d'effectuer instantanément la remise en service.
- **Deuxième famille** : on y trouve les installations pour lesquelles un arrêt inopiné de courte durée n'a aucune incidence sur les machines de production, mais provoque quelques dégâts pour le produit fabriqué. Dans certains cas, la remise en service nécessite de nombreuses opérations dont la durée peut être de l'ordre d'une à quelques heures, donc très importante par rapport à celle du creux de tension initial.
- **Troisième famille** : elle est constituée par les installations pour lesquelles les creux de tension peuvent engendrer des dégâts matériels, à la fois pour les machines de la chaîne de fabrication et pour le produit fabriqué.

On peut compléter ce qui vient d'être dit en remarquant l'effet des creux sur les principaux éléments constitutifs d'une installation industrielle :

- *Les contacteurs* : ces appareils, alimentés en courant alternatif, s'ouvrent lorsque leur circuit de commande est soumis à des creux de tension dont l'amplitude atteint environ 30% de la tension assignée et dont la durée est de l'ordre de quelques dizaines de millisecondes.
- *Les moteurs synchrones ou asynchrones* : il est évident que, lors de l'apparition de creux de tension dans le réseau d'alimentation, le déclenchement intempestif de circuits auxiliaires ou le fonctionnement anormal de systèmes de protection dont le réglage est incorrect entraîne immédiatement l'arrêt du moteur principal. Dans le cas des machines synchrones, un creux de tension peut entraîner une perte de synchronisme et donc de stabilité. Pour les machines asynchrones, la conséquence directe d'un creux de tension est un ralentissement qui peut avoir d'autres conséquences sur le procédé.
- *Divers systèmes à base d'électronique et les calculateurs numériques* : la plupart des appareils de ce type contiennent un pont redresseur à diodes et un régulateur électronique de tension (DC/DC). Un creux de tension provoque une diminution de la tension continue de l'appareil et en fonction de sa durée et profondeur, il peut provoquer l'arrêt du système. Si l'appareil est un téléviseur ou un appareil de musique, les conséquences de l'arrêt sont tout simplement une perte d'image ou de son. Par contre, s'il s'agit d'un ordinateur, l'arrêt provoque également une perte d'information, et dans le cas d'un système de commande d'un procédé industriel, la conséquence est l'arrêt du procédé entier.

En ce qui concerne les fluctuations, la plupart des charges ne sont pas gênées si les variations restent dans le domaine de variation contractuel de la tension d'alimentation ($\pm 10\%$) ; si ce n'est pas le cas, les conséquences sont similaires aux creux de tension. Mais par contre, les phénomènes erratiques permanents se font particulièrement sentir sur le flux lumineux des lampes à incandescence en créant un papillotement de la lumière, ou flicker, fort désagréable pour les usagers.

d) Caractérisation

On comprend par *caractérisation d'un événement*, l'action d'extraire l'information utile des mesures, synthétisée normalement sur un seul chiffre, sans besoin de retenir tous les détails dudit événement. En général, les creux de tension sont caractérisés par **leur durée** et **la valeur efficace** moyenne, maximum et/ou minimum de la tension pendant l'événement. Ces valeurs peuvent être calculées à partir des valeurs efficaces stockées à chaque période d'échantillonnage (avec une fenêtre glissante de longueur égale à un multiple entier de la moitié de la période fondamentale pour éviter des oscillations de calcul qui ne correspondent à aucun phénomène physique), ou à chaque période de réseau. La plupart des appareils réalisent le calcul à chaque période du réseau et ils donnent en général comme information la valeur minimum de la tension efficace lors du creux. Ceci semble logique car la plupart des creux ont une valeur efficace stationnaire plutôt constante pendant la phase de profondeur maximum. L'IEEE recommande de désigner les creux comme la valeur restante à la tension réseau, tandis que le CEI recommande plutôt de les désigner par leur profondeur. Il n'y a pas d'accord non plus sur le seuil de comparaison : la tension précédant le creux ou sa valeur nominale ?

La caractérisation par **durée/profondeur** a ses limites, surtout pour les creux asymétriques et les creux de profondeur variable. Il y a ainsi des groupes de travail (par exemple le P1564 de l'IEEE, *Task Force on Voltage Sag Indices*, <http://grouper.ieee.org/groups/sag/>) travaillant dans le développement de nouvelles méthodes de caractérisation et qui ont déjà proposé quelques indices et rapports provisoires [IE-01].

En ce qui concerne les fluctuations, uniquement les fluctuations périodiques de type flicker ont une caractérisation reconnue, proposée par le Comité d'études Perturbations de l'UIE, qui consiste en des indices statistiques d'évaluation de la sévérité du flicker [CE-97].

1.1.5 La Normalisation

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

- Etablir la définition des caractéristiques nominales de la fourniture, c'est-à-dire les valeurs nominales comme les déviations admissibles de la tension et de la fréquence.
- Définir les perturbations qui peuvent agir sur le réseau (par exemple le seuil qui sépare un creux de tension d'une interruption etc.), comme la quantité ou l'intensité maximum de perturbations pouvant avoir lieu dans un réseau particulier.

Les normes de manière générale donnent une définition assez précise des caractéristiques de la fourniture (tension et fréquences nominales, déviations admissibles etc.), mais les limites des perturbations restent assez floues. D'ailleurs, les différents organismes de normalisation n'ont pas toujours la même vision sur la notion de qualité.

1.1.5.1 La Qualité de l'énergie et la Compatibilité Electromagnétique

Les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine électrotechnique sont la CEI (Commission Electrotechnique Internationale), et l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). La CEI est un organisme officiel composé de comités nationaux de 63 pays (le représentant de la France est l'UTE, Union Technique de l'Electricité et de la Communication), tandis que l'IEEE est une association professionnelle avec plus de 377.000 membres appartenant à 150 pays, partagée en différentes régions et sections (comme par exemple la section française). Ces deux organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électriques au niveau mondial mais n'ont pas une uniformité de critères en ce qui concerne la définition des interactions entre le réseau et les charges connectées.

Aujourd'hui le terme le plus répandu dans le domaine scientifique et industriel, accepté et utilisé par l'IEEE, est celui de « **Qualité de l'Energie** ». Ce concept « *détermine les paramètres qui définissent les propriétés du produit électricité en conditions normales, en termes de continuité de la fourniture et des caractéristiques de la tension (symétrie, fréquence, amplitude, forme d'onde)* » [MA-97]. Par conséquent, cette vision essaie de déterminer les caractéristiques de la fourniture électrique afin de limiter son influence sur les différentes charges connectées au réseau, et en même temps de limiter l'influence des charges sur le réseau de façon à éviter la modification de ses caractéristiques.

Deux sociétés de l'IEEE travaillent dans des domaines liés à la qualité de l'énergie, IAS (Industrial Applications Society) et PES (Power Engineering Society). Leurs activités de normalisation sont gérées par le comité SCC-22 (Standards Coordinating Committee on Power Quality). Les deux normes de qualité principales de l'IEEE sont :

- IEEE 519: 1992, *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems*. Cette norme détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique ainsi que les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de distorsion harmonique totale sur le réseau [IE-92].
- IEEE 1159: 1995, *IEEE Recommended Practice on Monitoring Electric Power Quality*. Cette norme réalise un bilan exhaustif et donne une définition de tous les phénomènes électromagnétiques qui ont lieu dans le réseau en fonction de leur contenu spectral, leur durée et leur amplitude [IE-95].

Néanmoins, la CEI (tout comme l'organisme de normalisation européen CENELEC) n'utilise le terme de qualité de l'énergie dans aucune de ces normes [BO-00a]. En revanche, elle utilise le concept de « **Compatibilité Electromagnétique** ». Ce concept est défini comme « *la capacité d'un dispositif, équipement ou système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans introduire de perturbations électromagnétiques intolérables pour les autres* » [CE-01]. Par environnement électromagnétique d'un dispositif, on entend le niveau de perturbation auquel il est soumis, en tenant compte des perturbations rayonnées et conduites indépendamment de l'origine. A partir de l'environnement électromagnétique d'un dispositif, on peut définir les caractéristiques d'immunité (niveau minimum de perturbations électromagnétiques que doit supporter l'équipement) et d'émission (niveau maximum de perturbations qui peut être produit par l'équipement). Finalement, le niveau de compatibilité peut être introduit : il s'agit d'un niveau de référence qui se trouve entre les limites d'émission et d'immunité et qui permet le fonctionnement correct des dispositifs durant la plupart du temps.

Les normes d'EMC de la CEI sont regroupées dans la publication CEI-61000. Cette publication est divisée en 6 parties :

- *Partie 1.* Généralités. Considérations générales, définitions, terminologie etc.
- *Partie 2.* Description et classification de l'environnement et des niveaux de compatibilité.
- *Partie 3.* Limites d'émission et d'immunité.
- *Partie 4.* Techniques d'essai et de mesure.
- *Partie 5.* Guide d'installation et d'atténuation des perturbations.
- *Partie 6.* Normes génériques.

La plupart de normes de cette publication sont consacrées aux limites d'émission et à la susceptibilité des appareils dans des conditions environnementales données.

Comme on peut le constater, les deux termes qualité et CEM expriment des concepts différents, car le domaine d'étude de la CEM est plus vaste que celui de la qualité de l'énergie et comprend également plus de phénomènes (comme par exemple les perturbations rayonnées). Cependant, on pourrait considérer la qualité de l'énergie comme une partie de la CEM, car la qualité de l'énergie peut être considérée comme « *l'environnement électromagnétique pour les perturbations venant du réseau électrique ou transmise à travers ce dernier* » [BO-00a].

A part, les normes CEI et IEEE, il existe une autre norme de qualité qui mérite une attention spéciale : la norme européenne EN 50160 du CENELEC. Le traitement par cet organisme des aspects liés à la qualité est très similaire à celui de la CEI, c'est-à-dire à travers des normes de CEM. Cependant, la norme EN 50160 [CN-01] n'est pas incluse dans le catalogue des normes CEM et se rapproche plus du type IEEE.

Cette norme définit les caractéristiques de la tension (B.T. et M.T.) sur les réseaux de distribution publics. La norme présente les niveaux maximum et minimum des valeurs et variations qui peuvent être attendues dans les réseaux en conditions normales, et la façon de les mesurer (en faisant une moyenne hebdomadaire des valeurs prises toutes les 10 minutes). Les caractéristiques limites sont fixées pour 95% du temps, tandis que pour le reste du temps, il n'y a aucune limite. Cette norme est seulement valable en conditions normales : elle présente également une liste des situations pour lesquelles elle ne doit pas être appliquée (après court-circuit, opérations etc.).

1.1.5.2 Normes concernant les perturbations harmoniques

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

Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
Ordre	Courant (A)	Ordre	Courant (A)
3	2.3	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.3
9	0.4		
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \times 15/h$		

Tableau 1-2. Limites CEI 1000-2-4 des émissions de courants harmoniques.
(courant appelé par les appareils ≤ 16 A par phase de classe A).

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

a) $100 \text{ kV} \geq V > 30 \text{ kV}$ (avec un THD $< 3\%$)

b) $30 \text{ kV} \geq V > 1 \text{ kV}$ (avec un THD $< 8\%$)

Tableau 1-3. Limites CEI 1000-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension.

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

En ce qui concerne l'IEEE, la norme IEEE 519: 1992, *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems*, détermine les procédures pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique ainsi que les limites recommandées de pollution admissible de la part des clients et de distorsion harmonique globale dans le réseau.

$V_n \leq 69 \text{ kV}$						
I_{cc} / I_{ch}	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0		5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
$69 \text{ kV} < V_n \leq 161 \text{ kV}$						
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20-50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50-100	5.0	2.25	2.0	1.25	0.35	6.0
100-1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0
$V_n > 161 \text{ kV}$						
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$50 \geq$	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0

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

Tableau 1-4. Limites IEEE des émissions de courants harmoniques.

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

$$THD V_n = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2}} \times 100\%$$

Tableau 1-5. Limites IEEE pour la distorsion harmonique de la tension.

1.1.5.3 Normes concernant les perturbations sur la valeur efficace de la tension

Le traitement des creux de tension est différent de celui des harmoniques. Les normes ne fournissent pas de tableau qui contient les valeurs limites (durée et profondeur) des différentes perturbations. Ces normes sont réalisées d'un double point de vue, d'une part on définit exhaustivement tous les phénomènes électromagnétiques qui peuvent agir sur la tension réseau en précisant les techniques de monitorisation et de mesure, et d'autre part on établit les caractéristiques nominales de la tension (ainsi que les déviations admissibles et déviations typiques).

En ce qui concerne l'IEEE, c'est la norme IEEE 1159 : 1995 (IEEE *Recommended Practice on Monitoring Electric Power Quality*) qui classe et définit ce type de perturbations en fonction du contenu spectral, de la durée et de l'amplitude de la perturbation (voir tableau 1-6).

		Durée	Magnitude de tension
Variations de courte durée			
Instantané	<i>Creux</i>	0.5 – 30 cycles	0.1 – 0.9 p.u.
	<i>Surtension</i>	0.5 – 30 cycles	1.1 – 1.8 p.u.
Momentané	<i>Coupure</i>	0.5 cycles – 3s	< 0.1 p.u.
	<i>Creux</i>	30 cycles – 3s	0.1 – 0.9 p.u.
	<i>Surtension</i>	30 cycles – 3s	1.1 – 1.8 p.u.
Temporaire	<i>Coupure</i>	3s – 1 min	< 0.1 p.u.
	<i>Creux</i>	3s – 1 min	0.1 – 0.9 p.u.
	<i>Surtension</i>	3s – 1 min	1.1 – 1.8 p.u.
Variations de longue durée			
	<i>Coupure longue</i>	> 1 min	0.0 p.u.
	<i>Surtension</i>	> 1 min	0.8 – 0.9 p.u.
	<i>Sous-tension</i>	> 1 min	1.1 – 1.2 p.u.

Tableau 1-6. Classification IEEE des perturbations électromagnétiques.

En ce qui concerne les caractéristiques de la tension réseau, le meilleur exemple est fourni par la norme EN 50160. Cette norme définit les valeurs nominales des grandeurs réseau (tension et fréquence), mais aussi les déviations admissibles et la façon de les mesurer.

	B.T.	M.T.
Fréquence	49.5-50.5 Hz (99,5% de l'année) ou 47-52 Hz (toute l'année)	49.5-50.5 Hz (99,5% de l'année) ou 47-52 Hz (toute l'année)
Amplitude	$V_n \pm 10\%$ (95% de la semaine)	$V_n \pm 10\%$ (95% de la semaine)
Fluctuations	entre +5% et +10% qq fois/jour Flicker : $Plt \leq 1$ (95% de la semaine)	entre +4% et +6% qq fois/jour Flicker : $Plt \leq 1$ (95% de la semaine)
Déséquilibres	$V^- \leq 2\%$ (95% de la semaine) 3% dans quelques zones	$V^- \leq 2\%$ (95% de la semaine) 3% dans quelques zones

Tableau 1-7. Valeurs nominales d'après la norme EN50160.

Dans sa partie finale, la norme présente quelques chiffres indicatifs de l'incidence des perturbations sur le réseau et aussi de leur intensité. Il ne s'agit pas de limites, mais plutôt de quelques conclusions extraites de campagnes de mesure. Ainsi pour le cas de creux de tension, la norme signale que la quantité annuelle peut varier entre quelques dizaines et un millier, dont la plupart ont une durée inférieure à une seconde et une profondeur maximum de 60%. Dans le cas de coupures brèves, la quantité peut osciller entre quelques dizaines et quelques centaines, et la durée de 70% de ces types de perturbations est inférieure à la seconde.

Pour la CEI, les perturbations électromagnétiques sont classifiées dans la norme CEI 61000-2-5 et les creux et coupures sont définis et présentés dans les normes CEI 61000-2-1 et CEI 61000-2-1. Cependant, la norme la plus importante concernant les creux de tension et les coupures brèves de la CEI est la norme CEI 61000-2-8, dont la publication était attendue pour la fin de l'année 2002. La version provisoire disponible [CE-00] est l'un des rapports officiels les plus importants sur le sujet. Elle présente une étude exhaustive des origines, des effets, des solutions et des techniques de mesure de ce type de phénomènes. Y figurent également des études statistiques réalisées sur la base de campagnes de mesures effectuées par l'UNIPED (à la fin des années 80 dans 9 pays européens [DA-90]), par l'EPRI (entre 1993 et 1995 aux Etats Unis [SB-99]) et par quelques pays individuels.

Parmi les pays qui ont effectué une campagne de mesure équivalente, on trouve l'Espagne et la France. En Espagne, une campagne a été réalisée dans le contexte du plan *PIE* (Plan d'investigations) entre les années 1996 et 1999 dans 134 points de mesure répartis sur tout le pays [RU-00]. En France, la campagne appelée «*Expérience Qualimat* » a été réalisée entre les années 1994 et 1995 avec 300 appareils de mesure installés au nord de la France.

Toutes ces études ont permis de connaître l'incidence réelle des creux et autres phénomènes dans les réseaux de nos jours. Les conclusions principales sont :

- L'incidence des creux est plus importante dans les réseaux aériens que souterrains (presque 3 fois plus).
- La durée de la plupart des creux est inférieure à 500ms (jusqu'à 90 % des creux).
- La profondeur de la plupart des creux est inférieure à 50 % (autour de 90 % des creux).
- La plupart des creux intervenant dans les réseaux sont monophasés, mais très souvent ils arrivent jusqu'à l'utilisateur sous forme triphasée asymétrique du fait des régimes de neutre en aval.
- A peu près 10% des creux ne sont pas rectangulaires, c'est-à-dire que la valeur efficace de la tension n'est pas constante pendant l'événement [EP-96].
- L'origine de la plupart des creux de tension se trouve dans le réseau de moyenne et haute tension, plutôt que dans le réseau basse tension [BO-00b].

Comme on l'a montré, les normes ne contiennent pas de limites relatives aux creux de tension et coupures brèves, mais il existe des *courbes empiriques appelées d'acceptabilité de l'énergie électrique* qui représente la durée et la profondeur des creux admissibles pour des types de charges donnés. La courbe la plus connue est la courbe CBEMA (*Computer Business Equipment Manufacturers Association*). Cette courbe (voir figure 1-12) développée à la fin des années 70, a été en principe créée comme référence d'acceptabilité pour les équipements informatiques, mais aujourd'hui elle est utilisée comme référence pour la plupart des systèmes qui contiennent une source commutée comme interface de connexion au réseau. Cette courbe est devenue une norme de facto.

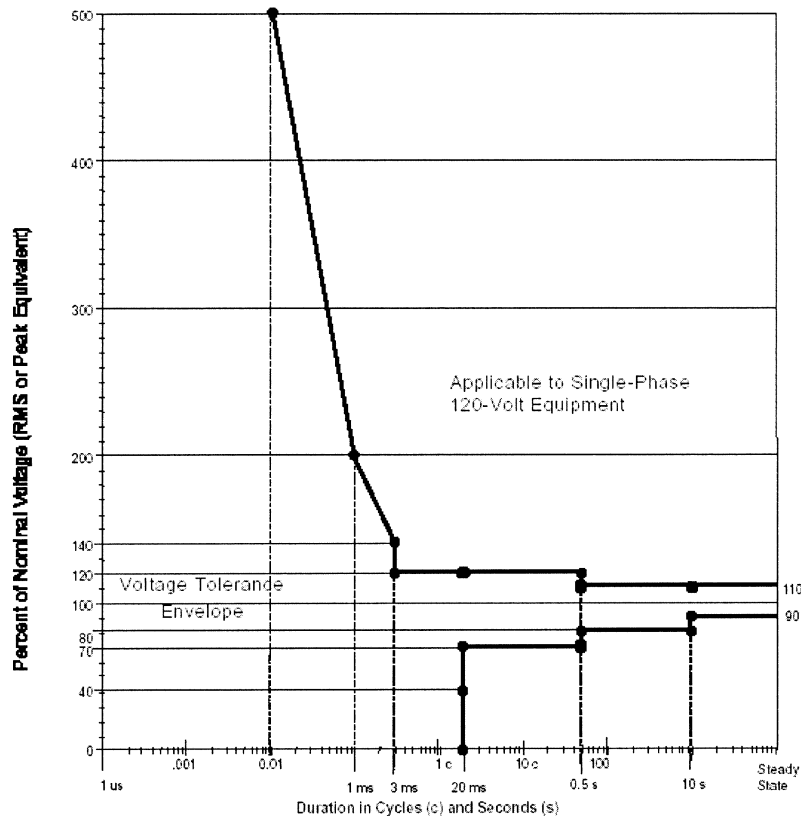


Figure 1-12. La courbe CBEMA, extraite de la norme 446-1995 de l'IEEE.

1.2 L'amélioration de la qualité de l'énergie

Dans le paragraphe précédent, on a présenté la théorie généralisée de l'énergie électrique, l'origine des perturbations, leur propagation, leur effet, leur caractérisation et d'autres aspects importants pour l'analyse de la qualité de l'énergie. Dans ce paragraphe, les techniques d'amélioration de la qualité sont analysées.

Une qualité de fourniture idéale n'est ni possible ni viable, car elle aurait un coût excessif. Le but des distributeurs d'énergie est d'assurer un niveau de qualité suffisamment élevée de façon à permettre le fonctionnement satisfaisant de la plupart des charges pendant la plupart du temps, et ce avec un investissement permettant une exploitation rentable du réseau. Normalement, ceci est le cas des pays développés où, mis à part les cas exceptionnels comme les orages de très grande intensité, catastrophes naturelles etc., la qualité de fourniture est plus qu'acceptable pour la grande majorité des clients.

La nécessité d'amélioration de la qualité dans nos réseaux est aujourd'hui un aspect très localisé qui concerne des zones et des charges très spécifiques. Néanmoins, elle peut devenir plus fréquente dans l'avenir à cause de l'évolution des charges (charges plus polluantes, plus sensibles, charges actives ou générateurs intermittents, etc.). Ceci n'est pas applicable aux pays en voie de développement où non seulement la qualité de la fourniture est très inférieure à celle de nos réseaux, mais aussi l'exigence de qualité est aussi beaucoup plus petite, car il n'y a pas autant de procédés sensibles ; par ailleurs, les utilisateurs se sont adaptés aux perturbations.

Donc l'objectif de l'amélioration de la qualité est *l'élimination ou la minimisation des perturbations agissant sur les charges, là où le niveau de qualité n'est pas suffisamment élevé pour une charge donnée, donc quand les coûts et les inconvénients de son dysfonctionnement sont inacceptables.*

Par conséquent, le domaine de l'amélioration de la qualité est un domaine d'étude non seulement technique mais également économique, car l'objectif est de trouver une solution qui permettra de réduire à un niveau acceptable les coûts et inconvénients des imperfections de la fourniture sous contrainte de coût raisonnable qui sera en général amorti par la réduction du temps de dysfonctionnement de la charge. Evidemment, ceci est très souvent difficile à évaluer, car l'économie produite par la réduction du temps de dysfonctionnement n'est pas évident à évaluer. Ce coût dépend énormément du type de charge et il est donc nécessaire de réaliser une étude individualisée pour chaque installation. De plus, quelques analystes proposent de tenir en compte non seulement des coûts matériaux mais aussi des coûts dérivés comme par exemple la baisse de la productivité produite par l'impact des dysfonctionnements répétitifs sur le moral des travailleurs, ce qui complique encore plus l'évaluation du coût.

En ce qui concerne la partie technique de l'étude, il est nécessaire d'identifier la nature des perturbations, leurs caractéristiques et leur origine, pour ensuite pouvoir proposer différentes méthodes d'amélioration. Il n'y a pas une solution standard pour tous les problèmes de fourniture et il faut choisir les mieux adaptées pour chaque application, en prenant en compte certains critères techniques et économiques.

Une fois constatée la nécessité d'améliorer la qualité de fourniture d'une charge ou d'un ensemble de charges données et identifiées les caractéristiques et la nature des perturbations qui provoquent sa dégradation, il faut choisir la technique d'amélioration à implanter. En général, il y a deux types de stratégies possibles d'amélioration de la qualité :

- Stratégies de *prévention* des perturbations.
- Stratégies de *minimisation* des effets des perturbations sur la charge.

Dans ce chapitre, on va analyser les différentes techniques d'amélioration de la qualité qui peuvent être utilisées pour minimiser les conséquences des perturbations agissant sur la forme d'onde et sur la valeur de la tension du réseau. On réalise un bilan général des méthodes de prévention et des stratégies de minimisation des effets des perturbations sur les charges.

1.2.1 Stratégies de prévention des perturbations

Dans le cas des *courts-circuits*, il est impossible de les éliminer complètement, mais on peut essayer de réduire leur quantité et leur durée au maximum :

- Remplacer les lignes aériennes par des lignes souterraines, qui ont une incidence inférieure mais un temps de réparation supérieure.
- Utiliser des conducteurs isolés pour les lignes aériennes.
- Augmenter le niveau d'isolation pour éviter les courts-circuits produits par les surtensions et la dégradation des isolants.
- Augmenter la fréquence et l'intensité des inspections et de l'entretien, comme par exemple la taille des arbres qui sont aux environs des lignes.
- Réduction du temps d'élimination de défaut (qui tient compte du temps de détection et d'ouverture du circuit), pour ainsi réduire la durée des perturbations, tout en évitant une dégradation de la sélectivité du système de protection.

En ce qui concerne les perturbations provoquées par les courants absorbés par les charges, pour pouvoir prévenir leurs effets, il faut éviter l'injection de courants perturbants. Ainsi on peut éviter leur circulation par le réseau en modifiant les caractéristiques du courant absorbé ou en compensant la composante perturbatrice de ce courant :

- Dans quelques cas on peut **modifier les caractéristiques du courant absorbé** pour ainsi éviter l'injection des courants perturbateurs au réseau. Ainsi dans le cas du démarrage des moteurs, on peut appliquer une tension d'alimentation qui augmente graduellement jusqu'à arriver à la tension nominale, (avec un gradateur, un dispositif de variation de vitesse etc.) et éviter la surintensité au démarrage. Dans le cas des systèmes qui absorbent des harmoniques, on peut modifier la topologie de connexion au réseau de façon à modifier les caractéristiques du courant absorbé sans dégrader les performances de la charge (par exemple en remplaçant les redresseurs non contrôlés par de systèmes à prélèvement sinusoïdal).
- Quand il n'est pas possible de changer les caractéristiques du courant de charge, on peut **compenser sa composante perturbatrice** pour ainsi éviter son injection au réseau. Ceci peut être réalisé en ajoutant un élément shunt à la charge qui pourra avoir une double fonctionnalité : offrir une voie d'impédance minimum pour les perturbations (de façon à les faire circuler par cette voie alternative et non par le réseau) et/ou générer localement les composantes perturbatrices que nécessite la charge (ainsi cette source alternative remplace le réseau comme source des composantes perturbatrices).

1.2.2 Stratégies de minimisation des effets des perturbations sur la charge

Dans quelques cas, il n'est pas possible ou il est trop onéreux d'éviter la génération et l'injection sur le réseau des grandeurs perturbatrices. Une solution plus intéressante est alors la minimisation de leurs effets sur la charge. Ceci peut être interprété par un double point de vue, car on peut augmenter le niveau d'immunité de la charge ou bien éviter que les perturbations réseau arrivent jusqu'à la charge.

Une manière d'optimiser les coûts est de faire la séparation entre les charges ou procédés qui sont vraiment sensibles aux perturbations des parties qui ne le sont pas.

On peut protéger la charge en utilisant deux approches différentes, le *remplacement* ou la *compensation* :

- **Remplacement** du réseau par une source alternative non perturbée. Ce principe d'amélioration est très simple, il consiste à détecter une perturbation, de décider si elle est inacceptable du point de vue de la qualité et de procéder à son remplacement par une autre source (qui peut être une autre connexion au réseau ou une génératrice locale).
- **Compensation** des perturbations provenant du réseau. Dans ce cas-là, on ne remplace pas la source perturbée, mais on superpose une autre source d'énergie qui est capable d'absorber ou compenser les perturbations, de façon à éviter qu'elles arrivent à la charge. Cette superposition peut être réalisée en connectant la source compensatrice en série avec le réseau, en parallèle ou bien des deux manières simultanément (connexion dite universelle).

1.2.3 Le rôle de l'Electronique de Puissance dans l'amélioration de la QdE

L'électronique de puissance (EP) peut jouer un rôle très important dans la plupart des actions d'amélioration de la QdE. Ainsi, elle peut être présente dans toutes les techniques d'amélioration basées sur des *actions sur la charge* (modification des caractéristiques et compensation des perturbations) et de *minimisation des effets des perturbations* (remplacement et compensation des perturbations).

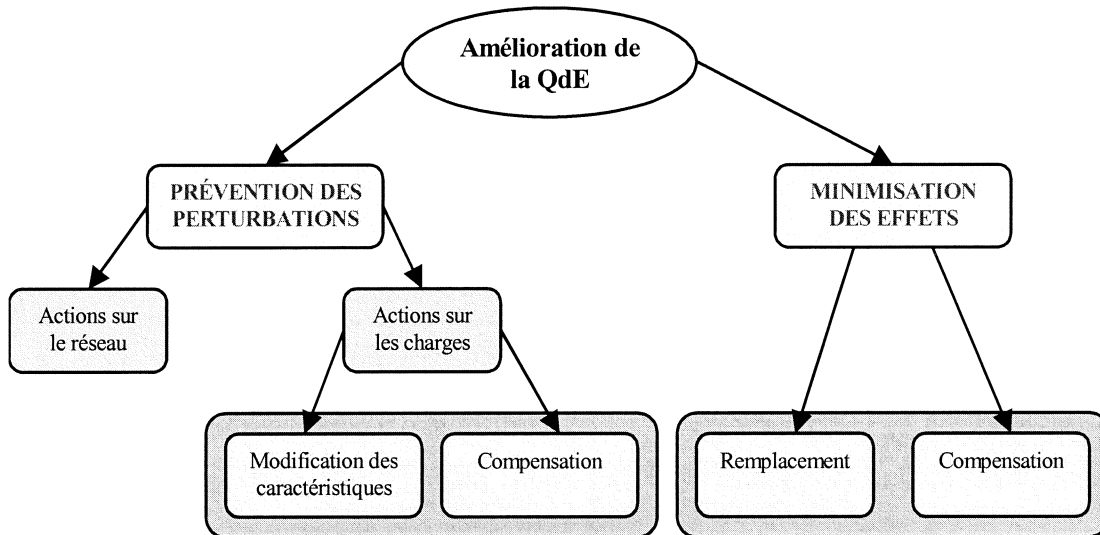


Figure 1-13. Application de l'EP pour l'amélioration de la qualité de l'énergie.

Ainsi dans le cas de la modification des caractéristiques de la charge, l'EP permet une alimentation graduelle des moteurs par exemple, de façon à éviter les surintensités au démarrage ou même de modifier la façon d'absorber de l'énergie du réseau, en remplaçant une source d'harmoniques importante comme un redresseur à diodes par une autre topologie à prélèvement sinusoïdal. En ce qui concerne la minimisation des effets par remplacement des sources défaillantes, l'EP peut agir de deux façons : comme système d'alimentation sans interruption (ASI) ou bien comme interrupteur statique de transfert entre lignes (SSTS).

Dans le cadre de cette thèse on va se concentrer sur les **compensateurs** de perturbations basés sur l'EP, utilisés aussi bien pour éviter l'injection au réseau des perturbations que pour protéger les sources sensibles des perturbations présentes sur le réseau.

PARTIE II : COMMANDE DES COMPENSATEURS D'EP

CHAPITRE 2 : INTRODUCTION A LA COMPENSATION PAR LES CONVERTISSEURS DE L'EP

Les systèmes de compensation d'EP peuvent être divisés en deux groupes des points de vue technologique et contrôle/commande :

- Les systèmes basés sur des **convertisseurs statiques** (en pratique, dans la plupart des applications le convertisseur utilisé est l'onduleur de tension).
- Les systèmes basés sur des **éléments passifs commutés** (EPC) par des interrupteurs électroniques. On classe dans cette famille le gradateur.

Ce sont ces systèmes (les convertisseurs statiques ou les éléments passifs commutés par exemple), que l'on appellera « briques élémentaires », car ils sont considérés comme les éléments d'EP de base d'un système de compensation pour le réseau.

Les forts développements des compensateurs ont donné naissance à nombre de structures et un foisonnement d'acronymes plus ou moins normalisés, nous évitons volontairement ici d'en faire état.

2.1 Briques Élémentaires des compensateurs d'EP

2.1.1 *Éléments Passifs Commutés (EPC)*

Les éléments passifs commutés (EPC) sont des impédances que l'on peut connecter en série ou en parallèle avec le réseau dont la valeur varie de manière continue ou discrète via des interrupteurs statiques.

Ce sont les premiers compensateurs d'EP utilisés. La raison principale vient du fait que les premiers semi-conducteurs de puissance disponibles (années soixante) furent les thyristors et ces composantes sont très bien adaptés aux structures de type EPC (ce n'est pas le cas pour les structures de type onduleur de tension). Leur large utilisation tient essentiellement de leur coût, leur robustesse, des puissances qu'ils commutent et de leur tenue en tension. Leur inconvénient principal vient de leur ouverture naturelle ou assistée : ils fonctionnent à de faibles fréquences par conséquent génèrent des harmoniques de courant en basse fréquence.

Du point de vue de l'application, les EPC connectés en série se comportent comme une inductance ou un condensateur série variable provoquant une chute de tension en quadrature avant ou arrière avec le courant de ligne. Ils modifient ainsi l'impédance de la ligne, absorbant ou générant de l'énergie réactive.

Les EPC connectés en shunt se comportent comme une inductance ou un condensateur shunt variable absorbant un courant réactif (en quadrature AV ou AR par rapport à la tension du nœud de raccordement). Ils modifient aussi l'impédance de la ligne, absorbant ou générant de l'énergie réactive.

Ces compensateurs ne sont capables que d'agir sur les grandeurs fondamentales du réseau (tension ou courant) à travers un échange d'énergie réactive.

A la base de ces dispositifs il y a :

- **Le gradateur sur charge purement inductive (TCR : Thyristor Commuted Reactor)** qui se comporte comme une inductance dont valeur d'impédance à la fréquence du fondamental peut être contrôlée de façon continue dans une plage donnée. En général on l'utilise en combinaison avec un condensateur shunt de façon à créer une source d'énergie réactive variable (connu par le nom de SVC – *Static VAR Compensator*).

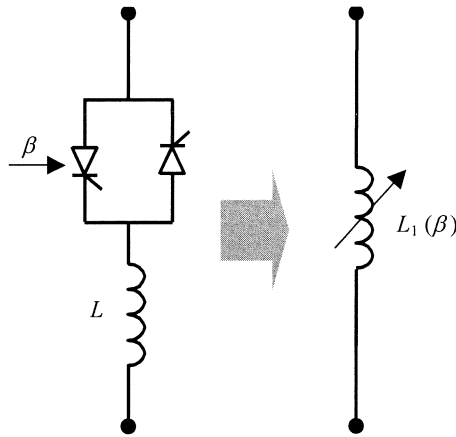


Figure 2-1. Réactance commutée par thyristor.

- **Les bancs de condensateurs commutables (TSC : Thyristor Switched Capacitors)**, qui se comporte comme un condensateur dont valeur peut prendre un nombre fini de valeurs ($2^n - 1$, pour n interrupteurs et condensateurs de valeurs différentes).

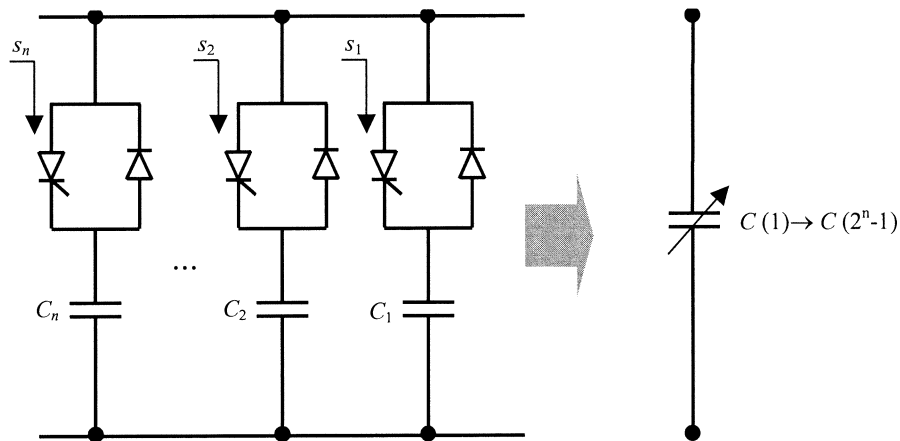


Figure 2-2. Banc de condensateurs commutable.

2.1.2 Onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet, de manière réversible, la conversion de tension continue en tension alternative. Vu du réseau, il agit comme une source de tension alternative variable. La capacité d'échange de puissance active de cette source dépend des caractéristiques du système de génération et/ou de stockage d'énergie de la partie continue de l'onduleur. Il peut aussi échanger de l'énergie réactive (au sens défini par Fryze comme une puissance non active), la limite étant cette fois-ci fixée par la puissance apparente du convertisseur et la fréquence de commutation des interrupteurs (si l'on veut aussi échanger de l'énergie via les harmoniques).

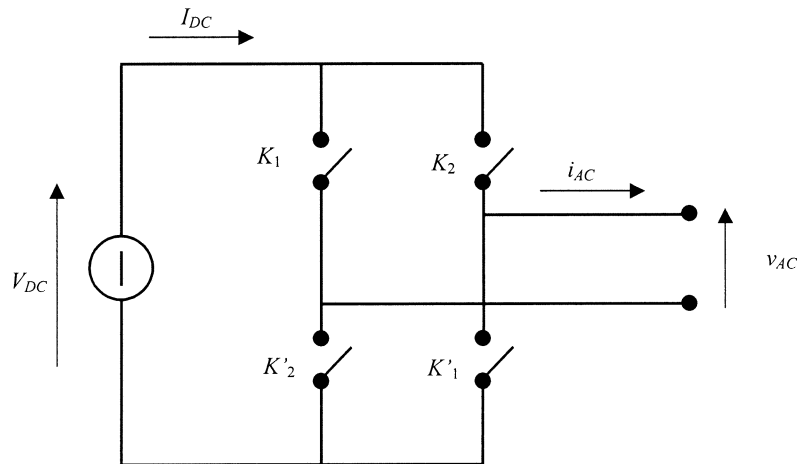


Figure 2-3. Schéma équivalent d'un onduleur de tension monophasé.

Étant une source de tension côté alternatif, l'onduleur de tension pourrait être directement raccordé en série avec le réseau, même si dans la plupart des cas, on utilise un transformateur de couplage et un filtre en LC pour filtrer les harmoniques de découpage. Par contre, l'onduleur de tension ne peut pas être directement raccordé en shunt, car le réseau électrique se comporte essentiellement comme une source de tension. Il est donc nécessaire d'ajouter un filtre de couplage (de type L ou LCL) entre l'onduleur de tension et le réseau, et ce, de façon à convertir le système en une source contrôlable de courant alternatif. Dans certains cas, le transformateur éventuel de raccordement fait office de filtre L via ses inductances de fuite.

Les interrupteurs utilisés sont bidirectionnels en courant et bi-commandables, en fait un semi-conducteur bi-commandable en anti-parallèle avec une diode. Le semi-conducteur bi-commandable peut être un IGBT, un GTO, un IGCT ou encore un thyristor muni d'un circuit d'extinction pour les plus hautes puissances.

On constate que ces compensateurs sont capables d'agir non seulement sur les grandeurs fondamentales du réseau (tension ou courant) mais aussi sur les grandeurs harmoniques, à travers d'un échange d'énergie réactive et active.

2.2 Topologies de compensation

Il existe trois topologies de compensation principales, les deux topologies de raccordement au réseau mentionnées précédemment, *série* et *shunt*, et une troisième dérivée de la combinaison des deux antérieures : la topologie *universelle*.

2.2.1 Compensation Série

Si le compensateur série est passif, c'est-à-dire un EPC, son action principale est la modification de l'impédance de ligne. Ainsi, dans les lignes fortement inductives, on peut réduire l'inductance de la ligne et modifier la chute de tension sur cette impédance, de façon à régler la tension appliquée à la charge ou le transit de puissance. À l'inverse, on peut diminuer le flux de puissance active sur une ligne en la rendant plus inductive par un comportement inductif de l'EPC.

Si le compensateur est basé sur l'onduleur de tension, la tension de l'onduleur s'ajoute à la tension du réseau, elle compense ainsi les perturbations agissant sur la tension d'alimentation de la charge sensible. Le compensateur permet maintes fonctionnalités ou une combinaison de ces dernières :

- **Produire une tension en quadrature** avec le courant réseau, se comportant comme le compensateur à base d'EPC ; dans ce cas il n'y a, hormis les pertes, pas d'échange de puissance active.
- **Immuniser le réseau aval** des creux de tension ou autre perturbation affectant la valeur efficace de la tension, et ce, en injectant une tension en phase ou opposition de phase avec la tension amont ; il peut y avoir dans ce cas échange de puissance à la fois active et réactive.
- **Filtrer les harmoniques de tension** venant du réseau, il se comporte alors comme un filtre actif de tension.

En résumé, dans la distribution, ce compensateur sert principalement à aider à la fourniture d'une énergie de qualité.

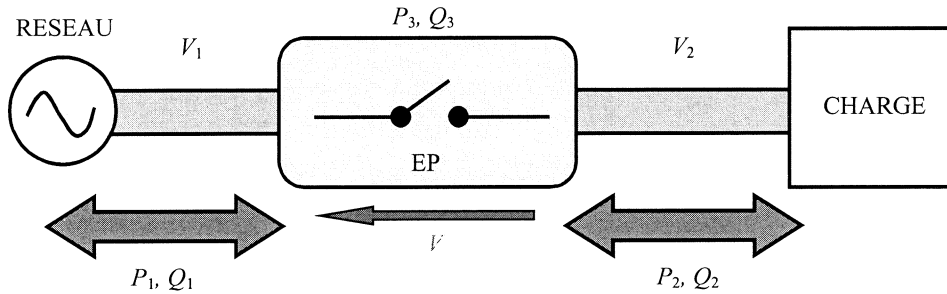


Figure 2-4. Principe de compensation série par convertisseur d'EP.

2.2.2 Compensation Shunt

A l'inverse des compensateurs série, les structures shunt servent principalement à découpler du réseau les perturbations venant de diverses charges, évitant ainsi de perturber la tension réseau.

Si le compensateur est passif, c'est-à-dire basé sur des EPC, il se comportera comme une inductance ou un condensateur selon le réglage désiré. La structure peut ainsi servir à régler la tension au nœud de raccordement ou encore à absorber des courants réactifs provenant de fortes charges fluctuantes (fours à arc par exemple).

Si le compensateur est basé sur l'onduleur de tension, il peut faire office de source de courant variable. De plus des fonctionnalités des EPC shunt, ce compensateur peut également être utilisé comme filtre actif de courant en produisant des courants harmoniques en opposition de phase avec ceux produits par les charges perturbatrices.

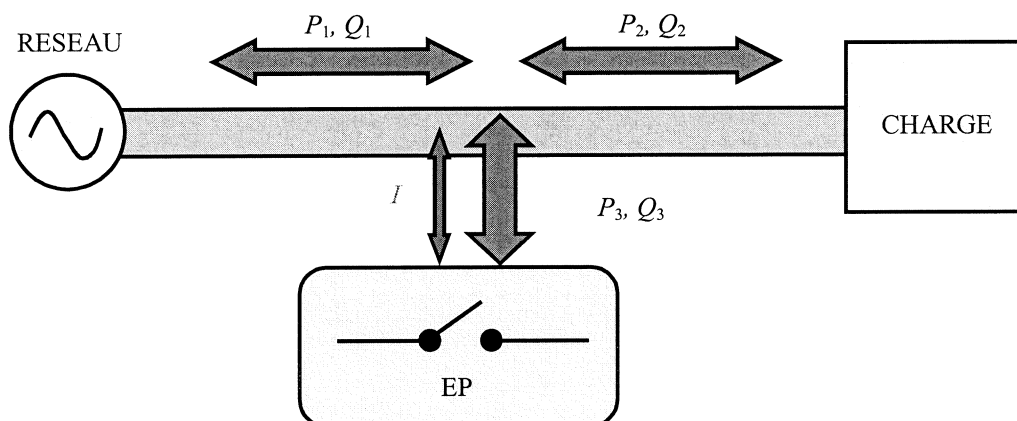


Figure 2-5. Principe de compensation shunt par convertisseur d'EP.

2.2.3 Compensation Universelle

Ce compensateur est une association des systèmes présentés précédemment, leurs fonctionnalités aussi sont une combinaison des compensateurs série et shunt. Généralement, le compensateur universel est formé de deux onduleurs de tension, l'un en série, l'autre en shunt et partageant un même bus continu.

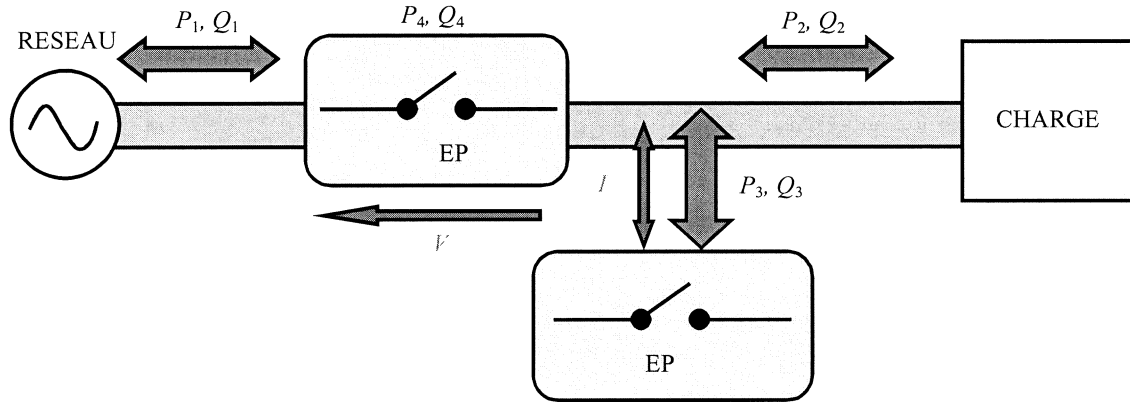


Figure 2-6. Principe de compensation universelle par convertisseur d'EP.

2.3 Commande des compensateurs d'EP

La commande d'un système d'EP consiste à envoyer des ordres d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs commandés. Ces instants sont déterminés par une ou plusieurs boucles de commande externes ; il existe donc une certaine hiérarchisation des niveaux de commande. La commande de premier niveau est dite **commande rapprochée**, elle détermine les instants où il faut envoyer ces ordres en fonction d'ondes de référence qui correspondent généralement aux tensions ou aux courants qu'on veut imposer à la sortie du dispositif. Les ondes de référence sont générées par la **commande éloignée** à partir des signaux de référence et des mesures.

Dans le cas des compensateurs basés sur des EPC, la commande principale calcule l'impédance fondamentale que l'on veut appliquer au réseau pour effectuer la compensation souhaitée, et ensuite la commande rapprochée se chargera de déterminer les angles d'amorçage et l'état des différents interrupteurs pour l'obtenir.

Concernant les compensateurs basés sur l'onduleur de tension, la démarche peut être plus complexe. De leur capacité de générer de courants/tensions sinusoïdaux et d'injecter tant de la puissance active comme réactive, se dérive une commande relativement complexe. Ainsi, le cœur de la commande sera toujours la commande rapprochée qui déterminera les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Si on suppose que la commande rapprochée est basée sur une technique de modulation MLI, la **commande éloignée** pourra être composée de deux boucles de commande :

- Une boucle de **commande externe** qui, à partir des consignes de l'utilisateur (Tension de charge parfaitement sinusoïdale, équilibrée et d'amplitude donnée ; Courant réseau parfaitement sinusoïdal, équilibré et en phase avec la tension réseau ; Réglage de la tension efficace au nœud de raccordement etc.) et la mesure des grandeurs du réseau et/ou de la charge calcule la tension/courant à injecter au réseau.
- Une **boucle de tension/courant** qui calculera la tension à générer par l'onduleur de façon à avoir en sortie la tension/courant souhaitée.

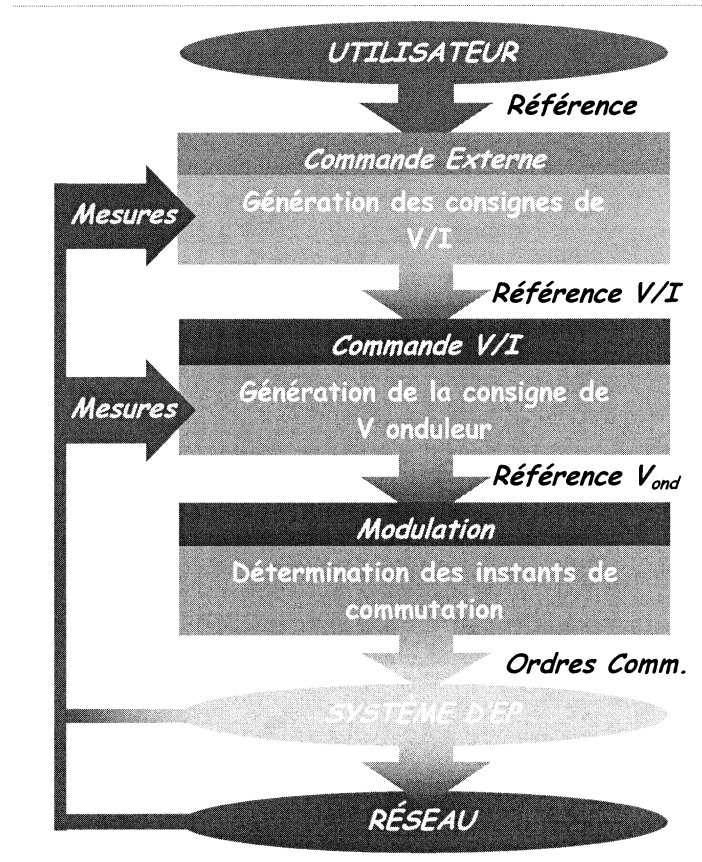


Figure 2-7. Commande des compensateurs d'EP basés sur l'onduleur de tension.

2.4 Conclusions

Ce court chapitre descriptif récapitule succinctement les diverses possibilités offertes par l'EP dans le domaine de la compensation sans entrer dans les détails de l'architecture. Les chapitres qui suivent sont consacrés aux aspects commande **des systèmes de compensation basés sur l'onduleur de tension**.

Ainsi, dans le chapitre 3, on analyse les techniques de **commande rapprochée** utilisables pour ce type de dispositifs, et plus en particulier leur application pour le cas de signaux non sinusoïdaux. Les chapitres 4 et 5 sont dédiés aux **techniques de commande en courant et en tension de l'onduleur de tension**, de façon à générer en sortie les courants/tensions fondamentaux et harmoniques souhaités. Finalement dans le chapitre 6, la **boucle de commande externe** est analysée, en étudiant les principales méthodes de détection temps réel de perturbations ainsi que les principales méthodes de compensation de ces perturbations.

CHAPITRE 3 : MODELISATION ET COMMANDE RAPPROCHÉE DE L'ONDULEUR DE TENSION

L'onduleur de tension, de par sa capacité à réaliser un grand nombre de fonctionnalités, a été naturellement mis à contribution pour réaliser des objectifs de compensation. Nous avons limité notre étude à l'onduleur à trois bras, les résultats présentés pouvant être adaptés à des structures plus ou moins élaborées tel que l'onduleur quatre bras ou encore les onduleurs multi-niveaux.

L'objectif de cette commande appliquée aux compensateurs est de déterminer les instants d'ouverture et fermeture des interrupteurs qui composent de façon à obtenir une tension de sortie, côté alternatif, qui suit le plus fidèlement possible la consigne (pas forcément sinusoïdale) en minimisant ses harmoniques non désirées (harmoniques de commutation) et ce, en optimisant l'amplitude pour une tension du bus continue donnée.

Le choix du type de commande rapprochée dépend essentiellement de deux paramètres : d'une part des caractéristiques souhaitées de la tension de sortie (distorsion admissible, spectre basse fréquence souhaité, etc.) et d'autre part de la fréquence de découpage des semi-conducteurs utilisables à la puissance de l'application.

Pour les applications de haute puissance (où il n'y a pas de semi-conducteurs disponibles pouvant commuter à haute fréquence) ou pour les applications où les contraintes sur la tension de sortie ne sont pas très exigeantes (par exemple des Alimentations Sans Interruption -ASI- fonctionnant à pleine onde), on utilise des commandes dites à fréquence réseau. Dans le domaine des compensateurs, l'application principale est **la compensation de réactif** et ses différents corollaires : réglage de tension de lignes alternatives, compensation de charges fluctuantes, stabilisateurs de puissance, etc.

L'utilisation de techniques de commande à fréquences de découpage supérieures permet de repousser les harmoniques de commutation à des fréquences plus élevées et plus faciles à filtrer, ce qui permet un spectre de la tension de sortie de meilleure qualité. Ces techniques ne permettent pas seulement le contrôle du fondamental de la tension côté alternatif mais également de tout son spectre basse fréquence permettant ainsi une fonction supplémentaire : la compensation de **perturbations harmoniques et de dynamiques rapides**.

3.1 Configurations de l'onduleur de tension

Il y a deux configurations possibles pour l'onduleur de tension : avec ou sans neutre raccordé. L'onduleur à neutre raccordé consiste à connecter le neutre de la charge à un neutre créé au point milieu du bus continu de l'onduleur. Cette connexion autorise la circulation de courants homopolaires et permet de contrôler de façon découplée les tensions appliquées aux trois phases de la charge tout comme si elles représentaient trois systèmes monophasés. On utilisera donc cette configuration dans les applications de compensation de composantes homopolaires.

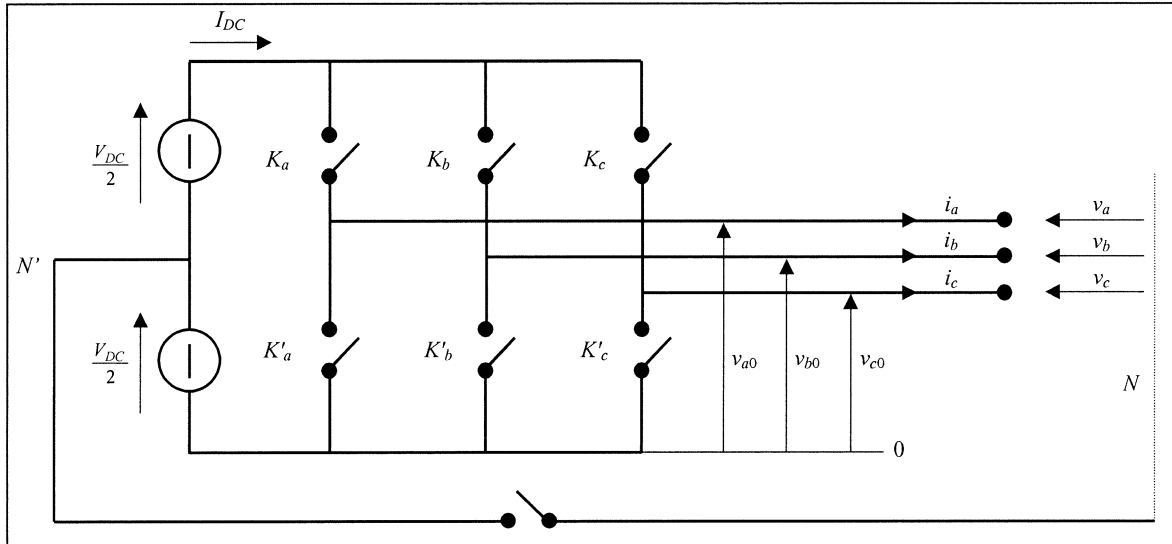


Figure 3-1. Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé.

On peut distinguer d'une part les tensions des branches (v_{a0} , v_{b0} et v_{c0} par rapport à la borne négative du bus continu) qui sont directement fixées par la commande et d'autre part les tensions de phase (v_a , v_b et v_c par rapport au neutre de la charge N) qui peuvent dépendre non seulement de la commande mais aussi des caractéristiques de la charge. Pour trouver la relation entre ces deux tensions, on va supposer dans un premier temps que le neutre n'est pas raccordé et que l'onduleur est connecté à une charge triphasée équilibrée [LA-95].

Les tensions v_{k0} ($k = a, b, c$) sont directement imposées par la commande et on les utilisera pour déterminer les tensions de phase :

$$\begin{aligned} &+ \begin{cases} v_{a0} - v_a + v_b - v_{b0} = 0 \\ v_{a0} - v_a + v_c - v_{c0} = 0 \end{cases} \\ \hline 2 \cdot v_{a0} - 2 \cdot v_a + v_b + v_c - v_{b0} - v_{c0} &= 0 \end{aligned} \quad (3.1)$$

Si la charge est équilibrée :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (3.2)$$

Donc :

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot v_{a0} - v_{b0} - v_{c0}) \\ v_b &= \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot v_{b0} - v_{a0} - v_{c0}) \\ v_c &= \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot v_{c0} - v_{b0} - v_{a0}) \end{aligned} \quad (3.3)$$

En cas de charge déséquilibrée, l'onduleur sans neutre raccordé n'est pas capable de fournir un courant homopolaire (la somme de courants de ligne doit être forcément nulle). Ainsi, si la charge est déséquilibrée et couplée en étoile, les tensions de phase seront aussi déséquilibrées : la tension de chaque phase est modifiée (c'est-à-dire, la tension entre neutres varie) pour obtenir un courant homopolaire nul.

Si on suppose une commande équilibrée, les tensions de branche sont aussi équilibrées :

$$v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} = 0 \quad (3.4)$$

Donc la tension entre le neutre de la charge (N) et la référence des tensions de branche (0) est :

$$v_{N0} = \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \quad (3.5)$$

En cas de déséquilibre, le potentiel du neutre de la charge oscillera par rapport à celui de l'onduleur de façon à déséquilibrer les tensions et forcer l'élimination du courant homopolaire.

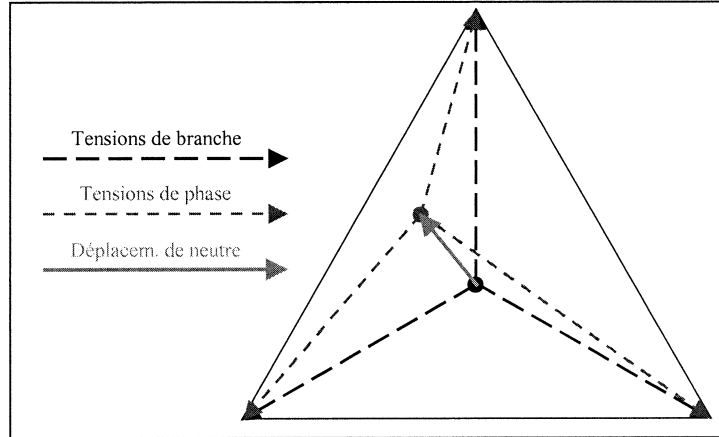
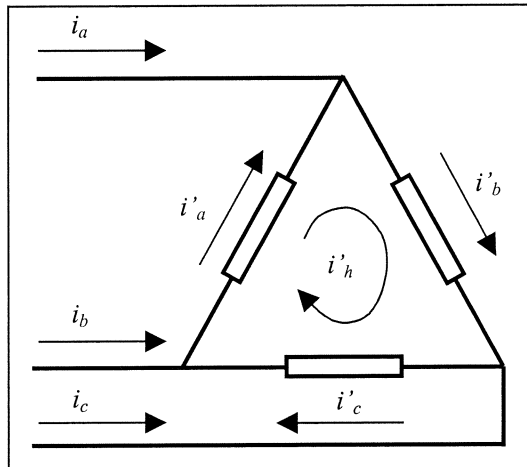


Figure 3-2. Déplacement du point neutre dans un système sans neutre raccordé.

Les tensions de phase sont donc ($k = a, b, c$) :

$$v_{k0} = v_k + v_{N0} \quad (3.6)$$

En revanche, si la charge est couplée en triangle (voir figure 3-3), il n'y a pas de problème de déséquilibre de tension. La commande impose directement la tension aux bornes de la charge, et donc les tensions de phase sont équilibrées (indépendamment du déséquilibre de la charge). En effet, la possibilité d'avoir un courant homopolaire à l'intérieur du triangle permet de remplir la contrainte de courant homopolaire de ligne nul sans déséquilibrer les tensions de phase.



$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$i'_a + i'_b + i'_c = i_h \neq 0$$

Figure 3-3. Couplage en triangle de la charge de l'onduleur.

De la même façon, si les neutres sont raccordés, l'onduleur pourra fournir le courant homopolaire en cas de déséquilibre de la charge et donc la tension de phase sera équilibrée et identique à la tension de branche.

En terme de fondamentaux, les tensions de phase obtenues avec les deux configurations (avec ou sans neutre raccordé) sont identiques dans le cas équilibré, mais sans neutre raccordé les harmoniques d'ordre 3 présents sur la tension de branche disparaissent, la qualité spectrale de la tension de charge n'en est alors que meilleure.

3.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- *Interrupteurs parfaits* : La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.
- *Sources parfaites* : La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables, on peut définir la fonction de commutation suivante pour définir l'état des interrupteurs ($k = a, b, c$) :

- $d_k = 1$ quand K_k est fermé et $d_k = 0$ quand K_k est ouvert.
- $d_k = 0$ quand K'_k est fermé et $d_k = 1$ quand K'_k est ouvert.

Ainsi, on peut calculer les tensions de la *partie alternative de l'onduleur* en fonction de ces fonctions de commutation. La tension de branche de l'onduleur par rapport à la borne négative du bus continu sera :

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \cdot V_{DC} \quad (3.7)$$

Et par rapport au point milieu du bus continu (N') :

$$\begin{bmatrix} v_{aN'} \\ v_{bN'} \\ v_{cN'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 \cdot (d_a - 0.5) \\ 2 \cdot (d_b - 0.5) \\ 2 \cdot (d_c - 0.5) \end{bmatrix} \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.8)$$

Si le neutre n'est pas raccordé et la charge équilibrée, la tension de phase sera :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \cdot \frac{V_{DC}}{3} \quad (3.9)$$

Finalement, si le neutre est raccordé au point milieu du bus continu, la tension de phase sera égale à la tension de branche par rapport à ce point milieu :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{aN'} \\ v_{bN'} \\ v_{cN'} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

En ce qui concerne la partie continue de l'onduleur, le bus continu est composé en général de deux condensateurs avec leur résistance shunt d'équilibrage (on peut y inclure certaines pertes).

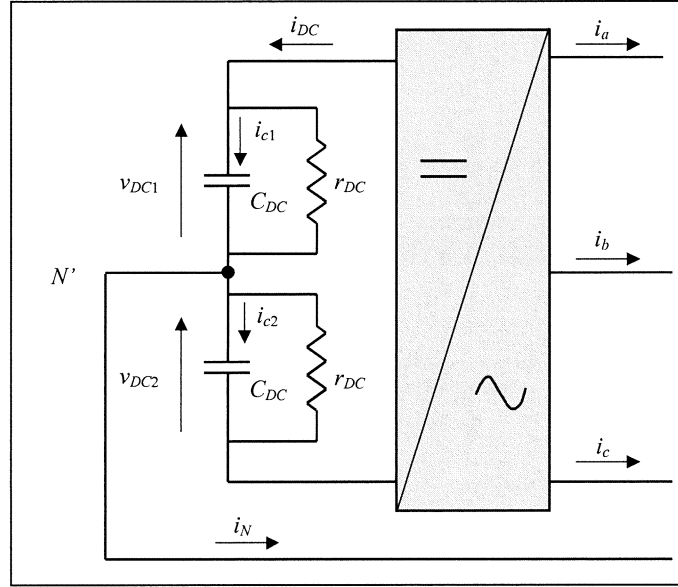


Figure 3-4. Bus continu de l'onduleur de tension avec neutre raccordé.

Si on considère le neutre raccordé, les équations qui relient la tension des condensateurs aux courants du côté alternatif et aux fonctions de commutation sont :

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{DC1}}{dt} \\ \frac{dv_{DC2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{r_{DC} \cdot C_{DC}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{r_{DC} \cdot C_{DC}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{DC1} \\ v_{DC2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{d_a}{C_{DC}} & -\frac{d_b}{C_{DC}} & -\frac{d_c}{C_{DC}} \\ \frac{1-d_a}{C_{DC}} & \frac{1-d_b}{C_{DC}} & \frac{1-d_c}{C_{DC}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Si le neutre n'est pas raccordé, le courant du neutre sera nul, et donc les équations deviennent :

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{DC1}}{dt} \\ \frac{dv_{DC2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{r_{DC} \cdot C_{DC}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{r_{DC} \cdot C_{DC}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{DC1} \\ v_{DC2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{d_a}{C_{DC}} & \frac{d_b}{C_{DC}} & \frac{d_c}{C_{DC}} \\ \frac{d_a}{C_{DC}} & \frac{d_b}{C_{DC}} & \frac{d_c}{C_{DC}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

3.2.1 Commande à la fréquence des grandeurs de sortie (pleine onde)

Une fois analysée la relation entre les différentes grandeurs électriques de l'onduleur et les fonctions de commutation, on étudie les techniques pour déterminer ces fonctions de commutation, ou autrement dit, la commande rapprochée.

Dans la commande en pleine onde, on ferme les interrupteurs d'une même branche de façon complémentaire pendant une demi-période et en décalant la commande de chaque bras d'un tiers de la période ($2\pi/3$). Par conséquent, on obtient trois ondes carrées de tension décalées de $2\pi/3$ aux bras de l'onduleur, dont l'amplitude est égale à la tension continue (V_{DC}), et de même période que la tension du réseau.

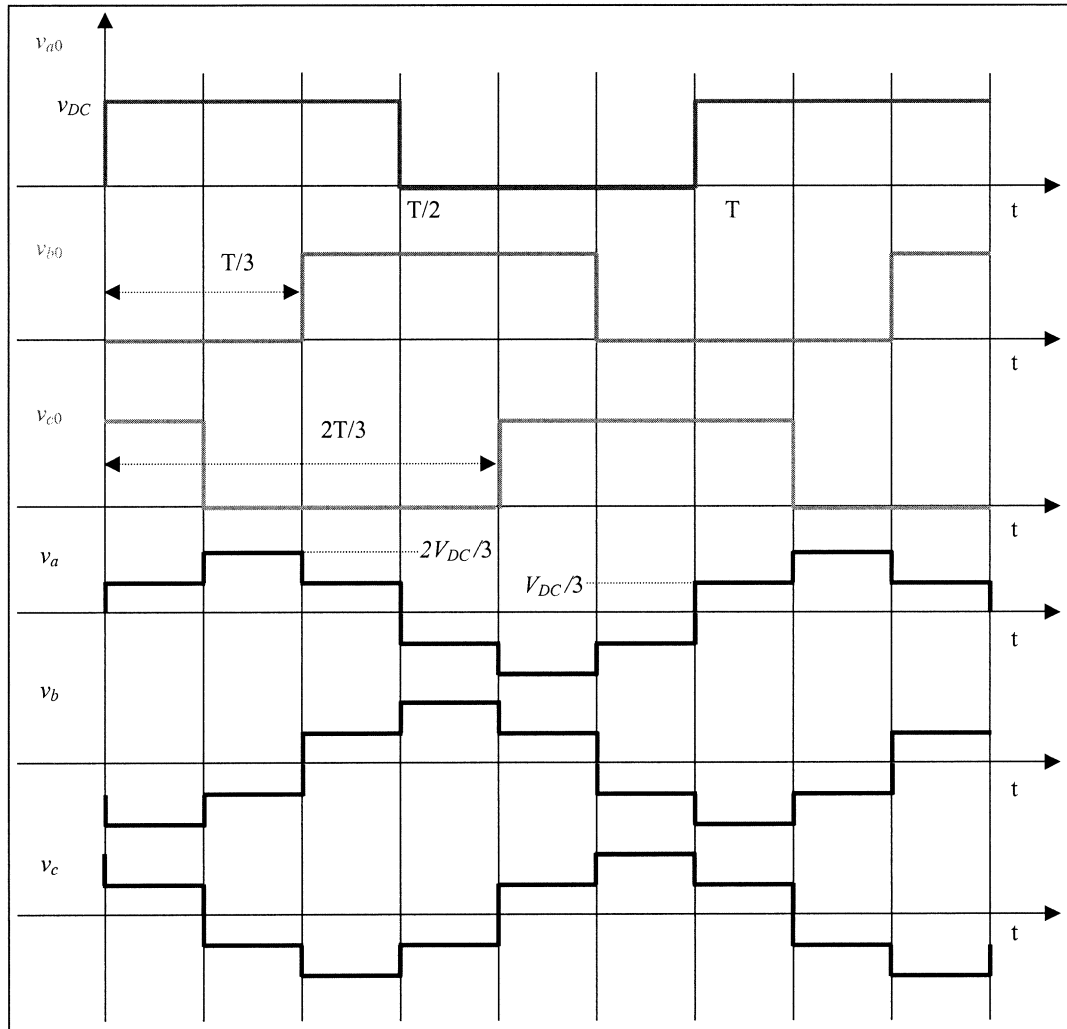


Figure 3-5. Allure des tensions d'un onduleur triphasé pour une commande en pleine onde (configuration neutre raccordé).

La valeur efficace du fondamental de la tension de phase est $(V_k)_1$:

$$(V_k)_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{DC} \quad (3.13)$$

Le développement en série de Fourier de la tension de phase contient tous les harmoniques impairs sauf ceux de rang 3. La valeur efficace des harmoniques est inversement proportionnelle à leur pulsation :

$$\frac{(V_k)_{2h+1}}{(V_k)_1} = \frac{1}{2h+1} \quad (3.14)$$

Si le neutre de l'onduleur est raccordé au neutre de la charge, la tension appliquée à chaque phase ne dépend que de la tension de la branche de l'onduleur à laquelle elle est connectée. La tension de phase est identique à la tension des branches par rapport à la borne négative du bus continu (v_{a0} , v_{b0} et v_{c0}), sauf qu'elle n'a pas de composante continue (elle oscille entre $\pm V_{DC}/2$).

Si on suppose un système triphasé équilibré de courants de charge :

$$\begin{aligned} i_a &= I_{\max} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ i_b &= I_{\max} \cdot \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \\ i_c &= I_{\max} \cdot \sin(\omega t - \varphi + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.15)$$

φ étant le déphasage entre les fondamentaux de la tension et du courant d'une phase. On peut calculer le courant de la partie continue (i_{DC}) à partir des commutations des interrupteurs et du courant alternatif :

$$i_{DC} = d_a \cdot i_a + d_b \cdot i_b + d_c \cdot i_c \quad (3.16)$$

($d_k = 1$ quand K_k est fermé et $d_k = 0$ quand K_k est ouvert)

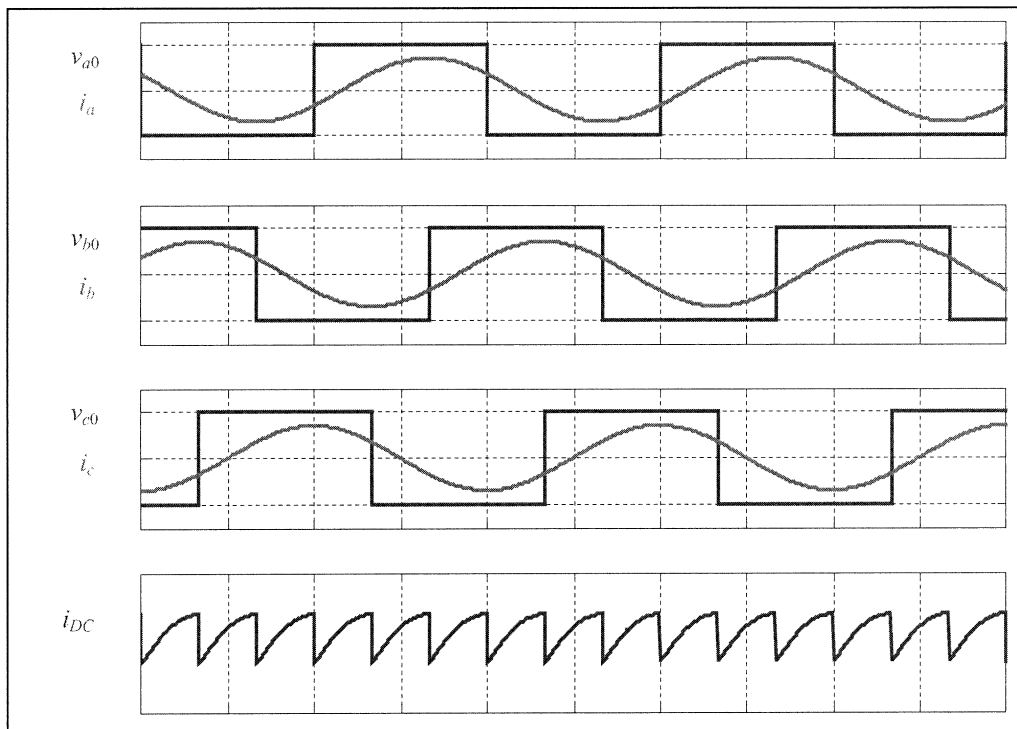


Figure 3-6. Courant continu de l'onduleur triphasé avec commande en pleine onde ($\varphi = 30^\circ$).

La valeur moyenne du courant continu est :

$$(I_{DC})_0 = \frac{3}{\pi} \cdot I_{\max} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \varphi \quad (3.17)$$

Et sa valeur efficace est :

$$I_{DC} = I_{\max} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{4 \cdot \pi} \cdot \cos 2\varphi} \quad (3.18)$$

Le développement en série de Fourier du courant continu contient de plus du terme moyen les harmoniques 6, 12, 18 etc.

Représentation par phaseurs spatiaux :

Le comportement des grandeurs triphasées peut être représenté de manière condensée en utilisant le phaseur spatial complexe (transformation de *Concordia*) [BH-91]. Par exemple, dans le cas des tensions de branche de l'onduleur en utilisant la transformée à puissance constante on obtient :

$$\begin{aligned} v_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(v_{a0} - \frac{v_{b0}}{2} - \frac{v_{c0}}{2} \right) \\ v_\beta &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\frac{\sqrt{3} \cdot v_{b0}}{2} - \frac{\sqrt{3} \cdot v_{c0}}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\vec{V} = v_\alpha + j \cdot v_\beta$$

Où \vec{V} est le phaseur spatial des tensions de branche.

Les combinaisons des tensions de branche étant limitées (3 branches et 2 modules de tension possibles), le phaseur spatial de tension peut prendre 8 positions différentes :

- Six phaseurs de module $V_{DC} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$ situés aux sommets d'un hexagone (deux phaseurs adjacents sont séparés de $\pi/3$), et déterminent donc six secteurs différents.
- Deux phaseurs de module nul (lorsque les tensions dans les 3 phases sont identiques).

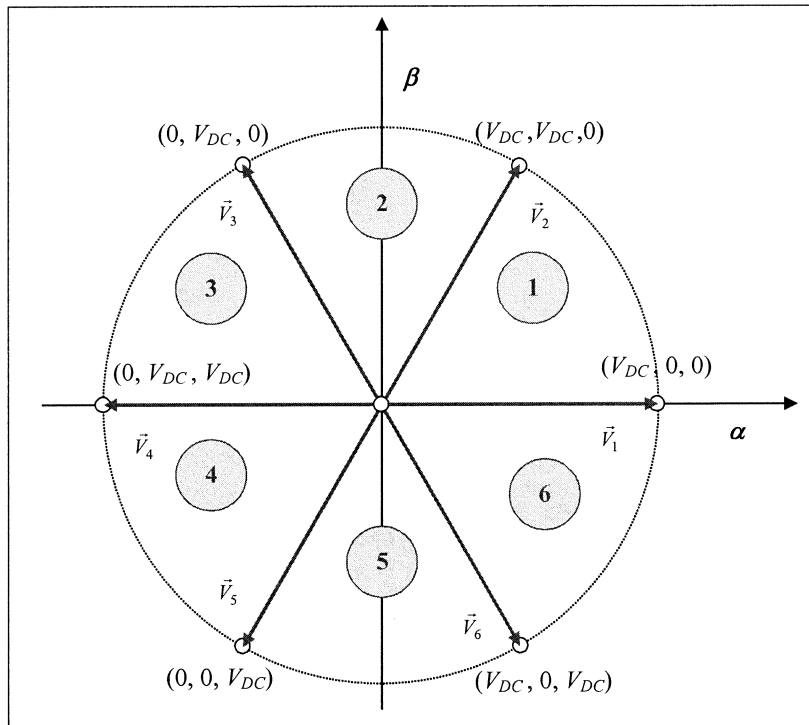


Figure 3-7. Vecteurs complexes de tension générés par un onduleur de tension triphasé.

Dans le cas de la commande en pleine onde on applique la séquence de phaseurs suivante : $(\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6)$. On constate que le phaseur tourne dans le sens trigonométrique en sautant d'un sommet à un autre de l'hexagone (en restant dans chaque position un temps de $T/6$). La vitesse moyenne de rotation du phaseur est égale à celle du fondamental, c'est-à-dire, 100π rad/s. Le reste des harmoniques (h) tournent à une vitesse constante de $100\pi h$ rad/s. Finalement, on remarque aussi que les vecteurs de module nul ne sont pas appliqués.

Application :

Cette commande 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_1) d'amplitude et phase variables.

$$P = \frac{V_1 \cdot E}{\omega \cdot L} \cdot \sin(\delta) \quad (3.20)$$

$$Q = \frac{E^2}{\omega \cdot L} - \frac{V_1 \cdot E}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\delta) \quad (3.21)$$

Où L est l'inductance de raccordement au réseau et ω la pulsation fondamentale.

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

Si $V_1 > E$, l'onduleur fournit de la puissance réactive.

Si $V_1 < E$, l'onduleur absorbe de la puissance réactive.

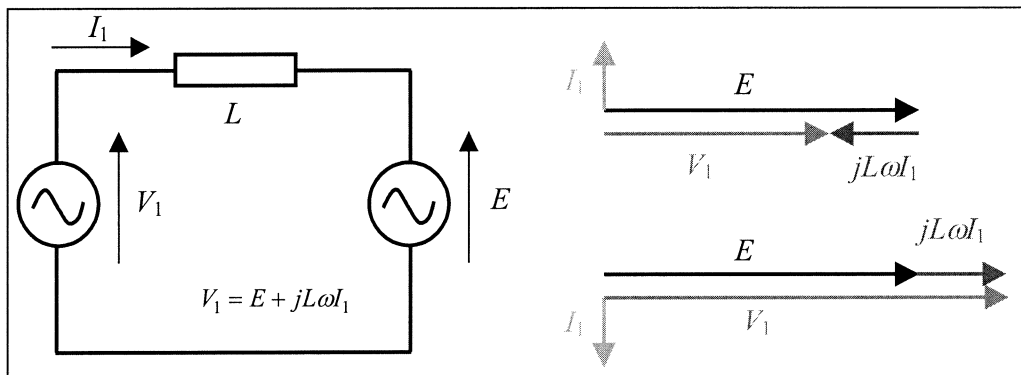


Figure 3-8. Application de l'onduleur de tension à la compensation d'énergie réactive.

Le déphasage entre le fondamental de la tension et la tension réseau (δ) est directement imposé par la commande. Par contre l'amplitude de la tension d'onduleur fondamentale ne peut être contrôlé qu'indirectement, à travers du contrôle de la tension du bus continu de l'onduleur.

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 tension d'onduleur et un déphasage nul, on peut arriver à échanger en régime permanent la puissance réactive souhaitée à puissance active 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). Il faut constater que pendant ce transitoire l'échange d'énergie réactive ne sera pas contrôlé. De plus il faudra assurer un minimum de flux de puissance active vers le compensateur de façon à maintenir le bus continu chargé et compenser ainsi les pertes du système.

3.2.2 Commande à des fréquences supérieures

On a montré que la commande en pleine onde ne permet qu'un contrôle direct de la phase du fondamental de la tension de l'onduleur, et ne permet donc pas un contrôle découplé de l'échange de puissance active et réactive avec le réseau.

On peut régler **l'amplitude et la phase des composantes basse fréquence de la tension d'onduleur** (fondamental + harmoniques basse fréquence) 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 ; on réalise ainsi une véritable source de tension contrôlée qui sera le cœur de la plupart des compensateurs de basse et moyenne puissances.

3.2.2.1 Commande en MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

Cette commande consiste à adopter une fréquence de commutation (f_m) suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximum du signal de sortie souhaité ($x_{réf}$), et de reproduire la valeur moyenne de ce signal à chaque période de commutation en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu (v_{kN}).

La méthode classique pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs (et donc d'application de tensions positives ou négatives) est *la MLI intersective*.

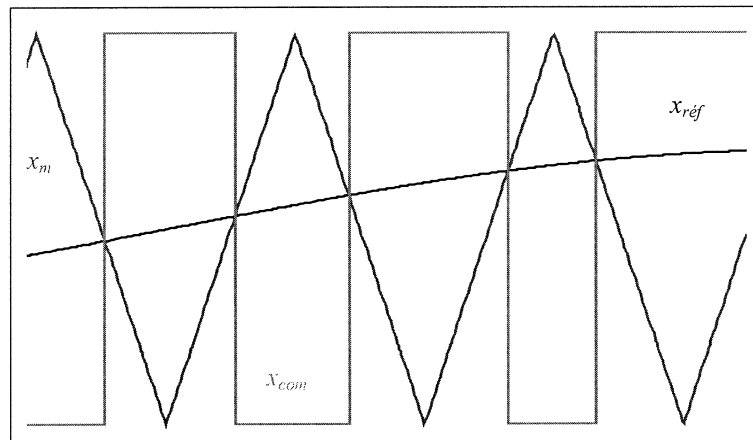


Figure 3-9. Détermination des instants de commutation dans le cas d'une MLI intersective.

Elle se base sur la comparaison d'une onde de modulation (x_m), qui est en général un signal triangulaire de fréquence élevée (f_m) chargée d'imposer les périodes de modulation, avec une onde de référence ($x_{réf}$), qui représente la tension de sortie souhaitée (qui peut être sinusoïdale ou non en fonction de l'application). Le signal de commutation (x_{com}) est déterminé à partir de l'intersection de ces deux signaux (voir figure 3-9). Dans le cas de l'onduleur triphasé on aura 3 signaux de référence (un pour chaque bras de l'onduleur).

Par exemple dans la figure 3-10 on montre l'allure des tensions de l'onduleur et du courant continu, dans une configuration sans neutre raccordé, modulation sinusoïdale et un déphasage de 30° entre les fondamentaux des tensions et courants de phase ($f_m = 500 \text{ Hz}$, $f_{réf} = 50 \text{ Hz}$).

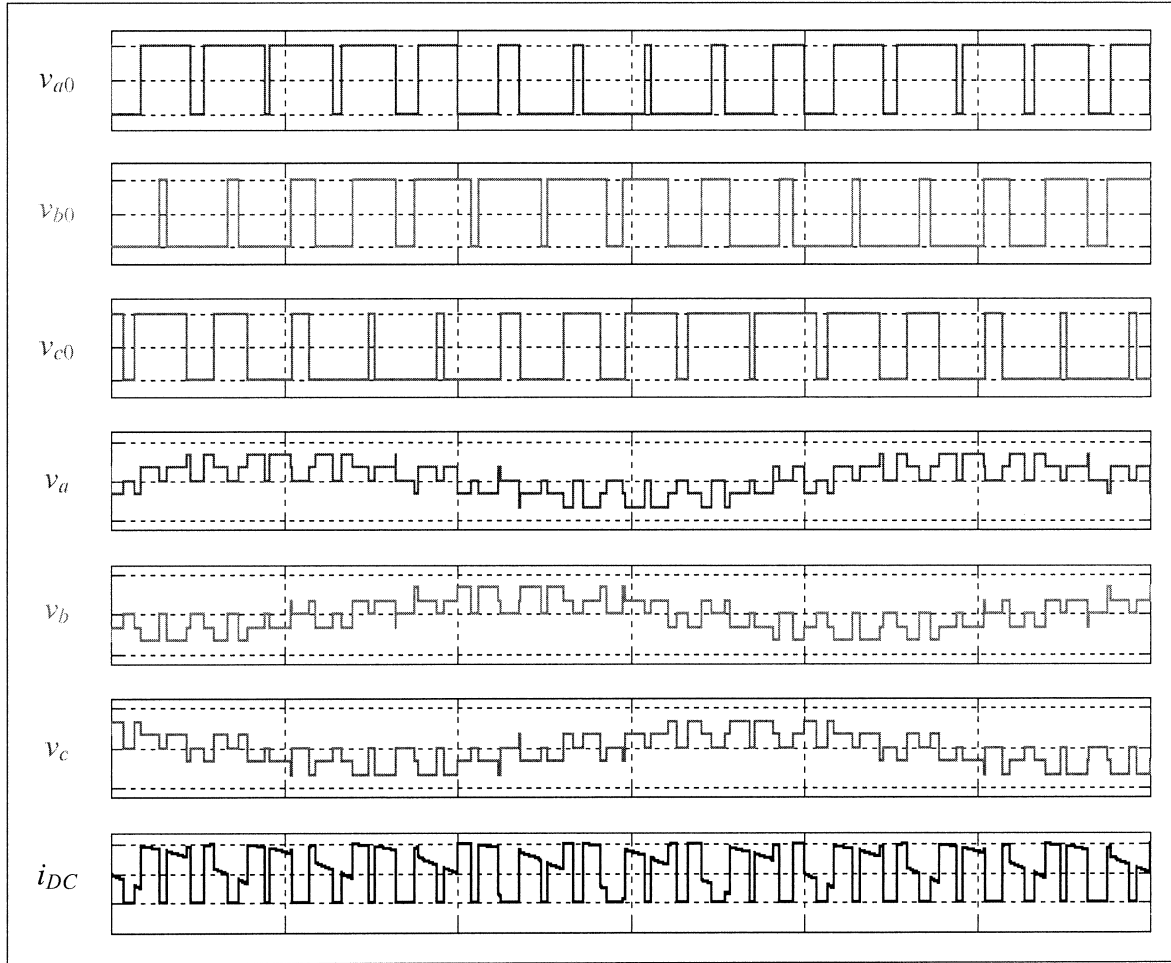


Figure 3-10. Allure des tensions et du courant continu d'un onduleur triphasé : commande MLI ($\varphi = 30^\circ$).

Génération de tensions sinusoïdales :

Dans la plupart d'applications, on travaille avec une onde de référence sinusoïdale de fréquence ($f_{réf}$) :

$$x_{réf} = (x_{réf})_{max} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{réf} \cdot t) \quad (3.22)$$

L'amplitude du fondamental (et des harmoniques aussi) dépend du rapport (m_a) entre les amplitudes des ondes de référence et de modulation :

$$m_a = \frac{(x_{réf})_{max}}{(x_m)_{max}} \quad (3.23)$$

Si ($m_a \leq 1$), on travaille dans la zone linéaire et la relation entre l'amplitude du signal de référence et du fondamental de la tension de branche est linéaire :

$$(v_{k0})_{1-max} = m_a \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.24)$$

La fréquence des harmoniques de découpage dépend du rapport (m_f) entre les fréquences des ondes de référence et de modulation :

$$m_f = \frac{f_m}{f_{réf}} \quad (3.25)$$

Si on choisit un rapport m_f impair, la tension de sortie contient seulement des harmoniques impairs, centrés autour des multiples de la fréquence de commutation. De plus, si ce rapport est aussi un multiple de 3, les harmoniques multiples de 3 qui sont présents sur les tensions de branche disparaissent de la tension de phase.

Par contre, si on travaille dans la zone non-linéaire ou de sur-modulation ($m_a > 1$), les tensions de branche passent partiellement en limitation. Par conséquent, les tensions de phase ne sont plus sinusoïdales et il y a des harmoniques basse fréquence non souhaités qui s'ajoutent à la tension de sortie. De plus, la relation entre le fondamental de la tension est le signal de référence n'est plus linéaire (comme le montre la figure 3-11).

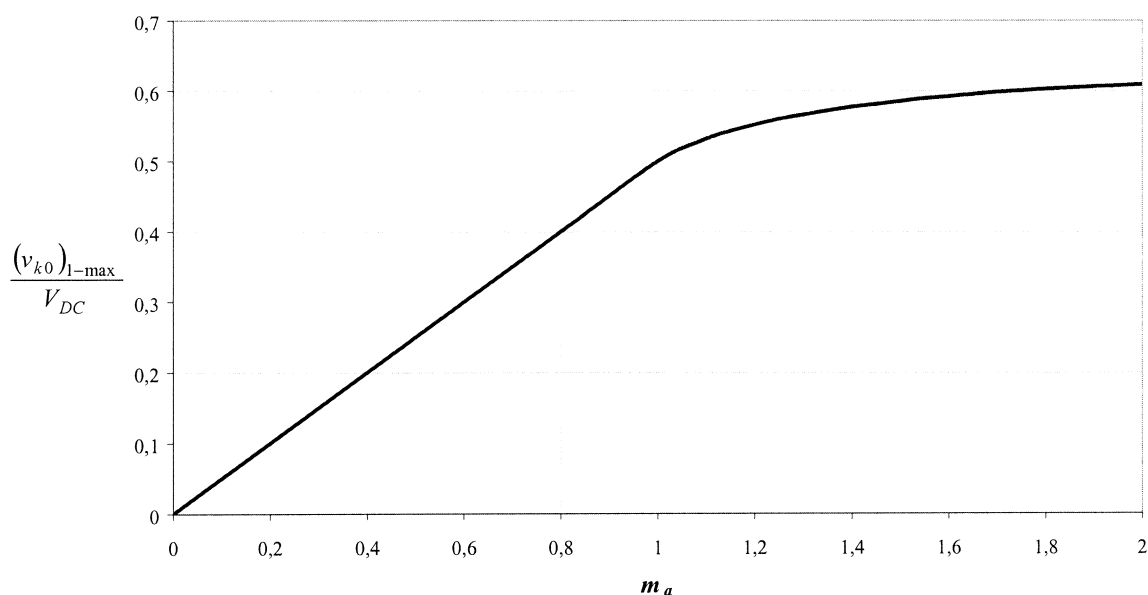


Figure 3-11. Amplitude de la tension fondamentale obtenue avec une MLI intersective.

Si on augmentait la valeur de m_a infiniment, les signaux de référence deviendraient 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 serait $2/\pi V_{DC}$.

Si le neutre n'est pas raccordé, on peut augmenter l'amplitude de la tension de sortie (pour une tension de bus V_{DC} donnée) sans dégrader sa qualité spectrale, en utilisant une **méthode d'injection des harmoniques sur la référence** [LA-95], c'est-à-dire en appliquant un signal de référence non sinusoïdal pour la MLI. Par exemple on peut injecter l'harmonique 3 au signal de référence en profitant du fait que les harmoniques multiples de 3 présents dans la tension de branche disparaissent sur les tensions de phase :

$$x_{ref} = r \cdot \sin \omega t + s \cdot \sin 3\omega t \quad (3.26)$$

Où r est l'amplitude du fondamental de la tension et s l'amplitude de l'harmonique introduit.

Ainsi, on peut augmenter l'amplitude du fondamental (v_{k0-1}) au-dessus de la limite de tension (V_{DC}) et injecter l'harmonique 3 (v_{k0-3}) pour éviter que la tension totale (v_{k0}) rentre en limitation (voir figure 3-12). De cette manière, l'harmonique 3 n'intervient pas dans les tensions de phase, et on retrouve seulement le fondamental, dont l'amplitude est supérieure à $V_{DC}/2$.

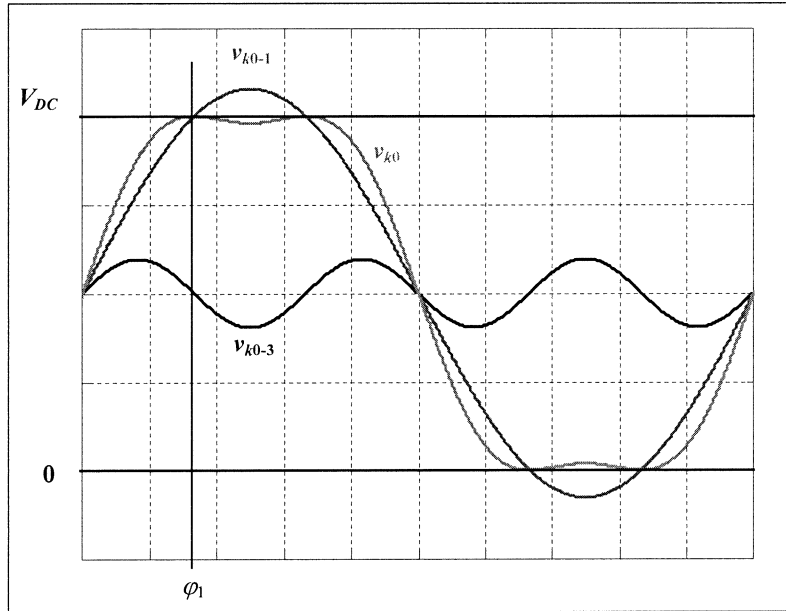


Figure 3-12. Augmentation de l'amplitude du fondamental par injection d'harmoniques.

Le but de la commande est de générer une valeur de tension fondamentale la plus élevée possible (sans que la tension de branche totale ne dépasse V_{DC}), c'est-à-dire, avec un coefficient r le plus grand possible. On ne peut pas donc appliquer n'importe quelle valeur pour les coefficients r et s : il faut trouver la combinaison optimale. Pour cela, on calcule d'abord l'angle (φ_1) pour lequel se produit le maximum du signal de référence :

$$\varphi_1(s') = \sin^{-1} \left(\pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{1}{3s'} + 1 \right)} \right) \quad (3.27)$$

Où $s' = \frac{s}{r}$

Ensuite, on pose $u_{k0}(\varphi_1) = V_{DC}$ et on calcule r en fonction de s' :

$$r(s') = \frac{1}{\sin \varphi_1(s') + s' \cdot \sin 3\varphi_1(s')} \quad (3.28)$$

Ainsi en dérivant cette fonction, on peut trouver la valeur de s' qui rend le coefficient r maximum :

$$s' = \frac{1}{6} \quad \text{et} \quad (r_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad \text{et} \quad s = \frac{1}{3 \cdot \sqrt{3}}).$$

Cette commande permet donc d'augmenter l'amplitude de la tension fondamentale de charge jusqu'à $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$.

Génération de tensions NON sinusoïdales :

Dans certaines applications de compensation, il n'est pas suffisant de contrôler les grandeurs fondamentales, mais il est également nécessaire de contrôler les grandeurs harmoniques. C'est le cas du filtrage actif de tension ou de courant.

Les commandes à la fréquence des fondamentaux ne permettent que le contrôle du fondamental de la tension et ne sont pas adaptées à ce type d'application. La solution se trouve donc dans des commandes à des fréquences supérieures.

Ce type de commande permet de reproduire un signal de référence quelle que soit son allure (sinusoïdale ou non). La seule restriction réside dans le fait que les fréquences de commutation utilisées doivent être suffisamment éloignées de la fréquence maximum du signal de référence (pour négliger les harmoniques de découpage vis à vis des harmoniques dont la génération est souhaitée). De plus, le signal de référence doit toujours être inférieur au signal de modulation (pour rester dans les limites de linéarité).

En ce qui concerne le spectre harmonique, les techniques de commande à la fréquence des fondamentaux introduisent des harmoniques de tension basse fréquence (voir équation 3.14). Les techniques de commande à des fréquences supérieures permettent de repousser ces harmoniques vers la fréquence de découpage, améliorant ainsi le spectre harmonique de la tension. Cependant pour que ceci soit vrai, il faut utiliser une MLI synchrone, [MO-95] c'est-à-dire que la fréquence de découpage doit être multiple de la fréquence de commutation, sinon il y aura des sous-harmoniques basse fréquence dans la tension de sortie. Dans le cas où l'on voudrait générer une tension non-sinusoïdale, le cas typique des applications de filtrage actif, en général il sera impossible que la fréquence de découpage soit multiple de toutes les fréquences présentes sur la référence.

3.2.2.2 MLI vectorielle

En se basant sur la théorie des phaseurs et à partir des tensions de phase, on peut calculer le phaseur de tension qui représente la tension de sortie souhaitée. Si le phaseur souhaité correspond à un système équilibré de tensions sinusoïdales, il tournera à vitesse constante et avec une amplitude également constante. Très souvent dans les compensateurs, la tension à injecter peut contenir des harmoniques et des séquences inverse ou homopolaire ; dans ce cas, ni l'amplitude ni la vitesse du phaseur ne seront constantes.

Du fait de la nature discrète des onduleurs de tension, on ne peut pas reconstruire instantanément le phaseur de tension souhaité, mais indirectement, en le remplaçant à chaque période de modulation par un phaseur équivalent. Ce phaseur équivalent est construit à partir des 8 phaseurs spatiaux disponibles dans un onduleur. Par exemple, dans le cas d'une modulation MLI scalaire, on peut constater qu'à partir de l'intersection entre l'onde de modulation et les ondes de référence on obtient la séquence des phaseurs suivante à chaque période de modulation : $(\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_7 + \vec{V}_7, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_i, \vec{V}_0)$.

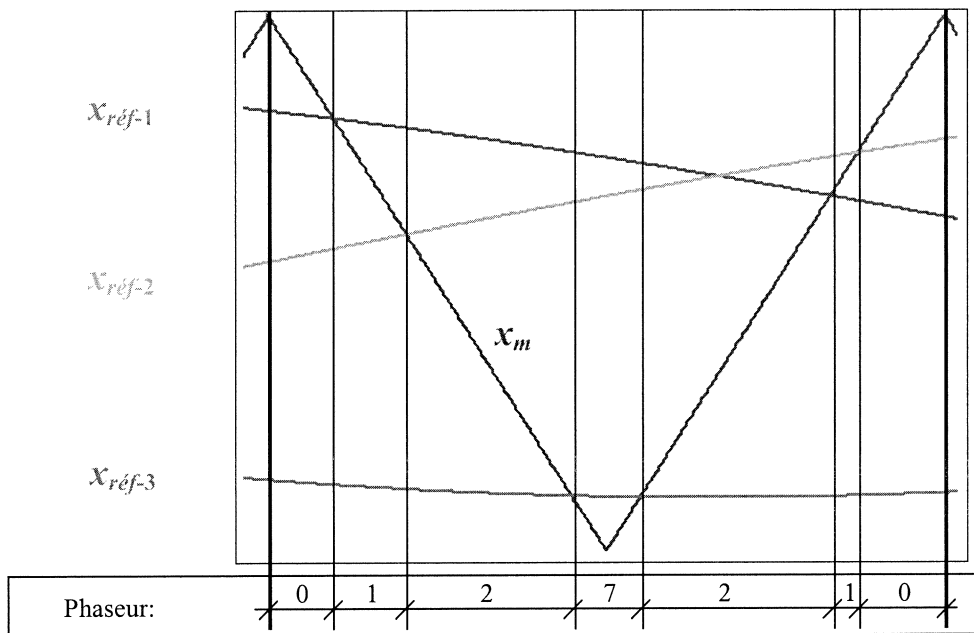


Figure 3-13. Exemple de la séquence de phaseurs d'une MLI scalaire.

Le phaseur équivalent est ainsi calculé à partir d'une combinaison linéaire des deux phaseurs adjacents correspondant au secteur où l'on se trouve et les deux phaseurs nuls (voir figure 3-14 et équation 3.29).

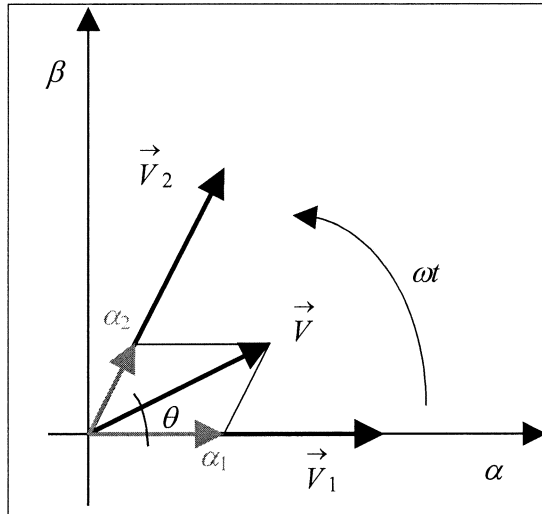


Figure 3-14. Reproduction du phaseur souhaité à partir des phaseurs adjacents.

$$\vec{V} = \alpha_1 \cdot \vec{V}_i + \alpha_2 \cdot \vec{V}_{i+1} \quad (3.29)$$

Où α_1 et α_2 sont les durées d'application relatives de chaque phaseur.

Dans la commande MLI vectorielle, on calcule analytiquement les phaseurs à appliquer (c'est-à-dire les interrupteurs à fermer) et leur temps d'application, pour ainsi obtenir le phaseur équivalent souhaité à chaque période de modulation. Dans le reste du temps on applique un phaseur nul.

On calcule le module, $V(k)$, et la phase, $\theta(k)$, du phaseur à reproduire à chaque période de modulation en échantillonnant le phaseur de tension de référence à la fréquence de modulation (voir figure 3-15).

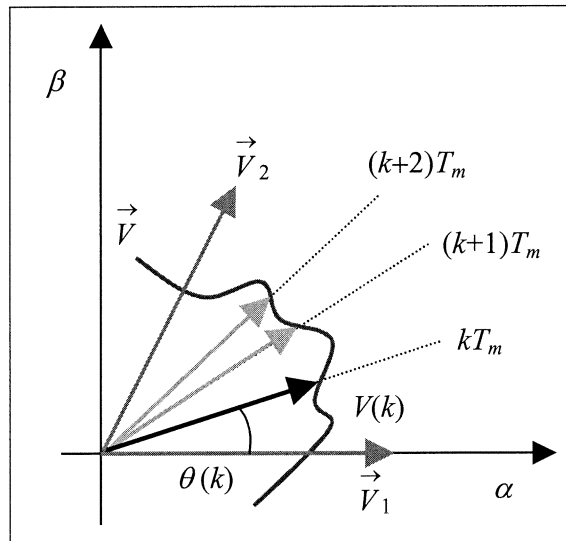


Figure 3-15. Trajectoire générale du phaseur équivalent.

La durée d'application des phaseurs adjacents est ensuite calculée en utilisant les expressions suivantes :

$$\alpha_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot V(k) \cdot \sin\left(\theta(k) - n \frac{\pi}{3}\right)}{V_{DC}} \quad (3.30)$$

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V(k) \cdot \cos\left(\theta(k) - n \frac{\pi}{3}\right)}{V_{DC}} - \frac{\alpha_2}{2}$$

On peut choisir l'ordre de 3 configurations (les deux phaseurs adjacents et le phaseur nul) de manière à atteindre différents objectifs. Ainsi, on choisit d'appliquer le vecteur nul au début et à la fin de la période (même durée pour chaque intervalle) de façon à réduire le nombre de commutations (et donc de minimiser les pertes). De ce fait, on utilise la même séquence que dans le cas de la MLI scalaire :

$$\left(\vec{V}_0, \vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_7 + \vec{V}_7, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_i, \vec{V}_0\right)$$

Néanmoins, il y a une différence essentielle par rapport à la MLI scalaire : on choisit une durée identique pour chacun des deux intervalles d'application des vecteurs nuls d'une même période. Cette caractéristique fait **qu'on peut augmenter l'amplitude du fondamental de la tension de sortie** au-delà du maximum établi par la zone linéaire du MLI scalaire sans introduire d'harmonique basse fréquence et de façon contrôlée.

Pour calculer la tension fondamentale maximum qu'on peut atteindre dans ces conditions, on calcule l'amplitude maximum instantanée qui peut être obtenue avec cette technique de modulation. L'amplitude instantanée de la tension fondamentale sera maximum lorsque l'on n'applique que de vecteurs non nuls, c'est-à-dire :

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (3.31)$$

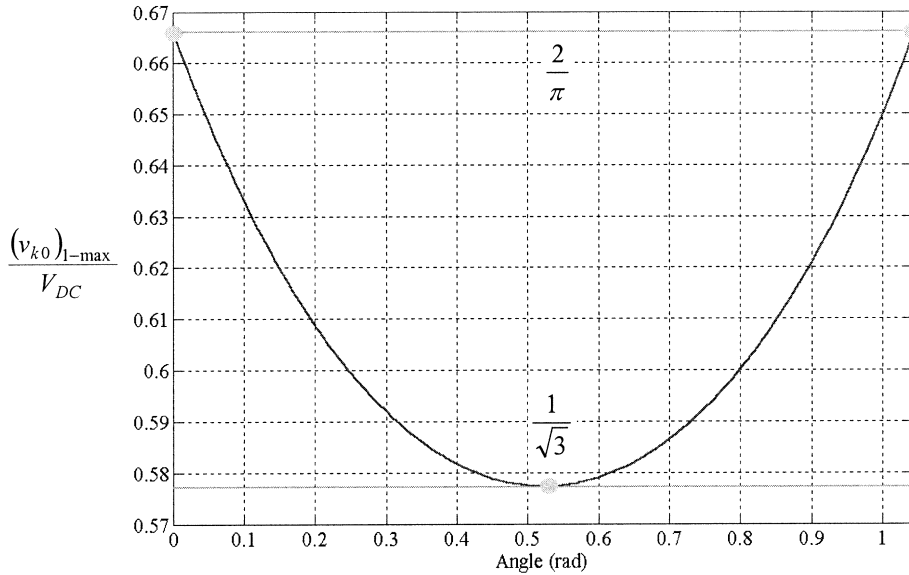


Figure 3-16. Amplitude de la tension fondamentale maximum instantanée obtenue avec la MLI vectorielle.

Ainsi, l'amplitude maximum instantanée du fondamental sera (à partir des équations 3.30 et 3.31) :

$$(V)_1 = \frac{2 \cdot V_{DC}}{\sqrt{3} \cdot \sin(\theta) + 3 \cdot \cos(\theta)} \quad (3.32)$$

On constate que l'amplitude maximum instantanée de la tension fondamentale oscille en fonction de la position angulaire du phaseur (θ), entre le maximum $(2/\pi)$ et le minimum $1/\sqrt{3}$. Par conséquent, l'amplitude de la tension fondamentale de sortie maximum sera identique au cas de la méthode d'injection du 3^{ème} harmonique ($1/\sqrt{3}$). En effet, si on analyse le spectre de la tension de branche obtenue avec cette technique de modulation on retrouve tous les harmoniques multiples de 3 et on conclut donc que ces deux techniques sont analogues.

Le grand avantage de la MLI vectorielle est qu'elle permet de générer de signaux non sinusoïdaux (à condition que la fréquence de commutation soit largement supérieure à la fréquence maximum de la tension de sortie souhaitée).

3.2.3 Conclusions

On a montré que la commande en **pleine onde** ne permet qu'un contrôle direct de la phase du fondamental de la tension de l'onduleur, et ne permet donc pas un contrôle découplé de l'échange de puissance active et réactive avec le réseau.

La **commande à des fréquences de commutation supérieures aux grandeurs de sortie** permet d'une part un contrôle total de la tension (amplitude et phase) et donc le contrôle indépendant des puissance active et réactive échangées avec le réseau dans les applications de compensation. D'autre part, il est aussi possible de contrôler le spectre basse fréquence de la tension de sortie ce qui permet son utilisation dans des applications de filtrage des tensions ou courants harmoniques.

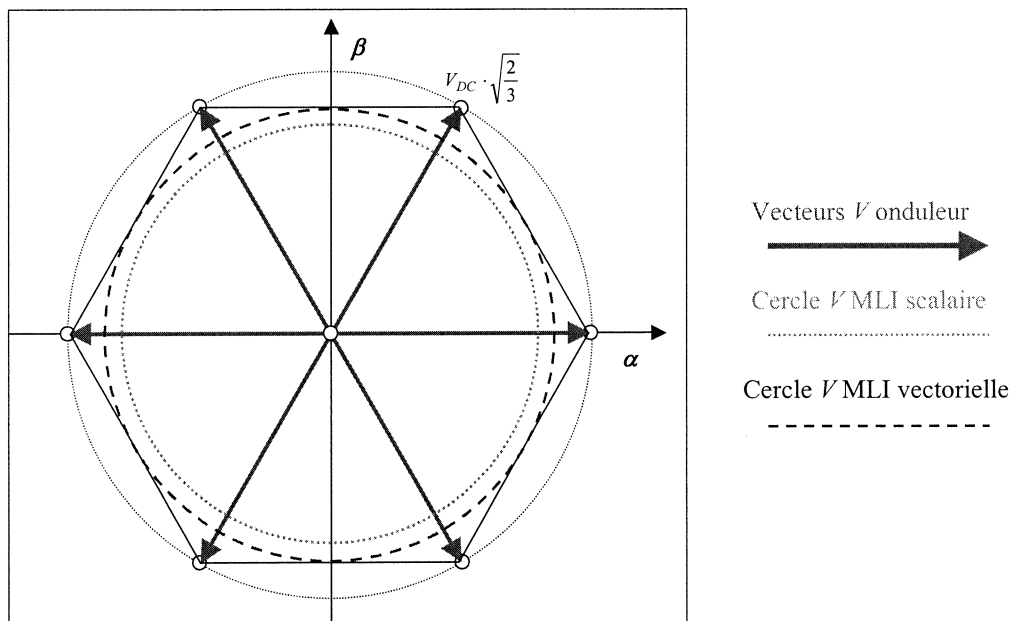


Figure 3-17. Tensions obtenues avec les différentes méthodes de modulation.

Du point de vue de la qualité spectrale, les méthodes scalaire et vectorielle de modulation offrent des performances très similaires. La méthode MLI scalaire avec injection d'harmoniques, ainsi que la méthode MLI vectorielle permettent l'optimisation de la tension du bus continu jusqu'à obtenir un cercle tangent par rapport à l'hexagone formée par les vecteurs de tension de l'onduleur (voir figure 3-17), en contrepartie elles introduisent des harmoniques multiples de 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 ne peut être utilisée que pour des signaux de référence sinusoïdaux, tandis que la MLI vectorielle peut être utilisée pour n'importe quel signal de référence et configuration de l'onduleur.

Finalement, la MLI scalaire asynchrone (la fréquence de commutation n'est pas multiple des composantes harmoniques de la consigne), le cas le plus fréquent lors des applications de filtrage actif, introduit des sous-harmoniques dans la tension. Ce phénomène peut être évité si l'on travaille avec une configuration sans neutre raccordé en utilisant une MLI vectorielle [LP-03].

Comme conclusion la tension efficace maximum qui peut être obtenue de chaque technique est présentée dans le tableau 3-1.

Technique	$(V)_{1-MAX}$
<i>Onde carrée</i>	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \approx 0.45V_{DC}$
<i>MLI scalaire</i>	$\frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} V_{DC} \approx 0.35V_{DC}$
<i>MLI vectorielle</i> <i>MLI scalaire + 3^{ème} harmonique</i>	$\frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC} \approx 0.40V_{DC}$

Tableau 3-1. Tension efficace maximum fondamentale qui peut être obtenue de chaque technique de modulation.

CHAPITRE 4 : MODELISATION ET COMMANDE EN COURANT DE L'ONDULEUR DE TENSION

La grandeur de sortie d'un onduleur de tension est bien évidemment une tension. Cependant on peut utiliser ce dispositif correctement filtré en sortie et avec une commande adéquate pour injecter un courant contrôlé dans un dipôle de tension. Dans ce chapitre on présentera différentes techniques de commande en courant de l'onduleur de tension qui peuvent être utilisables dans des compensateurs d'EP. L'objectif de cette commande est d'obtenir un courant en sortie qui suive le plus fidèlement possible sa consigne (pas forcément sinusoïdale) avec un retard et une erreur les plus faibles possibles, et avec une dynamique suffisamment élevée.

Il y a deux philosophies principales de commande en courant de l'onduleur de tension, *le contrôle à structure variable* et *le contrôle à fréquence fixe*.

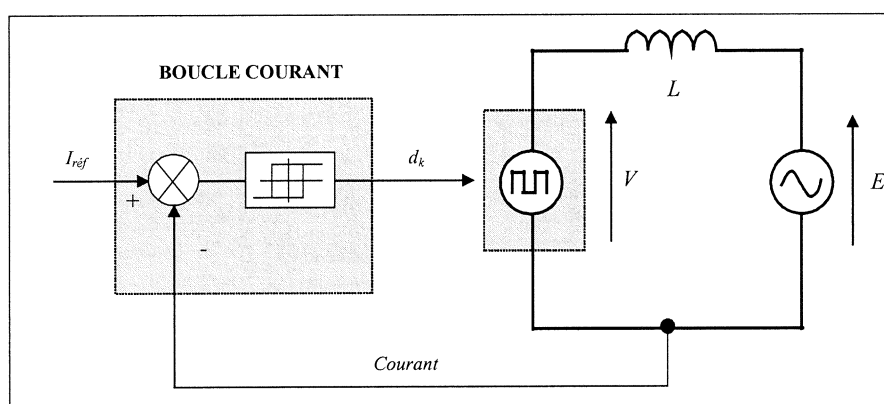


Figure 4-1. Commande en courant à structure variable.

Le contrôle à structure variable est très simple pour des références simples. Il est composé d'une seule boucle (de courant dans notre cas) qui détermine directement les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs à partir de l'erreur de courant. Il est très robuste (il ne nécessite pas une connaissance exhaustive du système) et très performant (la bande passante est très large). Néanmoins, le fait de travailler à fréquence variable est un inconvénient important du point de vue du dimensionnement des éléments passifs et très souvent il est préférable d'utiliser de techniques à fréquence fixe. Par ailleurs, si la grandeur de sortie n'est pas directement commandable, la mise en œuvre de cette approche peut s'avérer compliquée [BE-98], [ET-99].

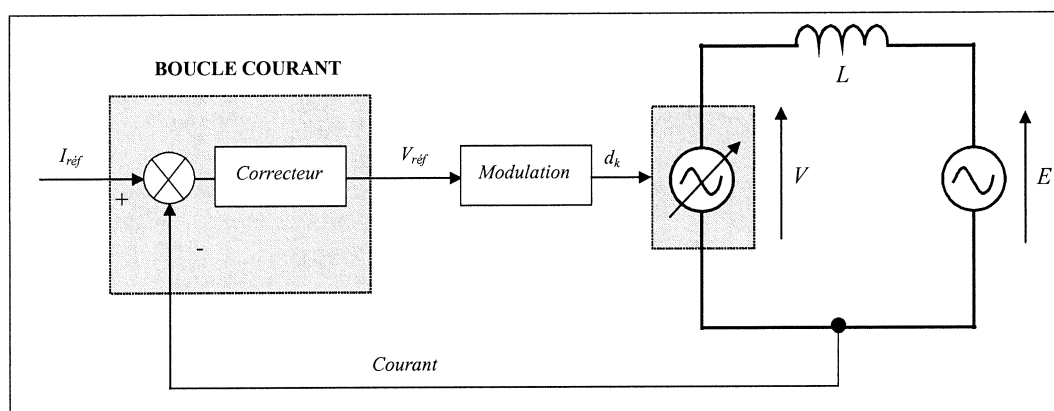


Figure 4-2. Commande en courant à fréquence fixe.

Le contrôle à fréquence fixe est en général plus complexe car souvent basé sur deux boucles de contrôle imbriquées : une boucle externe de courant et une boucle interne de tension ou de modulation. La boucle interne de tension transforme l'onduleur en une source de tension contrôlée travaillant à fréquence de commutation fixe grâce à une commande rapprochée en tension (en général MLI scalaire ou vectorielle). La boucle de courant externe détermine la consigne de tension nécessaire pour obtenir le courant souhaité en sortie.

Il existe plusieurs types de correcteurs de courant, de qualité de correction et degré de complexité très divers. Le choix du type de correcteur dépend encore une fois des caractéristiques de l'application. L'application la plus exigeante est le filtrage actif, car on a besoin de contrôler non seulement le courant fondamental, mais aussi les principaux harmoniques basse fréquence.

Dans le cadre de cette thèse, on va proposer et comparer différents types de correcteurs numériques à fréquence fixe qui peuvent être utilisés dans des applications de filtrage actif.

4.1 Configurations de l'onduleur de tension commandé en courant

En général, l'objectif d'un onduleur de tension commandé en courant est d'injecter un courant contrôlé dans un dipôle de tension, qui dans le cas des compensateurs est le réseau (dans la commande de moteurs, le dipôle de tension est la force contre-électromotrice).

Pour pouvoir connecter l'onduleur de tension en parallèle avec le réseau et le faire travailler comme une source de courant, il est nécessaire d'utiliser un filtre de raccordement de nature inductive (L ou LCL). 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 de réduire la dynamique du courant, de façon à le rendre plus facile à contrôler.

Le filtre de type L permet de diminuer les harmoniques autour de la fréquence de commutation. Pour obtenir cela, la valeur de cette inductance doit être relativement élevée, cependant cette augmentation peut mettre en risque la capacité de compensation du système. Le filtre LCL est l'autre alternative de raccordement [LI-98] [TW-02]. Pour des fréquences plus petites que la fréquence de coupure, le comportement de ces deux filtres est similaire, et la principale différence est la meilleure atténuation haute fréquence du filtre LCL et le déphasage supplémentaire qu'il introduit.

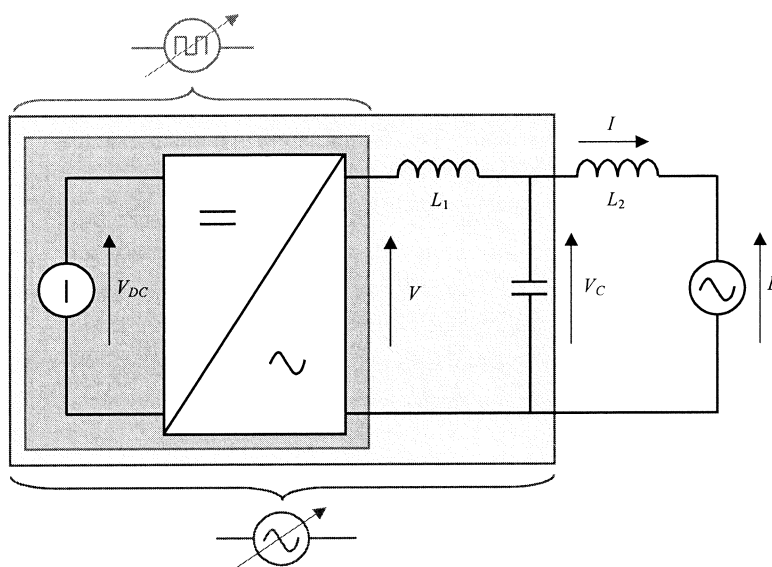


Figure 4-3. Onduleur de tension avec filtre L ou LCL .

Ainsi, l'avantage le plus important du filtre *LCL* vient de sa capacité de filtrage. En effet l'addition d'un filtre supplémentaire *LC* à la sortie de l'onduleur de tension permet l'élimination de la plupart des harmoniques de découpage et donc de convertir la source carrée (V) en une source sinusoïdale (V_C) (voir figure 4-3). Étant un filtre du troisième ordre, avec la même bande passante, on obtient un filtrage bien meilleur que pour le filtre *L* (la pente est de -60dB au lieu de -20dB). Ainsi, le filtre *LCL* permet des grandeurs de sortie de meilleure qualité à des fréquences de commutation plus petites. Cela devient un avantage pour les applications de haute puissance où la fréquence de commutation est limitée.

Egalement, ce filtre permet l'utilisation de valeurs d'inductances plus petites en maintenant une bonne performance dynamique, ce qui est un avantage fondamental lorsqu'il s'agit d'applications haute puissance où il peut être compliqué d'obtenir des inductances de valeurs élevées. Pourtant, le filtre *LCL* a aussi quelques inconvénients, le plus grand fait référence à la stabilité. Le fait d'avoir une réponse fréquentielle avec une phase qui descend jusqu'à 270° peut être problématique.

Finalement, quelque soit le filtre utilisé pour le raccordement, on aura toujours le même schéma équivalent : 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 d'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 4-4.

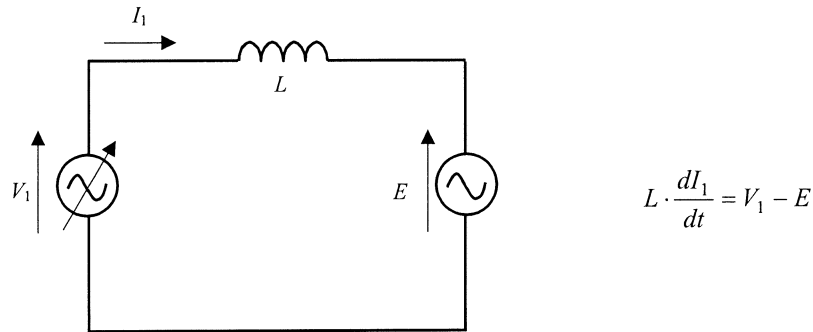


Figure 4-4. Schéma équivalent fondamental d'un onduleur monophasé raccordé au réseau.

Si on s'intéresse aux grandeurs harmoniques et en supposant que la tension réseau est parfaitement sinusoïdale, il y aura une seule source de tension harmonique dans le système : l'onduleur de tension (figure 4-5). Néanmoins, si le réseau est perturbé, on aura une source de tension réseau équivalente à chaque harmonique présent sur la tension réseau et le schéma équivalent sera similaire au cas du fondamental.

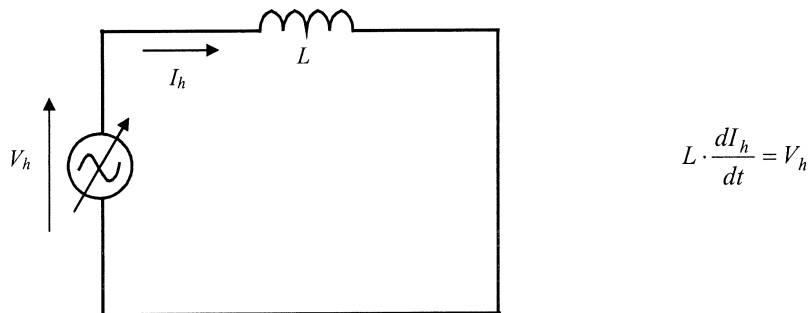


Figure 4-5. Schéma équivalent harmonique d'un onduleur monophasé raccordé à un réseau parfait.

Pour les études menées dans cette thèse, on considérera la configuration la plus simple, le raccordement avec un filtre de type *L*.

4.2 Modélisation de l'onduleur de tension commandé en courant

La base du système, c'est-à-dire l'onduleur de tension, a déjà été traitée dans la partie précédente. Dans cette partie, on va s'intéresser aux relations liant les tensions de l'onduleur avec le courant et la tension du réseau. Pour modéliser et étudier la boucle de courant, on supposera que l'on dispose d'une source de tension parfaite qui fournit la tension demandée sans aucun retard, erreur ni harmonique de découpage.

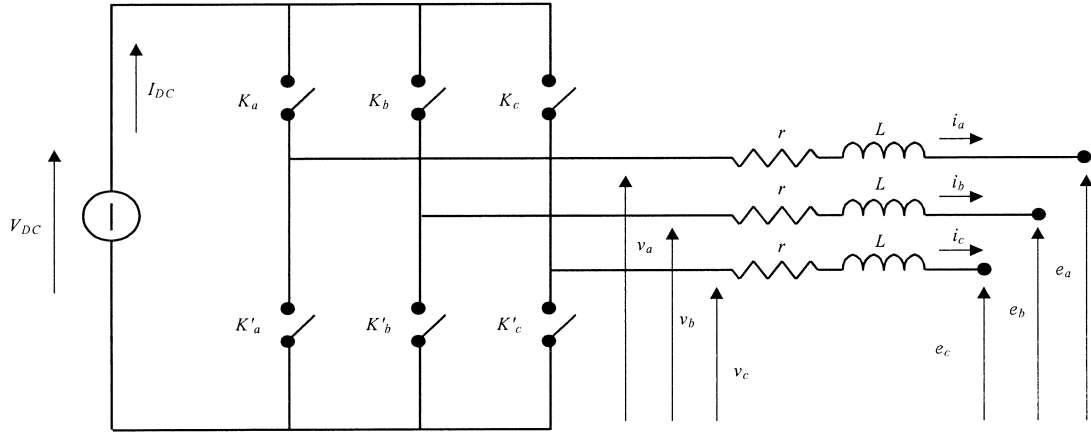


Figure 4-6. Onduleur de tension triphasé avec filtre L sans neutre raccordé.

Les équations qui décrivent l'interaction entre l'onduleur et le réseau sont :

$$\begin{cases} v_a = i_a r + L \frac{di_a}{dt} + e_a \\ v_b = i_b r + L \frac{di_b}{dt} + e_b \\ v_c = i_c r + L \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (4.1)$$

Si la tension de l'onduleur est calculée dans un repère fixe (α, β) avec la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} v_\alpha = i_\alpha r + L \frac{di_\alpha}{dt} + e_\alpha \\ v_\beta = i_\beta r + L \frac{di_\beta}{dt} + e_\beta \end{cases} \quad (4.2)$$

Dans un repère tournant (d, q) à la vitesse du fondamental de la tension du réseau dans lequel l'axe d se confond avec l'origine du phaseur de la tension réseau :

$$\begin{cases} v_d = i_d r - L \omega i_q + L \frac{di_d}{dt} + e_d \\ v_q = i_q r + L \omega i_d + L \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (4.3)$$

On peut le mettre sous forme d'équations d'état :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d - e_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

En tenant compte que dans la plupart de cas la commande de courant sera numérique, il peut être intéressant d'analyser la discrétisation du modèle et les contraintes inhérentes à la commande numérique.

La figure 4-7 présente la chaîne de contrôle de courant d'un système numérique basé sur un onduleur de tension commandé en MLI analogique [RO-99]. On considère que le système *MLI + onduleur de tension* est parfait : on peut donc le représenter par un gain unitaire ($g = 1$).

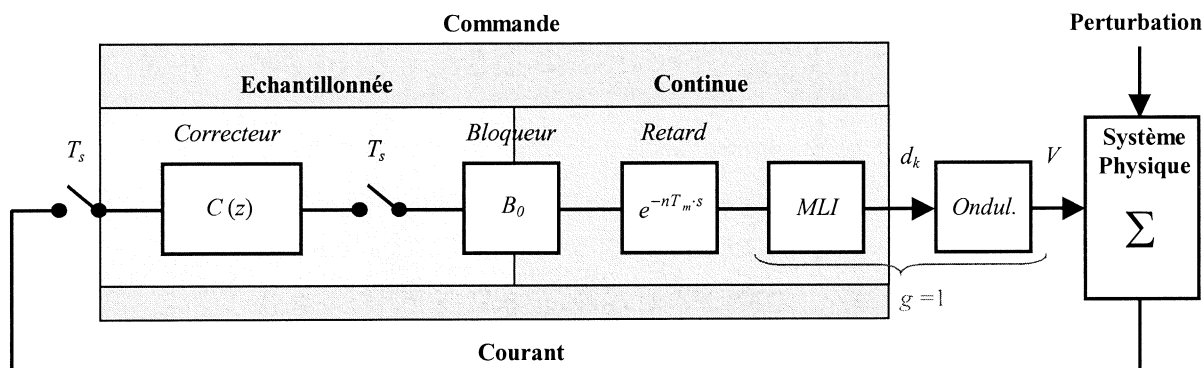


Figure 4-7. Chaîne de contrôle numérique du courant.

En général, les périodes d'échantillonnage (T_s) et de modulation (T_m) peuvent être différentes ($T_s = N \cdot T_m$). Dans le schéma, on a modélisé le retard de calcul (T_c) dans la partie continue de la commande en le majorant de n périodes de modulation. La figure 4-8 montre un chronogramme d'un système où $N = n = 2$.

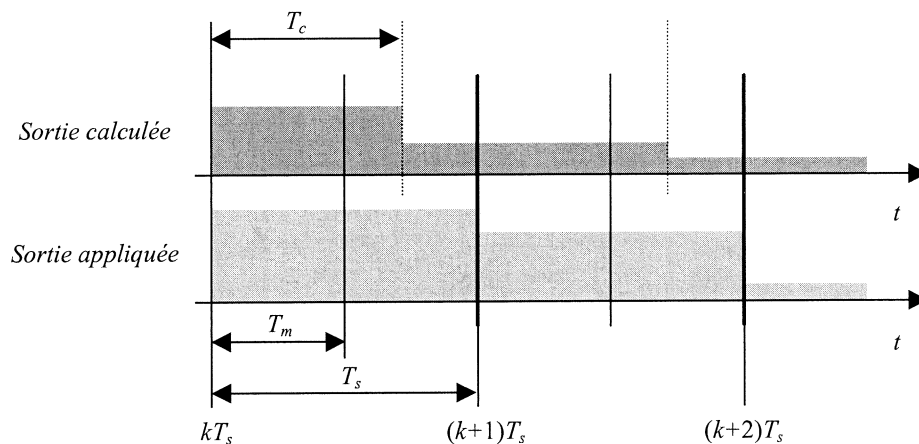


Figure 4-8. Chronogramme du système de commande.

Ainsi la sortie qu'on appliquera entre les temps d'échantillonnage $(k+1)T_s$ et $(k+2)T_s$ sera calculée à partir de l'échantillonnage réalisé à l'instant kT_s .

Ce retard peut avoir des conséquences importantes sur les performances, surtout dans les systèmes travaillant avec des consignes à fréquences élevées (un retard d'une période d'échantillonnage est probablement négligeable quand il s'agit d'un signal à 50Hz, mais peut devenir très important au fur et à mesure que la fréquence de la consigne augmente). Pour éviter ces problèmes, il est nécessaire de mettre en oeuvre des correcteurs capables de rattraper ce retard ou bien de mettre à contribution des méthodes de prédiction de la consigne, comme on le verra par la suite.

Un autre sujet d'importance est la synchronisation entre la période d'échantillonnage (et donc du calcul des sorties) et la fréquence de modulation. Il faut surtout éviter la réalisation de mesures aux instants de commutation (c'est-à-dire à l'application des sorties), pour éviter le bruit provoqué par les commutations sur la mesure. Le plus intéressant est de réaliser l'échantillonnage à l'instant où la valeur du courant correspond à la valeur moyenne du courant de la période. Ainsi la distorsion harmonique correspondant à la méthode de modulation ne sera pas présente dans les grandeurs échantillonnées : on arrive à filtrer cette distorsion simplement en réalisant l'échantillonnage au moment opportun, c'est-à-dire en synchronisant échantillonnage et modulation [BL-97]. Dans le cas d'une MLI triangulaire, la valeur moyenne du courant est quasi atteinte aux instants des minimum et maximum du signal triangulaire de modulation.

Dans la suite, on supposera pour des questions de simplicité que les deux périodes (modulation et échantillonnage) sont égales. On peut calculer le modèle discret en utilisant deux techniques :

a) En discrétisant les équations d'état continues :

$$\frac{dx}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \Rightarrow x(k+1) = Fx(k) + Gu(k) \quad (4.5)$$

Où les matrices F et G peuvent être discrétisées par calculateur à partir des expressions :

$$F = e^{AT_s} = I + AT_s + \frac{AT_s (AT_s)}{2 \cdot 1!} + \frac{AT_s (AT_s)^2}{3 \cdot 2!} + \dots + \frac{AT_s (AT_s)^{n-1}}{n \cdot n-1!} \quad (4.6)$$

$$G = \int_0^{T_s} e^{At} dt B = [F - I] A^{-1} B \quad (4.7)$$

Ainsi le modèle sera :

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 & F_3 \\ F_2 & F_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_1 & G_3 \\ G_2 & G_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d(k) - e_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

On pourrait extraire la fonction de transfert échantillonnée du système directement de cette expression :

$$H(k) = (zI - F)^{-1} G \quad (4.9)$$

b) En utilisant la transformée en z :

On considère un système monophasé (on pourrait aussi bien considérer qu'il s'agit de la projection du système triphasé sur un axe du repère stationnaire, ou même qu'il s'agit de la projection sur un repère mobile qui a été découplé).

$$H(s) = \frac{1/L}{s + r/L} \quad (4.10)$$

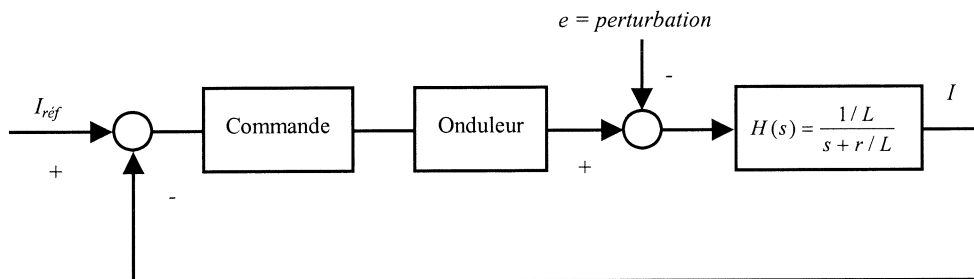


Figure 4-9. Schéma de contrôle en courant de l'onduleur de tension avec filtre L .

Si l'on considère que le retard de calcul est d'une période d'échantillonnage et qu'on utilise un bloqueur d'ordre zéro, la fonction de transfert discrète du système par rapport à la consigne est :

$$H_1(z) = \frac{i(z)}{i_{réf}(z)} = Z \left\{ B_0(s) e^{-sT_s} \frac{1/L}{s+r/L} \right\}$$

$$H_1(z) = \frac{1}{r} \frac{1-a}{z(z-a)} \quad \text{où} \quad a = e^{-\frac{r}{L}T_s} \quad (4.11)$$

Une fois calculée la fonction de transfert par rapport à la consigne, on calcule la fonction de transfert par rapport à la perturbation (la tension réseau e). Il faut noter que la perturbation est par nature un phénomène continu et on ne peut donc échantillonner que son effet sur le système.

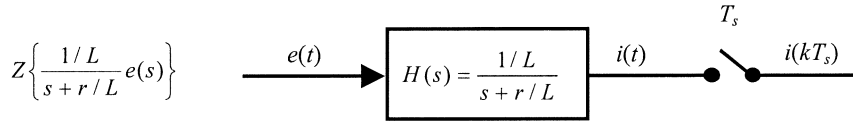


Figure 4-10. Modélisation de la perturbation : modèle réel.

Par conséquent, pour déterminer la fonction de transfert par rapport à la perturbation, il faut faire une approximation, en supposant que la dynamique de la perturbation est très réduite par rapport à la fréquence d'échantillonnage [RO-99] :

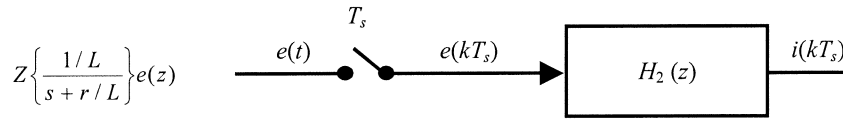


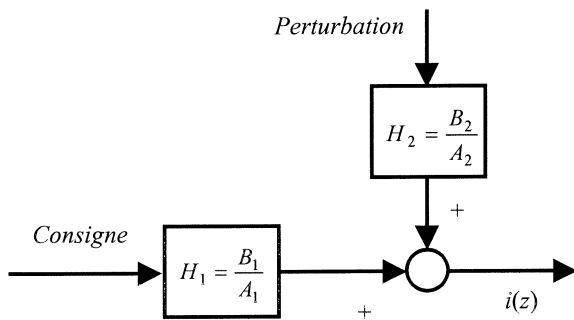
Figure 4-11. Modélisation de la perturbation : approximation.

Donc la fonction de transfert approximée du système par rapport à la perturbation aura comme expression :

$$H_2(z) = \frac{i(z)}{e(z)} = Z \left\{ B_0(s) \frac{1/L}{s+r/L} \right\} = \frac{1}{r} \frac{1-a}{z-a} \quad \text{où} \quad a = e^{-\frac{r}{L}T_s} \quad (4.12)$$

On suppose ici que l'on a accès à la perturbation, que l'on l'échantillonne, et que l'on regarde son effet sur un modèle discret du système. Cette hypothèse est normalement validée lorsque la tension réseau n'est pas excessivement perturbée.

Ainsi le système total sera :



Où :

$$H_1(z) = \frac{B_1}{A_1} = \frac{1}{r} \frac{1-a}{z(z-a)} \quad (4.13)$$

$$H_2(z) = \frac{B_2}{A_2} = \frac{1}{r} \frac{1-a}{z-a} \quad (4.14)$$

Figure 4-12. Modèle total échantillonné de l'onduleur de tension raccordé avec filtre L .

4.3 Influence des erreurs/variations paramétriques

En général, la conception d'un système de commande se réalise sur la base du modèle mathématique du système physique à contrôler. Ce modèle contient des paramètres qui en général sont considérés comme étant linéaires et invariants, ce qui est rarement le cas dans la réalité. Ainsi, dans le cas de l'onduleur de tension raccordé au réseau au travers d'une inductance, les deux paramètres les plus significatifs sont l'inductance de raccordement et la résistance représentant les pertes par conduction et dans l'inductance ; ces deux paramètres sont sujets à une tolérance (pour L), à une dérive (pour r) et des non-linéarités (pour L). Il est évident qu'une commande, calculée sur une hypothèse de paramètres connus et invariants, ne répondra pas dans la réalité comme escompté, il se peut même qu'elle entraîne une instabilité du système. Pour caractériser cet état de fait, on parlera par abus de langage de « **variation de paramètre** ». On analysera ci dessous les effets de ces variations.

Erreurs d'estimation sur la valeur d'inductance :

L'inductance n'intervient sur le modèle qu'à travers sa constante de temps ($\tau = L/r$). Par conséquent, **une erreur d'estimation sur la valeur d'inductance n'a d'influence qu'en haute fréquence**, car la modification de la pulsation du pôle provoque une variation du gain et de la phase pour les fréquences supérieures à $1/\tau$. Si l'inductance est sous-estimée, le gain et la phase seront inférieures à ceux prévus, et vice-versa, si elle est surestimée, le gain et la phase seront plus grands (voir la figure 4-13 pour une erreur de $\pm 50\%$ dans un système où $L = 2.6\text{mH}$ et $r = 0.1\Omega$). A basse fréquence l'erreur sur l'inductance n'a pas un effet significatif. Par conséquent, les erreurs sur la valeur d'inductance ont une influence directe sur la bande passante boucle ouverte et puis, sur la marge de phase et la stabilité.

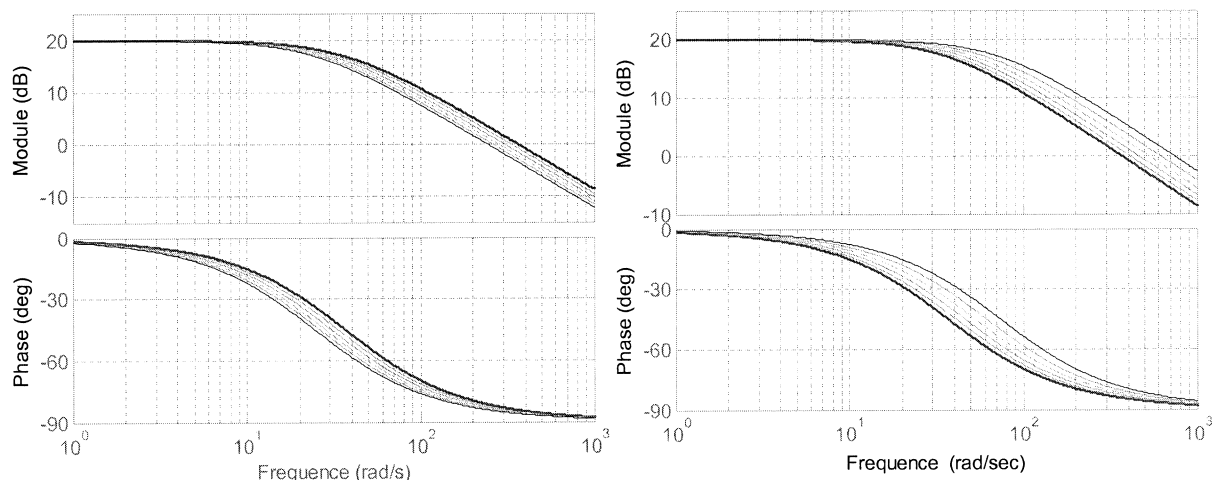


Figure 4-13. Effet d'une erreur sur la valeur d'inductance (sous-estimation à gauche, surestimation à droite).

Erreurs d'estimation sur la valeur de résistance :

La valeur de la résistance intervient doublement dans le modèle du système : à travers sa constante de temps et à travers le gain. Ainsi une erreur d'estimation sur la valeur de résistance provoque un écart du comportement du système réel par rapport au modèle utilisé pour le réglage relatif au gain basse fréquence du système. Par contre, le décalage du pôle fait que l'erreur d'estimation sur le gain haute fréquence et sur la bande passante boucle ouverte du système n'est pas significative.

En ce qui concerne la phase, elle ne dépend que de la constante de temps du système, et donc elle varie en fonction de ce paramètre. Ainsi, son effet sera évident essentiellement à haute fréquence où une surestimation de la résistance provoquera une augmentation de la phase et vice-versa (voir figure 4-14 pour une erreur de $\pm 50\%$ dans un système où $L = 2.6\text{mH}$ et $r = 0.1\Omega$).

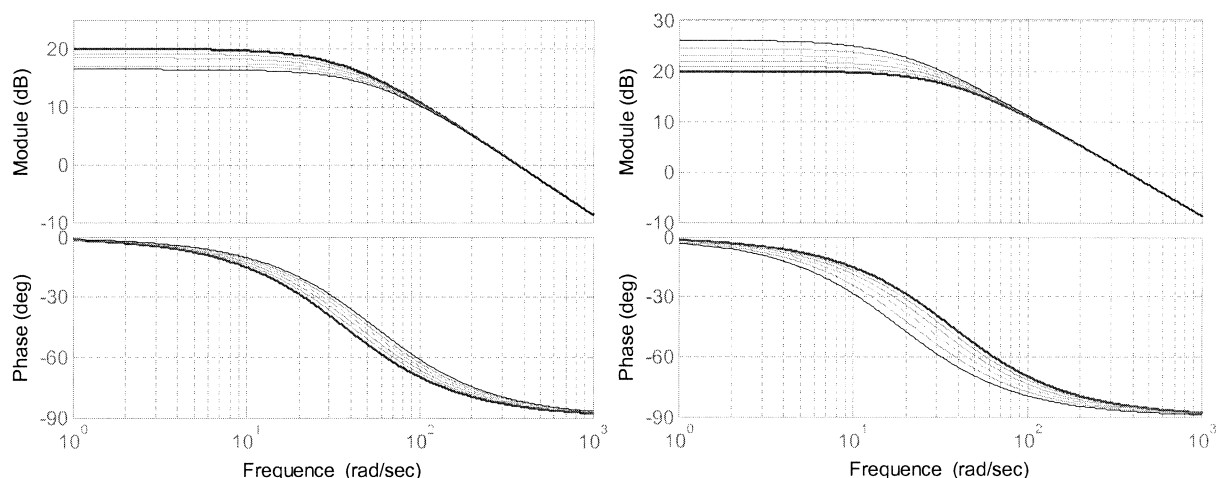


Figure 4-14. Effet d'une erreur sur la valeur de résistance (sous-estimation à gauche, surestimation à droite).

4.4 Influence du retard de numérisation

Les retards de calcul et d'échantillonnage (dû au bloqueur d'ordre zéro) ont une influence non négligeable sur le comportement du système et il est donc très important de les considérer lors du réglage du correcteur. En effet, le retard de numérisation a un double effet sur le système :

- Dégradation de la stabilité du système dû à la réduction de la marge de phase :

Le déphasage supplémentaire ajouté par la numérisation réduit la marge de phase du système et dégrade donc la stabilité d'un système. La figure 4-15 montre la comparaison entre la réponse fréquentielle du modèle continu et échantillonné (à deux périodes d'échantillonnage différentes $T_s = 100\mu\text{s}$ et $200\mu\text{s}$) d'un onduleur de tension raccordé au réseau au travers d'une inductance ($L = 2.6\text{mH}$ et $r = 0.1\Omega$). On remarque que le déphasage supplémentaire introduit par la numérisation aura une influence décisive sur la marge de phase du système. La valeur de ce déphasage à la pulsation ω sera :

$$\Delta\varphi = \frac{3}{2} \omega \cdot T_s \cdot \frac{180}{\pi} \quad (4.15)$$

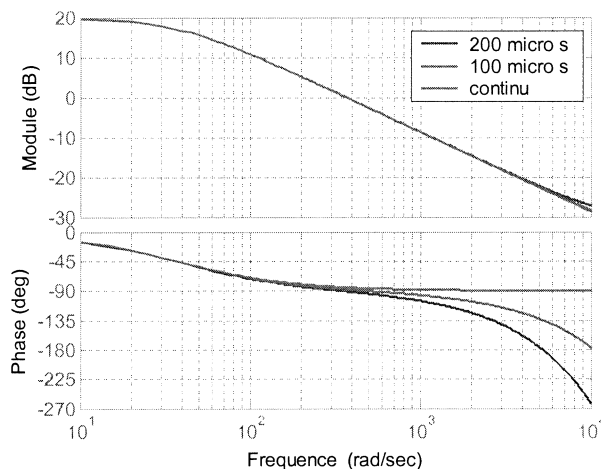


Figure 4-15. Effet de la numérisation sur la réponse fréquentielle du système.

- Provocation de résonances sur la réponse du système en boucle fermée :

Pour analyser le phénomène de la résonance, on va proposer une nouvelle méthode. Ainsi, une résonance est une bande de fréquences pour lesquelles le gain du système en boucle fermée est supérieur à un. La fonction de transfert boucle fermée d'un système se calcule de la façon suivante :

$$H_{BF} = \frac{H_{BO}}{1 + H_{BO}} \quad (4.16)$$

Une résonance est provoquée par une combinaison particulière de modules et phases du système en boucle ouverte. Ainsi le gain boucle fermée du système sera fonction du module et de la phase boucle ouverte :

$$|H_{BF}| = \frac{|H_{BO}|}{\sqrt{1 + |H_{BO}|^2 + 2|H_{BO}|\cos\langle H_{BO} \rangle}} \quad (4.17)$$

Où $|H_{BO}|$ et $\langle H_{BO} \rangle$ sont le module et la phase du système en boucle ouverte respectivement.

A partir de ces combinaisons de modules et phases boucle ouverte qui provoquent un gain supérieur à un en boucle fermée, on peut calculer le diagramme de résonance d'un système quelconque (voir figure 4-16). Ainsi si dans n'importe quel système il existe une combinaison de gain et phase en boucle ouverte qui tombe sur la partie bleue du diagramme, le système aura une résonance en boucle fermée. On constate qu'un système continu de premier ordre n'aura jamais une résonance car sa phase maximum est de 90° et on aperçoit que la zone de résonance commence à partir de cette phase. Par contre, si le système de premier ordre est contrôlé en numérique, en fonction de la phase ajoutée et du module boucle ouverte du système, il pourra y avoir de résonances en boucle fermée.

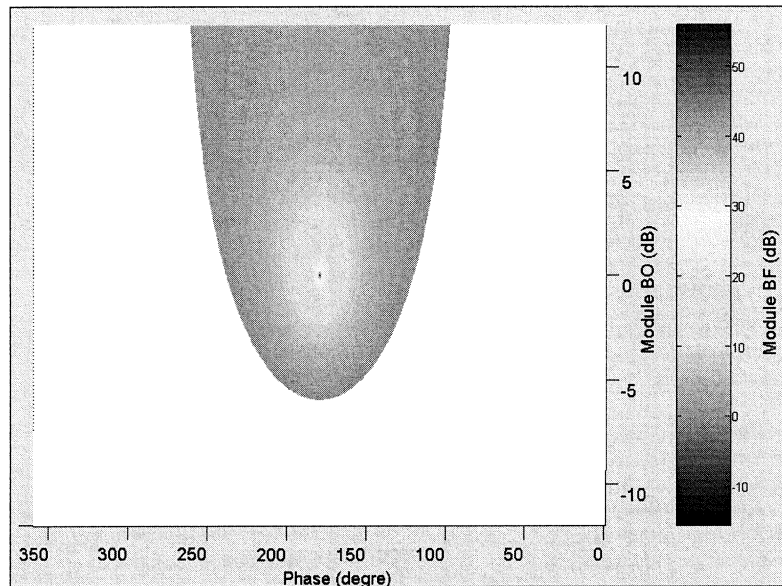


Figure 4-16. Diagramme de résonance d'un système quelconque.

Par exemple, si on reprend le système du premier ordre montré dans la figure 4-15, si on veut obtenir une bande passante boucle ouverte autour de 4500 rad/s il faut appliquer un gain proportionnel de $k_p = 12.4$. Ainsi on obtiendra les réponses fréquentielles BO et BF de la figure 4-17 pour les modèles continu et échantillonné ($T_s = 100\mu\text{s}$ et $200\mu\text{s}$). On voit bien que le système est stable (malgré une réduction de la marge de phase de presque 40° et 70° respectivement) et qu'on obtient bien la bande passante souhaitée. Par contre, on remarque que le déphasage ajouté provoque une résonance en boucle fermée, que le système continu ne contient pas et qui est d'une amplitude considérable dans le cas de l'échantillonnage à $200\mu\text{s}$.

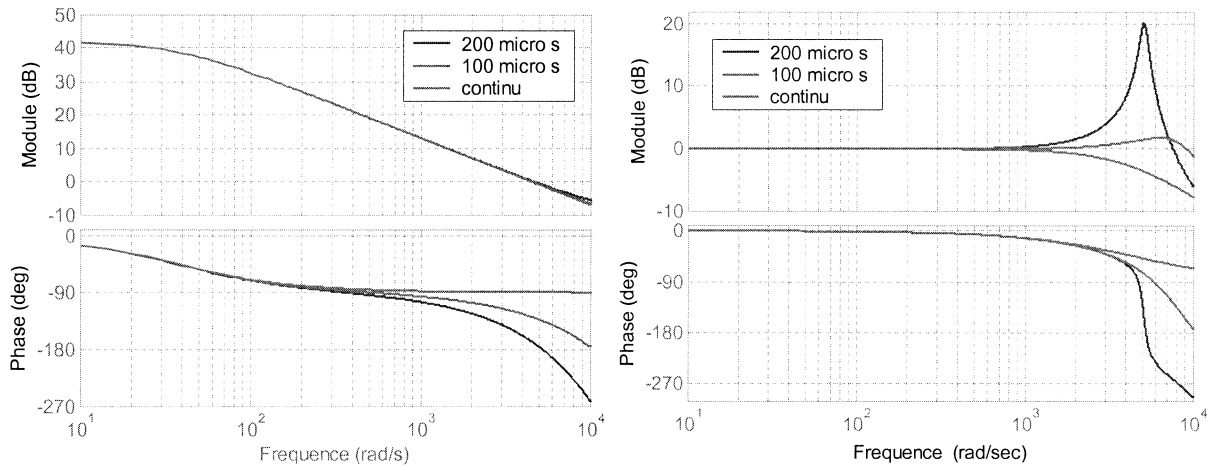


Figure 4-17. Effet de la variation du temps d'échantillonnage sur la réponse fréquentielle BO et BF.

Si on analyse les systèmes continu et discret dans le diagramme de résonance (voir figure 4-18), on comprend bien l'origine de cette résonance. En effet la phase supplémentaire ajoutée par la discrétisation déplace vers la gauche la courbe continue en provoquant ainsi de résonances. Dans le cas d'une période de $100\mu s$ le parcours par la zone de résonance est périphérique, est donc le pic de résonance est faible (1.7dB). Par contre dans le cas d'une période de $200\mu s$ la courbe se rapproche à la zone de pic maximum et de ce fait le pic de résonance est très important : 20dB.

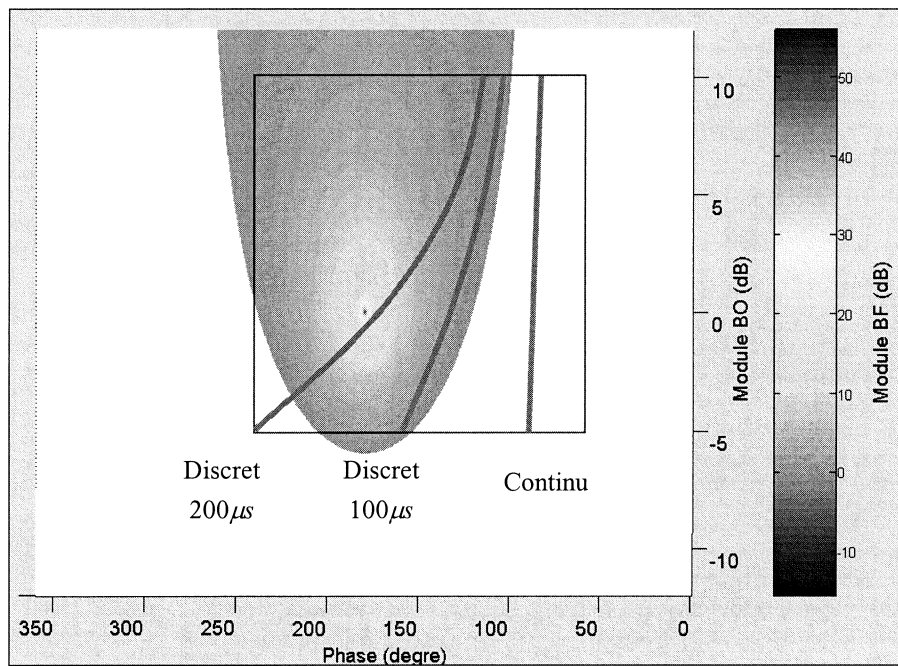


Figure 4-18. Effet de la variation du temps d'échantillonnage sur le diagramme de résonance.

On peut essayer d'éviter la zone de résonance de deux façons : d'une part **en réduisant le gain boucle ouverte** du système et d'autre part **en diminuant la période d'échantillonnage**.

Par conséquent, on a montré comment la discrétisation d'un système peut provoquer une résonance en boucle fermée et un nouveau diagramme a été proposé pour analyser ce phénomène. Ce diagramme, nommé **diagramme de résonance**, permet non seulement d'analyser si le retard de numérisation peut provoquer de résonance mais il est aussi un outil très utile pour étudier la façon de les éviter. D'ailleurs, on a mis en évidence l'importance du choix de la période d'échantillonnage du point de vue de la stabilité (dégradation de la marge de phase) et du risque d'apparition de résonances dans le système boucle fermée.

4.5 Techniques de commande en courant de l'onduleur de tension

On étudiera et comparera dans cette thèse deux familles de correcteurs appliqués à la commande en courant des onduleurs en se focalisant sur l'application de filtrage actif : les *correcteurs basés sur l'intégration* et les *correcteurs à réponse pile*.

4.5.1 Correcteurs basés sur l'intégration

Ces correcteurs contiennent des termes intégrateurs, c'est-à-dire, une mémoire des erreurs passées qui est utilisée pour calculer la sortie nécessaire afin d'annuler l'erreur par rapport à la consigne. Ils sont capables d'annuler complètement l'erreur statique, en phase et en module, même les retards dus à la numérisation et les erreurs dues aux erreurs paramétriques. Les principaux correcteurs correspondant à cette famille sont le PI (Proportionnel Intégrateur) et l'Intégrateur Généralisé (IG).

4.5.1.1 Correcteur PI

C'est le correcteur le plus classiquement utilisé pour la commande des systèmes continus comme échantillonnés. Il est composé de deux termes : un terme proportionnel et un terme intégral.

$$C_{PI}(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (4.18)$$

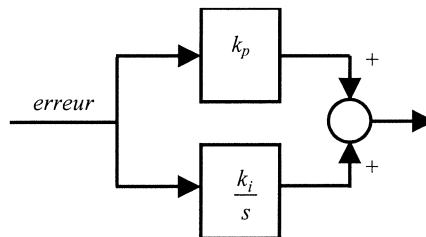


Figure 4-19. Correcteur Proportionnel Intégrateur (PI).

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. On le montre aisément du point de vue de la réponse fréquentielle en boucle fermée d'un système de premier ordre (comme c'est le cas de l'onduleur de tension raccordé au réseau à travers d'une inductance).

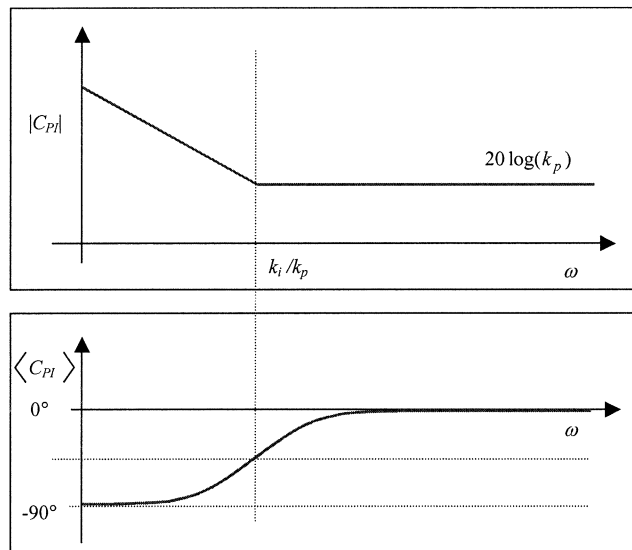


Figure 4-20. Réponse fréquentielle du correcteur PI.

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 jusqu'à arriver à la valeur de $20\log(k_p)$ dB.

La fonction de transfert du système incluant le correcteur en boucle ouverte est :

$$H_{BO} = C_{PI}(s)H(s) \quad (4.19)$$

Où $H(s)$ est le modèle de l'onduleur de tension raccordé avec une inductance au réseau de l'équation 4.10. Le diagramme fréquentiel du système en boucle ouverte sera :

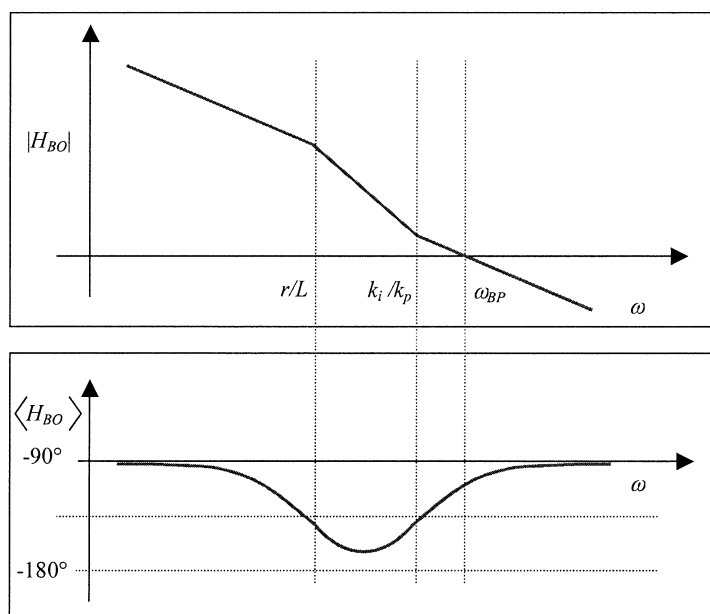


Figure 4-21. Réponse fréquentielle en boucle ouverte du système + correcteur PI.

Et en bouclé fermée (par rapport à la référence) :

$$H_{BF} = \frac{C_{PI}(s)H(s)}{1 + C_{PI}(s)H(s)} = \frac{k_p s + k_i}{Ls^2 + (k_p + r)s + k_i} \quad (4.20)$$

La réponse du système en boucle fermée est considérée parfaite aux fréquences auxquelles le gain est unitaire et le déphasage nul. On peut démontrer en étudiant les expressions du gain et de la phase que ceci ne sera vrai qu'à pulsation nulle. Le gain du système en boucle fermée est :

$$|H_{BF}| = \frac{\sqrt{(k_p \omega)^2 + k_i^2}}{\sqrt{(k_p + r)^2 \omega^2 + (k_i - L\omega^2)^2}} \quad (4.21)$$

Ce gain sera unitaire au maximum à 2 valeurs de pulsations : d'une part, elle est toujours unitaire à la pulsation nulle et d'autre part, en fonction des valeurs des paramètres il peut se produire une résonance et il y aura un deuxième point de gain unitaire à la pulsation suivante :

$$\omega_{H=1} = \frac{1}{L} \sqrt{2(k_i L - k_p r) - r^2} \quad (4.22)$$

En ce qui concerne la phase (voir équation 4.23), elle n'est nulle qu'à l'origine :

$$\langle H_{BF} \rangle = \text{atan}\left(\frac{k_p \omega}{k_i}\right) - \text{atan}\left(\frac{(k_p + r)\omega}{k_i - L\omega^2}\right) \quad (4.23)$$

Par conséquent, la seule fréquence à laquelle la réponse du système est idéale est la fréquence nulle. Si le système à contrôler, $H(s)$, est de premier ordre (comme c'est le cas de l'onduleur de tension avec filtre de raccordement inductif), ce correcteur ne permet l'élimination de l'erreur statique que pour une entrée continue (à 0 Hz). Néanmoins, 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.

On pourrait introduire un gain très important et ainsi minimiser l'erreur du système, mais on trouve deux limitations majeures :

- **La saturation du système**, car la tension disponible au niveau du bus continu est limitée (laquelle donne les valeurs maximums des tensions côté alternatif) et donc même si on demande plus de tension pour faire face à l'erreur, l'onduleur ne pourra pas la générer.
- La bande passante augmente avec le gain et donc **on risque de dégrader la stabilité** du système. En effet, dans le cas d'une implémentation numérique, le déphasage supplémentaire introduit par le retard de calcul augmente au fur et à mesure que la fréquence augmente et donc en général une augmentation de la bande passante a comme conséquence une diminution de la marge de phase.
- **On risque de provoquer des pics de résonance** en boucle fermée liés à la numérisation.

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.

Une solution que l'on peut proposer dans le cas des systèmes triphasés, est d'utiliser les correcteurs PI dans un repère tournant (avec la transformée de Park) [SC-94] [BO-99] [MA-01]. Ainsi, 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.

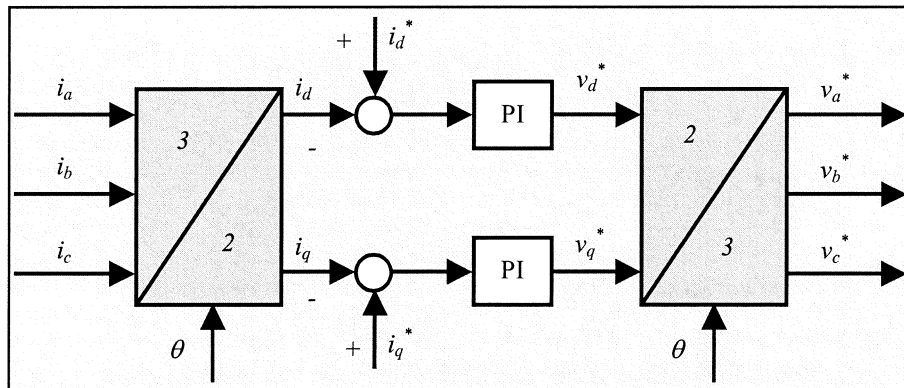


Figure 4-22. Contrôle de courant avec PI en repère tournant

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, si on calcule le correcteur équivalent en repère fixe d'un PI en repère tournant, on obtient le correcteur complexe suivant [ALL-02] :

$$C_{cpx}(s) = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_0} \quad (4.24)$$

Où ω_0 est la vitesse de rotation du repère tournant.

La réponse fréquentielle en repère fixe de ce correcteur n'est pas symétrique par rapport à l'origine (dû à sa nature complexe). Elle présente un gain très élevé et un déphasage nul à la pulsation de rotation du repère (voir figure 4-23), et c'est ainsi que l'on peut arriver à annuler l'erreur des signaux alternatifs à cette fréquence. En fonction du sens et de la vitesse de rotation du repère, le pic peut être placé à de fréquences positives ou négatives, en conséquence de quoi, le correcteur sera capable d'annuler des séquences directes ou inverses d'une fréquence particulière.

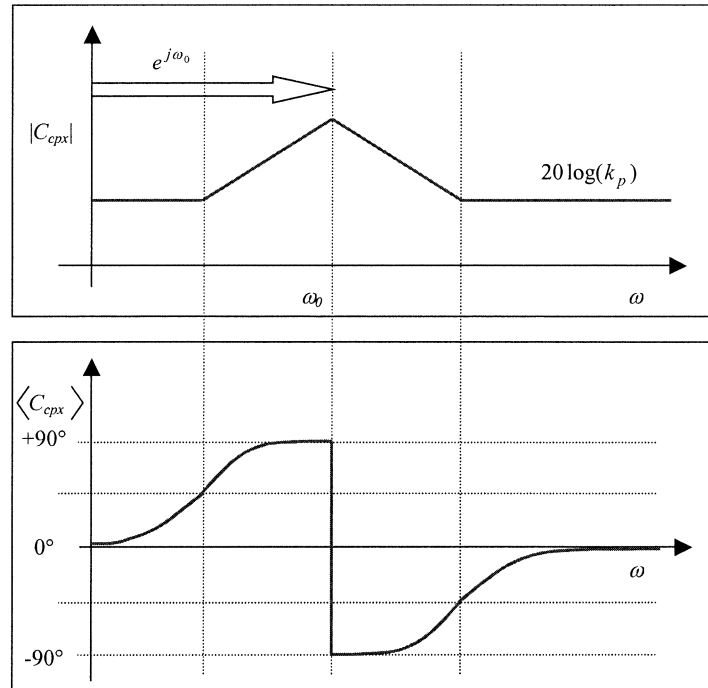


Figure 4-23. Réponse fréquentielle en repère fixe d'un PI en repère tournant.

La réponse boucle fermée du système par rapport à la référence est :

$$H_{BF} = \frac{C_{cpx}(s)H(s)}{1 + C_{cpx}(s)H(s)} = \frac{k_p s + k_i - j k_p \omega_0}{L s^2 + (k_p + r - j \omega_0) s + (k_i - j \omega_0 (k_p + r))} \quad (4.25)$$

On peut démontrer que le système a une réponse idéale à la fréquence de rotation du repère et de ce fait une erreur statique nulle pour les signaux à cette fréquence.

Du point de vue du réglage du correcteur, le système physique et le correcteur doivent être vus depuis le même repère. On a donc deux options :

- *En repère fixe* : Le réglage sera réalisé en utilisant le modèle du correcteur complexe (équation 4.24) et le système physique de l'équation 4.2.
- *En repère tournant* : Le réglage sera réalisé en utilisant le modèle du correcteur PI classique et le modèle du système physique en repère tournant (voir équation 4.3). Si l'on considère qu'on est capable de compenser les couplages entre axes, le modèle en repère tournant est identique au modèle en repère fixe.

Cependant, si l'on considère l'application filtrage actif, il ne s'agit pas de contrôler un seul harmonique, mais plusieurs. On a besoin donc de *repères multiples*. En principe, si l'on veut parfaitement contrôler tous les harmoniques, il est nécessaire d'utiliser autant de repères qu'il y a d'harmoniques à compenser en tenant compte de plus de la séquence de chaque harmonique. Le tableau 4-1 montre la séquence des différents harmoniques et donc le sens de rotation de chaque repère à utiliser.

Harmonique	Séquence
1	+
5	-
7	+
11	-
13	+

Tableau 4-1. Séquences des différents harmoniques.

En fonction de la méthode d'identification d'harmoniques utilisée (voir chapitre 6), la consigne sera fournie au système soit en repère fixe soit en repère tournant. Ce fait déterminera la façon de calculer les repères harmoniques. Si la consigne de courant est fournie à la boucle de commande en repère fixe ($\alpha\beta$), les repères harmoniques seront calculés aussi à partir de ce repère. Si par contre la consigne est fournie dans le repère tournant fondamental (dq_{50} 50Hz dans la figure 4-24), on calculera les repères harmoniques à partir de ce repère. La figure 4-24 montre la façon d'extraire les repères harmoniques à partir du repère fondamental (rang 1 dans ladite figure).

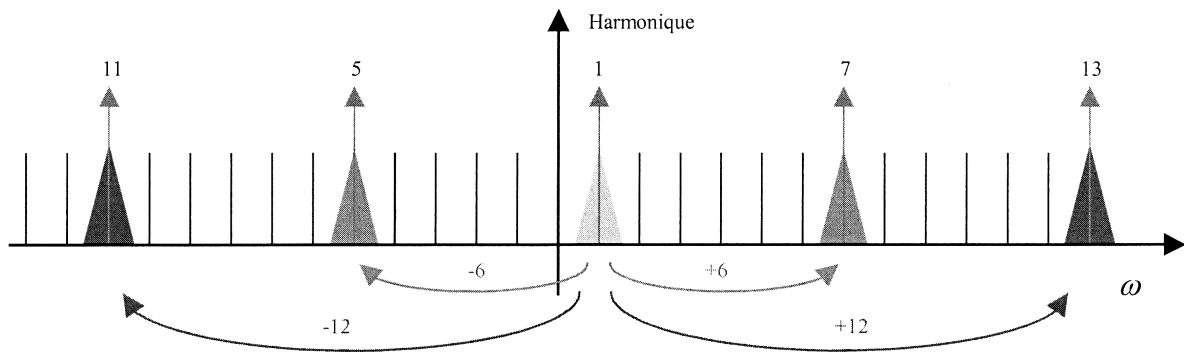


Figure 4-24. Extraction des repères harmoniques à partir du repère fondamental.

Le schéma-bloc de la commande du système est :

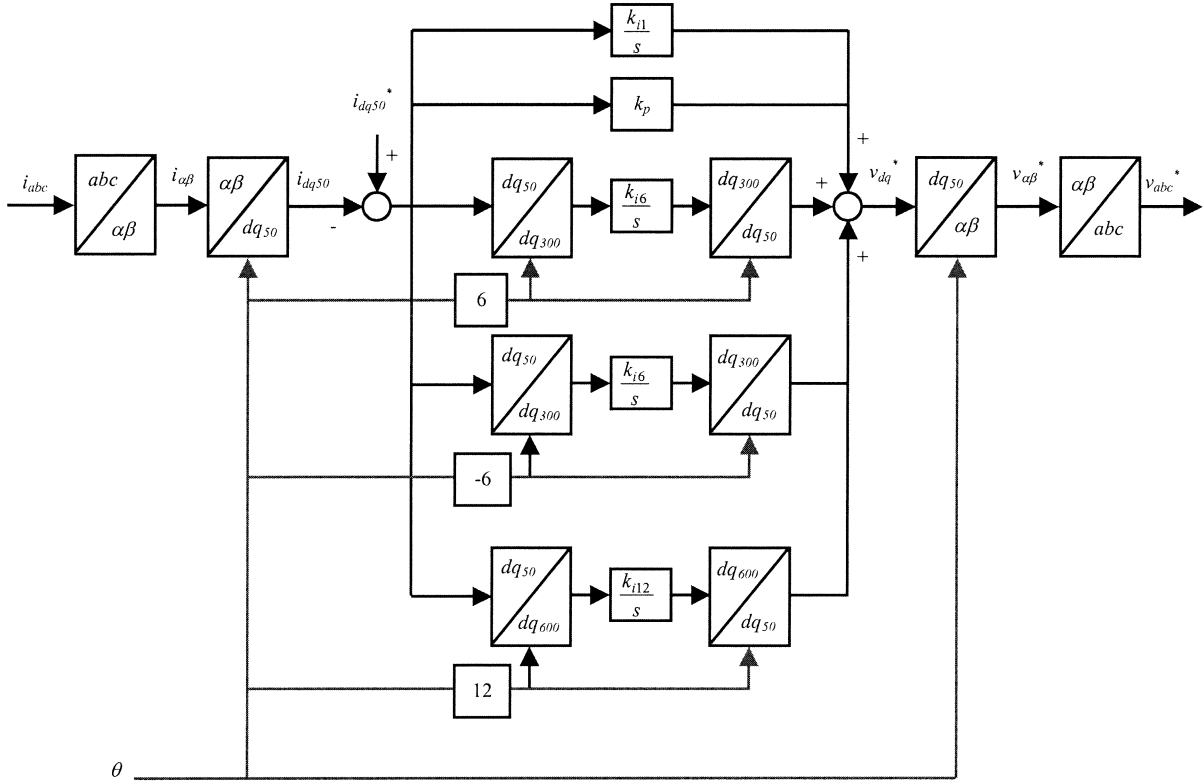


Figure 4-25. Structure de commande d'un système de correction basé sur des repères tournants multiples.

Le système physique vu depuis chaque repère est identique, sauf que le couplage entre axes sera plus important pour les repères qui tournent à plus haute vitesse.

$$\begin{cases} v_{dh} = i_{dh}r - h \cdot L\omega \cdot i_q + L \frac{di_{dh}}{dt} \\ v_{qh} = i_{qh}r + h \cdot L\omega \cdot i_d + L \frac{di_{qh}}{dt} \end{cases} \quad (4.26)$$

Donc les correcteurs peuvent être réglés en utilisant des techniques linéaires **en considérant le couplage entre axes et entre correcteurs des différents repères comme des perturbations**. En effet, il y aura une interaction entre les correcteurs des différents repères car ils répondront non seulement à la composante continue mais aussi aux autres harmoniques présents dans l'expression de l'erreur. Ce phénomène peut provoquer une dégradation de la réponse transitoire du système, mais si le système est bien réglé, la réponse stationnaire n'est pas affectée. On peut minimiser cette interaction en réduisant la dynamique des correcteurs [BG-01] en utilisant une méthode de réglage adéquate.

Par exemple, on peut proposer une méthode basée sur la réponse fréquentielle en boucle ouverte du système qui garantit la stabilité et minimise l'interaction entre les différents repères.

Les changements de repères n'ont pas d'effet sur le paramètre proportionnel (k_p) car il a une influence constante sur toute la plage de fréquences. Par conséquent, le système de correction est équivalent à un correcteur proportionnel mis en parallèle avec plusieurs termes Intégrateurs (un pour chaque repère différent) qui sont capables d'éliminer l'erreur statique à des fréquences données. Le premier pas consiste à établir la bande passante en boucle ouverte (BP_{BO}) du système, laquelle, si on néglige l'influence des intégrateurs tournants, peut être imposée via le paramètre proportionnel (k_p) :

$$k_p = L \cdot \sqrt{BP_{BO}^2 - \left(\frac{r}{L}\right)^2} \quad (4.27)$$

On ne peut pas choisir n'importe quelle valeur de bande passante car la stabilité du système dépend fortement de ce paramètre. Dans le cas d'une implémentation numérique (temps d'échantillonnage T_s), il faut de plus tenir compte de la **dégradation provoquée sur la stabilité par les retards de calcul et d'échantillonnage**. Ainsi, le choix le plus judicieux semble être la sélection d'une bande passante qui soit supérieure à la bande d'influence des intégrateurs tournants (4000 rad/s) et en même temps suffisamment réduite pour éviter que les déphasages dus à la numérisation puissent provoquer des instabilités. De ce fait, on appellera « **bande de stabilité** » la bande de fréquences dans laquelle doit se trouver la fréquence de changement de signe du gain (en dB) de façon à assurer une marge de phase positive. Si on néglige l'effet des intégrateurs tournants à la pulsation BP_{BO} , la marge de phase du système sera :

$$MP = 180^\circ - \arctan\left(\frac{L \cdot BP_{BO}}{r}\right) - \frac{3}{2} BP_{BO} \cdot T_s \cdot \frac{180}{\pi} \quad (4.28)$$

Le choix de la période d'échantillonnage est conditionné non seulement par le volume de calcul à réaliser et par la dégradation de la marge de phase que la numérisation produit (équation 4.28), mais également par la possibilité d'existence de résonances en boucle fermée (voir paragraphe 4.4). Pour notre part, on a considéré que l'implémentation peut être réalisée à deux périodes d'échantillonnage différentes : $T_s = 200\mu s$ et $T_s = 100\mu s$.

Par exemple, si on considère la commande numérique d'un filtre actif dont les paramètres sont :

<i>Filtre de raccordement</i>	$L = 2.6\text{mH}$ et $r = 0.1\Omega$
<i>Harmoniques à filtrer</i>	1, 5, 7, 11 et 13

Tableau 4-2. Caractéristiques du filtre actif étudié.

La figure 4-26 présente la marge de phase théorique en fonction des différentes valeurs de bande passante du système pour les deux périodes d'échantillonnage proposées. On constate que la bande de stabilité pour le cas d'une période d'échantillonnage de $200\mu s$ est relativement réduite, (1200 rad/s), tandis que pour le cas de $100\mu s$ elle augmente jusqu'à 6500 rad/s (entre 4000 et 10.500 rad/s).

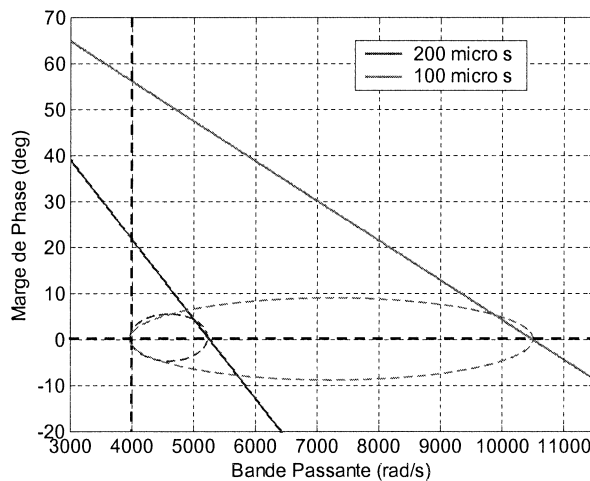


Figure 4-26. Marge de phase du système en fonction de la bande passante boucle ouverte.

Ainsi on remarque que le système est difficilement contrôlable à $200\mu s$ car il serait trop sensible aux erreurs paramétriques du fait de la bande de stabilité limitée. Pour augmenter cette bande, il y a deux possibilités : d'une part diminuer la période d'échantillonnage et d'autre part réduire les performances du système en terme de fréquence maximum à compenser. La voie choisie dans cette thèse est de travailler à une période d'échantillonnage de $100\mu s$ qui permet d'obtenir à la fois la robustesse et les performances souhaitées.

Or le choix du gain du système ne déterminera pas non seulement la bande passante et donc la marge de phase du système, mais aussi l'existence de résonances en boucle fermée comme on l'a constaté dans le paragraphe 4.4. La figure 4-27 montre la résonance en boucle fermée en fonction des différentes valeurs de bande passante en boucle ouverte (BP_{BO}).

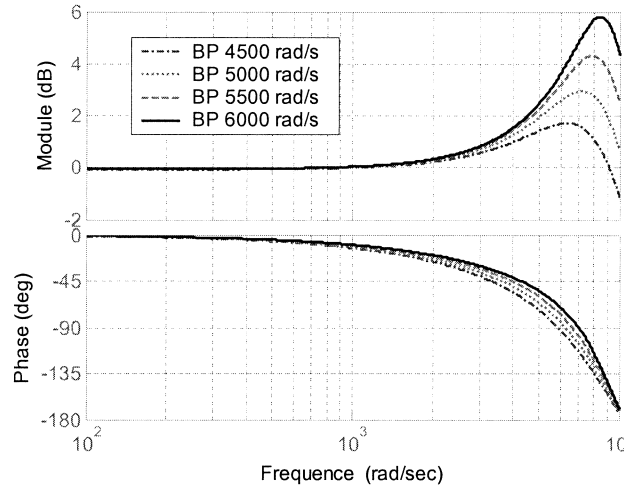


Figure 4-27. Résonance en boucle fermée en fonction de la bande passante en boucle ouverte (BP_{BO}).

Le choix fait est sous tendu d'une part par la pulsation de l'harmonique maximum à compenser ($\omega_{MAX} = 4000$ rad/s) et d'autre part par une marge de sécurité ($\omega_{SEC} = 1000$ rad/s) pour ne pas se rapprocher trop de la zone d'influence du dernier correcteur qui provoquerait une réduction de la marge de phase. Ainsi la bande passante en boucle ouverte (BP_{BO}) s'exprimera par :

$$BP_{BO} = \omega_{MAX} + \omega_{SEC} = 5000 \text{ rad/s} \quad (4.29)$$

Avec cette valeur, on obtiendra un pic de résonance théorique de 3dB (figure 4-27) et une marge de phase d'environ 45° (figure 4-26).

En ce qui concerne le réglage des paramètres intégrateurs, le critère choisi est la minimisation de l'interaction entre correcteurs. Comme dit plus haut, cette interaction est surtout gênante en régime transitoire, car en régime permanent les correcteurs sont capables de compenser ces perturbations.

Si on considère les différentes séquences des harmoniques (voir figure 4-24), on constate que la distance inter harmonique est constante : $\Delta\omega = 600\text{Hz}$. Si l'on veut limiter le gain du correcteur du repère tournant ω_0 à une valeur ΔG à la pulsation des correcteurs adjacents (ω_1), il faudra fixer k_i à la valeur (voir équations 4.30 et 4.31 et la figure 4-28) :

$$k_i = \Delta\omega \cdot \sqrt{(\Delta G + k_p)^2 - k_p^2} \quad (4.30)$$

Où

$$\Delta G = C_{cpx-0}(\omega_1) - k_p \quad (4.31)$$

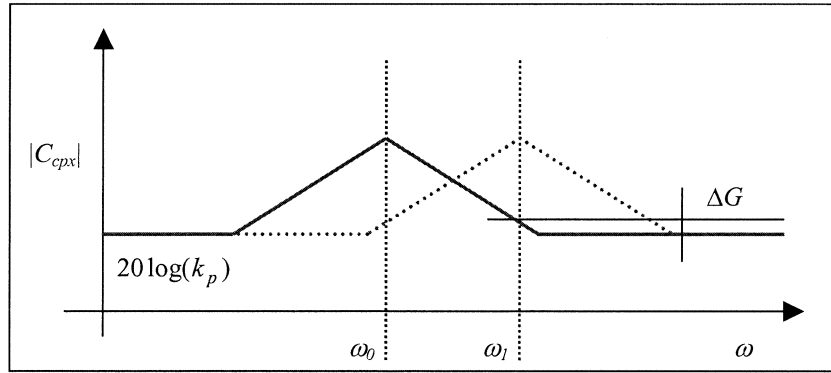


Figure 4-28. Réponse fréquentielle en repère fixe d'un PI en repère tournant.

Ainsi, on fixe une valeur de $\Delta G = 5.10^{-3}$ ($k_i = 1350$). A cet effet, la figure 4-29 montre la réponse fréquentielle (BO et BF) pour les séquences harmoniques positives (1, 7 et 13), et la figure 4-30 celle correspondant aux séquences négatives (5 et 11). Au total, on retrouve les 5 pics de gain correspondants aux harmoniques que l'on veut contrôler.

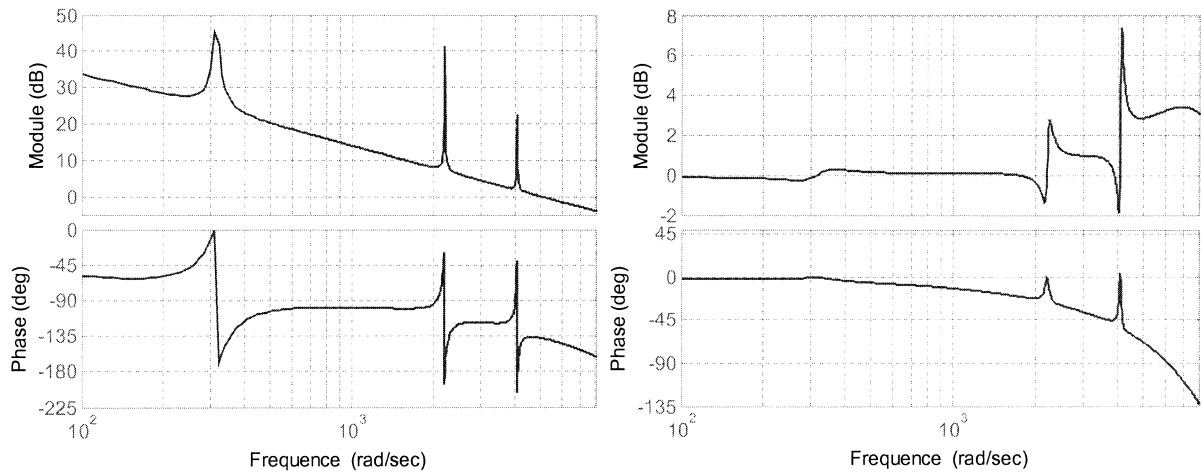


Figure 4-29. Réponse fréquentielle (BO et BF) pour les séquences harmoniques positives.

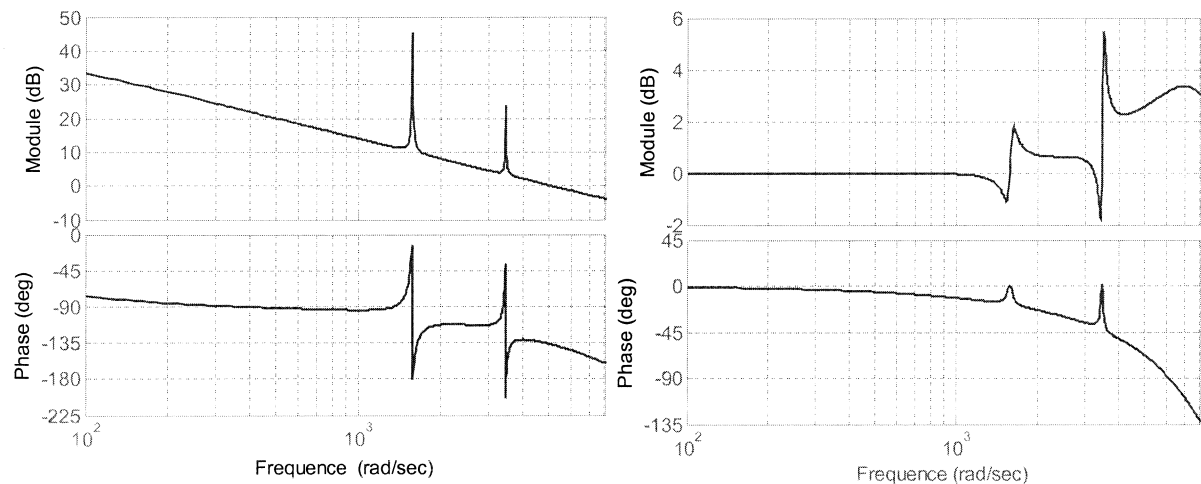


Figure 4-30. Réponse fréquentielle (BO et BF) pour les séquences harmoniques négatives.

La réponse fréquentielle étant asymétrique il est nécessaire d'analyser les bandes passantes et les marges de phase pour les fréquences positives et négatives pour ensuite ne retenir que les cas les plus contraignants. Ainsi

on retrouve une bande passante en boucle ouverte de 5100 rad/s et une marge de phase de 36° pour les fréquences positives. La réponse en boucle fermée montre un gain unitaire et une phase nulle aux fréquences souhaitées et un pic de résonance de 3dB à haute fréquence. On conclut qu'on retrouve bien les paramètres fixés lors du réglage des correcteurs avec un léger écart du fait d'avoir négligé l'effet des correcteurs sur la marge de phase, la bande passante et le pic de résonance.

Enfin, une remarque qui reste valable pour la suite est que les pics de résonance en boucle ouverte tendent vers l'infini mais que l'échantillonnage du tracé des figures et le pas de calcul des réponses fréquentielles ne sont pas suffisamment fins.

Ce système a été modélisé et simulé sous et avec Matlab/Simulink avec une référence type à poursuivre donnée par les formule et figure ci-dessous (équation 4.32 et figure 4-31) :

$$i_{réf} = 20 \sin(100\pi t) + 10 \sin(500\pi t) + 5 \sin(700\pi t) + 5 \sin(1100\pi t) + 5 \sin(1300\pi t) \quad (4.32)$$

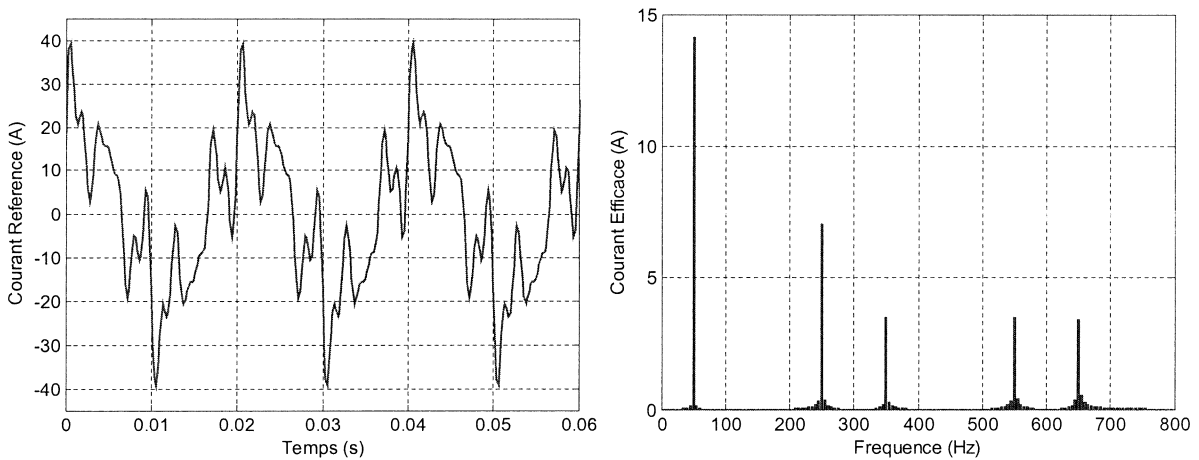


Figure 4-31. Courant de référence (représentation temporelle et fréquentielle).

Les résultats montrent une réponse très satisfaisante en accord avec l'étude théorique menée. La figure 4-32 présente la sortie des correcteurs des différents repères tournants (axe réel d à gauche et axe imaginaire q à droite) pendant la mise en route du système. On peut constater qu'après un court transitoire (≈ 50 ms) le système rentre en régime permanent où les couplages entre axes tournants et correcteurs disparaissent.

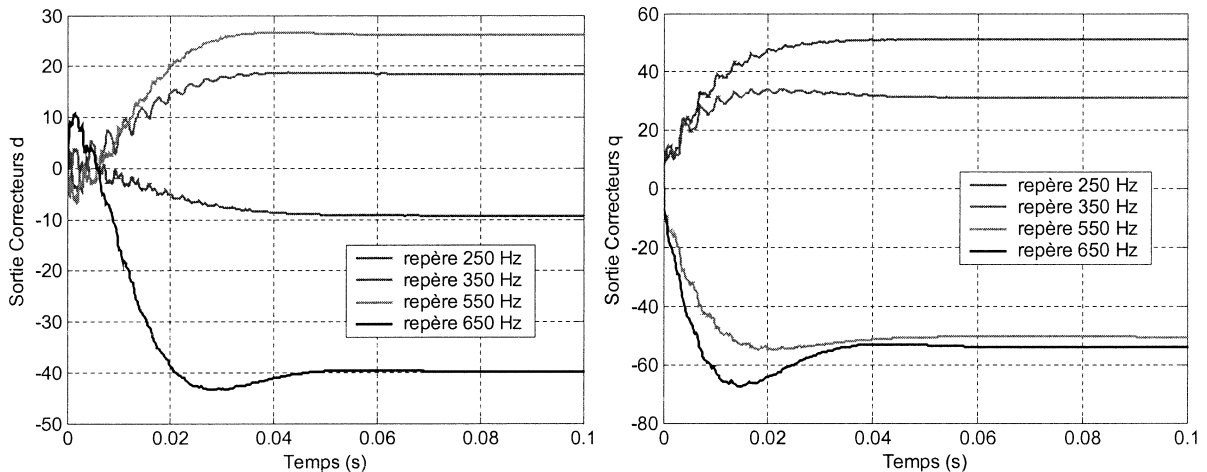


Figure 4-32. Sortie des correcteurs des différents repères (axe réel d à gauche et axe imaginaire q à droite).

La figure 4-33 montre l'erreur transitoire de poursuite d'un des courants de phase du système. On observe que l'erreur transitoire devient très vite négligeable après 5ms et que l'erreur permanente est nulle.

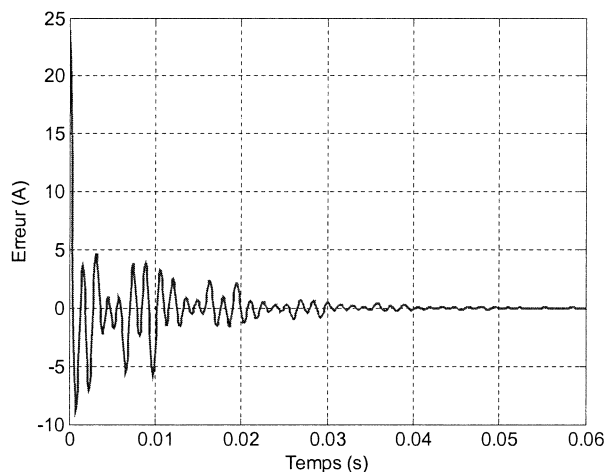


Figure 4-33. Erreur temporelle de poursuite transitoire.

Comme conclusion on peut remarquer les aspects suivants à propos des correcteurs PI en repères multiples :

Complexité : Pour chaque composante harmonique et chaque séquence, il est nécessaire de considérer un repère tournant spécifique ce qui exige une puissance de calcul considérable. Cependant, le système de contrôle est capable de rendre nulle l'erreur en régime permanent (pour les fréquences des correcteurs).

Réjection des perturbations harmoniques provenant du réseau : Les correcteurs tournants peuvent annuler n'importe quelle erreur correspondante aux fréquences pour lesquelles ils sont réglés. De ce fait, ils sont aussi capables de rejeter les perturbations harmoniques provenant du réseau ayant les mêmes fréquences que les références poursuivies. Néanmoins, en dehors de ces fréquences, la capacité de réjection devient relativement moins spectaculaire (figure 4-34).

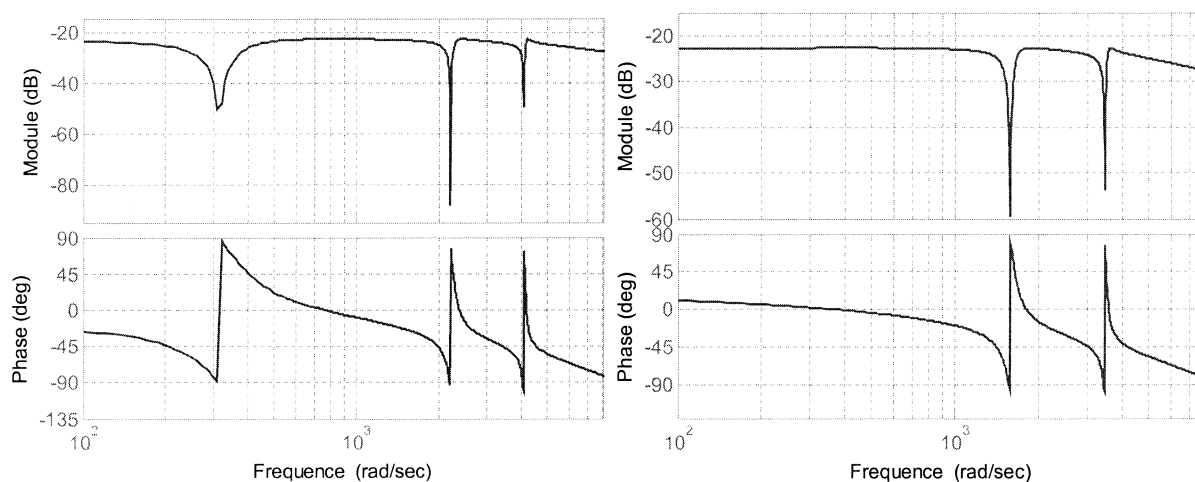


Figure 4-34. Capacité de réjection de perturbations (séquences positives à gauche et négatives à droite).

Une façon d'améliorer cette réjection est de réalimenter la tension réseau à la sortie des correcteurs. Cette technique est relativement efficace pour les harmoniques basse fréquence de la tension, mais le retard de calcul réduit son efficacité au fur et à mesure que la fréquence des composantes harmoniques augmente. L'erreur de compensation est donnée par l'expression 4.33 et présentée sur la figure 4-35 (à gauche) :

$$\Delta E(z) = E(z) - E(z) \cdot z^{-1} = \frac{z-1}{z} E(z) \quad (4.33)$$

On peut essayer de compenser l'effet du retard de calcul par une méthode de prédiction, par exemple la méthode d'extrapolation linéaire (équation 4.34) :

$$E_{k+1}(z) = \frac{2z-1}{z} E_k(z) \quad (4.34)$$

Comme pour la première technique, cette dernière n'est efficace qu'à basse fréquence car au fur et à mesure que la fréquence d'entrée se rapproche de la fréquence d'échantillonnage, le comportement de cette méthode s'éloigne de la prédiction idéale. Par exemple, la figure 4-35 (à droite) montre l'écart pour une prédiction d'une période d'échantillonnage ($T_s = 100\mu s$) :

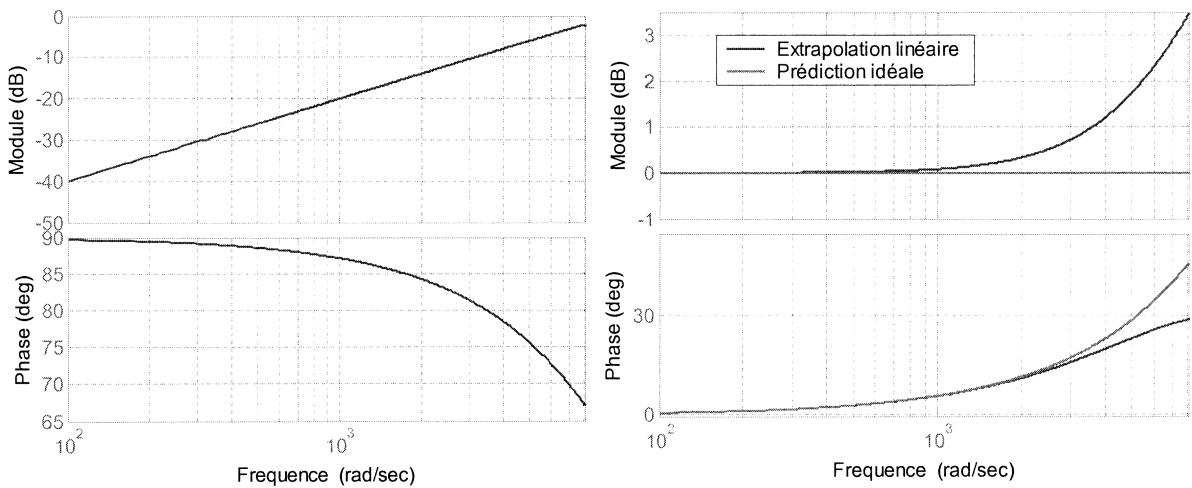


Figure 4-35. Capacité de réjection avec réalimentation (gauche) et prédiction par extrapolation linéaire (droite).

Une amélioration notable peut être apportée par une combinaison de ces deux méthodes (réalimentation de la tension réseau avec de plus une extrapolation linéaire : équation 4.35) pour essayer de rejeter les perturbations provenant du réseau. On voit bien dans la figure 4-36 qu'on arrive à filtrer considérablement les perturbations basse fréquence, mais que l'efficacité de la méthode, bien qu'améliorée, est plus limitée pour les hautes fréquences.

$$\frac{\Delta E(z)^*}{E(z)} = \frac{(z-1)^2}{z^2} \quad (4.35)$$

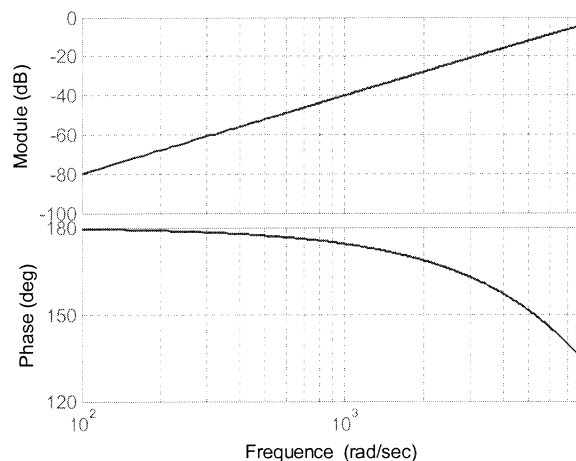


Figure 4-36. Capacité de réjection par la méthode de réalimentation de tension avec extrapolation.

Ainsi on peut améliorer la capacité de réjection des perturbations basse fréquence en dehors des bandes de correction.

Robustesse face aux erreurs paramétriques³ : Le système **est robuste** face aux erreurs paramétriques tant du point de vue de la stabilité comme de la performance.

L'effet principal d'une **erreur d'estimation de la valeur de l'inductance** est la modification du gain haute fréquence du système, et par conséquent, de la bande passante boucle ouverte et de la marge de phase. Ainsi, comme le système contient une bande de stabilité considérable il est capable de supporter des variations importantes de ce paramètre sans perte de stabilité. Toutefois **une surestimation de l'inductance au-delà de 45%** aura comme résultat une augmentation de la bande passante du système en boucle ouverte, ce qui provoque la sortie du système de la bande de stabilité établie, **le système devient alors instable**. Par ailleurs, l'augmentation de la bande passante incrémente aussi le pic de résonance en boucle fermée, qui peut atteindre une valeur de 24dB à la limite de stabilité. En ce qui concerne **les sous-estimations de la valeur de l'inductance** (jusqu'à 80%) **le système n'est pas affecté**, car cette erreur n'a pas d'effet significatif sur la stabilité et de plus elle diminue le pic de résonance haute fréquence.

Les erreurs d'estimation de la valeur de la résistance n'ont pas une influence significative sur la réponse du système à haute fréquence, et donc leur influence sur la stabilité et la précision du système est négligeable.

³ Les principaux résultats de l'étude de robustesse sont présentés dans l'annexe (figures A.1.1, A.1.2, A.2.1 et A.2.2).

4.5.1.2 L'intégrateur généralisé

Un PI classique n'est un intégrateur que pour un seul signal, le signal continu, car c'est là que l'intégrateur présente un gain infini. De même, on pourrait envisager un intégrateur généralisé qui pourrait être réglé à une fréquence quelconque pour laquelle il aurait un gain infini et qui permettrait donc d'annuler l'erreur statique d'un signal alternatif donné sans avoir recours à des repères tournants.

L'intégrateur généralisé [HA-99] [YU-00] [BG-01], avec un terme proportionnel et un terme intégrateur, présente une structure analogue à celle du PI classique. Le terme intégrateur contient un pôle résonant pour provoquer un gain théoriquement infini à la fréquence d'intégration. Il est possible d'utiliser une fonction *cosinus* ou *sinus* pour implanter ce terme intégrateur, mais généralement le choix le plus commun est le premier, car il présente de meilleures performances du point de vue de l'amortissement grâce à une marge de phase plus importante [FU-01]. La structure du correcteur sera alors :

$$C_{IG}(s) = \frac{k_p s^2 + 2k_i s + k_p \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.36)$$

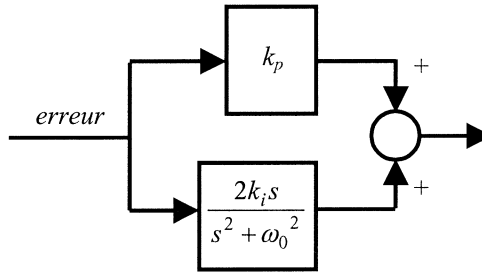


Figure 4-37. Intégrateur Généralisé (IG).

Le correcteur proportionnel répond de façon identique aux erreurs de toutes les fréquences, tandis que l'intégrateur résonant n'est sensible qu'à l'erreur qui se produit à la fréquence de résonance. Le gain fréquentiel du correcteur proportionnel (constant dans tout le spectre), s'ajoute au gain du terme intégrateur qui est significatif seulement dans une étroite bande de fréquence au voisinage de la fréquence d'intégration (ω_0). Ainsi le correcteur garantit une erreur statique nulle à cette fréquence.

Ce correcteur peut être déduit à partir de l'expression obtenue pour les correcteurs PI en repère tournant. Ainsi, on montre que la partie intégrale du correcteur résonant s'obtient en sommant deux correcteurs oscillants, un correspondant aux fréquences positives et l'autre aux fréquences négatives :

$$C_{IG}(s) = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_0} + \frac{k_i}{s + j\omega_0} = k_p + \frac{2 \cdot k_i \cdot s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.37)$$

Ainsi, les spectres fréquentiels obtenus sont bien symétriques, ce qui correspond à une fonction de transfert réelle comme celle calculée.

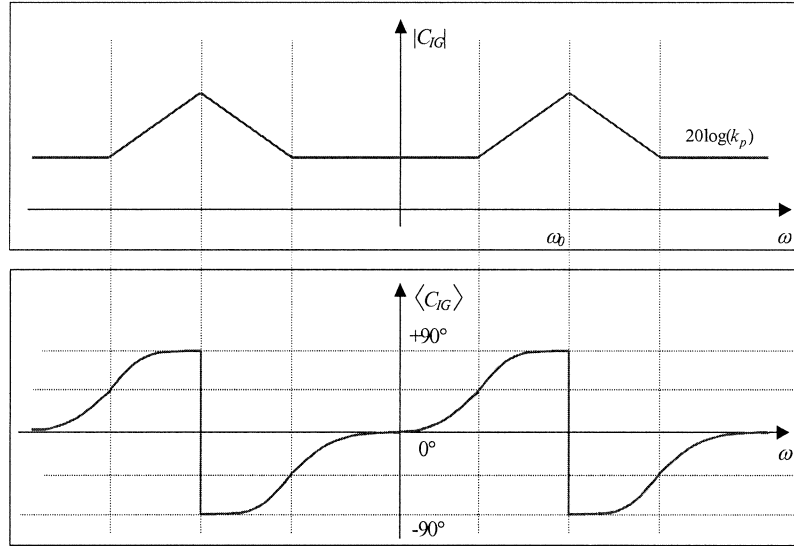


Figure 4-38. Réponse fréquentielle d'un intégrateur généralisé.

La fonction de transfert du système incluant le correcteur en boucle ouverte est :

$$H_{BO} = C_{IG}(s)H(s) \quad (4.38)$$

Si on considère que le système à contrôler est l'onduleur de tension de l'équation 4.10, on obtient en boucle fermée (par rapport à la référence) :

$$H_{BF} = \frac{C_{IG}(s)H(s)}{1 + C_{IG}(s)H(s)} = \frac{\frac{1}{L}(k_p s^2 + 2k_i s + k_p \omega_0^2)}{s^3 + \frac{1}{L}(k_p + r)s^2 + \left(\omega_0^2 + \frac{2k_i}{L}\right)s + \frac{\omega_0^2}{L}(k_p + r)} \quad (4.39)$$

Le gain du système en boucle fermée est :

$$|H_{BF}| = \frac{\frac{1}{L} \sqrt{(k_p(\omega_0^2 - \omega^2))^2 + (2 \cdot k_i \cdot \omega)^2}}{\sqrt{\left(\frac{1}{L}(k_p + r)(\omega_0^2 - \omega^2)\right)^2 + \left(\omega_0^2 \cdot \omega + \frac{2 \cdot k_i \cdot \omega}{L} - \omega^3\right)^2}} \quad (4.40)$$

En ce qui concerne la phase, l'équation est la suivante :

$$\langle H_{BF} \rangle = \text{atan} \left(\frac{1}{L} \frac{2 \cdot k_i \omega}{k_p(\omega_0^2 - \omega^2)} \right) - \text{atan} \left(\frac{\omega_0^2 \cdot \omega + \frac{2 \cdot k_i \omega}{L} - \omega^3}{\frac{1}{L}(k_p + r)(\omega_0^2 - \omega^2)} \right) \quad (4.41)$$

Ces deux expressions montrent que le système a une réponse idéale lorsque $\omega = \omega_0$ c'est-à-dire à la fréquence de résonance. Par conséquent l'intégrateur généralisé est capable d'éliminer l'erreur permanente d'un signal s'il y a coïncidence entre la fréquence du signal et la fréquence de résonance du correcteur. Si ce correcteur est l'homologue en repère fixe du PI tournant, il a l'avantage supplémentaire qu'il suffit d'un seul correcteur pour compenser deux séquences de fréquences opposées (c'est-à-dire les séquences directe et inverse).

Dans le cas d'une application de type filtrage actif, comme précédemment, il est nécessaire d'utiliser des **intégrateurs généralisés multiples**, chacun réglé à une fréquence déterminée. La nature réelle de ce type de correcteur fait que l'écart fréquentiel entre correcteurs est plus réduit (voir figure 4-39).

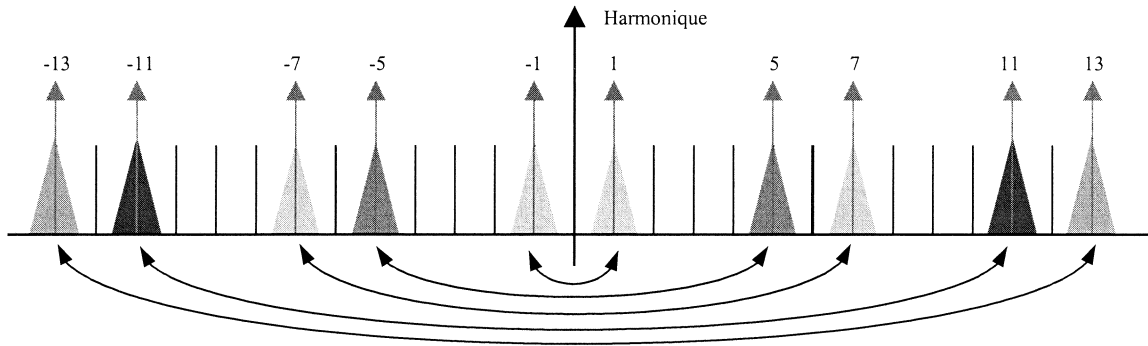


Figure 4-39. Capacité de filtrage des Intégrateurs généralisés multiples.

Dans le cas d'une implémentation numérique, il peut être intéressant d'utiliser le modèle discret de cet intégrateur :

$$\frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \rightarrow \frac{T_s |z^2 - \cos(\omega_0 T_s)z|}{z^2 - 2 \cos(\omega_0 T_s)z + 1} \quad (4.42)$$

La méthode de réglage proposée dans le cadre de cette thèse pour ce type d'application est identique à celle proposée pour le cas des PI multiples, c'est-à-dire, une méthode **basée sur la réponse fréquentielle en boucle ouverte** du système laquelle garantit la stabilité et minimise l'interaction entre les différents repères.

Le premier pas consiste à établir la bande passante en boucle ouverte (BP_{BO}) du système via le paramètre proportionnel (k_p) et ce, avec l'expression 4.27. Les considérations pour choisir cette bande passante sont identiques au cas des PI tournants multiples, on choisira donc la même valeur ($BP_{BO} = 5000$ rad/s). En ce qui concerne les paramètres k_i , l'expression à utiliser pour limiter à une valeur ΔG , le gain du correcteur généralisé réglé à ω_0 pour la fréquence ω_1 , est la suivante :

$$k_i = \frac{(\omega_0^2 - \omega_1^2) \cdot \sqrt{(\Delta G + k_p)^2 - k_p^2}}{2 \cdot \omega_1} \quad (4.43)$$

Les intégrateurs généralisés peuvent être connectés entre eux de deux façons : en *shunt* ou en *série*.

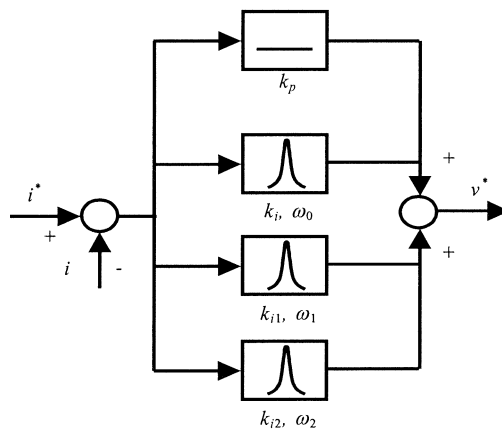


Figure 4-40. Mise en parallèle des intégrateurs généralisés.

Dans le cas d'une connexion shunt, on connectera tous les termes intégrateurs en parallèle avec le terme proportionnel (voir figure 4-40). Ainsi les gains de tous les correcteurs s'additionnent (avec le signe imposé par la phase), et comme on a minimisé l'interaction entre eux, on aura la réponse souhaitée dans chaque intervalle de fréquence du système.

On considère le même système présenté au tableau 4-2 (contrôlé à une période d'échantillonnage de $100\mu s$) et on choisit une bande passante de 5000 rad/s (BP_{BO}) et le même coefficient d'interaction entre correcteurs (ΔG) que dans le cas des PI tournants ($5 \cdot 10^{-3}$). Ainsi, comme dans ce cas-là la distance entre correcteurs adjacents est plus petite ($2\omega_0$ seulement), la réponse dynamique du système se réduit énormément ($k_i \approx 80 \div 250$). On peut donc proposer une solution de compromis de façon à augmenter l'interaction entre correcteurs pour ainsi obtenir une dynamique similaire au cas des PI tournants. On obtient cette dynamique souhaitée avec un coefficient d'interaction ΔG de $100 \cdot 10^{-3}$.

On obtient ainsi les réponses fréquentielles boucle ouverte et boucle fermée montrées sur la figure 4-41. On remarque qu'ici la réponse fréquentielle est symétrique pour les séquences négatives et positives (on ne présente dans la figure que la réponse positive), et que la bande de stabilité du système est correcte ($\approx 40^\circ$). Ainsi l'influence des correcteurs à la fréquence de changement de signe est plus importante que dans le cas des PI et comme conséquence le pic de résonance en boucle fermée augmente du fait de l'augmentation de la phase du système en boucle ouverte dans cette zone.

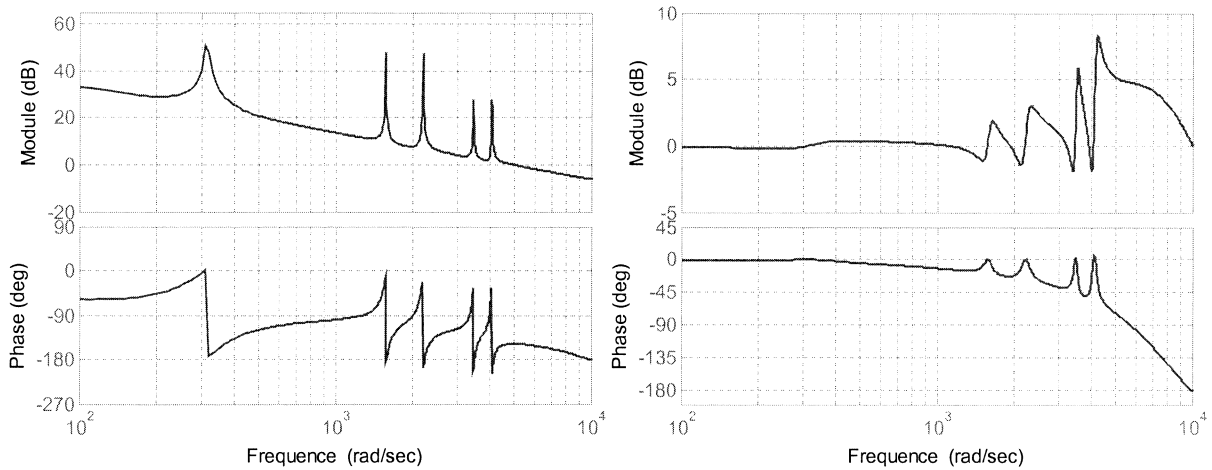


Figure 4-41. Réponse fréquentielle (BO et BF) du système contrôlé avec Intégrateurs Généralisés shunts.

En ce qui concerne la réponse temporelle, elle a été analysée par simulation sur Matlab/Simulink pour la consigne type de l'équation 4.32. La figure 4-42 montre l'erreur de poursuite du système et on observe que la réponse dynamique est très similaire à celle des PI tournants (figure 4-33) avec une erreur en régime permanent nulle aussi.

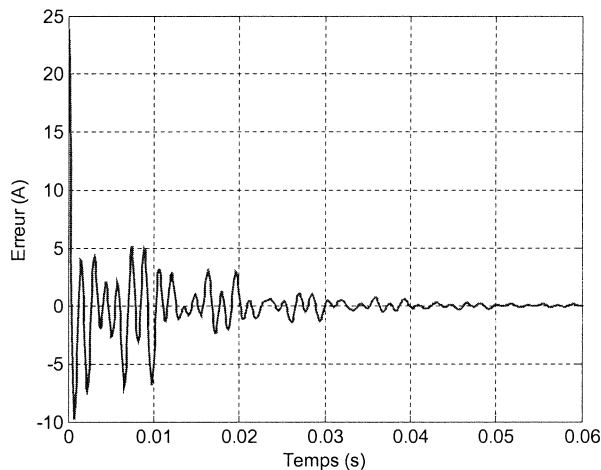


Figure 4-42. Erreur transitoire du courant de phase (commande IG shunts).

Dans le cas d'une connexion série, on connectera tous les intégrateurs généralisés (avec leur terme intégral et proportionnel) en série, avec les mêmes paramètres de réglage qu'on a utilisé pour le cas shunt. Les correcteurs étant en série, le gain global du système sera le produit des gains individuels, et par conséquent il est nécessaire d'ajouter un gain à la sortie de façon à compenser ce phénomène (voir figure 4-43).

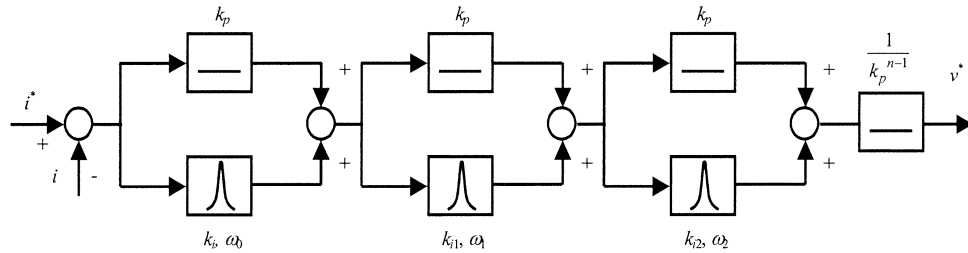


Figure 4-43. Mise en série des intégrateurs généralisés.

Si on reprend le système du tableau 4-2 et les mêmes paramètres que pour la connexion shunt ($BP_{BO} = 5000$ rad/s et $\Delta G = 100 \cdot 10^{-3}$), on obtient des réponses fréquentielles en boucle ouverte et boucle fermée très similaires à celles obtenues avec la connexion shunt (figure 4-44).

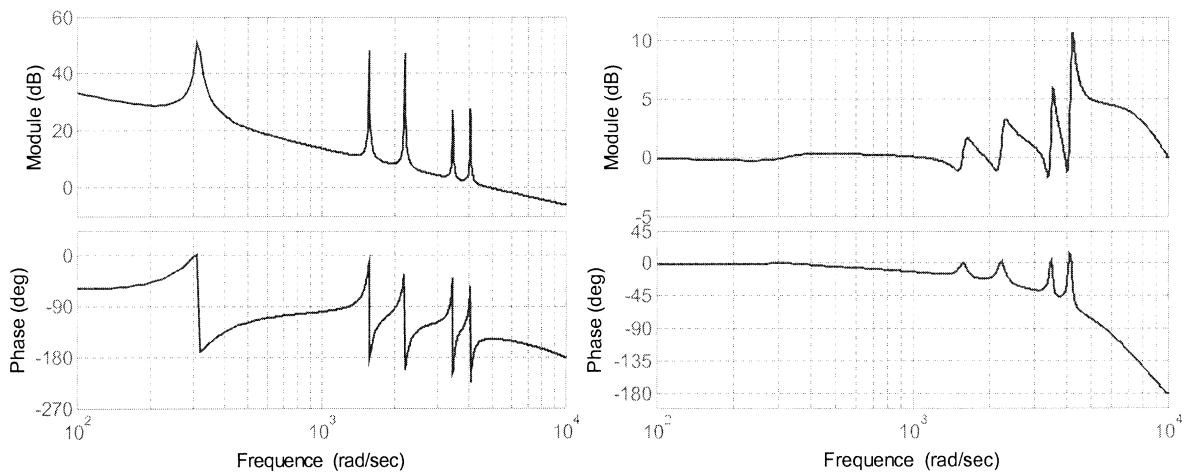


Figure 4-44. Réponse fréquentielle (BO et BF) du système contrôlé avec Intégrateurs Généralisés série.

En ce qui concerne la réponse temporelle (figure 4-45), elle se confond avec celle obtenue avec le cas de la connexion shunt (figure 4-42), on arrive donc aussi à éliminer complètement l'erreur en régime permanent.

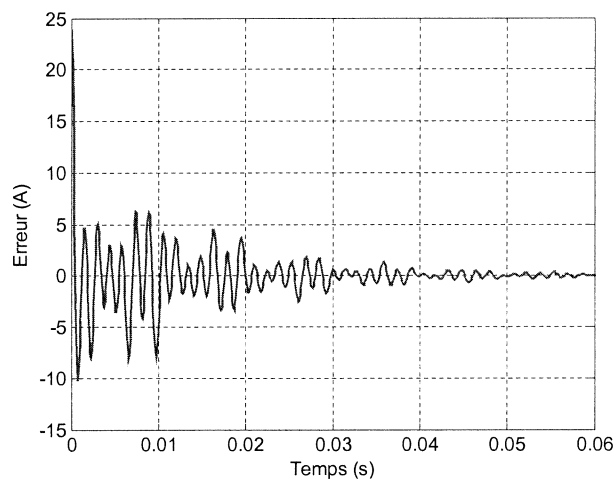


Figure 4-45. Erreur transitoire du courant de phase (commande IG série).

Comme conclusion, on peut noter les aspects suivants à propos des Intégrateurs Généralisés multiples :

Complexité : Même si individuellement l'intégrateur généralisé est plus complexe qu'un PI (il s'agit d'un correcteur de deuxième ordre face au premier ordre du PI), il peut être avantageux du point de vue du volume de calculs dans certaines applications, car on n'a plus besoin d'utiliser de repères tournants et de plus il suffit d'un correcteur par phase pour contrôler toutes les séquences tournant à la vitesse d'intégration (c'est-à-dire les séquences directe et inverse).

Capacité de réjection de perturbations provenant du réseau : Le comportement du système basé sur les intégrateurs généralisés multiples est identique à celui des PI tournants multiples.

Robustesse⁴ face aux erreurs paramétriques : En ce qui concerne la robustesse par rapport aux erreurs paramétriques, le système connecté en shunt présente une meilleure robustesse. Il supporte ainsi des erreurs d'estimation sur la valeur de l'inductance entre -45% et $+80\%$ sans perte de la stabilité. Par contre la marge d'estimation de l'inductance dans le cas du système connecté en série est plus restreinte ($\pm 45\%$). De plus l'augmentation de la bande passante provoquée par la surestimation de la valeur de l'inductance, augmente le pic de résonance en boucle fermée, qui peut ainsi atteindre de valeurs supérieures à 20dB. Les erreurs d'estimation de la valeur de la résistance n'ont pas une influence significative sur la réponse du système à haute fréquence, et donc son influence sur la stabilité et la précision du système est négligeable. Il faut remarquer finalement que les erreurs d'estimation des paramètres n'ont pas d'influence sur la précision du système aux fréquences d'intégration des correcteurs.

Pic de résonance boucle fermée : Du fait que la réponse fréquentielle des IG multiples est symétrique pour les séquences négatives et positives, les correcteurs interviennent tant en fréquences positives comme en négatives et donc leur influence sur la zone de changement de signe du gain en boucle ouverte augmente. Ainsi, l'augmentation de phase exercée dans cette zone provoque une augmentation du pic de résonance en boucle fermée et est donc plus élevée que dans le cas des PI multiples..

⁴ Les principaux résultats de l'étude de robustesse sont présentés dans l'annexe (figures A.3.1, A.3.2, A.4.1 et A.4.2).

4.5.1.3 Proposition Hybride

L'application des intégrateurs généralisés élimine la nécessité d'utiliser des repères tournants pour annuler l'erreur statique des grandeurs alternatives ; les performances obtenues sont comparables à celles obtenues avec les repères tournants multiples. Le critère principal pour choisir la technique à implémenter sera alors la simplicité des calculs et éventuellement l'instrumentation nécessaire.

A cet effet, le tableau 4-3 montre une comparaison des opérations nécessaires à l'implémentation discrète des deux techniques pour la commande du fondamental et 4 harmoniques (5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème} et 13^{ème}) de courant d'un onduleur triphasé avec neutre raccordé. Dans la technique des repères tournants, on a besoin d'utiliser 5 repères de courant, avec leurs correcteurs correspondants. Avec les intégrateurs généralisés, on n'a pas besoin d'utiliser de repère tournant mais on a besoin de plus de correcteurs (15) et qui sont plus complexes (de deuxième ordre).

Correcteur	Opération	+ et -	x et /	Mémoire
Repères multiples⁵	Conversions	30	48	0
	$abc/\alpha\beta$ (1)	5	4	0
	$\alpha\beta/abc$ (1)	5	4	0
	$\alpha\beta/dq$ (5)	10 (2x5)	20 (4x5)	0
	$dq/\alpha\beta$ (5)	10 (2x5)	20 (4x5)	0
	Correcteurs	14	14	14
	PI (3)	6 (2x3)	6(2x3)	6 (2x3)
	I (8)	8 (1x8)	8 (1x8)	8 (1x8)
Total	44	64	14	
Int. Généralisé	Correcteurs	60	60	60
	IG (15)	60 (4x15)	60 (4x15)	60 (4x15)
	Total	60	60	60

Tableau 4-3. Opérations à réaliser pour chaque structure de commande.

On remarque que le volume de calcul exigé par le système basé sur des intégrateurs généralisés est notamment supérieur (essentiellement en ce qui concerne les additions et la capacité de mémoire nécessaires), et donc, vu que les performances sont très similaires l'option des PI tournants sera privilégiée.

Cependant on peut proposer **une solution hybride qui permet la réduction du volume de calcul nécessaire**. Cette solution consiste en l'utilisation des intégrateurs généralisés en repères tournants. La figure 4-46 présente l'effet sur la réponse fréquentielle de la connexion en repère tournant d'un intégrateur généralisé.

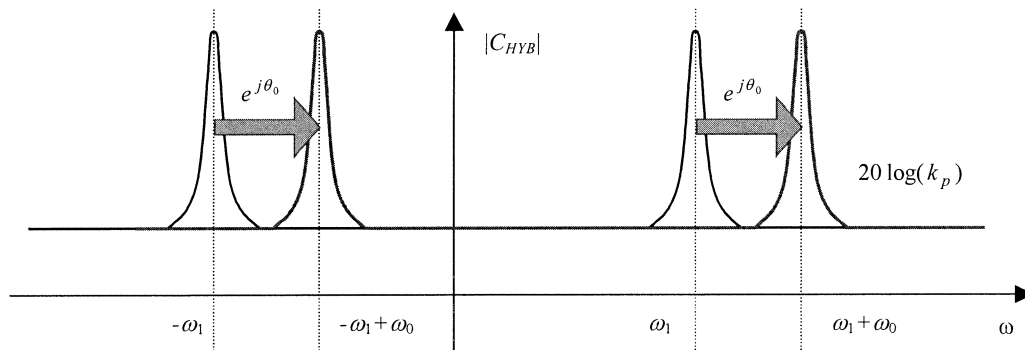


Figure 4-46. Réponse fréquentielle d'un intégrateur généralisé en repère tournant.

⁵ En supposant que les fonctions trigonométriques sont calculées avec de tableaux.

Ainsi, pour simplifier la commande, on profitera du fait que des harmoniques de différentes séquences peuvent être confondus dans un repère tournant. Par exemple on peut contrôler les harmoniques 5 et 7 d'une part et 11 et 13 d'autre part avec un seul correcteur généralisé, car du fait de la différence de séquence leurs projections sur un repère tournant se confondent.

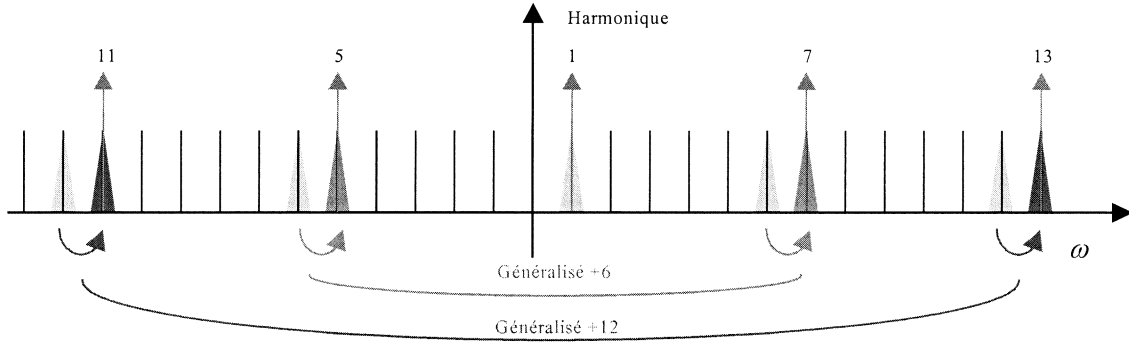


Figure 4-47. Réponse fréquentielle des correcteurs généralisés en repères tournants multiples.

Par conséquent, la structure de commande proposée est :

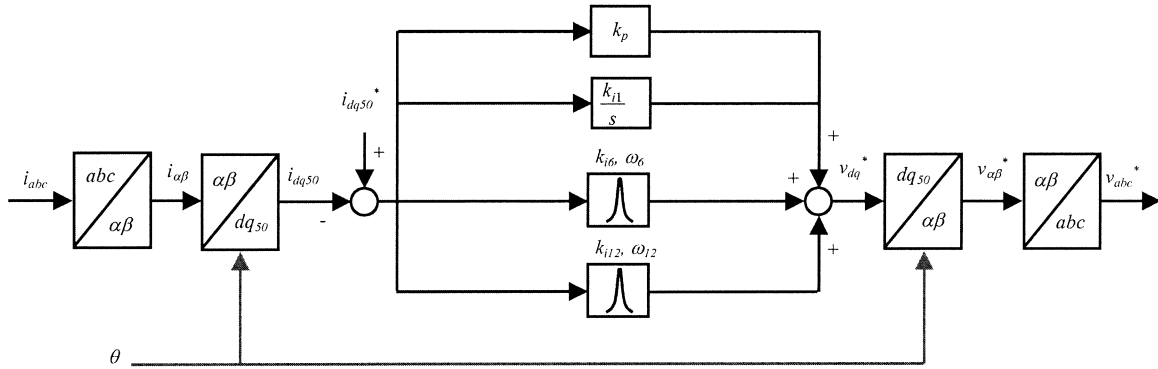


Figure 4-48. Structure de commande d'un système de correction hybride (PI – IG) en repère tournant.

On peut constater (voir tableau 4-4) que la structure permet une simplification des calculs par rapport aux deux configurations précédemment étudiées, avec **27% d'additions en moins** et **43% de multiplications en moins** mais avec une mémoire supplémentaire de **36% de plus** par rapport aux PI tournants.

Correcteur	Opération	+ et -	x et /	Mémoires
Prop. Hybride	Conversions	14	16	0
	abc/αβ (1)	5	4	0
	αβ/abc (1)	5	4	0
	αβ/dq (1)	2	4	0
	dq/αβ (1)	2	4	0
	Correcteurs	18	18	22
	PI (3)	6 (2x3)	6 (2x3)	6 (2x3)
	IG ⁶ (4)	12 (3x4)	12 (3x4)	16 (4x4)
Total	32	34	22	

Tableau 4-4. Opérations à réaliser avec la structure de commande hybride.

⁶ Il s'agit seulement de la partie intégrale de l'intégrateur généralisé.

La méthode de réglage de ce type de commande dérive d'une combinaison des réglages proposés précédemment, celle des PI tournants pour les PI du système, et celles des intégrateurs généralisés multiples pour les IG que contient le système, en profitant de fait d'une bonne distance entre correcteurs adjacents.

La réponse fréquentielle du système est l'identique de celle des PI tournants, c'est-à-dire une réponse asymétrique pour les séquences positives et négatives (voir figures 4-29 et 4-30). Donc, du point de vue de la stabilité et du pic de résonance en boucle fermée, les caractéristiques de ce type de commande sont identiques à celle des PI tournants.

En ce qui concerne la réponse temporelle face à la consigne utilisée au long de ce chapitre (équation 4-32), l'erreur de poursuite se confond avec celle obtenue avec les PI et IG multiples, et on arrive donc aussi à éliminer complètement l'erreur en régime permanent (voir figure 4-49).

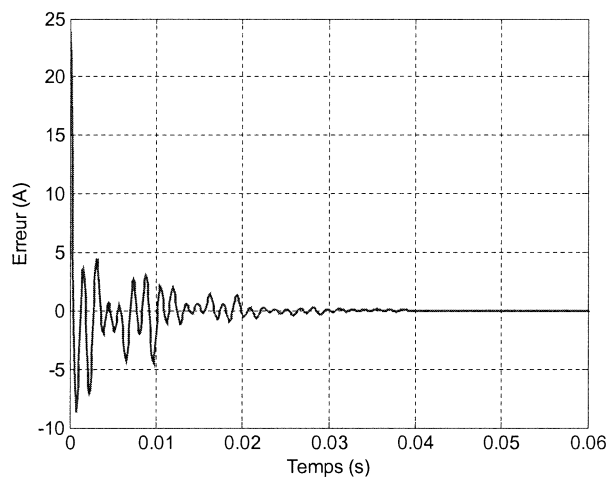


Figure 4-49. Erreur transitoire du courant de phase (commande hybride).

4.5.1.4 Conclusions sur les correcteurs basés sur intégrateur

Les deux types de correcteurs basés sur l'intégration appliqués au filtrage actif ont été étudiés dans ce chapitre : les PI tournants et les IG multiples. Une **méthode de réglage basée sur la réponse fréquentielle du système en boucle ouverte** qui garantit la stabilité et minimise l'interaction entre les différents correcteurs a été proposée pour chaque type de correcteur. Ainsi leurs performances du point de vue de la robustesse et de la puissance de calcul ont été analysées.

La caractéristique principale de ces types de correcteurs est la nécessité de **combiner plusieurs intégrateurs** (réglés chacun à une fréquence donnée) pour assurer une erreur nulle en régime permanent aux fréquences des harmoniques à compenser, ce qui implique un volume de calcul considérable. Ainsi **une solution optimale hybride a été proposée**, basée sur la combinaison des PI et IG en repère tournant et qui permet la minimisation des opérations mathématiques à réaliser.

Pour conclure, on constate que ces correcteurs permettent d'annuler complètement l'erreur permanente aux fréquences pour lesquelles ils ont été réglés et qu'ils sont robustes tant du point de vue de la stabilité ($\pm 45\%$ de l'inductance) comme de la performance (aux fréquences d'intégration des correcteurs).

4.5.2 Correcteurs à réponse pile (dead-beat)

Les correcteurs à réponse pile (*dead-beat* en anglais) peuvent être réglés de plusieurs façons et ils peuvent être de nature très différente mais ils ont tous une caractéristique en commun : *la sortie est identique à la consigne à un retard près*. Ils représentent un type de réponse exclusive des systèmes numériques qui n'a pas d'équivalent dans les systèmes continus. Dans le cas d'une consigne continue, ces correcteurs permettent une réponse dans un temps d'établissement minimum, c'est-à-dire que la sortie prend la valeur de consigne dans un temps minimum et reste à cette valeur sans aucune erreur ni oscillation [OG-87].

En général, ces correcteurs sont basés sur le modèle échantillonné du système et peuvent être relativement sensibles aux erreurs paramétriques car leur comportement dépend fortement des paramètres du système. Par contre, ils sont assez robustes en cas de tension de réseau perturbé, car on utilise la mesure de tension dans la boucle de commande pour compenser ces perturbations.

Les deux méthodes principales de réglage de ce type de correcteurs sont : *les techniques de réglage de pôles* et *le réglage en équations aux différences*.

4.5.2.1 Techniques de réglage de pôles

Cette méthode est équivalente au réglage utilisé en continu. Elle consiste à ajouter au système des paramètres de contrôle de façon à pouvoir régler les pôles du système en boucle fermée et ainsi obtenir le comportement souhaité par le concepteur.

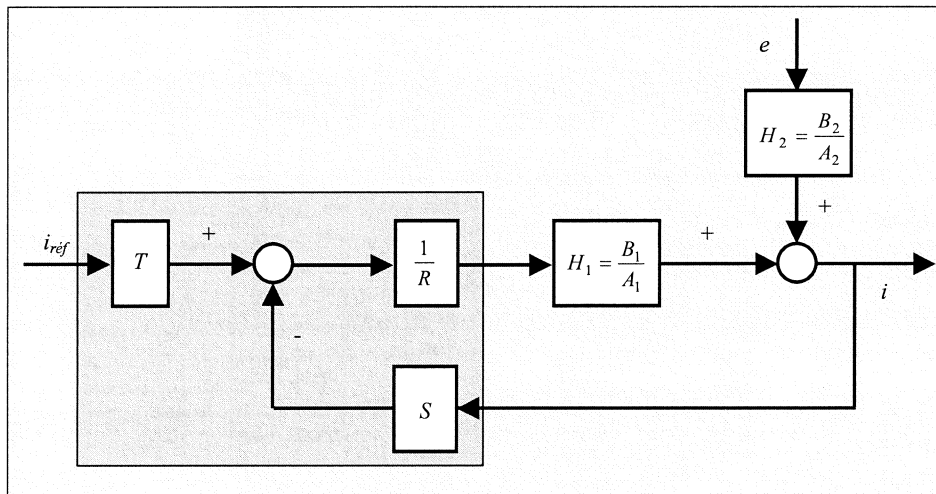


Figure 4-50. Schéma de contrôle du système

$$i = \frac{B_1 T}{A_1 R + B_1 S} i_{ref} + \frac{B_2 A_1 R}{A_2 \cdot (A_1 R + B_1 S)} e \quad (4.44)$$

L'objectif est d'introduire dans les 3 polynômes du correcteur (R , S et T) les paramètres suffisants de façon à régler les caractéristiques souhaitées du système en boucle fermée. L'ordre total du système en boucle fermée sera égal à la somme de l'ordre du système en boucle ouverte plus l'ordre du correcteur introduit. Si on choisit un correcteur du premier ordre, les polynômes du correcteur seront :

$$\begin{aligned} S &= s_0 z + s_1 \\ R &= z + r_1 \end{aligned} \quad (4.45)$$

Le polynôme caractéristique du système sera :

$$A_1R + B_1S = z^3 + z^2(r_1 - a) + z(bs_0 - ar_1) + bs_1 \quad (4.46)$$

La condition pour avoir une réponse pile est :

$$\begin{cases} r_1 = a \\ s_0 = \frac{a^2}{b} \\ s_1 = 0 \end{cases} \quad (4.47)$$

La fonction de transfert boucle ouverte sera alors :

$$H_{BO} = \frac{a^2}{b} \cdot \frac{z}{(z+a)} \cdot \frac{b}{z(z-a)} = \frac{a^2}{z^2 - a^2} \quad (4.48)$$

Si on choisit une implémentation de type PI, la fonction de transfert en boucle fermée aura comme expression :

$$H_{BF} = T \frac{B_1}{A_1R + B_1S} = T \frac{b}{z^3} \quad (4.49)$$

On peut constater qu'on aura une réponse de type double retard si on applique au polynôme T la valeur suivante :

$$\frac{T}{S} = \frac{1}{a^2} \quad (4.50)$$

La figure 4-51 montre les réponses fréquentielles en boucles ouverte et fermée du système décrit par le tableau 4-2 et contrôlé avec le correcteur pile de premier ordre ($T_s = 100\mu s$). On remarque que la bande passante en boucle ouverte est de 5200 rad/s et que la marge de phase est de 60°, caractéristique typique d'un système pile (voir diagramme de résonance de la figure 4-54). En ce qui concerne la réponse boucle fermée, elle est typique d'un système pile, c'est-à-dire, un module constant sur tout le spectre et un déphasage qui augmente linéairement avec la fréquence.

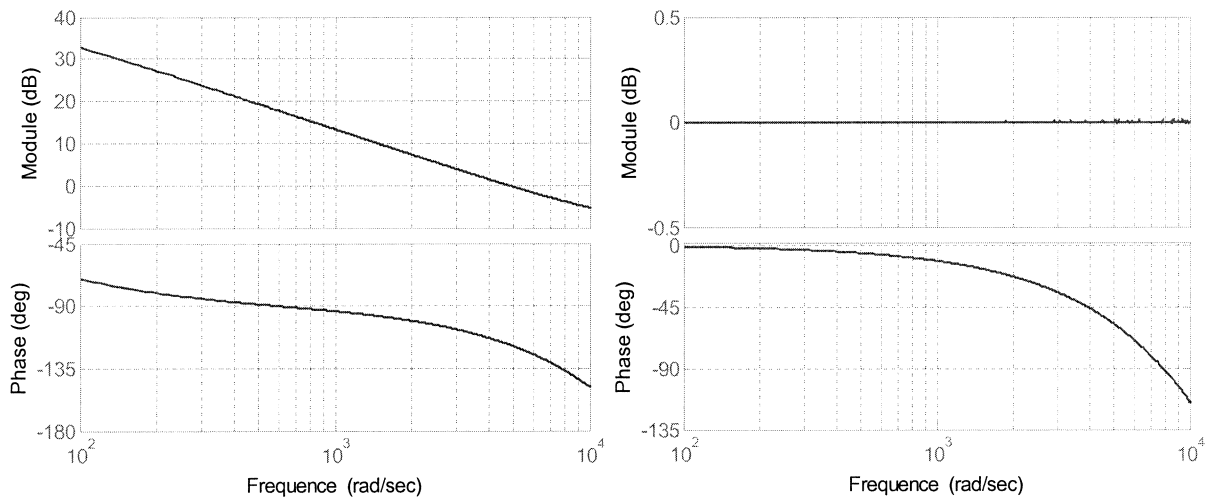


Figure 4-51. Réponse fréquentielle (BO et BF) du système avec le correcteur pile du premier ordre.

Finalement, la figure 4-52 montre la réponse temporelle du système face à la consigne de l'équation 4.32. On observe que la sortie suit la consigne comme prévu, c'est-à-dire avec un retard égal à deux périodes d'échantillonnage ($200\mu s$).

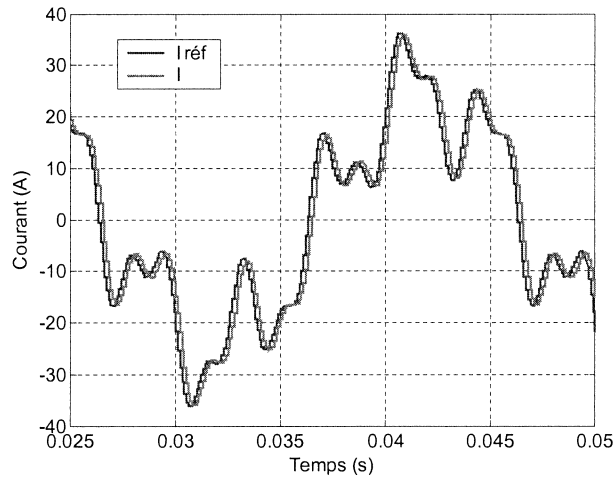


Figure 4-52. Réponse temporelle obtenue avec le correcteur pile du 1^{er} ordre.

Concernant la robustesse⁷ du système face à des erreurs d'estimation des paramètres, on constate que du fait de la stabilité des pôles en boucle ouverte (voir équation 4.48) le système ne peut être rendu instable que par une augmentation excessive du gain en boucle ouverte, mais jamais par une diminution. Les lieux des racines (voir figure 4-53) montre la position des pôles pour une augmentation limite du gain : 115%.

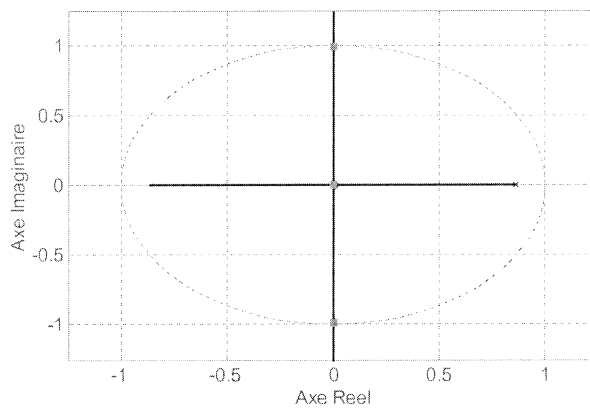


Figure 4-53. Cas limite de stabilité : variation du gain de +115%.

Par ailleurs, **les erreurs paramétriques de l'inductance ont une influence non négligeable sur la précision** du système. En effet, une surestimation de l'inductance provoque une augmentation du gain boucle ouverte qui a des conséquences sur le gain boucle fermée du système. On peut analyser ce phénomène sur le diagramme de résonance (voir figure 4-54). Ainsi, si le système a une réponse pile en boucle fermée et s'il n'y a pas de terme de contrôle hors de la boucle (ici il y a un gain de valeur négligeable = 1.0074), **le parcours gain/module en boucle ouverte se réalisera sur la limite de la zone de résonance**, car ce sont les points qui permettent d'obtenir un gain unitaire en boucle fermée. Ainsi s'il y a une surestimation de la valeur d'inductance il y aura une augmentation du gain en boucle ouverte, et la courbe se déplacera verticalement vers la zone de résonance en provoquant une augmentation du gain boucle fermée. Par contre si la valeur d'inductance est sous estimée, le gain boucle ouverte descendra et la courbe s'éloignera de la zone de résonance, provoquant une diminution du gain boucle fermée.

⁷ Les principaux résultats de l'étude de robustesse sont présentés dans l'annexe (figures A.5.1 et A.5.2).

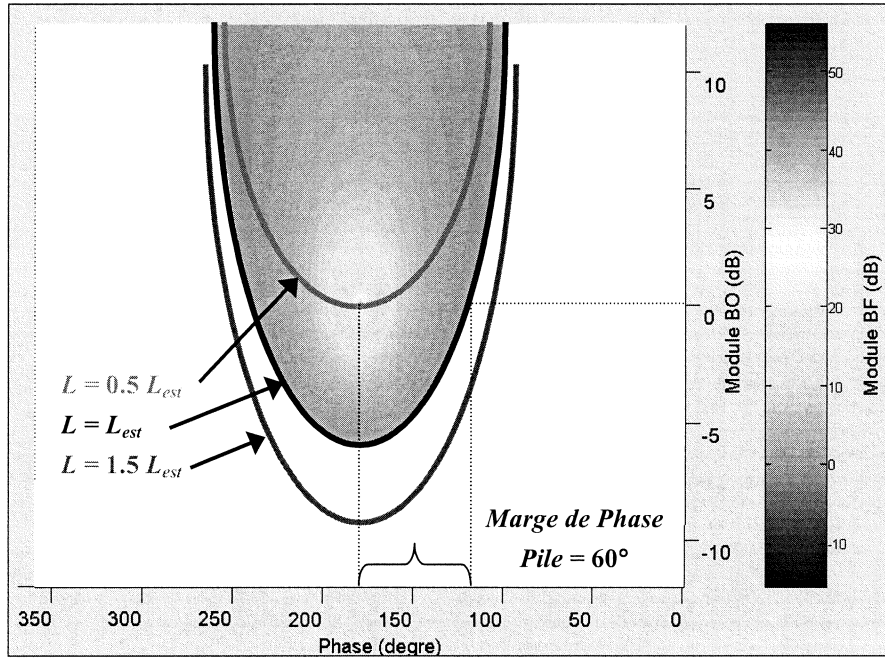


Figure 4-54. Effet de la variation de la valeur de l'inductance sur le diagramme de la résonance (L_{est} désignant la valeur d'inductance utilisée pour le réglage).

Dans un autre registre, on confirme ces assertions dans le diagramme de Bode de la figure 4-55, cette dernière montre la réponse fréquentielle en boucle ouverte et boucle fermée pour le cas où l'on connaîtrait exactement la valeur d'inductance ($L = L_{est}$), le cas où sa valeur réelle est 50% plus élevée que sa valeur estimée ($L = 1.5 L_{est}$) et finalement le cas où sa valeur est de 50% inférieure à cette même valeur ($L = 0.5 L_{est}$).

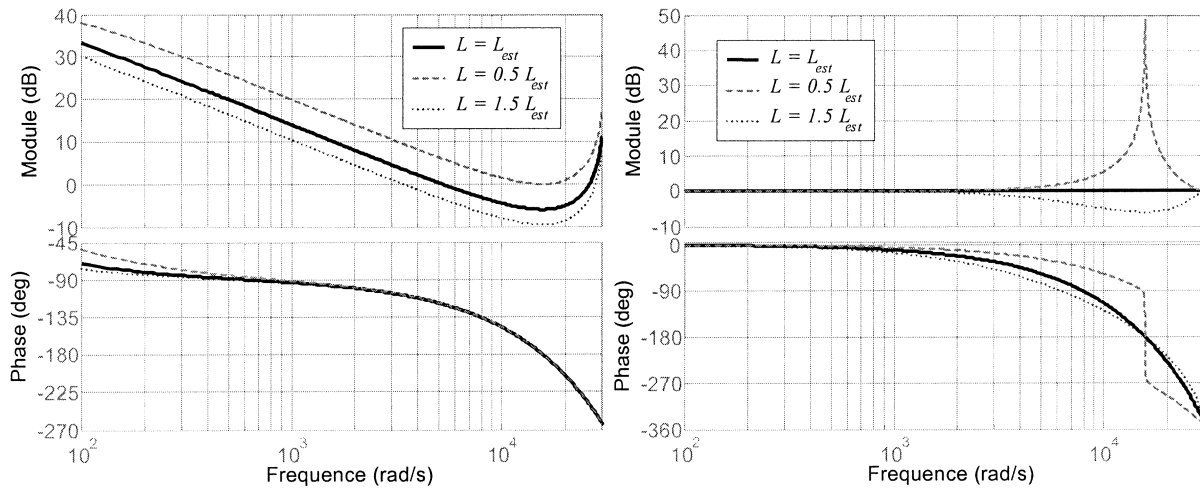


Figure 4-55. Effet des erreurs d'estimation de la valeur de l'inductance sur les réponses fréquentielles BO et BF.

Par exemple la figure 4-56 montre l'erreur de poursuite temporelle et fréquentielle (en régime permanent) face à la consigne de l'équation 4.32 lorsqu'il y a une erreur d'estimation de la valeur d'inductance de $\pm 25\%$ (en supposant une compensation parfaite du retard de la sortie).

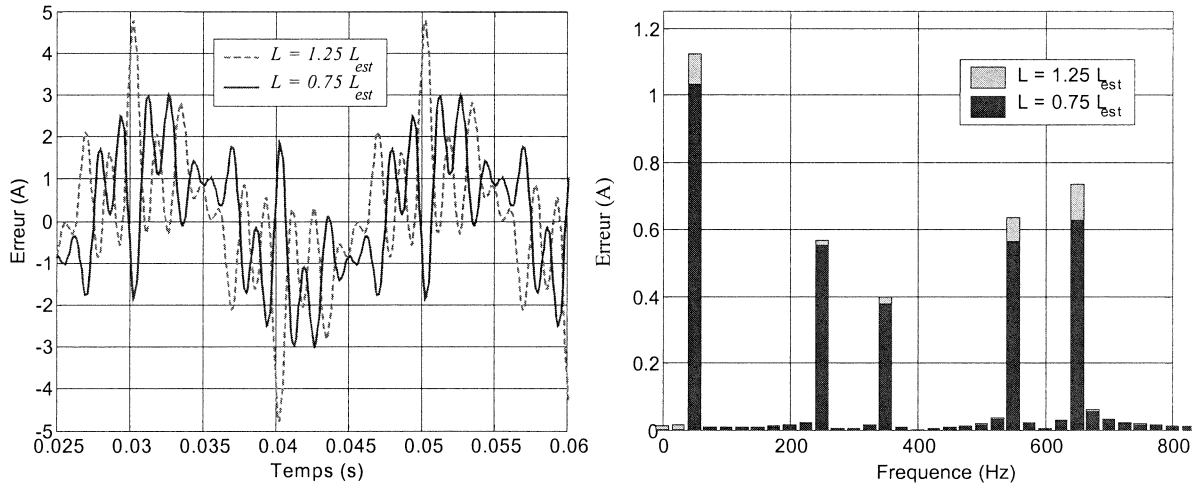


Figure 4-56. Erreur temporelle et fréquentielle du système face à la consigne type (équation 4.32) avec une erreur d'estimation de la valeur d'inductance de $\pm 25\%$.

Par contre, l'erreur d'estimation de la valeur de **la résistance n'a pas une influence significative** sur la réponse du système à haute fréquence, et donc son influence sur la stabilité du système est très limitée. Ainsi, le système peut être difficilement rendu instable du fait d'erreurs d'estimation de la résistance. De plus l'influence de ces erreurs sur la précision est aussi très limitée (avec des erreurs maximums d'autour de 0.035dB pour une variation de $\pm 50\%$).

Les analyses montrent que **le système a une capacité de réjection des perturbations basse fréquence améliorable** (voir figure ci-dessous) et que les erreurs d'estimation ont une influence très réduite sur cette capacité (voir annexe). Cependant, on peut améliorer ces performances par la méthode de réalimentation de tension extrapolée de l'équation 4.35 et ainsi obtenir une meilleure capacité de réjection.

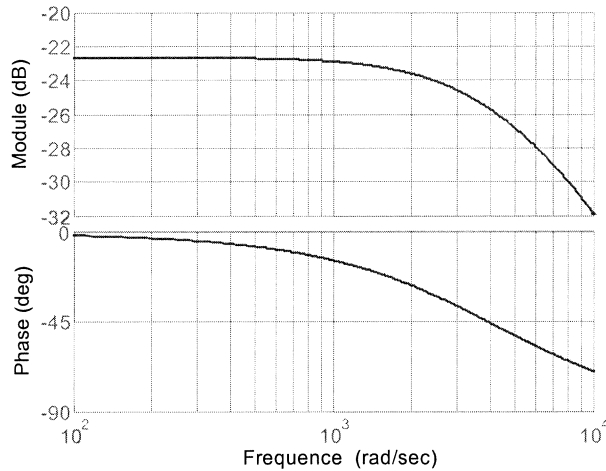


Figure 4-57. Réponse fréquentielle du système par rapport à la perturbation (correcteur pile du 1^{er} ordre).

Une autre possibilité de régler les pôles boucle fermée du système est offerte par « **l'imposition de la fonction de transfert en boucle fermée** » [DE-01]. Dans cette méthode, on calcule directement le correcteur qui permettra l'obtention de la fonction de transfert souhaitée en boucle fermée.

$$H_1(z) = \frac{b}{z(z-a)} \quad (4.51)$$

$$C(z) = \frac{S(z)}{R(z)} \quad (4.52)$$

$$H_{BF} = \frac{H_1(z)C(z)}{1 + H_1(z)C(z)} = \frac{1}{z^2} \quad (4.53)$$

Le correcteur sera donc :

$$C(z) = \frac{1}{z^2 - 1} \frac{1}{H_1(z)} = \frac{z(z-a)}{z^2 - 1} \frac{1}{b} \quad (4.54)$$

Le correcteur obtenu est du 2^{ème} ordre et il est basé sur le principe de compensation du pôle du système. Ainsi, si les paramètres du correcteur sont exacts, le système boucle ouverte sera un intégrateur double :

$$H_{BO} = \frac{1}{z^2 - 1} \quad (4.55)$$

La figure 4-58 montre les réponses fréquentielles en boucle ouverte et fermée du système présenté au tableau 4-2 contrôlé avec le *correcteur pile de fonction de transfert imposée* ($T_s = 100\mu s$). Même si le correcteur utilisé est différent, les réponses fréquentielles sont presque identiques à celles obtenues avec le correcteur du premier ordre. Ainsi, la bande passante boucle ouverte du système est de 5200 rad/s et sa marge de phase de 60°.

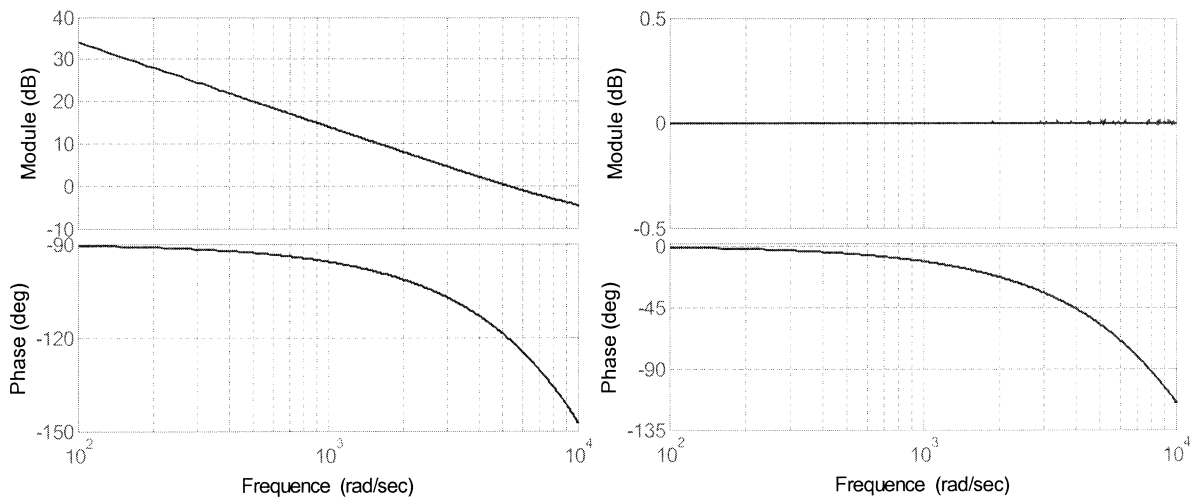


Figure 4-58. Réponse fréquentielle (BO et BF) du système avec le correcteur de fonction de transfert imposée.

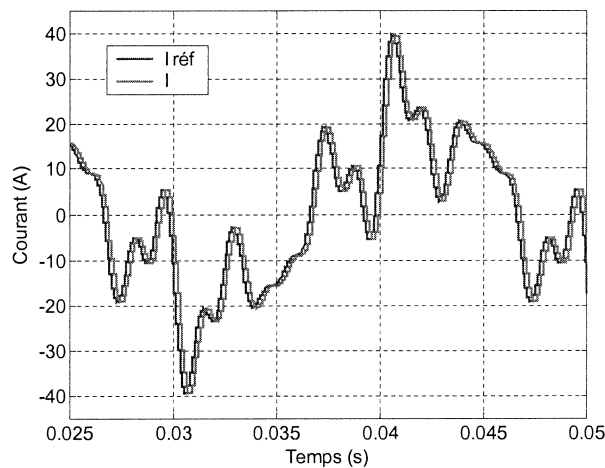


Figure 4-59. Réponse temporelle obtenue avec le correcteur à fonction de transfert imposée.

La figure 4-59 montre la réponse temporelle du système face à la consigne de l'équation 4.32. On observe que la sortie suit la consigne comme prévu, c'est-à-dire avec un retard égal à deux périodes d'échantillonnage ($200\mu s$).

L'analyse de robustesse⁸ réalisée sur ce correcteur fournit des résultats très similaires à ceux obtenus avec le correcteur de premier ordre, tant du point de vue de la stabilité comme de la performance. Ainsi **la sous-estimation de la valeur d'inductance n'a pas d'effets significatifs sur la stabilité** du système. En ce qui concerne la surestimation, le système peut supporter des erreurs **jusqu'à 50%** sans perte de stabilité. Concernant la précision du système, les erreurs en régime permanent sont similaires à celles produites dans le cas du correcteur de premier ordre tant pour les erreurs d'estimation de l'inductance comme pour les erreurs sur la valeur de la résistance.

Finalement, les analyses montrent que le système a **une capacité de réjection des perturbations basse fréquence améliorable** (voir figure ci-dessous). Comme énoncé pour le correcteur de premier ordre, on peut améliorer ces performances par la méthode de réalimentation de tension extrapolée de l'équation 4.35 et ainsi obtenir une meilleure capacité de réjection.

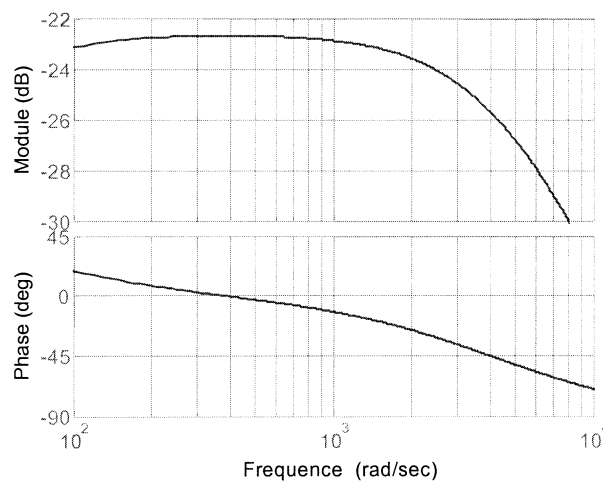


Figure 4-60. Réponse fréquentielle du système par rapport à la perturbation (fonction de transfert imposée).

⁸ Les principaux résultats de l'étude de robustesse sont présentés dans l'annexe (figures A.6.1 et A.6.2).

4.5.2.2 Techniques de réglage en équations aux différences

Ces techniques consistent en un développement direct des algorithmes de commande sous forme d'équations aux différences. On réalise des opérations entre les signaux échantillonnés du système correspondant à une même période ou à des périodes différentes. Le résultat est une réponse pile du système en forme de double retard.

En général toute implémentation numérique sera réalisée sous forme d'équations aux différences extraites à partir des expressions en z . On propose deux types de réglage aux différences : le réglage par modèle inverse et le réglage prédictif.

a) Réglage Modèle Inverse : Cet algorithme est analogue à celui utilisé en continu. Il consiste à inverser la fonction de transfert du système de façon à calculer l'entrée qu'il faut appliquer au système pour obtenir la sortie souhaitée. L'équation ci-dessous détermine le courant futur en fonction de la tension actuelle (à partir de la fonction de transfert en z) :

$$i(z)z = \frac{bz^{-1}}{1-az^{-1}}(v(z) - e(z)) \quad (4.56)$$

En forme d'équations aux différences :

$$i(k+1) = ai(k) + b(v(k) - e(k)) \quad (4.57)$$

On peut tourner cette équation (modèle inverse) pour calculer à l'instant (k) la tension qu'il faut appliquer au pas d'échantillonnage suivant ($k+1$) pour avoir le courant désiré deux échantillons plus tard ($k+2$) :

$$v(k+1) = \frac{i(k+2) - ai(k+1)}{b} + e_{moy}(k+1) \quad (4.58)$$

Avec :

$$e_{moy}(k+1) = \frac{e(k+2) + e(k+1)}{2} = \frac{5e(k) - 3e(k-1)}{2} \quad (4.59)$$

Donc si l'on veut que le système se comporte comme un retard double :

$$i(k+2) = i_{ref}(k) \quad (4.60)$$

$$i(k+1) = ai(k) + b(v(k) - e(k)) \quad (4.61)$$

Dans certaines applications où la dynamique de courant n'est pas très élevée, on pourra essayer d'estimer la référence suivante par extrapolation linéaire pour ainsi réduire le retard du système :

$$i(k+2) = i_{ref}(k+2) \approx 3i_{ref}(k) - 2i_{ref}(k-1) \quad (4.62)$$

Cette méthode n'est valide que pour des applications où l'on a une référence de courant sinusoïdale et ne peut être utilisée dans l'application filtrage actif d'harmoniques.

Si on exprime la commande inverse développée en z , on retrouve le système de commande suivant :

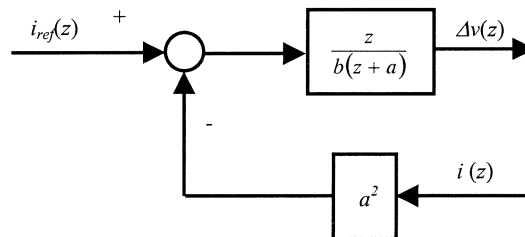


Figure 4-61. Schéma-bloc du correcteur réglé avec la méthode du modèle inverse.

Ce changement de forme de la commande (de l'espace d'état à la forme en z) permet de comparer ce correcteur avec ceux réglés précédemment. Ainsi, on observe que ce correcteur est identique à celui du premier ordre obtenu par réglage de pôles (équations 4.47 et 4.50). De ce fait, on observe que dans ce cas particulier en partant d'une même contrainte (la réponse pile en forme de double de retard), on arrive au même correcteur en utilisant une méthode différente de réglage et de démarche.

b) *Réglage Prédictif*: la base de cet algorithme est l'approximation de la dérivée continue par l'expression suivante [HO-96] :

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(kT_s) - x((k-1)T_s)}{T_s} \quad (4.63)$$

La condition pour que cette approximation soit acceptable est que la période d'échantillonnage soit suffisamment petite par rapport aux constantes de temps des grandeurs du système. Appliquée au cas de l'onduleur de tension raccordé au réseau et en négligeant le terme résistif, on obtient :

$$\Delta v(t) = v(t) - e(t) \approx L \frac{di}{dt} \rightarrow \Delta v(k) = L \frac{\Delta i(k)}{\Delta t} = L \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (4.64)$$

De ce fait, on peut calculer la tension à appliquer à l'instant d'échantillonnage suivant ($k+1$) en tenant compte de l'effet de la tension du réseau à ce même instant ($k+1$) :

$$v(k+1) = L \frac{i(k+2) - i(k+1)}{T_s} + e_{moy}(k+1) \quad (4.65)$$

Si l'on admet un décalage de deux pas d'échantillonnage entre la référence et la sortie, on aura les expressions suivantes :

$$i(k+2) = i_{ref}(k) \quad (4.66)$$

$$i(k+1) = i(k) + \frac{T_s}{L} (v(k) - e_{moy}(k)) \quad (4.67)$$

Ce modèle, venant du fait que l'on néglige le terme résistif, présente une erreur de poursuite sur le module qui sera d'autant plus négligeable que la valeur de la résistance est faible.

On peut exprimer la commande développée en z pour analyser ses caractéristiques :

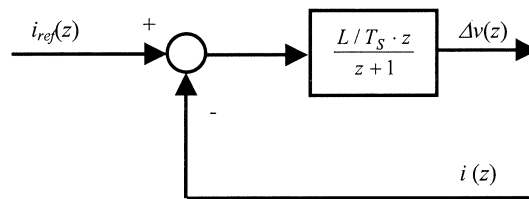


Figure 4-62. Schéma-bloc du correcteur prédictif.

La figure 4-63 montre les réponses fréquentielles en boucles ouverte et fermée du système présenté dans le tableau 4-2 contrôlé avec le *correcteur prédictif*. On constate qu'elles sont presque identiques à celles obtenues avec les correcteurs précédents (bande passante de 5200 rad/s et marge de phase de 60°) mais que dans ce cas-là il existe une erreur de gain en boucle fermée conséquence d'une résistance supposée nulle.

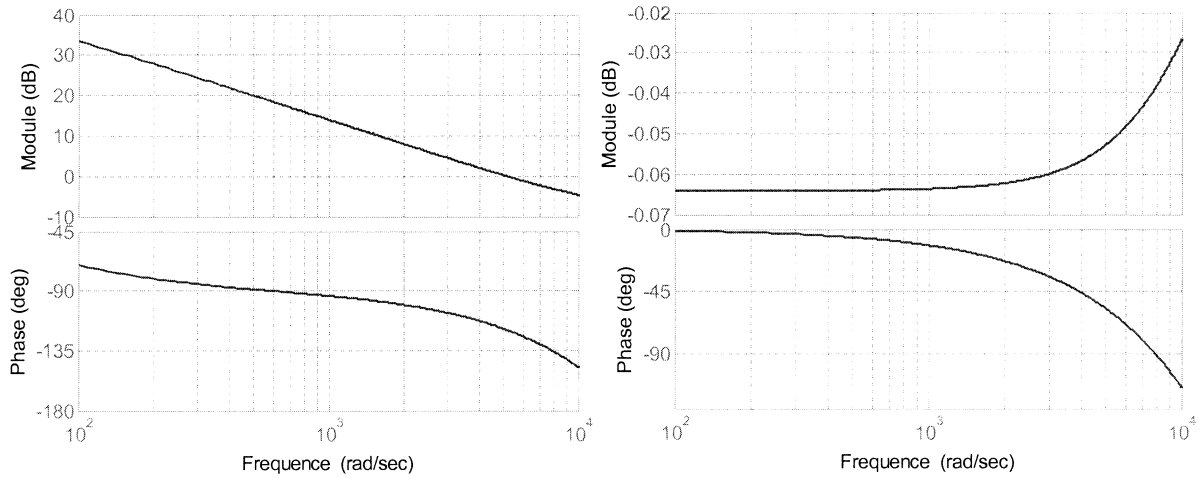


Figure 4-63. Réponse fréquentielle (BO et BF) du système avec le correcteur prédictif.

L'effet d'avoir négligé la résistance est aussi visible sur l'erreur de poursuite de la consigne. Par exemple, la figure 4-64 présente la forme d'onde du courant et de sa référence (à gauche) et celle de l'erreur de poursuite (à droite) en supposant une compensation du retard parfaite face à la consigne type (équation 4.32). On peut observer que l'erreur est négligeable (à droite) et les deux courbes de gauches sont visiblement confondues.

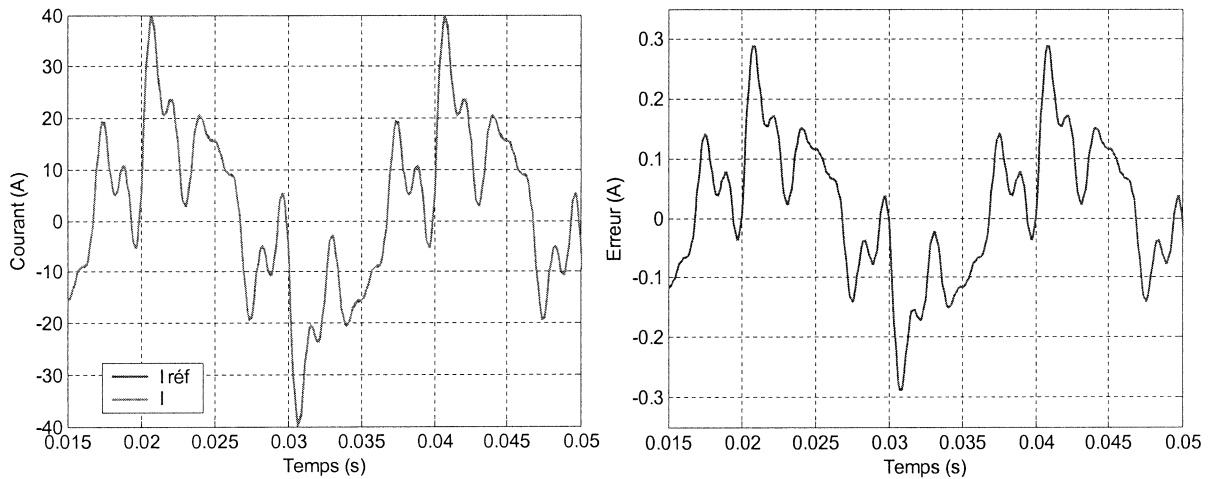


Figure 4-64. Courant de phase et sa consigne (à gauche) et l'erreur de poursuite (à droite).

Cette erreur, bien que négligeable, s'explique par un gain en boucle fermée inférieur au nécessaire (voir figure 4-63). On constate que le gain en boucle fermée proche de 0dB, est plus ou moins constant pour une bonne partie de la plage de la bande passante. Par conséquent, l'erreur de poursuite peut être minimisée en introduisant un gain ajustable qui multiplie la consigne et qui compense le manque de gain du système (voir figure 4-65). Ce gain peut être ajusté en temps réel de façon à compenser les erreurs de gain du système provoquées par la variation de la valeur de la résistance.

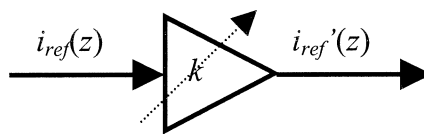


Figure 4-65. Gain ajustable de multiplication de la consigne.

On peut constater la justesse de l'approche préconisée dans la figure 4-66, la réduction de l'erreur est significative lorsqu'on introduit un gain de 1.0073 qui multiplie la consigne.

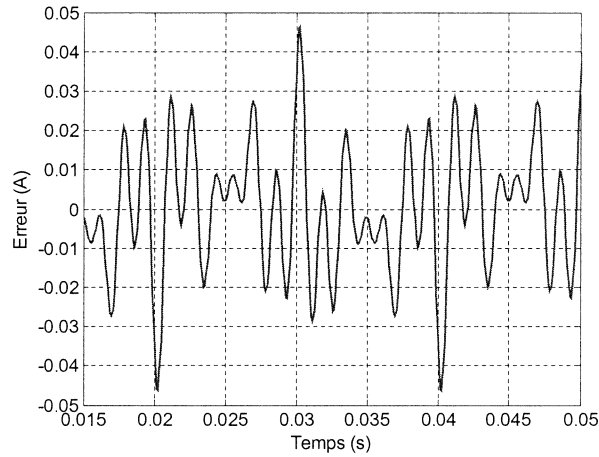


Figure 4-66. Erreur de poursuite de la consigne avec le gain de compensation.

L'analyse de robustesse⁹ réalisée sur ce correcteur fournit des **résultats très similaires à ceux obtenus que cela soit avec le correcteur de premier ordre qu'avec celui obtenu par fonction de transfert imposée**, tant du point de vue de la stabilité comme de la précision.

L'erreur produite par le fait de négliger la résistance du système, augmentera d'autant que l'on s'éloignera de cette hypothèse. Cette erreur peut être minimisée en introduisant un gain variable de multiplication de la consigne.

Finalement, les analyses montrent que le système a **une capacité de réjection des perturbations basse fréquence améliorable** (voir figure ci-dessous). Comme énoncé pour le correcteur du premier ordre, on peut améliorer ces performances par la méthode de réalimentation de tension extrapolée de l'équation 4.35 et ainsi obtenir une meilleure capacité de réjection.

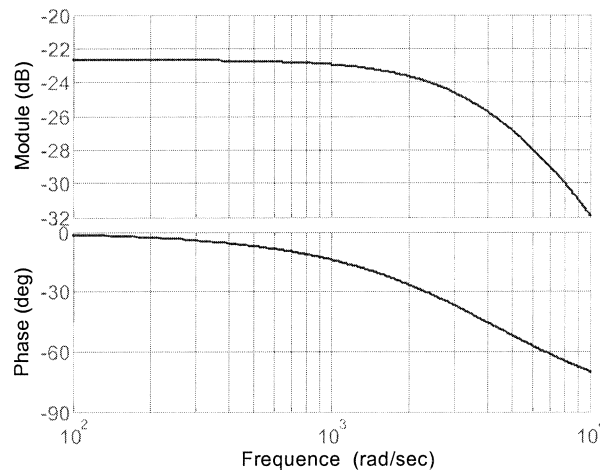


Figure 4-67. Réponse fréquentielle du système par rapport à la perturbation (correcteur prédictif).

⁹ Les principaux résultats de l'étude de robustesse sont présentés dans l'annexe (figures A.7.1 et A.7.2).

4.5.2.3 Techniques de compensation du retard

Les techniques de réglage pile permettent une réponse parfaite à un retard près (si la connaissance des paramètres est suffisamment précise). Ce retard peut être inacceptable dans les applications où il est nécessaire de contrôler des grandeurs de fréquence élevée (comme c'est le cas du filtrage actif des harmoniques). Par exemple, la figure ci-dessous montre l'erreur de poursuite (en temps à gauche et en fréquence à droite) dérivée du double retard introduit par le correcteur pile du 1^{er} ordre, calculée à partir de la figure 4-52. On constate que l'erreur est loin d'être négligeable.

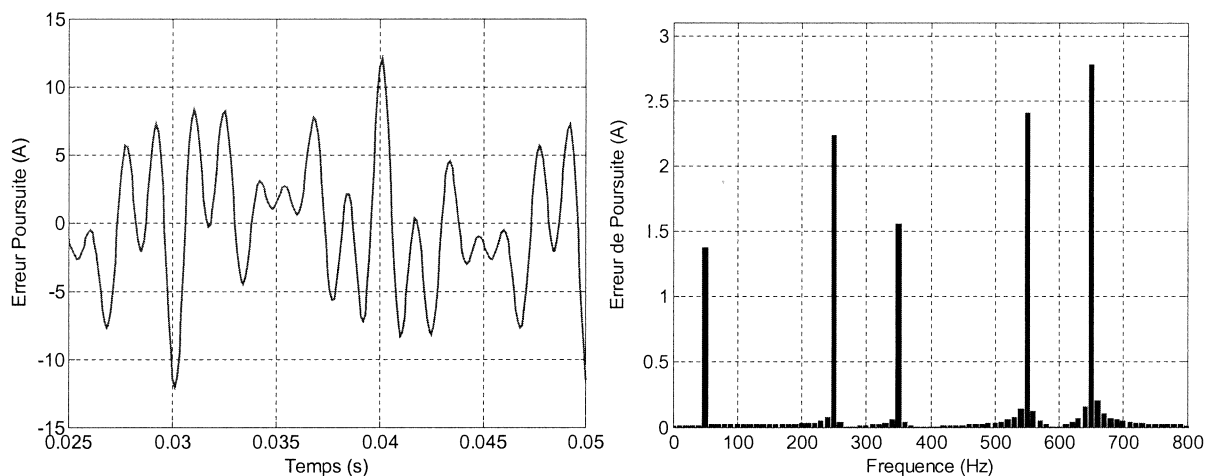


Figure 4-68. Erreur temporelle (gauche) et fréquentielle (droite) provoquée par le double retard lors de la poursuite de la consigne type.

Du fait que la valeur de ce retard est bien connue (deux périodes d'échantillonnage), on peut essayer de le compenser par la réalisation d'une prédiction de la consigne. Les performances de la technique classique d'*extrapolation linéaire* (voir équation 4.32) utilisée souvent pour la prédiction des signaux à 50Hz [HO-96] se détériorent rapidement au fur et à mesure que la fréquence du signal augmente (voir figure 4-35 à droite).

Ainsi, dans le cadre de cette thèse on a étudié deux techniques de prédiction de la consigne :

- La prédiction par périodicité.
- La prédiction résonante.

a) *Prédiction de la consigne par périodicité [BJ-99] :*

En régime stationnaire, si l'on suppose que le signal de référence est périodique, on peut réaliser une prédiction de la consigne à partir des valeurs passées stockées en mémoire (voir figure 4-69). Il suffit de stocker une demi-période du fondamental de la consigne et ce, grâce à la symétrie des signaux sinusoïdaux. Il faut noter que cette méthode de compensation consiste réellement à décaler la consigne de presque une demi-période, et donc pendant le régime transitoire ou dans des systèmes où la consigne varie fréquemment, on aura une erreur de poursuite importante.

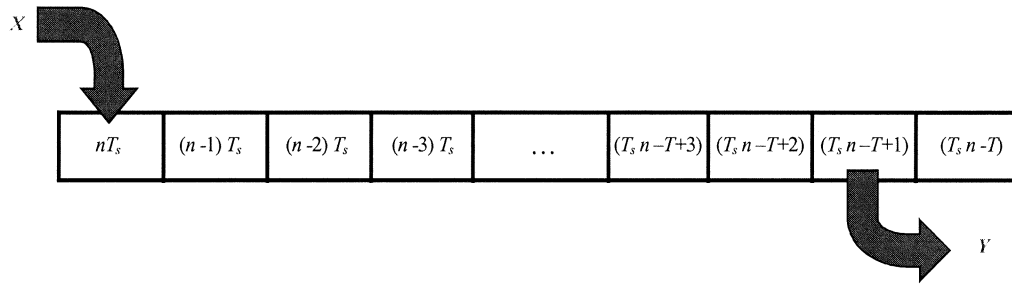


Figure 4-69. Schéma-bloc de la prédiction par périodicité.

La figure 4-70 montre la prédiction de deux pas d'échantillonnage réalisée avec cette méthode face à la consigne type utilisée tout au long de ce chapitre (équation 4.32). On voit bien qu'après un transitoire qui dure une demi-période fondamentale, l'erreur est nulle (à droite).

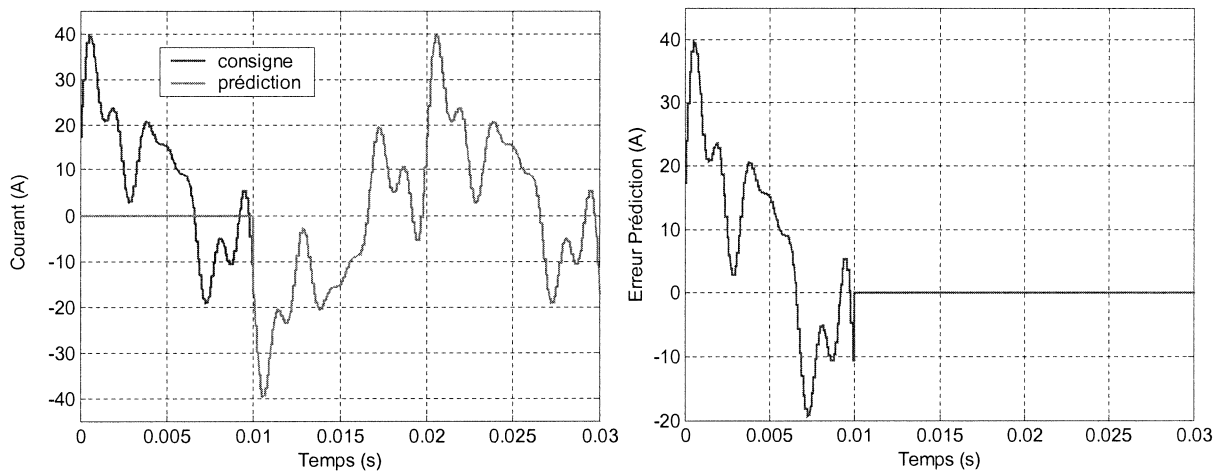


Figure 4-70. Erreur produite lors de la prédiction d'un signal par la technique de périodicité.

Par conséquent, la méthode permet une prédiction parfaite en régime établi, tandis qu'elle a un retard de réponse d'une demi-période fondamentale. De plus, cette méthode ne nécessite pas une connaissance du spectre du signal poursuivi, pourvu qu'il soit périodique.

b) Prédiction résonante [SI-97] :

Une autre possibilité est la prédiction par intégrateurs généralisés. Grâce à ses propriétés, l'intégrateur généralisé est capable d'annuler complètement l'erreur de poursuite d'un signal sinusoïdal, y compris le déphasage. Donc on peut construire une boucle de prédiction dans laquelle on retarde la sortie du temps de prédiction souhaité de façon à provoquer l'annulation de l'erreur (voir figure 4-71).

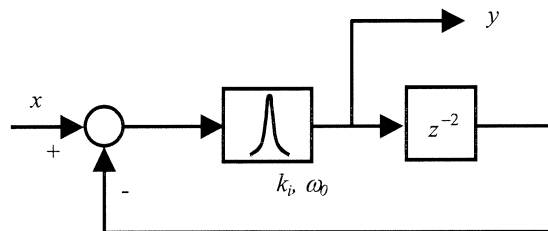


Figure 4-71. Prédiction d'un signal par intégrateur généralisé (deux périodes d'échantillonnage).

Ainsi, pour chaque composante harmonique du signal dont on veut prédire l'évolution, il faudra ajouter un intégrateur généralisé. Le schéma de la figure 4-72 montre la structure nécessaire pour implémenter la prédiction d'un signal composé de plusieurs harmoniques. Bien évidemment, cette technique ne pourra être utilisée que lorsque les fréquences composant la consigne sont connues.

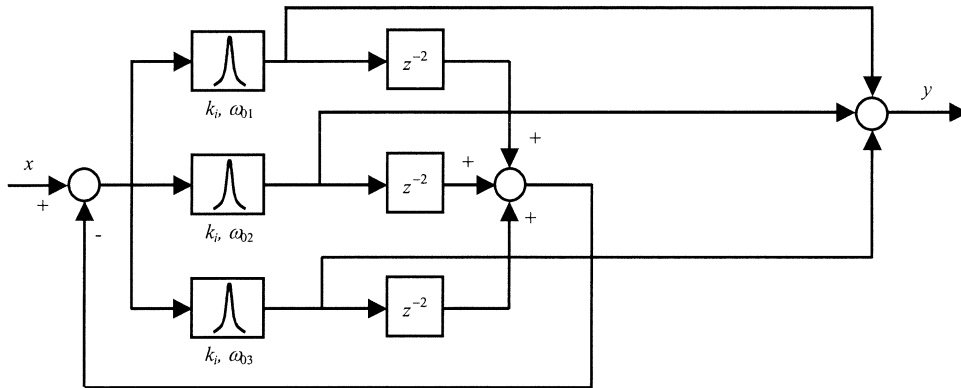


Figure 4-72. Structure de prédiction résonante d'un signal composé de plusieurs harmoniques.

La figure 4-73 de son côté, présente l'erreur de prédiction (droite) et la sortie du prédicteur pour la consigne type ($k_i = 240$). On voit bien qu'après un transitoire qui dure à peu près une période du fondamental, l'erreur s'annule aussi. Il faut aussi remarquer que dans ce cas-là la sortie du prédicteur n'est nulle pendant le transitoire, et de ce fait l'erreur de poursuite devient négligeable après quelques millisecondes avant de s'annuler en régime permanent.

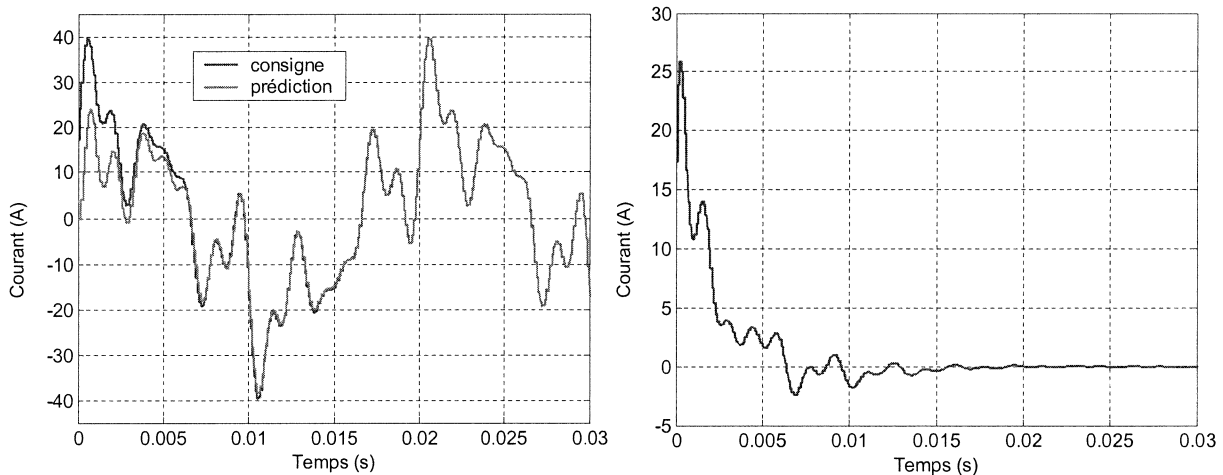


Figure 4-73. Réponse d'une prédiction résonante d'un signal composé de plusieurs harmoniques.

La dynamique de cette méthode dépend du réglage des correcteurs. Toutefois, elle ne peut pas être très élevée due à l'interaction entre les différents correcteurs du fait d'un manque de sélectivité.

On pourrait envisager une réduction de la puissance de calcul dans le cas d'un signal triphasé en utilisant une structure hybride en repère tournant (identique à la solution hybride utilisée dans l'application de contrôle du courant). Ainsi la performance serait identique à celle obtenue en repère fixe mais le nombre d'opérations à réaliser serait très inférieur. Par exemple, au lieu d'utiliser 15 correcteurs généralisés pour réaliser la prédiction sur un signal composé du fondamental et les premières 4 harmoniques impaires (non multiples de 3), on aurait besoin tout simplement de 3 PI et 4 intégrateurs généralisés sur un repère tournant.

4.5.2.4 Conclusions sur les correcteurs à réponse pile

Les techniques de réglage pile permettent une réponse parfaite à un retard près si la connaissance des paramètres est suffisamment précise. Ce retard peut être compensé presque parfaitement en régime permanent en utilisant des techniques de prédiction de la consigne.

Le grand avantage de ce type de commande est sa **simplicité** du fait qu'elle met à contribution des correcteurs d'ordre relativement réduit, travaillant en repère fixe, et capables de corriger des signaux dans une large bande de fréquence, ce qui est très intéressant pour une application de type filtrage actif. De plus ils présentent une **très bonne dynamique**, seulement limitée par le système de prédiction de la consigne.

Le point faible des correcteurs piles est la **nécessité d'une connaissance relativement précise des valeurs des paramètres du système**, car leur comportement tant du point de vue de la stabilité comme de la précision dépend fortement de l'exactitude des paramètres utilisés dans le correcteur. Ainsi, ils sont relativement robustes du point de vue de la stabilité ($\pm 50\%$ de la valeur d'inductance), mais la précision peut être très dégradée si les erreurs d'estimation de la valeur de l'inductance sont importantes.

En ce qui concerne la **capacité de réjection des perturbations provenant du réseau**, bien qu'acceptable, elle est améliorable par la méthode de réalimentation de tension extrapolée de l'équation 4.35.

4.5.3 Conclusions sur les techniques de commande en courant de l'onduleur de tension

Du fait de la nécessité de combiner plusieurs correcteurs en parallèle ou en série pour annuler l'erreur permanente des signaux composés de diverses fréquences, on a montré que les *correcteurs piles* sont **plus simples** que les *correcteurs basés sur des intégrateurs*. De plus pour garantir l'erreur permanente nulle, les correcteurs basés sur les intégrateurs doivent travailler en repères tournants (dans le cas des correcteurs PI) ou bien travailler en repère fixe avec des correcteurs de deuxième ordre (intégrateurs généralisés), ce qui rend plus complexe la commande. Ainsi, la solution optimale basée sur intégrateurs (pour l'application de filtrage actif) consiste à utiliser la proposition hybride proposée dans le cadre de cette thèse.

Le grand avantage des correcteurs basés sur des intégrateurs est qu'ils **garantissent une erreur nulle aux fréquences considérées** sur toute la plage de stabilité, tandis que la précision des correcteurs piles dépend énormément de l'exactitude des paramètres utilisés. Du point de vue de la stabilité, on a constaté que la robustesse des deux types de correcteurs est similaire.

Finalement, les correcteurs piles présentent une dynamique plus élevée que ceux basés sur les intégrateurs. Néanmoins cette dynamique est limitée par la nécessité d'utiliser un système de prédiction de la consigne.

CHAPITRE 5 : MODÉLISATION ET COMMANDE EN TENSION DE L'ONDULEUR DE TENSION MUNI D'UN FILTRE LC

Les systèmes à commutation forcée de type onduleur de tension avec commande rapprochée de type MLI ou autres vectorielles et modes glissants génèrent des harmoniques dits de découpage. L'effet de ces harmoniques est masqué dans beaucoup de travaux du fait que le réseau auquel le convertisseur est raccordé est supposé parfait. Ce n'est évidemment pas le cas dans la réalité où un raccordement direct peut conduire à des disfonctionnements majeurs. Afin d'éliminer ces harmoniques de découpage on insère un filtre entre le convertisseur et le réseau dans la plupart de compensateurs de tension. Un filtre passe bas permet de réaliser cet objectif.

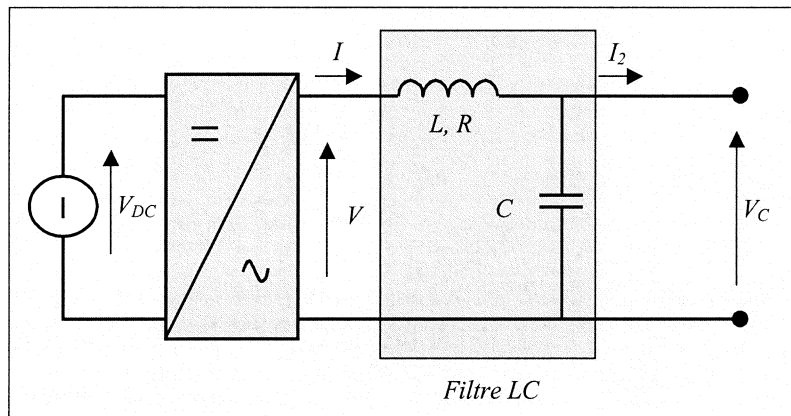


Figure 5-1. Schéma équivalent monophasé d'un onduleur de tension muni d'un filtre LC.

Toutefois, le comportement du filtre pour les fréquences comprises dans sa bande passante est loin d'être parfait, essentiellement dû aux chutes de tension produites dans le filtre par le courant de sortie. La nécessité d'avoir une tension précise en sortie amène à étudier de manière approfondie la commande. C'est l'objet du présent chapitre. La figure 5-1 représente, en équivalent monophasé, l'onduleur muni de son filtre de raccordement.

5.1 Modélisation de l'onduleur de tension muni de son filtre LC

Le modèle monophasé du filtre LC est :

$$\frac{dx}{dt} = Ax(t) + B_1 \cdot V(t) + B_2 \cdot I_2(t) \quad (5.1)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dI}{dt} \\ \frac{dV_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot I_2 \quad (5.2)$$

L'entrée du système est la tension de l'onduleur (V), la sortie est la tension du condensateur (V_C) tandis que le courant de sortie (I_2) se comporte comme une perturbation (du fait de la chute de tension qu'il produit dans l'inductance et de son contenu harmonique). La fonction de transfert du système est :

$$V_C(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \cdot V(s) - \frac{Ls + R}{LCs^2 + RCs + 1} \cdot I_2(s) \quad (5.3)$$

Et le schéma-bloc représentatif des équations ci-dessus est donné par la figure (5-2) :

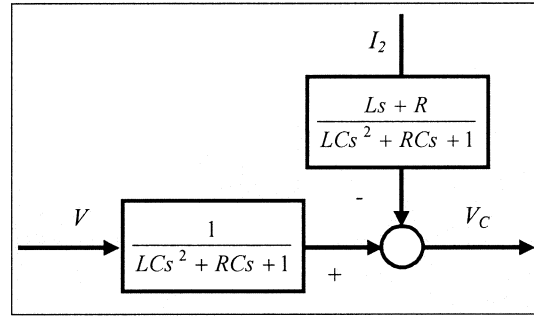


Figure 5-2. Schéma-bloc représentatif du filtre LC.

On peut aussi écrire les équations du système triphasé dans un repère fixe :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_\alpha}{dt} \\ \frac{dI_\beta}{dt} \\ \frac{dV_{C\alpha}}{dt} \\ \frac{dV_{C\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ V_{C\alpha} \\ V_{C\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ I_{2\alpha} \\ I_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Et dans un repère tournant :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{dV_{Cd}}{dt} \\ \frac{dV_{Cq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ V_{Cd} \\ V_{Cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ I_{2d} \\ I_{2q} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

5.1.1 Fonction de transfert échantillonnée par rapport à la consigne

La fonction de transfert du filtre par rapport à la consigne peut être discrétisée en supposant que l'on utilise un bloqueur d'ordre zéro :

$$\frac{V_C(s)}{V(s)} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad \longrightarrow \quad \frac{V_C(z)}{V(z)} = \frac{az + b}{z^2 + cz + d} \quad (5.6)$$

Si l'on suppose que le retard de calcul est d'une période d'échantillonnage, le retard total du système discret sera (en tenant compte aussi du retard du bloqueur d'ordre zéro) :

$$\Delta\varphi = \frac{3}{2}\omega \cdot T_s \cdot \frac{180}{\pi} \quad (5.7)$$

La figure 5-3 montre la réponse fréquentielle de la fonction de transfert échantillonnée ($T_s = 200\mu s$) et continue d'un filtre dont caractéristiques sont¹⁰ : $C = 70\mu F$ et $L = 360\mu H$. On constate la remarquable différence de phase entre les deux fonctions de transfert.

¹⁰ Dans tous les calculs de ce chapitre on a supposé une résistance de 0.5Ω pour l'inductance.

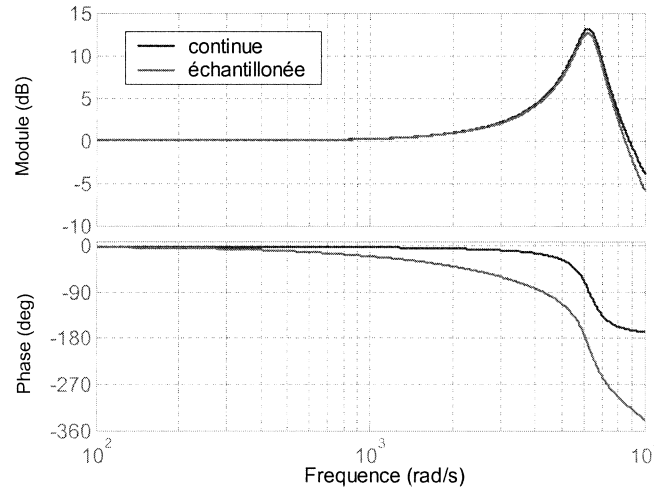


Figure 5-3. Fonction de transfert échantillonnée par rapport à la consigne (continue et discrète).

5.1.2 Fonction de transfert échantillonnée par rapport à la perturbation

Le calcul de la fonction de transfert par rapport à la perturbation diffère de celui de la fonction de transfert par rapport à la consigne. Il faut noter que la perturbation est par nature un phénomène continu et on ne peut donc échantillonner que son effet sur le système.

Pour réaliser cela, on a discrétisé la fonction de transfert en utilisant une fonction basée sur l'interpolation linéaire (au lieu d'utiliser un bloqueur d'ordre zéro) pour ainsi éviter d'introduire de retards d'échantillonnage dans la fonction de transfert par rapport à la perturbation :

$$\frac{V_C(s)}{I_2(s)} = \frac{Ls + R}{LCs^2 + RCs + 1} \quad \longrightarrow \quad \frac{V_C(z)}{I_2(z)} = \frac{ez^2 + fz + g}{z^2 + cz + d} \quad (5.8)$$

Dans la figure suivante, on voit bien que dans le cas de la fonction de transfert par rapport à la perturbation, la différence entre le modèle continu et échantillonné est presque négligeable ($T_s = 200\mu s$, $C = 70\mu F$ et $L = 360\mu H$).

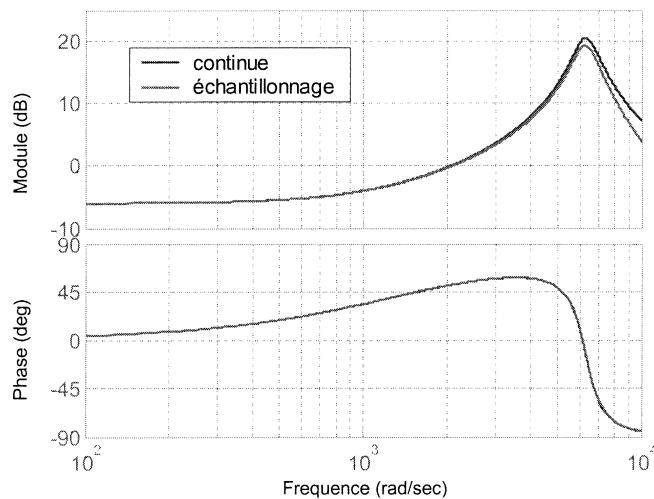
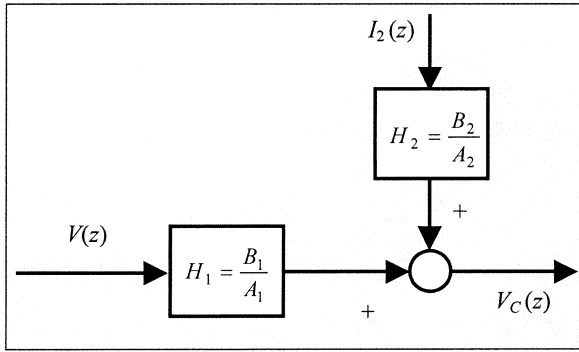


Figure 5-4. Fonction de transfert échantillonnée par rapport à la perturbation (continue et discrète).

Ainsi le système global pourra être décrit par :



Où :

$$H_1(z) = \frac{B_1}{A_1} = \frac{az + b}{z^2 + cz + d} \quad (5.9)$$

$$H_2(z) = \frac{B_2}{A_2} = \frac{ez^2 + fz + g}{z^2 + cz + d} \quad (5.10)$$

Figure 5-5. Modèle total échantillonné de l'onduleur de tension raccordé avec filtre LC.

5.2 Influence du filtre LC

Le filtre LC élimine les harmoniques de découpage presque parfaitement et son comportement est quasiment idéal lorsqu'on travail à vide (courant de sortie nul) et avec de signaux de fréquences voisines de la fréquence fondamentale. Ainsi la figure 5-6 montre la tension de consigne et de sortie du filtre (à gauche) ainsi que le spectre de l'erreur de poursuite (à droite) pour un onduleur qui travaille à vide, à une fréquence de découpage de 10kHz et avec une consigne de 179V d'amplitude (50 Hz). Les caractéristiques du filtre utilisé sont : $C = 70\mu F$ et $L = 360\mu H$. On constate que l'erreur est négligeable (1.14%) et que les harmoniques de découpage sont presque complètement éliminés.

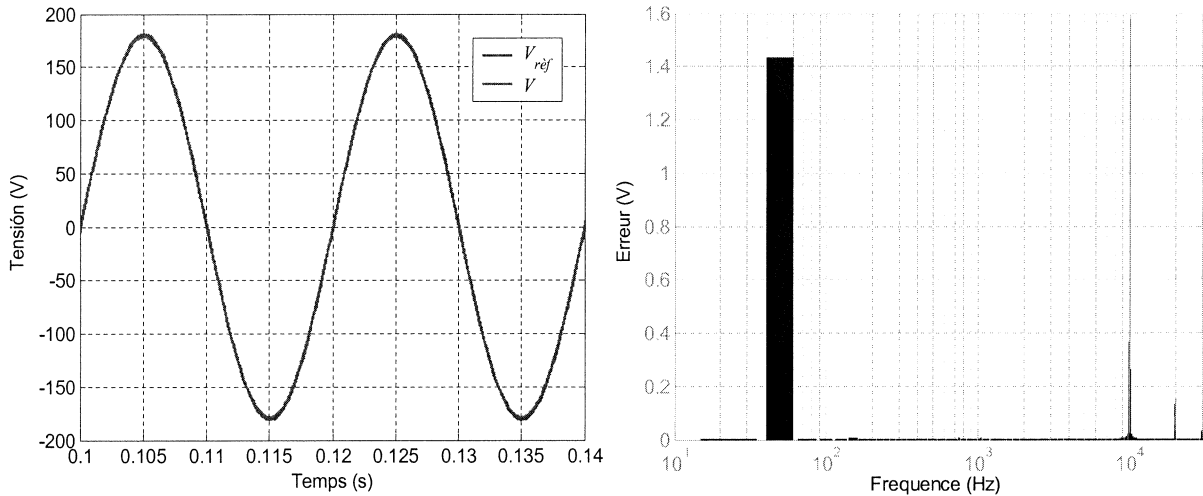


Figure 5-6. Tension de consigne et de sortie (à gauche) et le spectre de l'erreur (à droite) (50Hz – à vide).

Néanmoins le courant de charge provoque de chutes de tension dans le filtre et par conséquent un écart plus important entre la consigne et la tension de sortie. La figure ci-dessous montre la tension de consigne et de sortie du filtre (à gauche) ainsi que le spectre de l'erreur de poursuite (à droite) pour l'onduleur présenté ci-dessus mais cette fois-ci en charge (15A). On remarque que l'allure de la tension de sortie est bien sinusoïdale mais que l'amplitude de l'erreur deviens plus significative dans ce cas-là (5.8%).

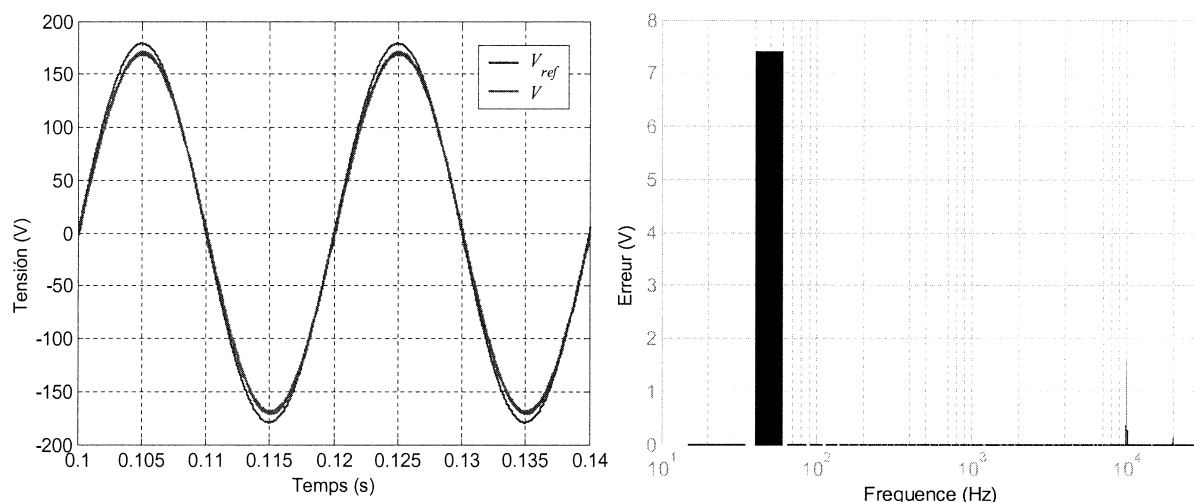


Figure 5-7. Tension de consigne et de sortie (à gauche) et le spectre de l'erreur (à droite) (50Hz – courant de charge 15A).

De plus, il ne faut pas perdre de vue que l'onduleur est souvent amené à opérer sous environnement perturbé, généralement riche en harmoniques : c'est le cas notamment d'un onduleur de tension intégré dans un filtre actif série de puissance. Le filtre actif se comportera alors comme un générateur de tensions harmoniques et est lui-même perturbé par le courant fourni à la charge qui peut être non-linéaire (figure 5-8).

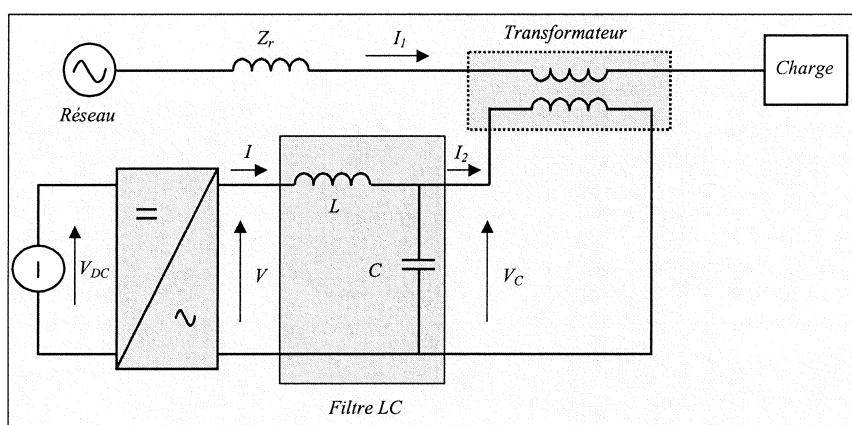


Figure 5-8. Schéma équivalent monophasé du compensateur série.

De ce fait, le comportement du système onduleur de tension plus filtre LC face aux signaux harmoniques (de consigne comme de perturbation) est loin d'être idéal. La figure 5-9 montre par exemple la compensation d'un creux de tension monophasé en présence d'un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire. Les conditions de l'essai sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Technique d'identification	Méthode de la poursuite de phase
Caractéristiques du filtre LC	$C = 70\mu F$ et $L = 360\mu H$
Commande	MLI à 10 kHz, $T_s = 200\mu s$ – sans compensation des chutes
Tension réseau	311V-50Hz, 20V-250Hz, 20V-350Hz
Caractéristiques du creux de tension	Monophasé – 50% de profondeur
Courant de charge	20A-50Hz, 10A-250Hz, 5A-350Hz

Tableau 5-1. Résumé des conditions de l'essai de compensation des creux et harmoniques de tension sans correction des chutes de tension dans le filtre.

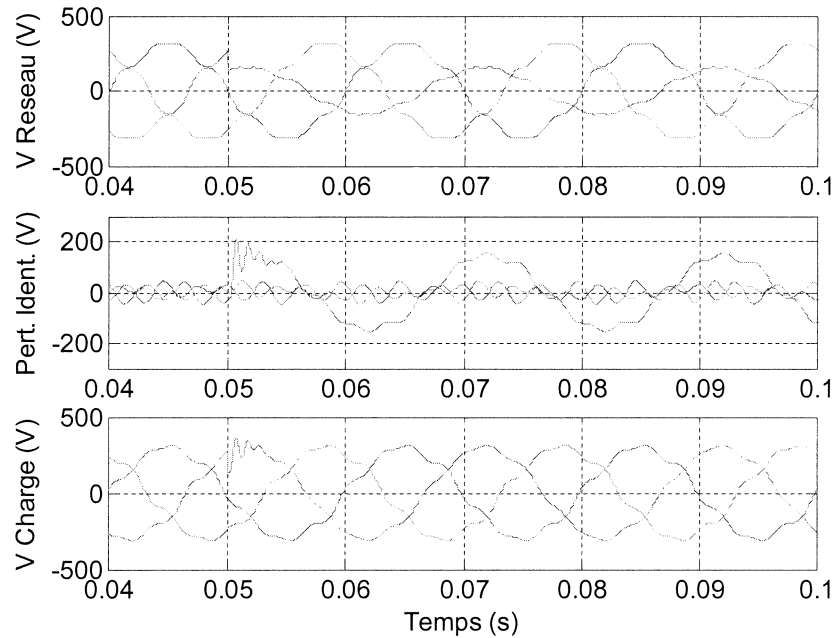


Figure 5-9. Compensation d'un creux de tension dans un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire (sans correction des chutes de tension dans le filtre LC).

On constate ainsi sur la figure 5-9 que si le creux de tension est détecté et compensé, il n'en est pas de même avec les harmoniques perturbants qui passent dans leur quasi-totalité dans la charge. L'analyse du spectre harmonique des tensions du réseau et de la charge en régime permanent (figure 5-10), confirme cette observation car le THD se réduit à peine (de 9.11% à 8.95%) et les harmoniques de la tension réseau sont très visibles encore sur la tension de charge et sont pour certains amplifiés.

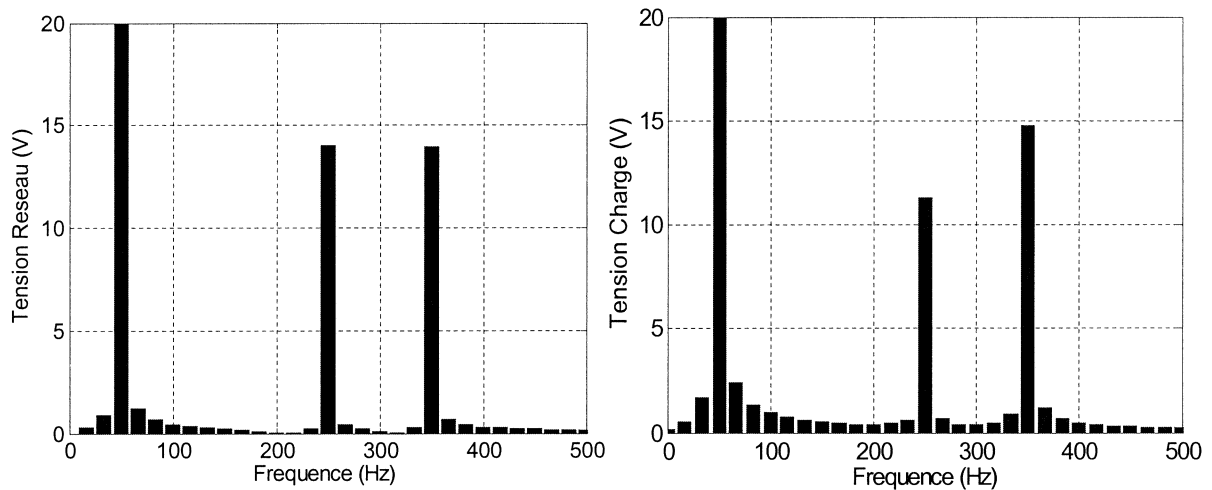


Figure 5-10. Comparaison entre les spectres de la tension réseau et la tension de charge (sans correction des chutes de tension dans le filtre LC).

En fonction de l'application de l'onduleur cette performance peut être acceptable ou non. Dans le cas où elle ne serait pas acceptable, deux possibilités sont envisageables pour compenser l'erreur produite par le filtre LC :

- D'une part on peut fermer la boucle de tension et sur la base du modèle du filtre, développer des correcteurs de tension. C'est la méthode choisie par [TO-97] [BSO-01] [AW-02d] et [ALI-02].
- D'autre part on peut ajouter un terme anticipatif (*feedforward*) à la boucle de tension, basé également sur le modèle et qui travaillera en boucle ouverte. C'est la méthode choisie par [AD-01] et [SA-02].

5.3 Commande en boucle ouverte

a) Méthode stationnaire composante à composante [SA-02]

Si on veut compenser l'erreur produite par le filtre en régime permanent, on peut supposer que toutes les grandeurs correspondantes à la séquence directe fondamentale sont constantes en repère tournant et donc leurs dérivées seront nulles :

$$\frac{dI_d^+}{dt} = \frac{dI_q^+}{dt} = \frac{dV_{Cd}^+}{dt} = \frac{dV_{Cq}^+}{dt} = 0 \quad (5.11)$$

Les équations en régime permanent ont comme expressions :

$$\begin{cases} V_d^+ = RI_d^+ - L\omega I_q^+ + V_{Cd}^+ \\ V_q^+ = RI_q^+ + L\omega I_d^+ + V_{Cq}^+ \end{cases} \quad (5.12)$$

$$\begin{cases} I_d^+ = I_{2d}^+ - C\omega V_{Cq}^+ \\ I_q^+ = I_{2q}^+ + C\omega V_{Cd}^+ \end{cases} \quad (5.13)$$

On peut ainsi calculer la consigne de tension pour la boucle interne en fonction du courant de charge (I_2) et la tension que l'on souhaite injecter (V_C) :

$$\begin{bmatrix} V_d^+ \\ V_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -L\omega & 1-LC\omega^2 & -RC\omega \\ L\omega & R & RC\omega & 1-LC\omega^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{2d}^+ \\ I_{2q}^+ \\ V_{Cd}^+ \\ V_{Cq}^+ \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

En général, la tension de compensation contiendra de plus de la séquence directe fondamentale d'autres composantes symétriques et harmoniques. Egalement, le courant absorbé par la charge peut être non-linéaire. Ainsi la compensation devra tenir compte de toutes ces composantes. La matrice de compensation pour un harmonique quelconque d'une séquence quelconque sera :

$$\begin{bmatrix} V_{dn} \\ V_{qn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -L\omega_n & 1-LC\omega_n^2 & -RC\omega_n \\ L\omega_n & R & RC\omega_n & 1-LC\omega_n^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{2dn} \\ I_{2qn} \\ V_{Cdn} \\ V_{Cqn} \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Il faut noter que dans le cas d'une séquence inverse, le signe de la pulsation de rotation du repère sera négatif.

Pour mettre en pratique cette méthode de compensation, il est nécessaire **d'identifier séparément chaque composante dans son repère tournant correspondant** et donc un système d'identification particulière est nécessaire. La méthode proposée par [SA-02] concernant l'identification des composantes harmoniques et des composantes symétriques de la tension est montrée dans la figure 5-11. Les harmoniques sont identifiés dans leur repère tournant correspondant en utilisant une moyenne glissante sur une demi période. Il faut noter qu'on doit également utiliser la même démarche pour identifier les composantes du courant.

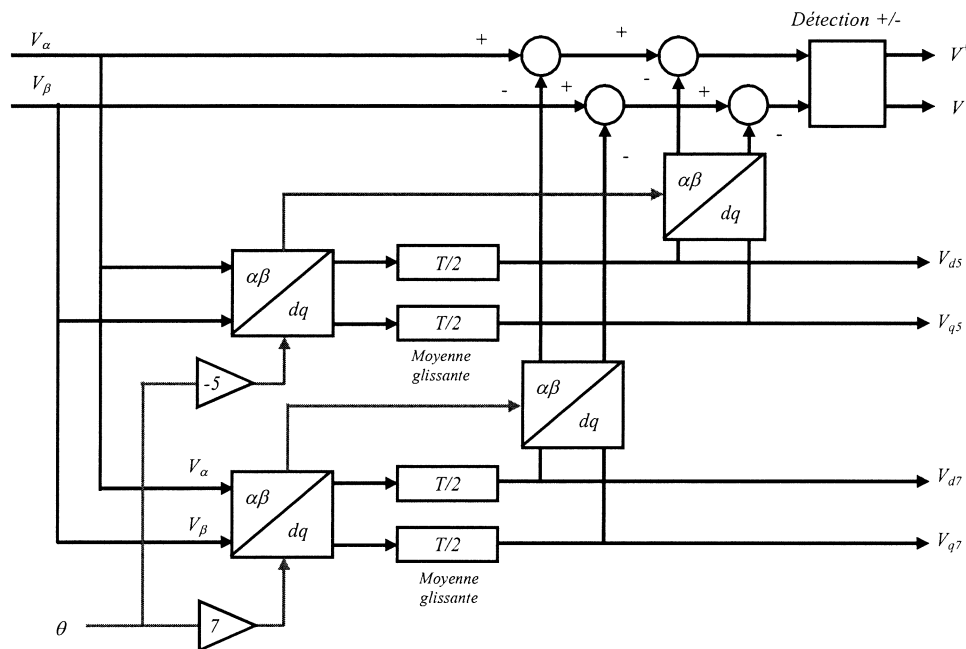


Figure 5-11. Système d'identification des composantes symétriques et harmoniques de la tension réseau proposée par [SA-02].

Une fois détectées les composantes de la tension et du courant, on procède de façon à compenser la chute de tension produite au repère correspondant à chaque composante en utilisant l'expression 5.15. Il faut noter que cette structure permet un découplage total des perturbations présentes sur la tension du réseau par rapport à la tension de charge et ce pour le cas des charges linéaires et non-linéaires.

Le retard de calcul peut dégrader sérieusement la capacité de filtrage harmonique du système, il est donc nécessaire de le compenser. Cette stratégie permet une compensation très simple de ce retard, car toutes les composantes harmoniques et symétriques étant séparées, on peut rattraper le retard rien qu'en ajoutant un angle supplémentaire ($\Delta\lambda$) dans la transformation inverse des repères tournants :

$$\Delta\lambda = h \cdot T_s \cdot \omega_0 \tag{5.16}$$

Où T_s est la période d'échantillonnage, h l'ordre harmonique du repère (avec le signe du sens de rotation) et ω_0 la vitesse de rotation du repère fondamental.

La figure 5-12 montre les résultats obtenus avec cette méthode lors de l'identification et compensation d'un creux de tension monophasé en présence d'un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire. Les conditions de l'essai sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Technique d'identification	Composante à composante
Caractéristiques du filtre LC	$C = 70\mu F$ et $L = 360\mu H$
Commande	MLI à 10 kHz, $T_s = 200\mu s$
Méthode de Compensation	Méthode stationnaire composante à composante
Tension réseau	311V-50Hz, 20V-250Hz, 20V-350Hz
Caractéristiques du creux de tension	Monophasé – 50% de profondeur
Courant de charge	20A-50Hz, 10A-250Hz, 5A-350Hz

Tableau 5-2. Résumé des conditions de l'essai de compensation des creux et harmoniques avec la méthode stationnaire composante à composante.

On voit bien que l'on arrive à filtrer la plupart des harmoniques présents sur la tension réseau et que la tension de charge présente une allure presque sinusoïdale. La figure 5-13 montre le spectre de la tension du réseau comparé à celle de charge. On constate que le spectre de la tension de charge est amélioré notablement (on réduit le THD de la tension de charge jusqu'à 2.28%).

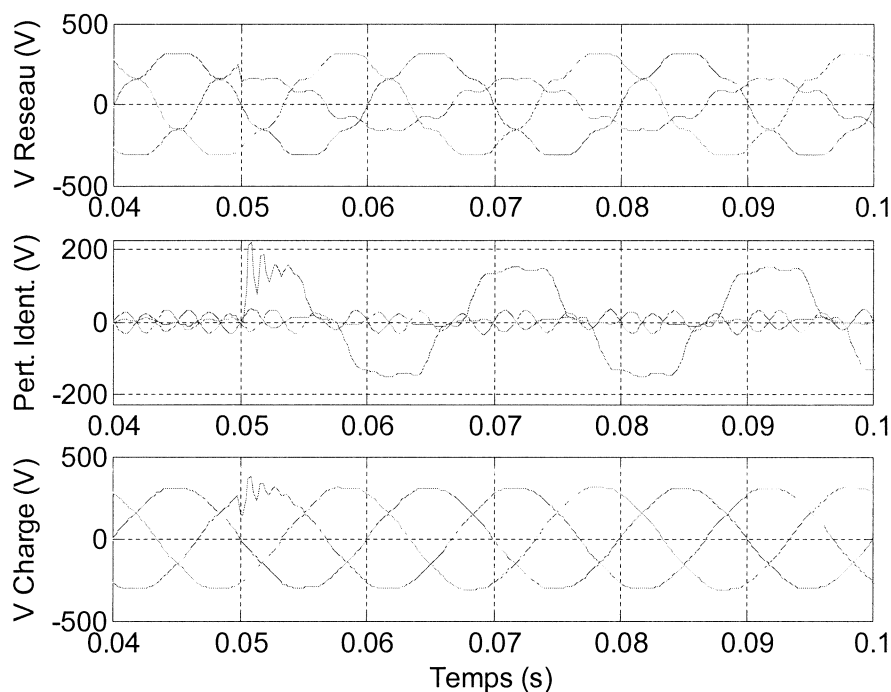


Figure 5-12. Compensation d'un creux de tension dans un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire (méthode stationnaire composante à composante).

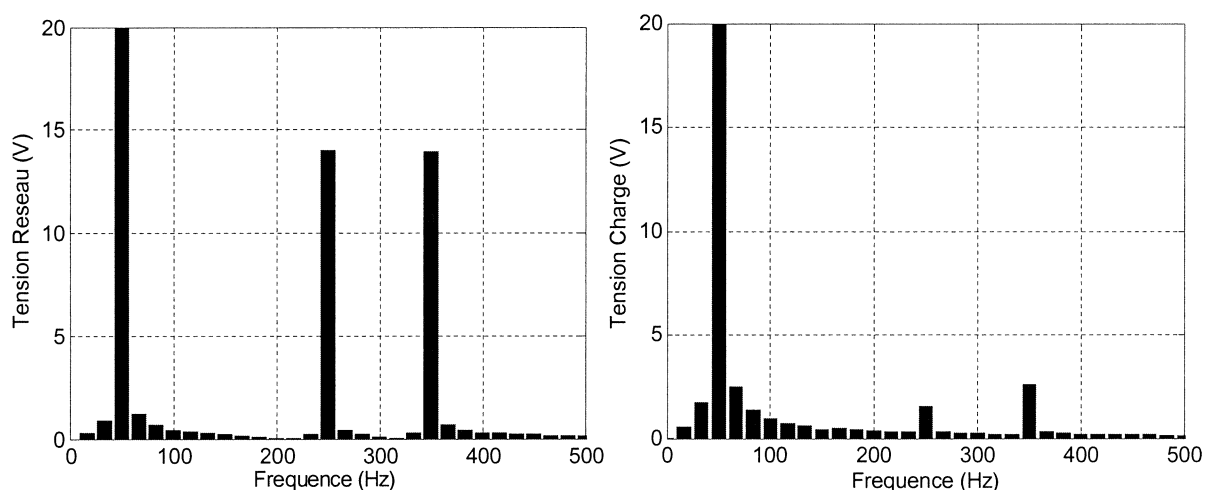


Figure 5-13. Comparaison entre les spectres de la tension réseau et la tension de charge (méthode stationnaire composante à composante).

Toutefois, même si la méthode stationnaire composante à composante est très performante, elle est très coûteuse du point de vue de la puissance de calcul nécessaire pour la mettre en pratique. En effet, on a besoin d'identifier toutes les composantes harmoniques et symétriques de la tension et du courant dans un repère tournant spécifique pour pouvoir ensuite les compenser un par un. De plus on a besoin de se synchroniser au réseau avec une PLL pour que la méthode soit performante.

b) Compensation instantanée phase par phase par approximation

Dans le cadre de cette thèse, on propose une autre méthode de compensation de performances similaires mais qui a besoin d'une puissance de calcul bien inférieure. La méthode est basée sur la **compensation instantanée phase par phase par approximation** de l'effet du filtre. Avec cette méthode, il n'y a pas nécessité d'identifier toutes les composantes harmoniques et composantes symétriques de la tension et du courant : **il suffit de séparer la composante souhaitée de la tension de celles non souhaitées**. Ainsi on peut utiliser l'une des méthodes d'identification présentées dans le chapitre 6. La figure 5-14 montre le principe de la compensation instantanée phase par phase par approximation :

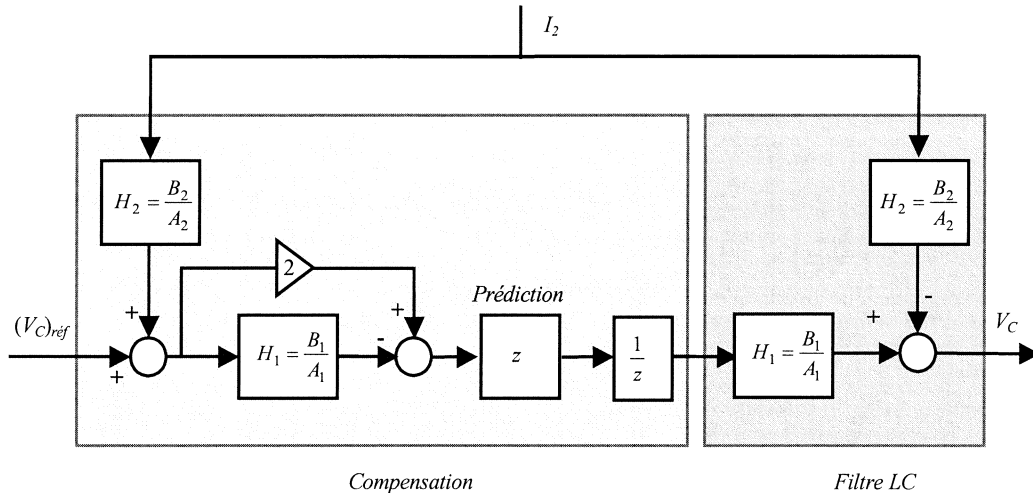


Figure 5-14. Schéma-bloc de la compensation instantanée phase par phase par approximation.

Néanmoins, le fait de ne pas décomposer les signaux en composantes sinusoïdales ne permet pas d'utiliser la méthode de compensation du retard présentée par l'expression 5.16. Comme alternative, on peut réaliser une prédiction du signal de sortie des correcteurs de chaque phase en utilisant l'une des méthodes présentées dans le chapitre 4. Par exemple, si on utilise la méthode de prédiction par périodicité, le retard de prédiction transitoire sera d'une demi-période.

Il faudra donc introduire un système de détection des perturbations qui court-circuite le bloc de prédiction lorsqu'on détecte une faute ou une récupération de la tension réseau de façon à ne pas dégrader la réponse transitoire du compensateur. Evidemment, si on n'a pas de prédiction pendant le régime transitoire, la capacité de filtrage harmonique du compensateur se verra très dégradée.

Ainsi la tension compensée calculée sera :

$$(V_C)_{ref}' = ((V_C)_{ref}(2 - H_1) + I_2 H_2(2 - H_1))z \quad (5.17)$$

Celle-ci est une méthode approximative car on ne calcule pas l'exacte chute de tension mais plutôt une approximation. De ce fait, même si les paramètres utilisés sont justes et la compensation du retard parfaite, il y aura toujours une erreur de compensation qui augmente au fur et à mesure que la fréquence de la référence et de la perturbation augmentent :

$$\Delta V_C = (V_C)_{ref} (1 - 2H_1 + H_1^2) - I_2 (2H_1 H_2 - H_1 H_2^2 - H_2) \quad (5.18)$$

Ainsi, la figure 5-15 montre l'erreur relative par rapport à la consigne (à gauche) et par rapport à la perturbation (à droite). On observe comment la capacité de compensation se dégrade pour les fréquences plus élevées.

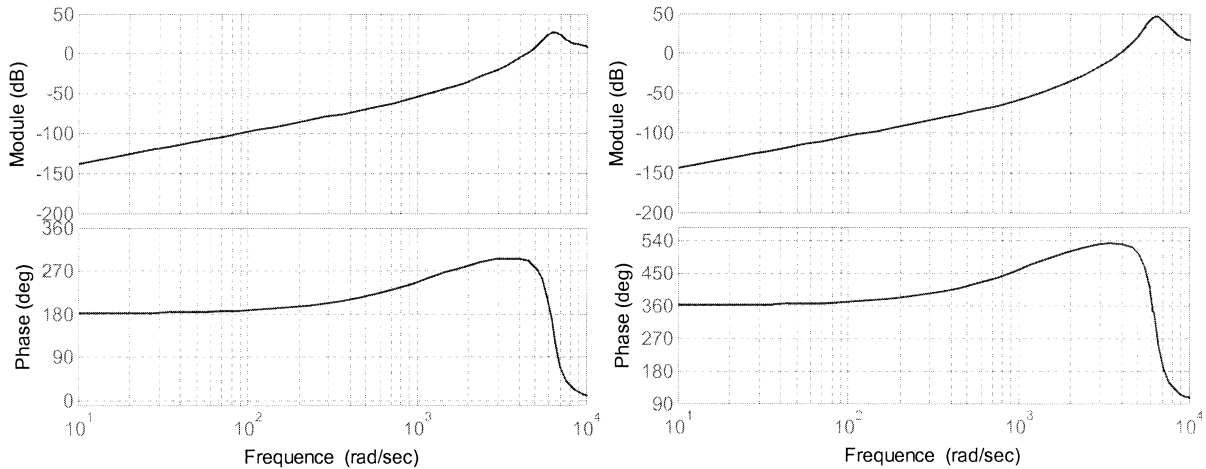


Figure 5-15. Erreur de la méthode compensation instantanée phase par phase par approximation : par rapport à la consigne (à gauche) et par rapport à la perturbation (à droite).

Par conséquent cette méthode n'est valide que lorsque l'on travaille avec des tensions et courants de basse fréquence (< 3000 rad/s).

La figure 5-16 montre les résultats obtenus avec la **compensation instantanée phase par phase par approximation** lors de l'identification et compensation d'un creux de tension monophasé en présence d'un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire. Les conditions de l'essai sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Technique d'identification	Méthode de poursuite asynchrone
Caractéristiques du filtre LC	$C = 70\mu F$ et $L = 360\mu H$
Commande	MLI à 10 kHz, $T_s = 200\mu s$
Méthode de Compensation	Compensation instantanée phase par phase par approximation
Méthode de prédiction	Prédiction par périodicité
Tension réseau	311V-50Hz, 20V-250Hz, 20V-350Hz
Caractéristiques du creux de tension	Monophasé – 50% de profondeur
Courant de charge	20A-50Hz, 10A-250Hz, 5A-350Hz

Tableau 5-3. Résumé des conditions de l'essai de compensation des creux et harmoniques avec la méthode instantanée phase par phase par approximation.

Afin d'améliorer la réponse transitoire, on court-circuite la prédiction du signal pendant 20ms lorsque l'on détecte une variation de 5% du module du phaseur de la séquence directe fondamentale. On remarque que les résultats sont très similaires par rapport à la méthode précédente, et que la principale différence vient du comportement transitoire, qui est ici légèrement plus long. Par ailleurs, on constate la détérioration de la qualité de la tension de charge avec notre méthode du fait que la prédiction est court-circuitée lors du transitoire.

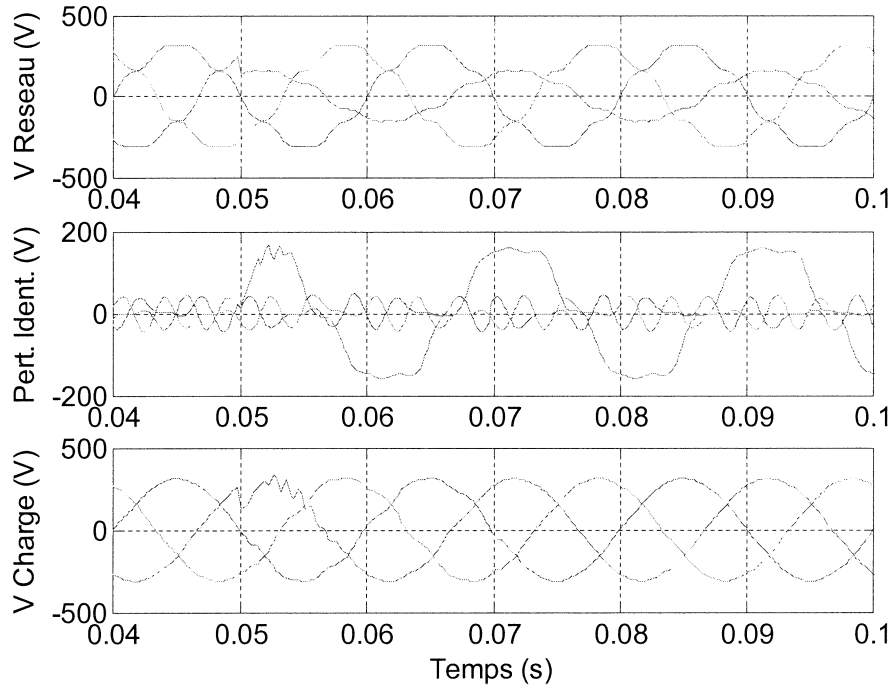


Figure 5-16. Compensation d'un creux de tension dans un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire (méthode instantanée phase par phase par approximation).

Le THD en régime permanent, est similaire à celui obtenu avec la méthode de compensation des repères tournants multiples (voir figure 5-17), on constate ici que l'amélioration du spectre est notable par rapport au système sans compensation (2.5%).

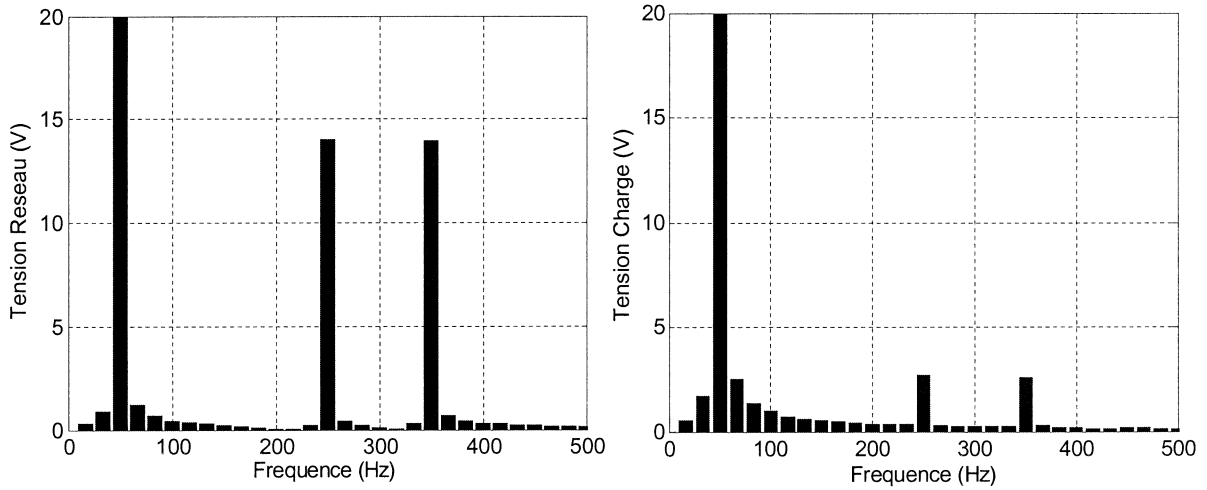


Figure 5-17. Comparaison entre les spectres de la tension réseau et la tension de charge (méthode instantanée phase par phase par approximation).

c) Compensation modèle inverse

On peut proposer une 3^{ème} méthode qui présente les avantages des deux précédentes, elle allie la précision de la méthode composante à composante et la simplicité de la méthode approximée phase par phase : Il s'agit de la méthode phase par phase modèle inverse.

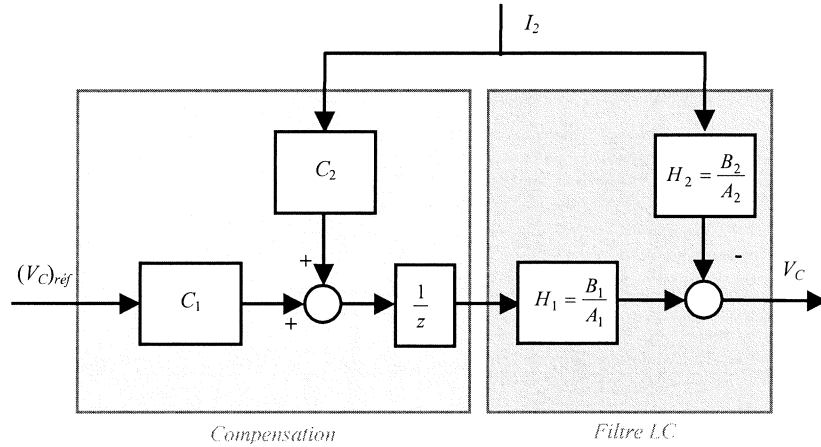


Figure 5-18. Schéma-bloc de la compensation instantanée phase par phase par modèle inverse.

Afin que la tension à injecter dans la ligne, V_C , corresponde bien à la tension souhaitée, $(V_C)_{réf}$, le terme C_1 devra compenser la fonction de transfert du système par rapport à la consigne. Cette expression étant non causale, un retard a été rajouté. Ainsi, le correcteur C_1 devient :

$$C_1 = z^{-1} \frac{A_1}{B_1} = \frac{z^2 + cz + d}{az^2 + bz} \quad (5.19)$$

De cette façon-là, la compensation de l'effet du filtre sur la consigne devient :

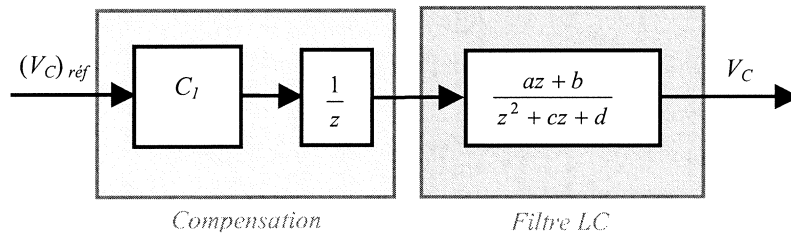


Figure 5-19. Compensation de l'effet du filtre sur la consigne.

En ce qui concerne la perturbation, pour annuler son effet, le terme C_2 doit vérifier l'expression suivante :

$$C_2 \frac{B_1}{A_1} - \frac{B_2}{A_2} = 0 \quad (5.20)$$

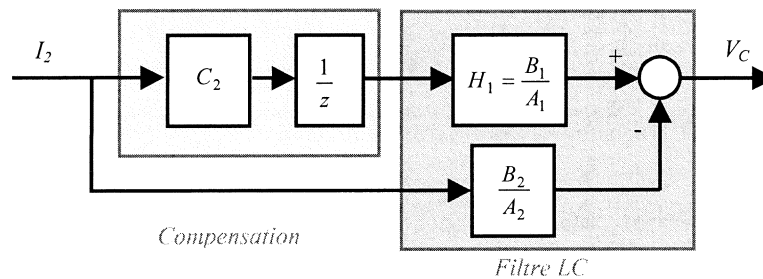


Figure 5-20. Compensation de l'effet du filtre sur la perturbation.

Donc :

$$C_2 = \frac{B_2 A_1}{B_1 A_2} \quad (5.21)$$

Sachant que : $A_1 = A_2$, alors :

$$C_2 = \frac{B_2}{B_1} \quad (5.22)$$

Comme le degré de $B_2 (ez^2 + fz + g)$ est supérieur à celui de $B_1 (az + b)$ un retard a été ajouté à B_1 pour respecter la causalité. En conséquence le correcteur C_2 est :

$$C_2 = \frac{ez^2 + fz + g}{az^2 + bz} \quad (5.23)$$

Il est possible de compenser le retard supplémentaire rajouté aux correcteurs ainsi que le retard de calcul en ajoutant un système de prédiction à la sortie du système de compensation (voir chapitre 4) et ce, de façon à rattraper les deux périodes de retard et améliorer la compensation en régime permanent. Le système de compensation total sera alors :

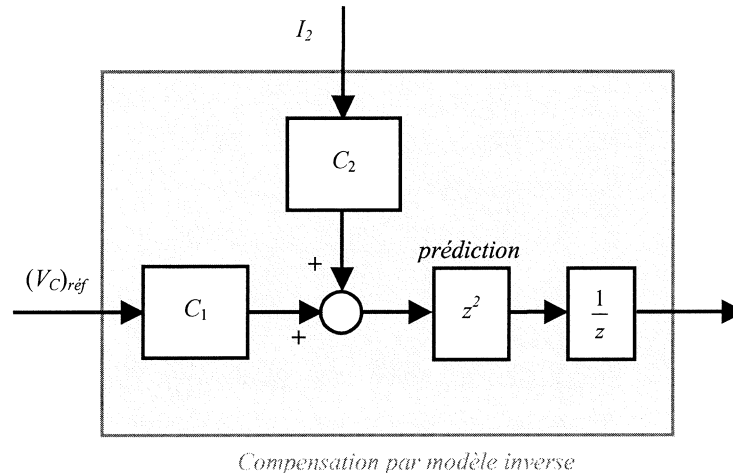


Figure 5-21. Compensation par modèle inverse avec prédiction de deux périodes d'échantillonnage.

La figure 5-22 montre les résultats obtenus avec **la compensation par modèle inverse** lors de l'identification et compensation d'un creux de tension monophasé en présence d'un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire. Les conditions de l'essai sont résumées au tableau ci-dessous.

Technique d'identification	Méthode de poursuite asynchrone
Caractéristiques du filtre LC	$C = 70\mu F$ et $L = 360\mu H$
Commande	MLI à 10 kHz, $T_s = 200\mu s$
Méthode de Compensation	Compensation par modèle inverse
Méthode de prédiction	Prédiction résonante
Tension réseau	311V-50Hz, 20V-250Hz, 20V-350Hz
Caractéristiques du creux de tension	Monophasé – 50% de profondeur
Courant de charge	20A-50Hz, 10A-250Hz, 5A-350Hz

Tableau 5-4. Résumé des conditions de l'essai de compensation des creux et harmoniques avec la méthode instantanée phase par phase par modèle inverse.

Ici on a utilisé la méthode de prédiction résonante qui présente l'avantage d'une meilleure dynamique, mais qui par contre n'est applicable que lorsqu'on connaît le contenu spectral des signaux que l'on veut prédire. Ainsi, on peut éviter de court-circuiter le système de prédiction lors de la compensation de perturbations aperiodiques de la tension réseau.

On observe dans la figure que le temps de réponse est assez rapide, mais que les effets du transitoire du système de prédiction sont visibles sur la tension de charge de la phase perturbée.

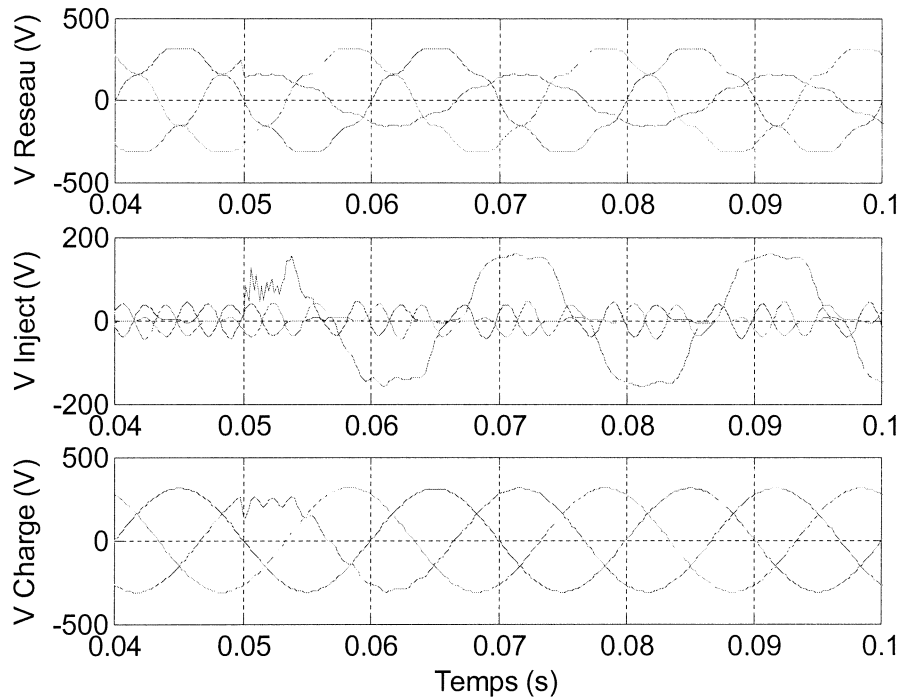


Figure 5-22. Compensation d'un creux de tension dans un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire (méthode instantanée phase par phase par modèle inverse).

Concernant le THD en régime permanent (voir figure ci-dessous), il est le meilleur (1.8%) on constate que les harmoniques de la tension réseau sont pratiquement absents sur la tension de charge.

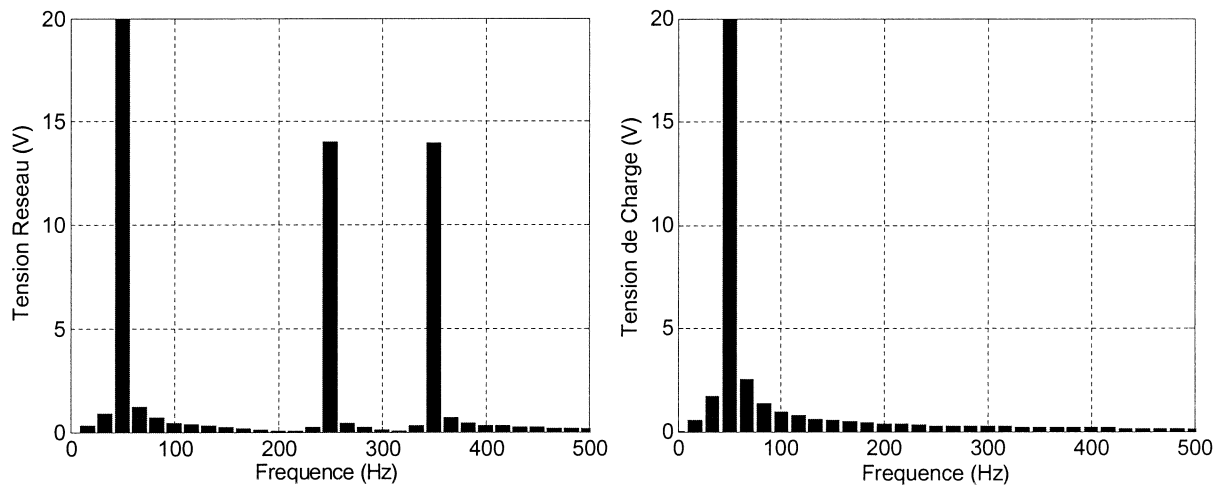


Figure 5-23. Comparaison entre les spectres de la tension réseau et la tension de charge (méthode instantanée phase par phase par modèle inverse).

d) Conclusions et comparaison des méthodes en boucle ouverte

Vu les erreurs intrinsèques de la méthode de compensation par approximation on va se limiter à comparer les deux autres méthodes : la méthode stationnaire composante à composante et la méthode de compensation par modèle inverse. On constate que les deux méthodes présentent une **capacité de filtrage et de compensation** très similaires, quoique les résultats de la méthode par modèle inverse phase par phase sont légèrement meilleurs.

En ce qui concerne la **complexité des calculs**, la méthode composante à composante nécessite un volume de calcul largement supérieur. Il est nécessaire d'identifier toutes les composantes harmoniques et symétriques de la tension et du courant dans un repère tournant synchronisé spécifique pour pouvoir ensuite les compenser une par une. La méthode de compensation phase par phase inverse par contre est considérablement plus simple et de plus elle n'a besoin que de séparer la partie souhaitée de la tension réseau des perturbations. Cette dernière méthode a l'avantage de pouvoir se satisfaire d'une méthode d'identification des perturbations moins onéreuse en temps de calcul et plus simple de mise en œuvre (chapitre 6).

Finalement, comme les deux méthodes ci-dessus sont basées sur la connaissance des paramètres du filtre il est très important d'analyser leur **robustesse face à des erreurs d'estimation** de ces paramètres.

Ainsi dans la méthode *composante à composante*, la tension d'onduleur à générer est calculée de la façon suivante :

$$[V_{dq}] = [A] \cdot [I_{2-dq}] + [B] \cdot [V_{Cdq}] \quad (5.24)$$

Où

$$[A] = \begin{bmatrix} R & -L\omega_n \\ L\omega_n & R \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 - LC\omega_n^2 & -RC\omega_n \\ RC\omega_n & 1 - LC\omega_n^2 \end{bmatrix}$$

Donc pour une tension d'onduleur donnée, la tension de sortie obtenue sera :

$$[V_{Cdq}] = [B^{-1}] \cdot [V_{dq}] - [B^{-1}] \cdot [A] \cdot [I_{2-dq}] \quad (5.26)$$

Ainsi s'il y a une erreur d'estimation des paramètres du filtre les matrices utilisées dans la commande seront :

$$[A'] = \begin{bmatrix} R' & -L'\omega_n \\ L'\omega_n & R' \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

$$[B'] = \begin{bmatrix} 1 - L'C'\omega_n^2 & -R'C'\omega_n \\ R'C'\omega_n & 1 - L'C'\omega_n^2 \end{bmatrix}$$

En conséquence, la sortie réelle du système sera :

$$[V_{C'dq}] = [B^{-1}] \cdot ([A'] \cdot [I_{2-dq}] + [B'] \cdot [V_{Cdq}]) - [B^{-1}] \cdot [A] \cdot [I_{2-dq}] \quad (5.28)$$

Et donc l'erreur sera :

$$[\Delta V_{Cdq}] = [V_{Cdq}] - [V_{C'dq}] \quad (5.29)$$

Par exemple, si on reprend le scénario du tableau 5-2 on peut calculer l'augmentation de l'erreur qui se produira sur chaque harmonique de tension en fonction de l'erreur d'estimation paramétrique. La figure 5-24 montre les résultats de ce calcul pour les harmoniques 5 et 7. Ainsi on constate que l'erreur produite pour une variation de $\pm 20\%$ des 3 paramètres (inductance, résistance et capacité) est négligeable. Les résultats des simulations

confirment cette observation et montrent que le THD reste très réduit dans toute la plage de variation paramétrique analysée ($THD_{MAX} = 2.6\%$).

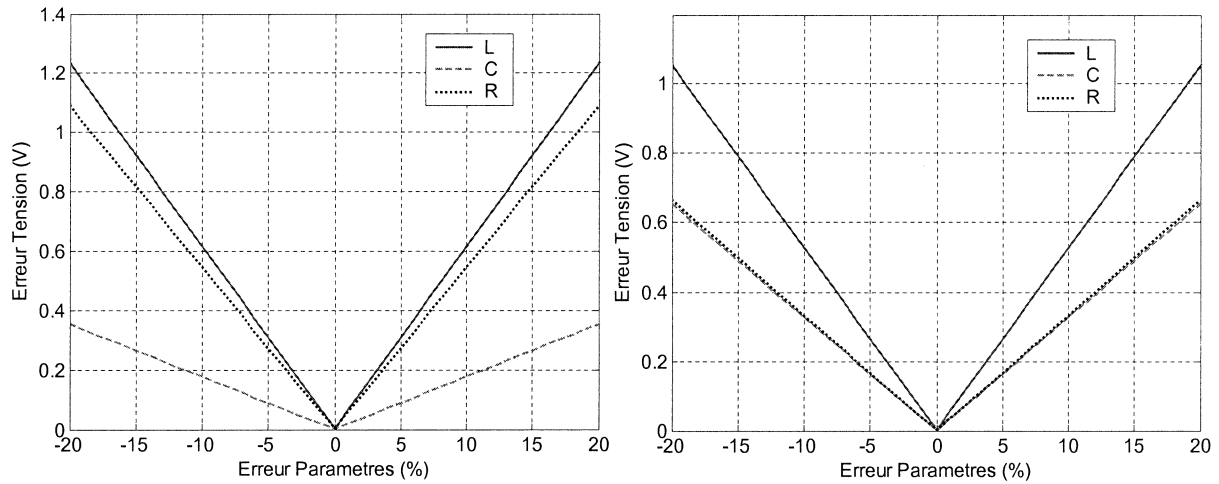


Figure 5-24. Erreur de tension paramétrique à l'harmonique 5 (à gauche) et 7 (à droite) dans le scénario du tableau 5-2 (méthode composante à composante).

En ce qui concerne la méthode *modèle inverse*, on a analysé en simulation l'influence de l'erreur sur chacun des paramètres du filtre dans le scénario du tableau 5-4. Les résultats montrent (voir figure ci-dessous) que les erreurs d'estimation sur la valeur de l'inductance, de la résistance et de la capacité ont une influence sur la tension de sortie presque identique à celle observée dans la méthode composante à composante.

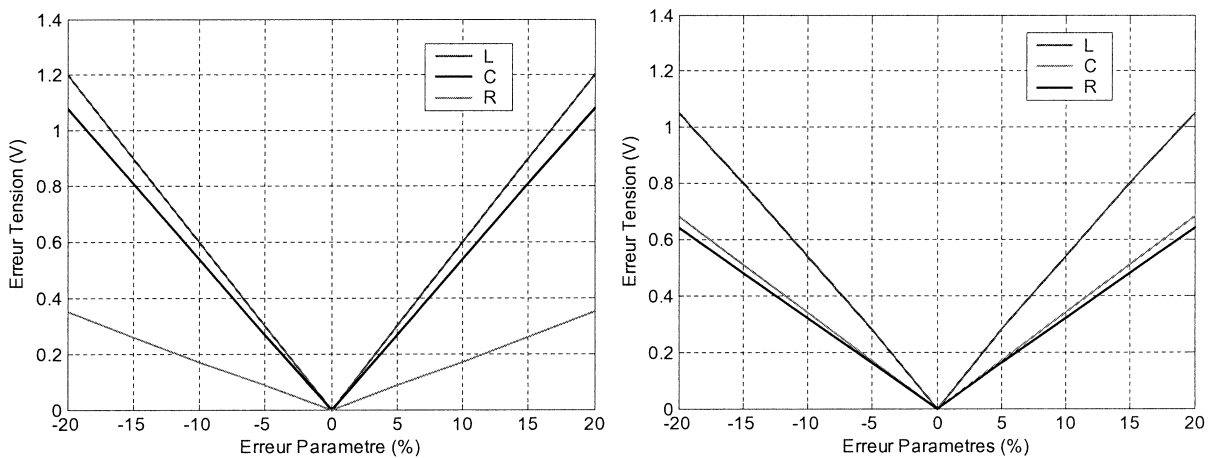


Figure 5-25. Erreur de tension paramétrique à l'harmonique 5 (à gauche) et 7 (à droite) dans le scénario du tableau 5-4 (méthode modèle inverse).

Les résultats des simulations ont montré que la capacité de filtrage de la méthode inverse n'est pas dégradée par l'erreur d'estimation des paramètres (le THD reste au-dessous de 2%).

On peut également calculer l'influence des erreurs d'estimation sur les réponses fréquentielles par rapport à la consigne et par rapport à la perturbation à partir de l'expression ci-dessous :

$$\Delta V_C = (V_C)_{réf} \left(1 - \frac{H_1}{H_1'} \right) - I_2 \left(\frac{H_2'}{H_1'} \cdot H_1 - H_2 \right) \quad (5.30)$$

Où H_1 et H_2 sont les fonctions de transfert réelles du système physique et H_1' et H_2' celles estimées.

Les résultats de cette étude sont présentés dans l'annexe (figures A.14.1, A.14.2 et A.14.3). Sur la base de ces réponses fréquentielles et dans le scénario du tableau 5-4, on a analysé l'origine de l'erreur de tension de la figure 5-25, en déterminant l'erreur produite par la diminution de la capacité de compensation de l'effet du filtre sur la consigne ou bien par la diminution de la capacité de réjection des perturbations. On observe ainsi (voir tableau ci-dessous) que dans le cas des erreurs d'estimation des valeurs de l'inductance et de la résistance, la plupart de l'erreur est produite par la réduction de la capacité de réjection de perturbations du compensateur. Par contre, dans le cas de la capacité, l'erreur vient principalement de la réduction de la capacité de compensation de l'effet du filtre sur la consigne.

	Inductance ($\pm 20\%$)			Capacité ($\pm 20\%$)			Résistance ($\pm 20\%$)		
	p/r réf.	p/r pert.	total	p/r réf.	p/r pert.	total	p/r réf.	p/r pert.	total
5 ^{ème}	0.25V	1.2V	1.2 V	0.35V	0.013V	0.35V	0.23V	1.05V	1.05V
7 ^{ème}	0.55V	0.88V	1.05V	0.65V	0.015V	0.65V	0.35V	0.55V	0.65V

Tableau 5-5. Erreur de tension paramétrique à l'harmonique 5 et 7 : méthode inverse.

Comme **conclusion**, on a démontré que la *méthode de compensation phase par phase par modèle inverse* proposée offre de très bonnes performances, voire meilleures à celles obtenues avec la méthode des repères tournants et ce, avec une puissance de calcul largement inférieure. On a constaté que les deux méthodes sont robustes face aux erreurs d'estimation des paramètres du modèle et qu'elles sont capables de garder leur capacité de filtrage harmonique pour une plage relativement importante d'erreur paramétrique.

5.4 Commande en boucle fermée

La deuxième solution envisageable pour compenser les imperfections du filtre LC, est d'utiliser une commande en boucle fermée. Deux types de correcteurs ont été analysés : *le correcteur à réponse pile* et *l'intégrateur généralisé*.

a) Par correcteur à réponse pile [GA-03]

La méthode utilisée pour régler le correcteur est le placement des pôles. Il consiste à ajouter au système des paramètres de contrôle de façon à pouvoir régler les pôles du système en boucle fermée et ainsi obtenir le comportement souhaité par le concepteur, c'est-à-dire, un retard double. La période d'échantillonnage choisie est de $T_S = 200\mu s$.

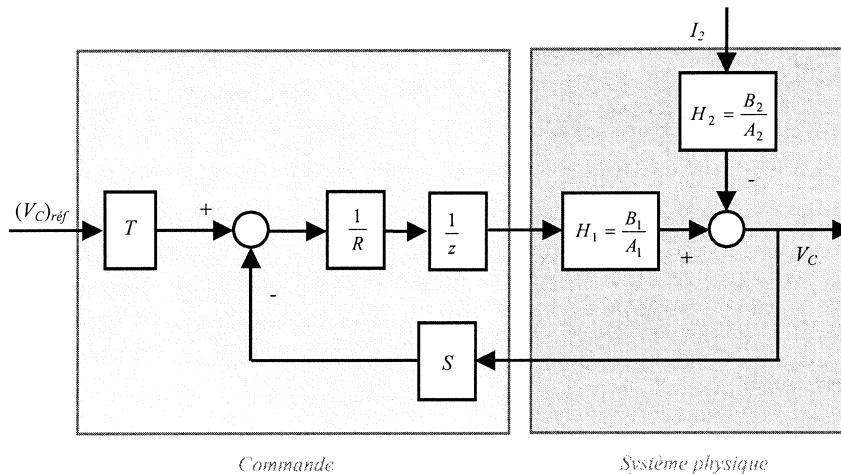


Figure 5-26. Schéma-bloc du système de commande à réponse pile.

La fonction de transfert du système est :

$$V_C = \frac{B_1 T}{z A_1 R + B_1 S} (V_C)_{réf} + \frac{B_2 z A_1 R}{A_2 (z A_1 R + B_1 S)} I_2 \quad (5.31)$$

Dans le cas de l'onduleur de tension plus filtre LC étudié, l'ordre du système à contrôler est 3 (en tenant compte du retard), et donc on a utilisé un correcteur de deuxième ordre :

$$\begin{aligned} S &= s_0 z^2 + s_1 z + s_2 \\ R &= z^2 + r_1 z + r_2 \end{aligned} \quad (5.32)$$

Le dénominateur du système sera :

$$z A_1 R + B_1 S = z^5 + z^4 (r_1 + c) + z^3 (r_2 + c r_1 + d + a s_0) + z^2 (d r_1 + c r_2 + b s_0 + a s_1) + z (d r_2 + b s_1 + a s_2) + b s_2 \quad (5.33)$$

Pour obtenir une réponse de type pile, tous les coefficients du polynôme caractéristique doivent être annulés, et donc on aura :

$$\begin{cases} s_0 = \frac{-c^3 + 2dc + \frac{adc^2}{b} - \frac{ad^2}{b}}{-ac + \frac{a^2 d}{b} + b} \\ r_1 = -c \\ r_2 = c^2 - d - a s_0 \\ s_1 = -\frac{d r_2}{b} \\ s_2 = 0 \end{cases} \quad (5.34)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte aura comme expression :

$$H_{BO} = \frac{B_1 S}{z A_1 R} \quad (5.35)$$

Et la fonction de transfert en boucle fermée sera :

$$H_{BF} = T \frac{B_1}{z A_1 R + B_1 S} = T \frac{B_1}{z^5} \quad (5.36)$$

On peut constater qu'on peut avoir une réponse de type double retard si on applique au polynôme T la valeur suivante :

$$T = \frac{z^3}{B_1} \quad (5.37)$$

Donc:

$$H_{BF} = T \frac{B_1}{z A_1 R + B_1 S} = \frac{1}{z^2} \quad (5.38)$$

La figure 5-27 montre les réponses fréquentielles en boucle ouverte et en boucle fermée de l'onduleur de tension contrôlé avec le correcteur à réponse pile calculé. Le système présente une marge de phase de l'ordre de 80° et une réponse fréquentielle boucle fermée typique d'un système pile.

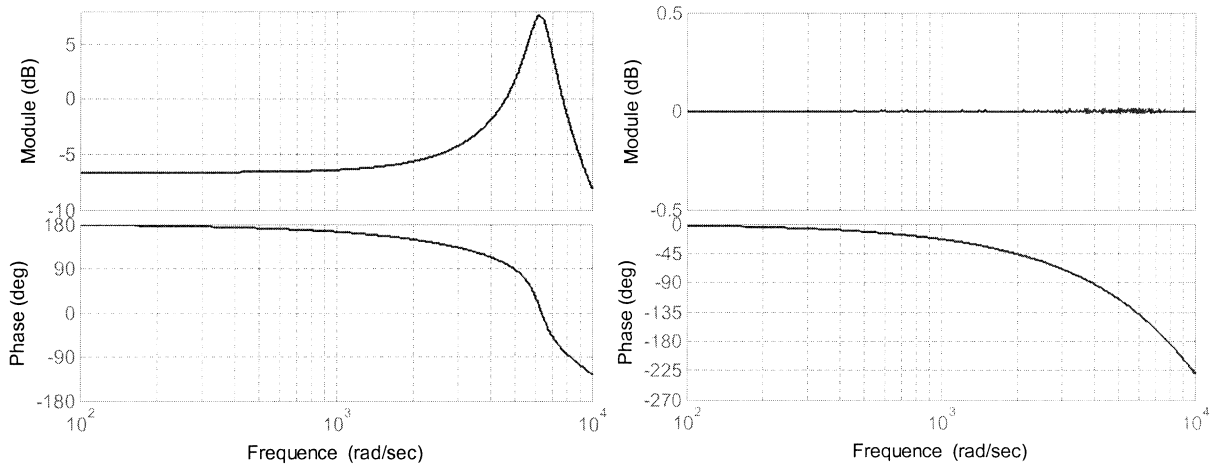


Figure 5-27. Réponse fréquentielle boucle ouverte (gauche) et boucle fermée (droite) du système à réponse pile.

Concernant la capacité de réjection des perturbations du système, la fonction de transfert est la suivante :

$$\frac{V_C}{I_2} = \frac{B_2 A_1 R z}{A_2 (B_1 S + A_1 R z)} \quad (5.39)$$

Sur la figure 5-28 on observe la réponse fréquentielle du système par rapport à la perturbation et on constate que la capacité de réjection de la perturbation est relativement faible.

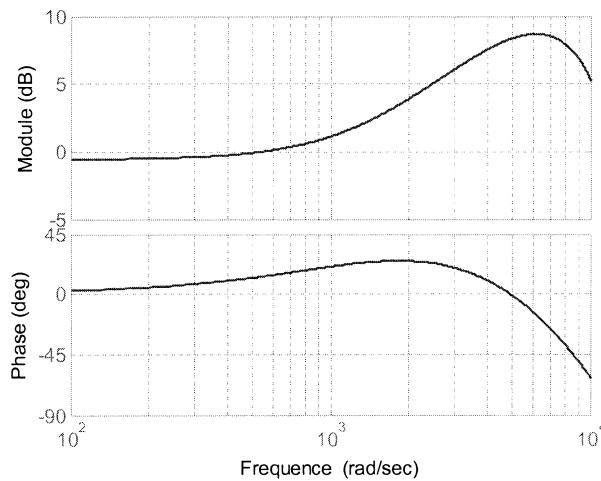


Figure 5-28. Réponse fréquentielle par rapport à la perturbation du système à réponse pile.

Pour améliorer cette caractéristique on peut ajouter un terme de compensation au système, par exemple le terme de compensation de perturbations de la commande en boucle ouverte par modèle inverse de l'équation 5.23. Ainsi si l'on suppose que l'on est capable de rattraper les retards et que les paramètres sont exacts, la compensation sera parfaite. La fonction de transfert par rapport à la perturbation sera ainsi :

$$\frac{V_C}{I_2} = \frac{\frac{H_2'}{H_1'} H_1 - H_2}{1 + \frac{1}{z} \frac{S}{R} H_1} \quad (5.40)$$

Où H_1 et H_2 sont les fonctions de transfert réelles du système physique et H_1' et H_2' les fonctions de transfert estimées.

La figure 5-29 présente le schéma-bloc du système de commande pile avec compensation des perturbations.

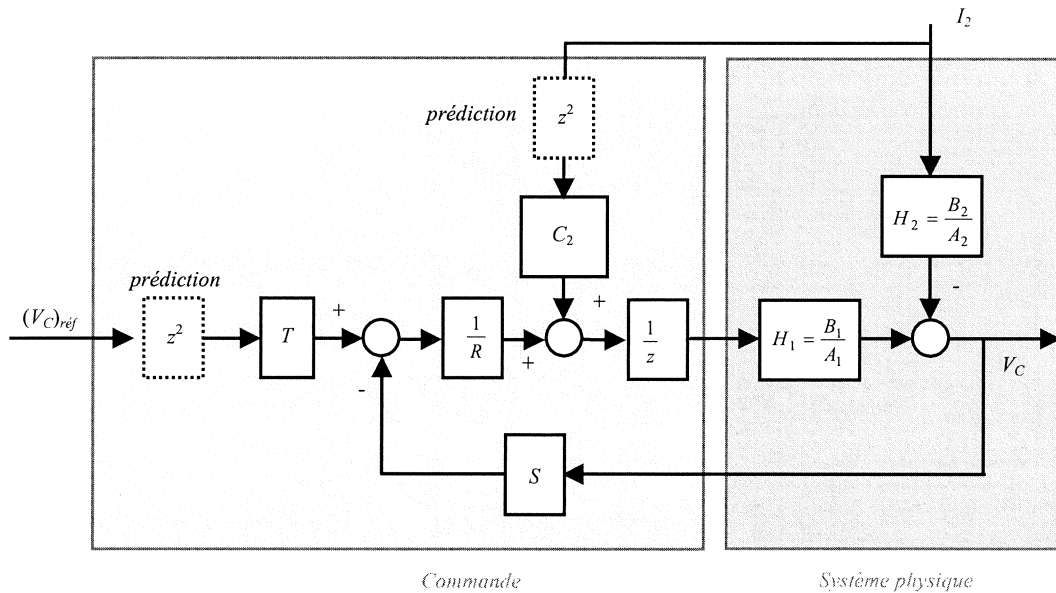


Figure 5-29. Schéma-bloc du système de commande à réponse pile avec compensation de perturbations.

De même que pour la commande en boucle ouverte, le fait d'utiliser des systèmes de prédiction tant de la commande que de la perturbation peut ralentir la réponse dynamique du système et donc il peut être intéressant de court-circuiter les prédictions lors de la détection de perturbations aperiodiques.

La figure 5-30 montre les résultats obtenus avec le **correcteur à réponse pile** lors de l'identification et compensation d'un creux de tension monophasé en présence d'un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire. Les conditions de l'essai sont résumées au tableau ci-dessous.

Technique d'identification	Méthode de poursuite asynchrone
Caractéristiques du filtre LC	$C = 70\mu F$ et $L = 360\mu H$
Commande	MLI à 10 kHz, $T_s = 200\mu s$
Méthode de Compensation	Correcteur pile (en boucle fermée)
Méthode de prédiction	Prédiction résonante
Tension réseau	311V-50Hz, 20V-250Hz, 20V-350Hz
Caractéristiques du creux de tension	Monophasé – 50% de profondeur
Courant de charge	20A-50Hz, 10A-250Hz, 5A-350Hz

Tableau 5-6. Résumé des conditions de l'essai de compensation des creux et harmoniques avec le système de commande à réponse pile.

Il faut noter que grâce à la dynamique de la méthode de prédiction résonante, la dynamique du système est relativement élevée et il n'y a pas besoin de court-circuiter la prédiction lors des transitoires de la tension réseau. Ainsi le creux est parfaitement compensé dans un délai minimum et les harmoniques sont complètement éliminés de la tension de charge (figure 5-31, THD = 1.8%).

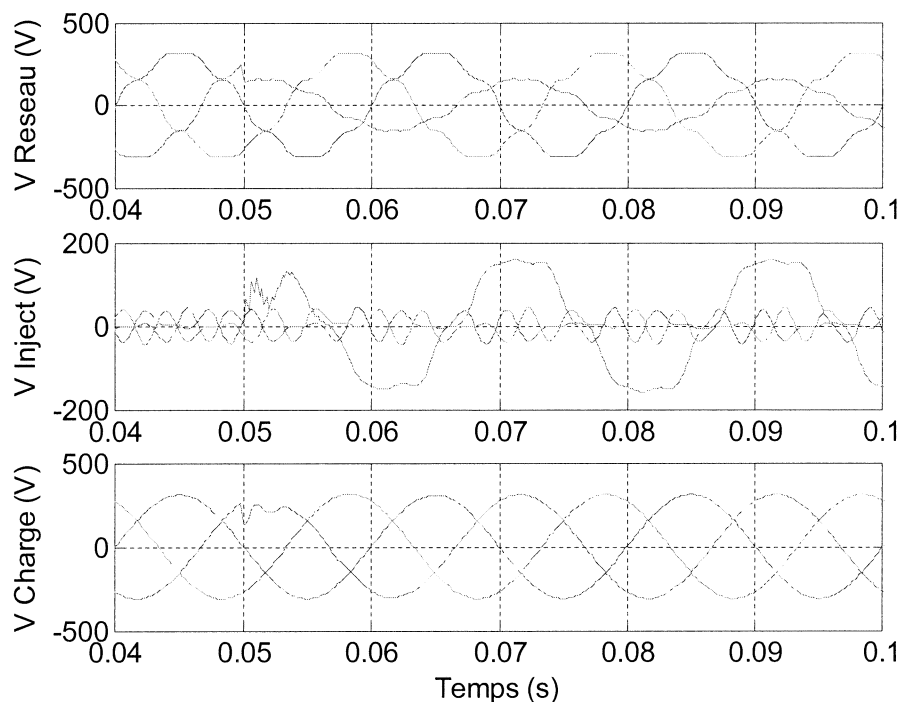


Figure 5-30. Compensation d'un creux de tension dans un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire (correcteur pile).

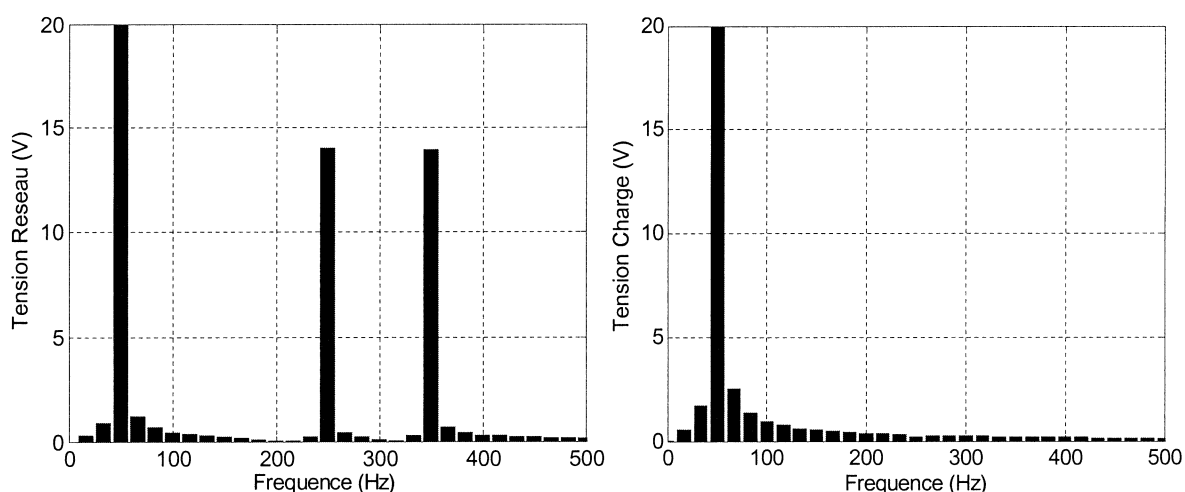


Figure 5-31. Comparaison entre les spectres de la tension réseau et la tension de charge (correcteur pile).

Compte tenu que la précision du correcteur dépend énormément de l'exactitude des paramètres utilisés dans le réglage, l'influence des erreurs paramétriques a été analysée en détail dans l'annexe (voir figures A.11.1, A.11.2, A.12.1, A.12.2, A.13.1 et A.13.2). Le système est capable de supporter une variation des paramètres (R , L et C) de $\pm 50\%$ sans une dégradation excessive de la stabilité. Par contre l'erreur d'estimation a une influence considérable sur la précision, surtout pour les variations de L et C , où l'erreur peut atteindre une valeur de 100% (à 10.000 rad/s pour une variation de $\pm 50\%$ des paramètres). De plus l'étude de robustesse a montré que dans le cas de ce système le fait de diminuer la période d'échantillonnage n'a pas un effet significatif sur le pic de résonance de la réponse boucle fermée. En ce qui concerne la capacité de rejet de perturbations, l'erreur sur la valeur de capacité n'a pas une influence notable, par contre l'erreur sur la résistance et surtout sur l'inductance peut réduire la capacité de rejet de façon excessive.

b) Par intégrateurs généralisés

Le réglage des intégrateurs généralisés (voir chapitre 4) a été réalisé par une méthode basée sur la réponse fréquentielle en boucle ouverte du système avec pour but de garantir la stabilité du système. Ainsi le correcteur sera réglé en supposant une période d'échantillonnage de $200\mu s$ de façon à assurer un gain négatif à la **fréquence de résonance du filtre** pour ainsi éviter des problèmes de marge de phase (il faut noter que la phase à la fréquence de résonance du filtre se rapproche de 180° si on tient compte des retards d'échantillonnage et de calcul). De ce fait si le gain au pic de résonance est de 13dB (voir figure 5-3), il faut que les correcteurs introduisent une atténuation proche de 15dB pour assurer une marge de stabilité adéquate.

Si on choisit une configuration shunt de 3 correcteurs (harmoniques 1, 5 et 7) leur effet s'ajoutera à l'effet du correcteur proportionnel (voir figure ci-dessous).

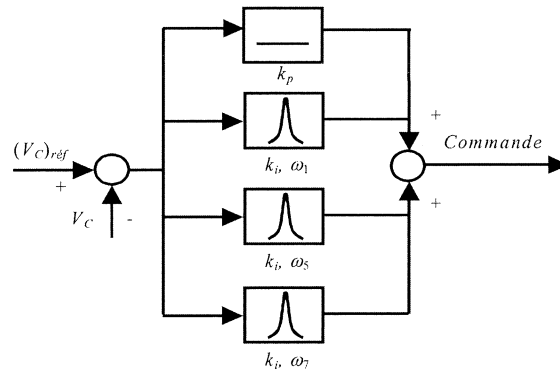


Figure 5-32. Connexion shunt de 3 intégrateurs généralisés.

L'influence des termes intégrateurs à la fréquence de résonance du filtre LC (ω_R) dépend du paramètre k_i :

$$|G_I(\omega_R)| = 2 \cdot \omega_R \cdot k_i \left(\frac{1}{\omega_1^2 - \omega_R^2} + \frac{1}{\omega_5^2 - \omega_R^2} + \frac{1}{\omega_7^2 - \omega_R^2} \right) \quad (5.41)$$

Où ω_1 , ω_5 , et ω_7 sont les pulsations des harmoniques à compenser.

Si on ajoute l'effet du terme proportionnel, l'effet total sera :

$$|G_{IG}(\omega_R)| = \sqrt{k_p^2 + |G_I(\omega_R)|^2} \quad (5.42)$$

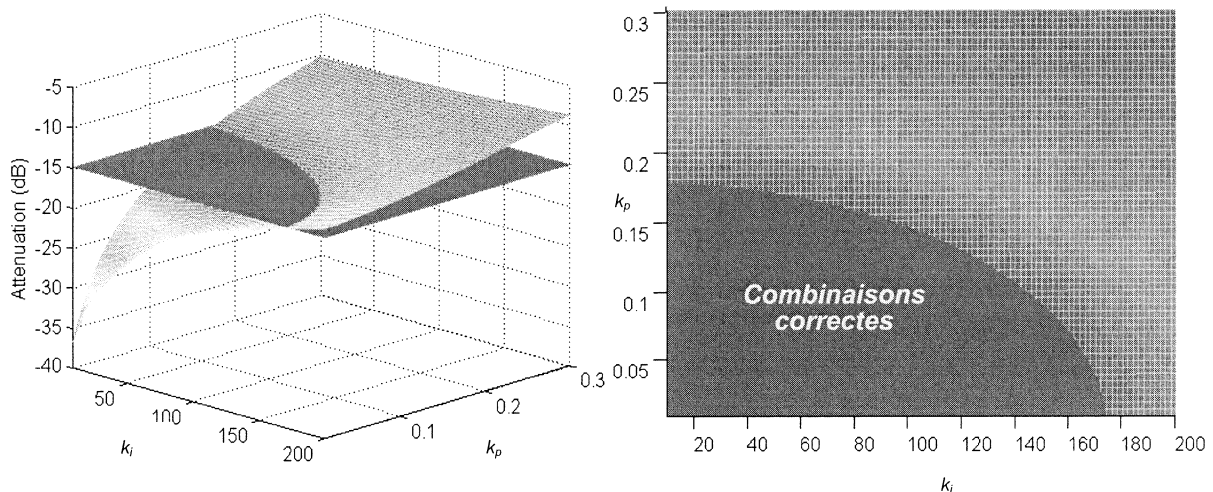


Figure 5-33. Combinaisons des paramètres k_p et k_i et l'atténuation à la fréquence de résonance du filtre.

A partir de l'expression 5.42 on peut calculer les combinaisons de k_i et k_p qui permettent de remplir la contrainte de stabilité. La figure 5-33 montre les résultats de cette étude. On observe que le gain proportionnel ne peut pas être supérieur à 0.18 et que le paramètre intégral doit être inférieur à 175.

Ainsi on a choisi une combinaison qui permette de remplir la contrainte de dynamique et de robustesse souhaitée on donc pris les paramètres k_p et k_i qui donnent une atténuation légèrement supérieure à 15dB.

$$k_p = 0.1 \text{ et } k_i = 100$$

La figure 5-34 montre la réponse fréquentielle BO et BF du système contrôlé avec les correcteurs résonants. On vérifie que le système est stable et que le pic de résonance dû au filtre LC a bien un gain négatif en boucle ouverte.

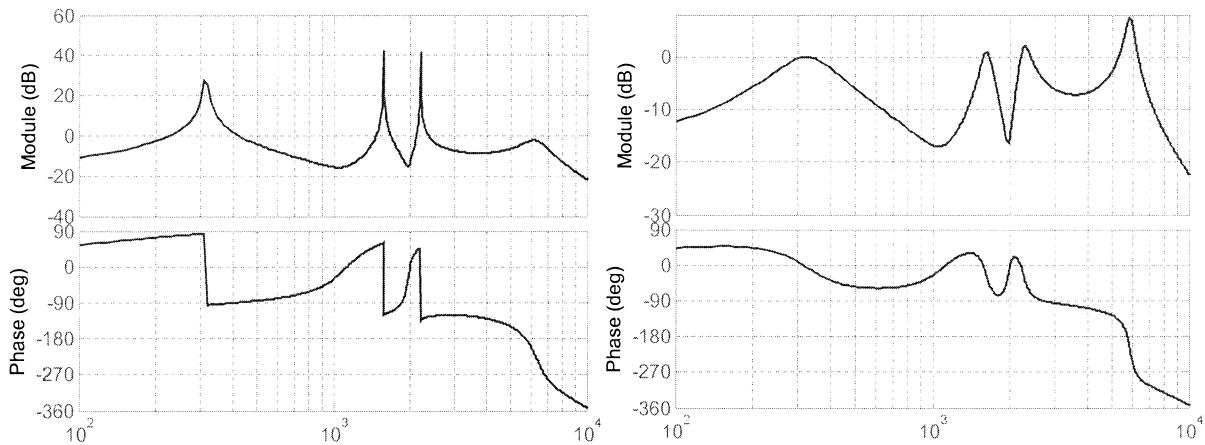


Figure 5-34. Réponse fréquentielle boucle ouverte et boucle fermée du système à intégrateurs généralisés.

Le système est capable de bien rejeter les perturbations agissant à la fréquence des correcteurs (voir figure 5-35). Par contre, si les harmoniques se rapprochent de la fréquence de résonance du filtre, le système ne pourra pas les éliminer et ils seront même amplifiés.

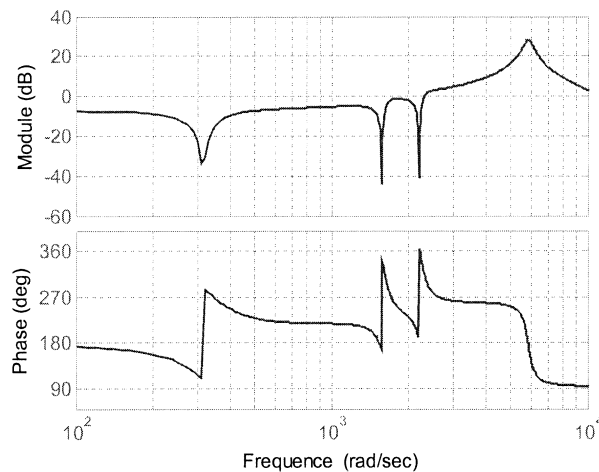


Figure 5-35. Réponse fréquentielle par rapport à la perturbation du système à intégrateurs généralisés.

La figure 5-36 montre les résultats obtenus avec les **intégrateurs généralisés** lors de l'identification et compensation d'un creux de tension monophasé en présence d'un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire. Les conditions de l'essai sont résumées au tableau ci-dessous.

Technique d'identification	Méthode de poursuite asynchrone
Caractéristiques du filtre LC	$C = 70\mu F$ et $L = 360\mu H$
Commande	MLI à 10 kHz, $T_s = 200\mu s$
Méthode de Compensation	Intégrateurs généralisés (en boucle fermée)
Tension réseau	311V-50Hz, 20V-250Hz, 20V-350Hz
Caractéristiques du creux de tension	Monophasé – 50% de profondeur
Courant de charge	20A-50Hz, 10A-250Hz, 5A-350Hz

Tableau 5-7. Résumé des conditions de l'essai de compensation des creux et harmoniques avec le système à intégrateurs généralisés.

On constate que le creux est parfaitement compensé et les harmoniques sont complètement éliminés de la tension de charge.

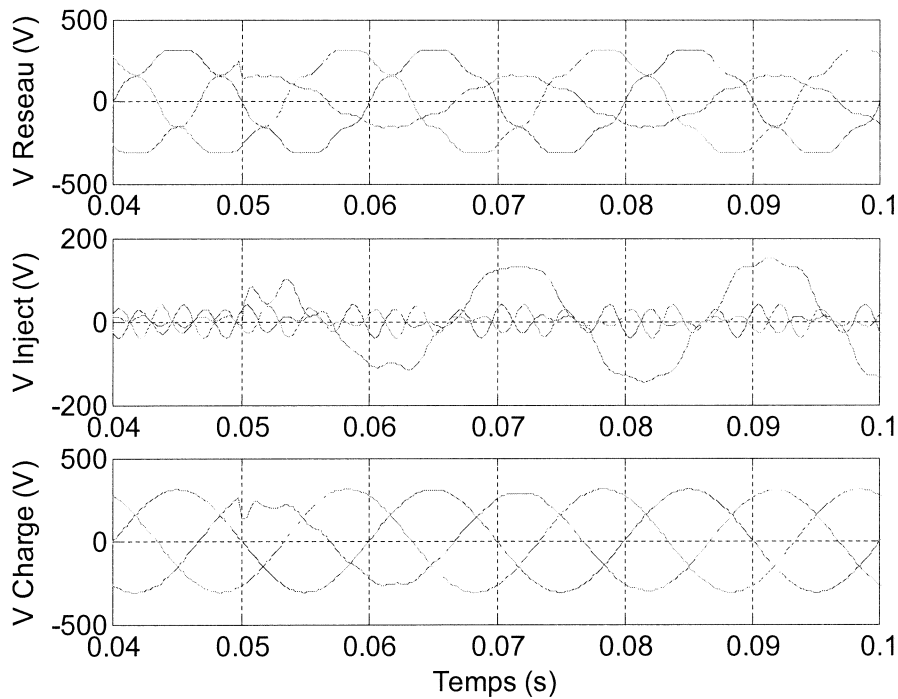


Figure 5-36. Compensation d'un creux de tension dans un réseau fortement perturbé et une charge non-linéaire (intégrateurs généralisés).

On peut augmenter la capacité de réponse du système si on déconnecte tous les correcteurs harmoniques et on augmente la dynamique du correcteur réglé à la fréquence du fondamental lorsqu'on détecte une faute ou une récupération de la tension réseau [GA-03]. Evidemment, pendant ce transitoire, le système n'est pas capable de rejeter les perturbations harmoniques et de suivre des consignes harmoniques.

La figure 5-37 montre la comparaison en régime permanent entre le spectre de la tension et celui de la charge. On constate que les harmoniques disparaissent presque complètement de la tension de charge (THD = 1.8%).

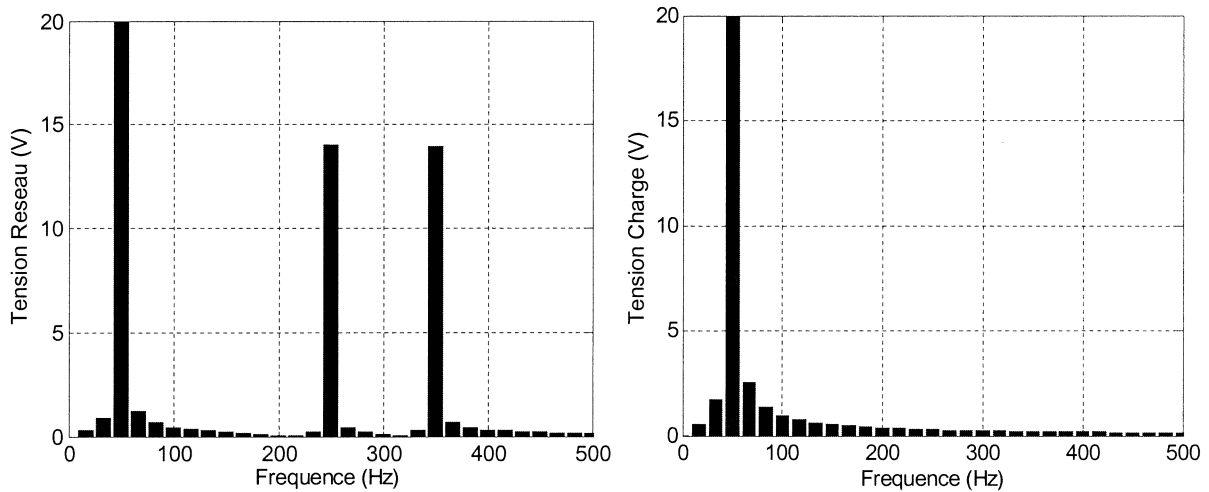


Figure 5-37. Comparaison entre les spectres de la tension réseau et la tension de charge (intégrateurs généralisés).

En ce qui concerne la robustesse, l'influence des erreurs paramétriques a été analysée en détail (figures A.8.1, A.8.2, A.9.1, A.9.2, A.10.1 et A.10.2 de l'annexe). On constate que **le paramètre le plus critique est la résistance**, car si l'erreur d'estimation dépasse +35% (résistance sous estimée), **le système peut devenir instable**. En ce qui concerne l'inductance et la capacité, la marge de variations est encore plus élevée (-55% et $\pm 90\%$ respectivement). Par contre, si le système est stable, l'erreur d'estimation n'a pas d'influence sur la précision : **le système est toujours capable d'éliminer l'erreur en régime permanent** aux fréquences auxquelles les correcteurs sont réglés.

Si le rejet de perturbations est en général assez limité à la fréquence de résonance du filtre, cette caractéristique peut être sérieusement dégradée si la valeur de résistance utilisée dans la commande est surestimée par rapport à la résistance réelle du système.

c) Conclusions

Les correcteurs en boucle fermée permettent de compenser les effets négatifs du filtre *LC* et de minimiser les erreurs. Le correcteur à réponse pile est plus simple que les intégrateurs généralisés, par contre sa précision dépend énormément de la précision des paramètres. On constate que les intégrateurs généralisés, sont très précis, en revanche, ils peuvent s'avérer complexes et instables si erreurs paramétriques excessives il y a. De plus, ils ne peuvent travailler que pour des références et perturbations de fréquences bien définies.

Il faut toutefois noter que la dynamique du correcteur pile est ralentie par la nécessité de prédiction, tandis que la limitation de dynamique des intégrateurs généralisés vient de contraintes de stabilité.

CHAPITRE 6 : COMMANDE EXTERNE DES COMPENSATEURS D'EP

La **boucle externe** des compensateurs d'EP est le niveau hiérarchique haut qui, à partir de l'état actuel des grandeurs commandées, calcule la quantité d'énergie à échanger avec le réseau pour arriver à un état souhaité. Cette information est envoyée aux **boucles internes** en forme de consigne (de tension, courant, angle d'amorçage etc.).

Dans les *compensateurs*, à la différence des *systèmes de remplacement* fonctionnant en tout ou rien (comme les ASI par exemple), il ne suffit pas de détecter les perturbations, mais il est aussi nécessaire de les identifier pour pouvoir ainsi les compenser correctement selon la stratégie choisie. De ce fait, la boucle de commande hiérarchique haut des compensateurs d'EP est en général composée de deux blocs principaux : le bloc *d'identification des perturbations* et le bloc de *compensation* (figure 6-1).

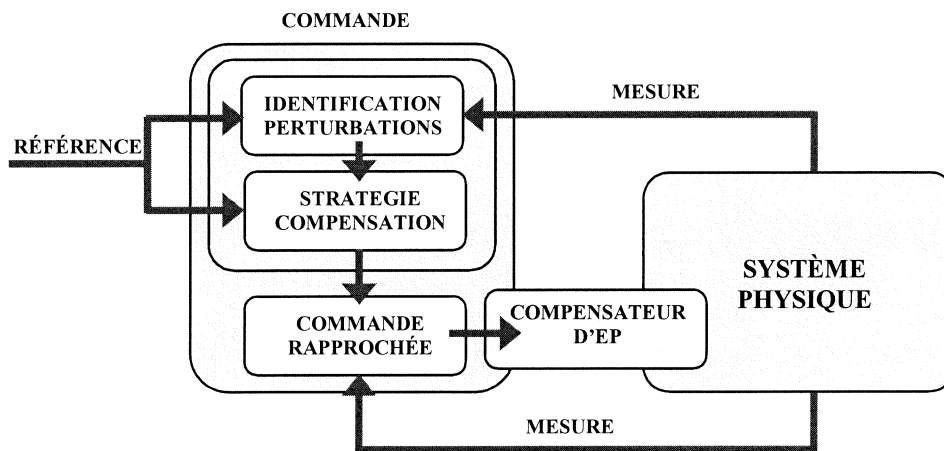


Figure 6-1. Boucle de commande externe des compensateurs d'EP.

Même s'il s'agit d'une application en temps réel, le traitement d'information nécessaire à l'**identification** peut être réalisé aussi bien en *temps réel* qu'en *temps différé* selon l'application.

Dans le cas de l'identification temps réel, on réalise le traitement à chaque période de commande, en utilisant une **fenêtre glissante** dont la largeur dépend du traitement à réaliser et de la dynamique du signal acquis. En général on essaie d'optimiser les calculs en utilisant des méthodes récursives. Dans certains cas, la pondération des derniers échantillons stockés dans la fenêtre est mise à contribution pour améliorer les performances dynamiques de l'identification.

Dans le cas de l'identification en temps différé, le traitement est effectué sur la période du signal à traiter, laquelle période peut être très grande par rapport à la période d'échantillonnage.

En régime établi où la grandeur mesurée ne subit pas de variations considérables, les performances des deux méthodes sont très similaires. Toutefois, en transitoire, la méthode de la fenêtre glissante permet de réagir plus rapidement aux variations (l'information est rafraîchie à chaque instant d'échantillonnage). Cela aura comme conséquence une erreur dynamique plus petite. L'utilisation de l'une ou l'autre méthode de traitement dépend des besoins de l'application et de la puissance de calcul disponible (certains traitements mathématiques peuvent être trop complexes pour être réalisés en temps réel).

En temps réel ou en temps différé, l'**identification des perturbations consiste à extraire l'information d'un signal donné et ce, par séparation de la partie souhaitée du signal global**. Lorsqu'on mesure une grandeur électrique, on mesure la grandeur totale (la somme des composantes souhaitées et non souhaitées), il est donc nécessaire d'extraire les perturbations de façon à pouvoir les compenser. Si la référence du compensateur spécifie complètement les caractéristiques de la grandeur à contrôler (amplitude, phase et forme souhaitées) l'identification est réalisée facilement, en comparant la valeur de consigne ($x_{réf}$) avec la grandeur mesurée (x) :

$$x_p = x_{réf} - x \quad (6.1)$$

Où x_p est la perturbation, $x_{réf}$ la référence et x la grandeur mesurée

Néanmoins, très souvent on ne connaît pas toutes les spécifications de la grandeur souhaitée car ses caractéristiques dépendent d'incertitudes comme l'état du réseau, des charges connectées, etc.

Par exemple, dans une application de filtrage actif de courant, le but poursuivi est un courant extrait du réseau proche d'une sinusoïde, mais les consignes imposées au filtre actif sont tributaires de la charge et de l'état du réseau. Dans la même optique, dans une application de réglage de tension dans un nœud du réseau, l'amplitude de la tension désirée est connue, mais sa phase se doit d'être calculée.

Dans tous ces cas, il est nécessaire de bien adapter l'outil mathématique à même de réaliser l'extraction de l'information nécessaire à la compensation.

Si l'identification de perturbations périodiques est moins contraignante en temps, ce n'est pas le cas des perturbations non périodiques. En effet, la rapidité de réponse du système d'identification est indispensable car la durée des phénomènes perturbants peut être très courte et souvent avec des conséquences graves, il est donc indispensable d'agir avec célérité, c'est le cas des creux de tension par exemple.

La stratégie de **compensation** se décline en deux formes :

- **Directement**, par injection de contre perturbation via les signaux inverses (de même forme mais en opposition de phase).
- **Indirectement**, par action sur des variables qui à leur tour agissent sur les perturbations, comme par exemple l'optimisation de flux énergétique afin de régler la tension dans un nœud du réseau.

Le présent chapitre décrira séparément les deux types de compensation : courant et tension. Chaque type de compensation fait appel à des techniques d'identification particulières.

6.1 Identification et compensation des perturbations agissant sur la tension

6.1.1 Identification des perturbations agissant sur la tension

Les perturbations les plus fréquentes sur un système triphasé de tensions sont les *déséquilibres*, la *distorsion de la forme d'onde* et *l'écart de l'amplitude de la séquence directe par rapport à sa valeur nominale*. Ainsi, pour compenser ces perturbations, il est nécessaire d'identifier la phase et/ou l'amplitude de la séquence directe fondamentale. Dans ce chapitre on va présenter des méthodes d'identification adaptées à la compensation des perturbations périodiques ou non.

La connaissance de la phase de la tension est essentielle dans n'importe quel système contrôlable raccordé au réseau, pour pouvoir ainsi se synchroniser et contrôler l'échange de puissance active et réactive avec le réseau (réactif dans sa définition globale de Fryze – voir paragraphe 1.1.2). L'outil de base pour estimer cette phase est la boucle à verrouillage de phase que l'on appellera PLL (*Phase Lock Loop*). Dans les applications réseau électrique, la PLL sert essentiellement à estimer et filtrer la phase et l'amplitude instantanée du phaseur équivalent d'un système triphasé. La figure 6-2 montre la structure classique d'une PLL triphasée [OY-02] :

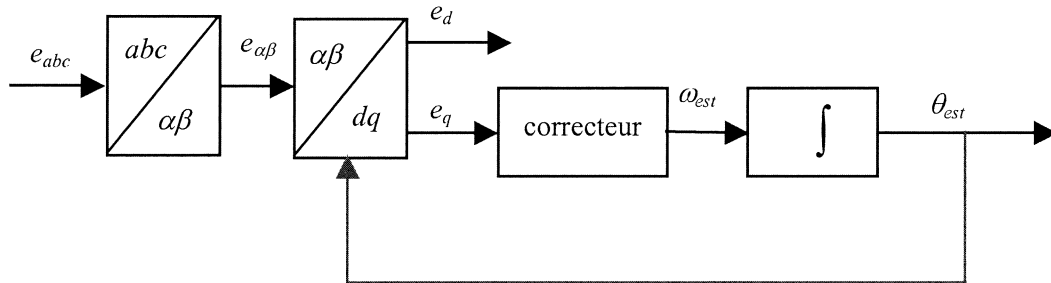


Figure 6-2. Structure classique d'une PLL triphasée.

Lorsqu'une perturbation apparaît (en forme de déséquilibre, distorsion de l'onde etc.), la vitesse et l'amplitude instantanées du phaseur équivalent de la tension seront perturbées : elles ne seront plus constantes. La vitesse moyenne de rotation et l'amplitude moyenne correspondront à la vitesse et l'amplitude des composantes directes fondamentales, tandis que les oscillations seront dues aux perturbations (séquence inverse ou harmoniques). La figure 6.3 montre l'effet d'un déséquilibre de ($E^- = 0.3 \cdot E^+$) sur l'amplitude (E) et la phase instantanée (θ) du phaseur équivalent de la tension réseau.

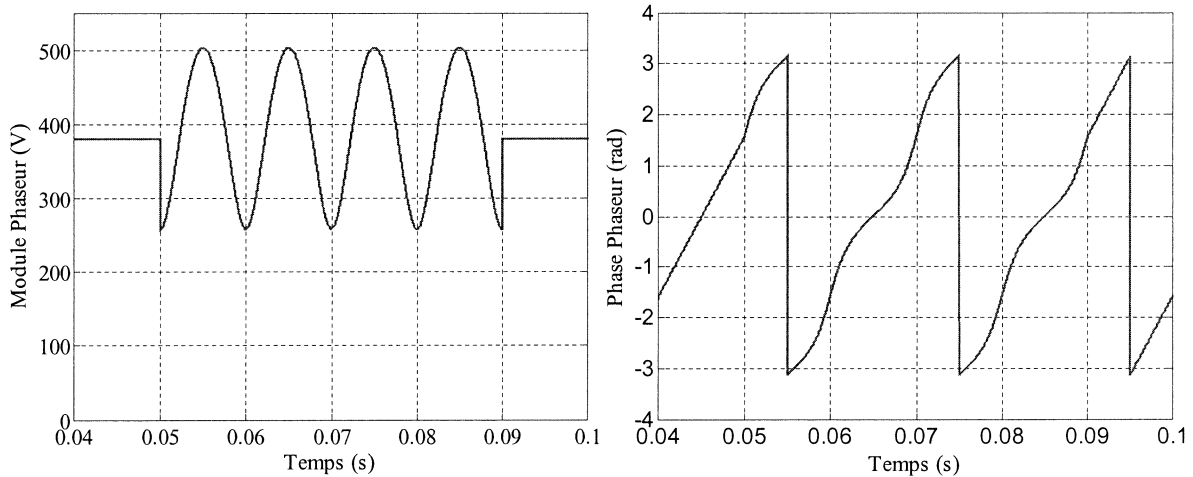


Figure 6-3. Effet d'un déséquilibre sur l'amplitude et l'argument du phaseur équivalent de la tension réseau.

Si la seule perturbation présente sur la tension est la composante inverse (figure 6-4), les expressions du module (E) et de l'argument (θ) du phaseur équivalent instantané de la tension (\vec{E}) peuvent être déduites du module et de la phase des séquences directes (E^+, θ^+) et inverses (E^-, θ^-) :

$$E = \sqrt{(E^+)^2 + (E^-)^2 + 2E^+E^- \cos(\theta^- - \theta^+)} \quad (6.2)$$

$$\theta = \theta^+ + \delta \quad (6.3)$$

Avec

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{E^- \sin(\theta^- - \theta^+)}{E^+ + E^- \cos(\theta^- - \theta^+)} \right) \quad (6.4)$$

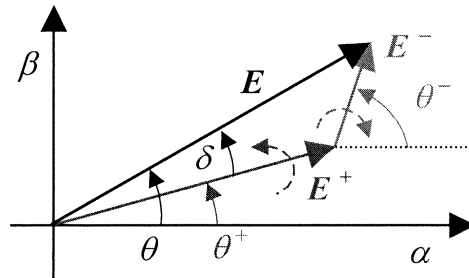


Figure 6-4. Diagramme vectoriel d'un système triphasé déséquilibré.

Du fait de la nature de filtre d'une PLL, l'information de **phase** obtenue à sa sortie (θ_{est}) dépend de sa bande passante. Ainsi, si celle-ci est **très élevée**, la phase de sortie sera une image de celle correspondant au phaseur équivalent instantané de la tension ($\theta_{est} = \theta$) et contiendra donc toutes les perturbations (figure 6-5 à gauche). Par contre, si la bande passante est **suffisamment réduite**, on filtre toutes les perturbations ($\theta_{est} = \theta^+$) et la sortie sera une image de la phase du phaseur équivalent de la séquence directe (figure 6-5 à droite). Cette dernière est la meilleure solution pour pouvoir rejeter les perturbations agissant sur la phase.

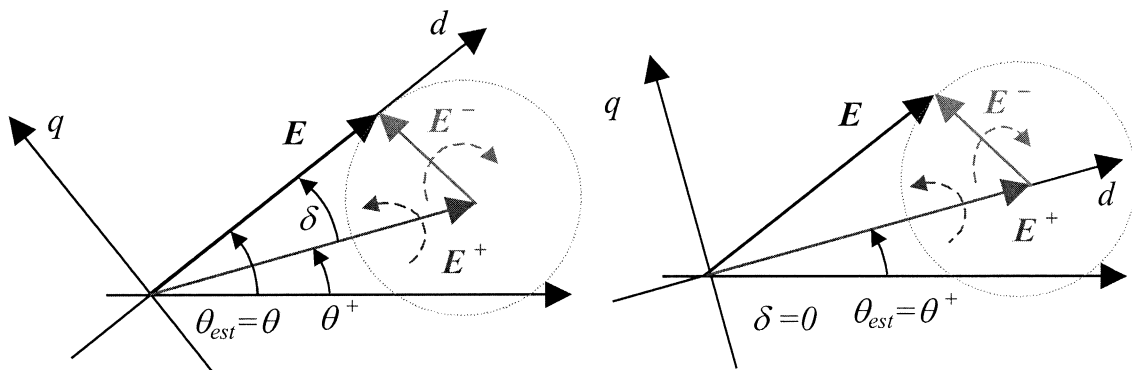


Figure 6-5. Fonctionnement d'une PLL bande passante très élevée (gauche) et faible bande passante (droite).

Le résultat est une diminution de la dynamique de la PLL. Cependant, dans cette application, il n'y a pas de compromis à faire entre la précision et la vitesse de la réponse, car **le but recherché est une bande passante réduite** de la PLL, l'objectif étant de rejeter au maximum les perturbations de phase afin que toute l'information perturbations soit comprise dans le **module** instantané du phaseur. Evidemment, cette dynamique limitée provoque un ralentissement du temps de synchronisation lors de la mise en route du système.

En ce qui concerne le réglage de la bande passante, du fait du comportement non-linéaire de la PLL, il est nécessaire de la linéariser pour pouvoir utiliser les techniques linéaires de réglage. Si on considère que l'erreur du système (e_q) est très petite (voir figure 6-6), la relation entre cette erreur et l'erreur d'estimation de phase (δ) sera [CU-00] :

$$e_q = -E \cdot \sin(\delta) \approx -E \cdot \delta \quad (6.5)$$

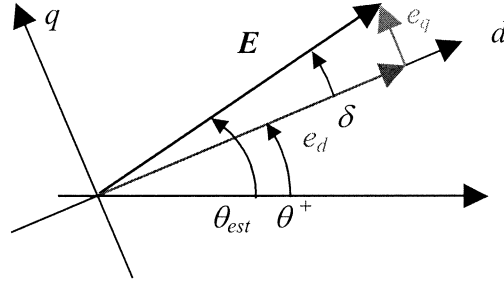


Figure 6-6. Relation entre l'erreur de tension (e_q) et l'erreur de phase (δ).

Par conséquent le modèle linéarisé de la PLL est décrit sur la figure 6-7 :

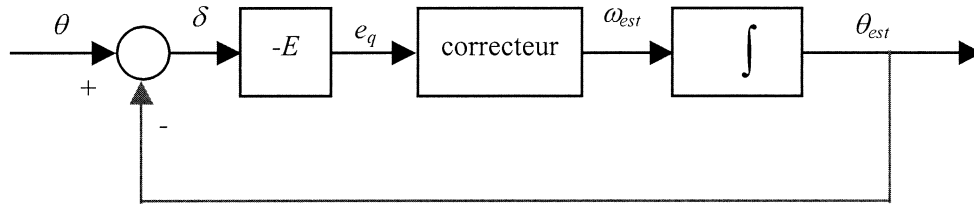


Figure 6-7. Modèle linéarisé d'une PLL.

Si on choisit un PI de la forme¹¹ :

$$C(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (6.6)$$

On pourra fixer l'amortissement des pôles en boucle fermée (ξ) et la bande passante en boucle ouverte du système (BP_{BO}) avec les expressions :

$$\omega_n = \frac{BP_{BO}}{\sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}}} \quad (6.7)$$

$$k_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \quad (6.8)$$

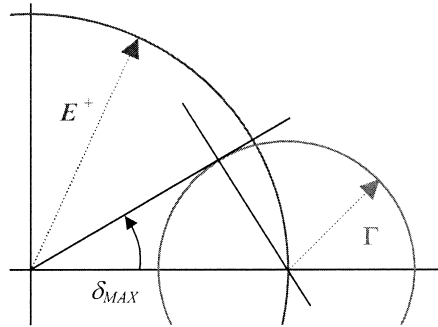
$$k_i = \omega_n^2 \quad (6.9)$$

La perturbation à plus basse fréquence en cas de déséquilibre sera la composante inverse ($-2\omega_0$) car le premier harmonique perturbant est en général le 5^{ème} (qui tourne à $-6\omega_0$). Ces perturbations provoquent une perturbation sur la phase (voir figure 6-8) dont l'amplitude (δ_{MAX}) dépend du rapport entre le module de la séquence directe fondamentale (E^+) et celui de la perturbation (Γ) :

$$\delta_{MAX} = \sin^{-1}\left(\frac{\Gamma}{E^+}\right) \quad (6.10)$$

Par exemple si la perturbation est une séquence inverse de 30% ($\Gamma = E^- = 0.3 \cdot E^+$), il y aura une perturbation sur la phase de 17.5° d'amplitude, c'est-à-dire, 4.85% par rapport à θ^+ .

¹¹ Il faut remarquer que quelques auteurs, [AL-01] par exemple, proposent un correcteur plus complexe (par exemple un RST avec rejet des premiers harmoniques) de façon à éviter la réduction excessive de la bande passante de la PLL tout en gardant une capacité de réjection élevée. Cependant, dans le cadre de cette thèse on ne le considère pas nécessaire, car la réduction de la dynamique n'a que des conséquences positives dans l'application étudiée.


 Figure 6-8. Amplitude maximum des perturbations sur la phase (δ_{MAX}).

Ainsi, si l'on veut atténuer la perturbation de plus basse fréquence (c'est-à-dire la séquence inverse) dans un rapport de 10 (-20dB), il faudra fixer la bande passante du correcteur PI approximativement une décade avant la pulsation de la perturbation :

$$BP_{BO} = \frac{\omega_0}{5} \quad (6.11)$$

La figure 6-9 montre la capacité de filtrage de cette PLL. Dans la réponse fréquentielle (à gauche) on retrouve une atténuation autour de 20dB à la pulsation de la séquence inverse (628 rad/s), et dans la réponse temporelle (à droite) on constate l'atténuation de la sortie de la PLL par rapport à l'amplitude de la perturbation de phase produite par une séquence négative de 30%.

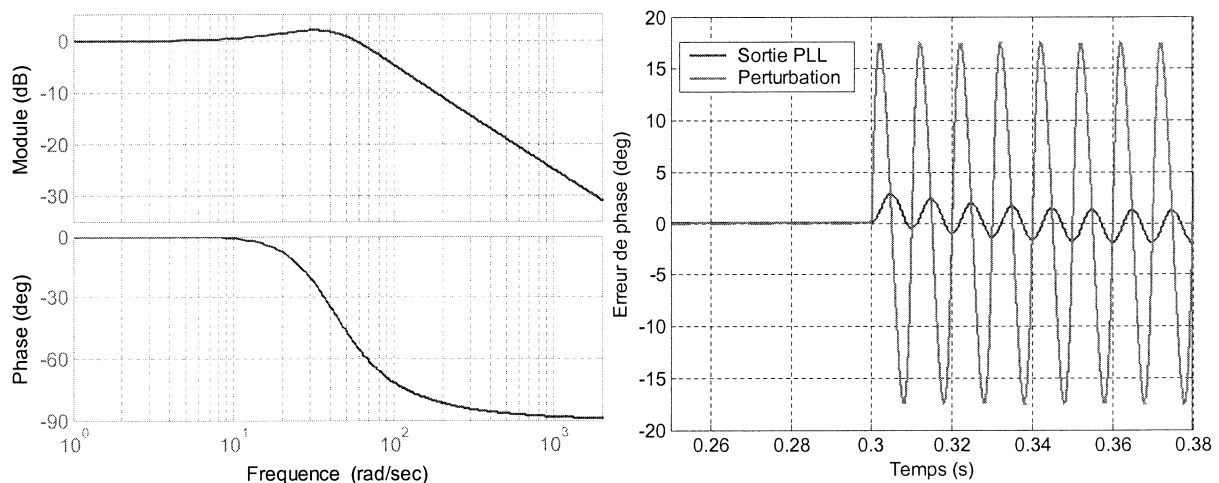


Figure 6-9. Réponse fréquentielle de la PLL (à gauche) et effet sur la phase d'un déséquilibre de 30% (à droite).

En ce qui concerne l'information sur l'**amplitude**, toute l'information (amplitude de la séquence positive et des perturbations) est incluse sur la composante d de la tension de sortie de la PLL. Ainsi il est nécessaire de filtrer cette composante pour extraire l'amplitude de la séquence positive et éliminer l'influence des perturbations. A la différence de l'extraction de la phase, où il n'y a pas nécessité d'une dynamique élevée, ici la vitesse de réponse doit être très importante en particulier pour la compensation des perturbations apériodiques ; de ce fait, un compromis entre la vitesse de réponse et la capacité de réjection des perturbations doit être fait.

La figure 6-10 montre l'estimation de l'amplitude de la séquence directe de la tension à partir du filtrage de la composante d dans un système déséquilibré ($E^- = 0.3 \cdot E^+$) où il se produit une chute de 20% de la valeur de la séquence positive. Le filtre utilisé est de type Butterworth du 4^{ème} ordre avec différentes fréquences de coupure. On peut observer que si l'on veut filtrer les perturbations correctement, le temps de réponse de l'estimateur d'amplitude devient très élevé ($\approx 100\text{ms}$).

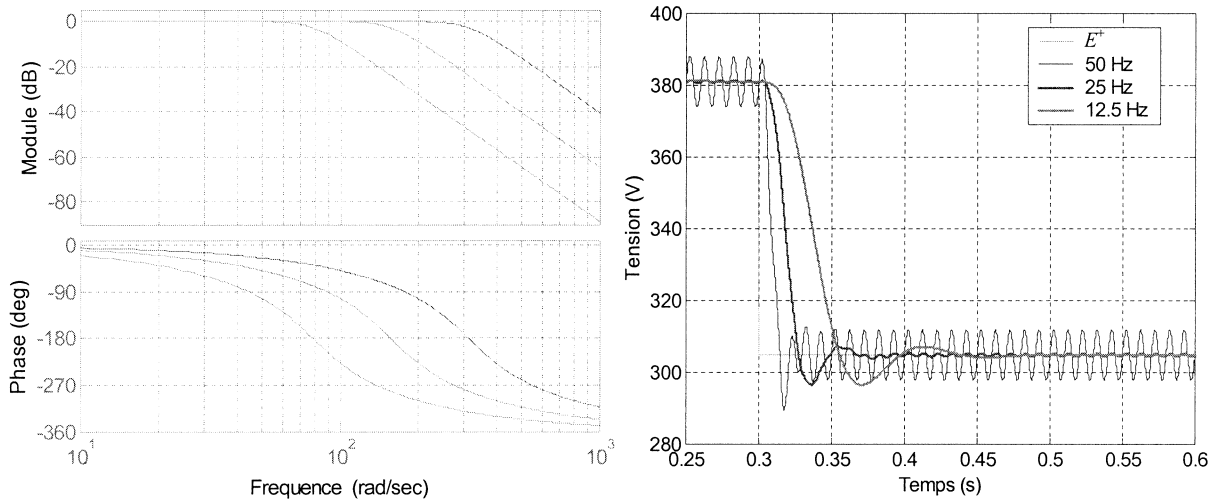


Figure 6-10. Amplitude de la séquence directe estimée par une PLL face à une variation de -20% et pour différentes fréquences de coupure du filtre.

Cette réduction de la dynamique de réponse n'est bien sûr pas acceptable dans de nombreuses applications de compensation de perturbations non-périodiques.

Il est donc nécessaire d'utiliser des techniques plus performantes (et plus complexes dans notre cas) pour pouvoir réduire le temps de réponse de l'identification des perturbations agissant sur la tension. Ces techniques peuvent être divisées en deux familles principales, les techniques *pré-fautes* et les *post-fautes* [ET-02a].

Lorsqu'il s'agit de perturbations sans saut de phase de la composante directe fondamentale (périodiques ou non), il n'y a aucune différence entre ces deux techniques. Par ailleurs, la plupart des charges ne sont pas sensibles aux sauts de phase et il n'est donc pas nécessaire de les compenser.

Les techniques post-fautes fournissent la phase instantanée de la composante directe fondamentale, avec ou sans saut de phase. Par contre, certaines charges (comme les charges à base de thyristors) peuvent être très sensibles aux sauts de phase et donc les compensateurs se doivent d'agir. C'est pour cela que les techniques pré-fautes viennent pallier ce problème en fournissant la phase de la composante directe fondamentale précédente au saut de façon à ce que le compensateur puisse la rétablir.

Ces techniques seront plus explicitées ci-dessous où l'on analyse trois méthodes d'identification de perturbations : la méthode de poursuite de la phase, la méthode des composantes symétriques instantanées et la méthode de poursuite asynchrone.

6.1.1.1 Méthode de la poursuite de phase

Il s'agit d'une méthode d'identification relativement simple et très performante dont le noyau est une PLL. La figure 6-11 présente le schéma-bloc de cette méthode.

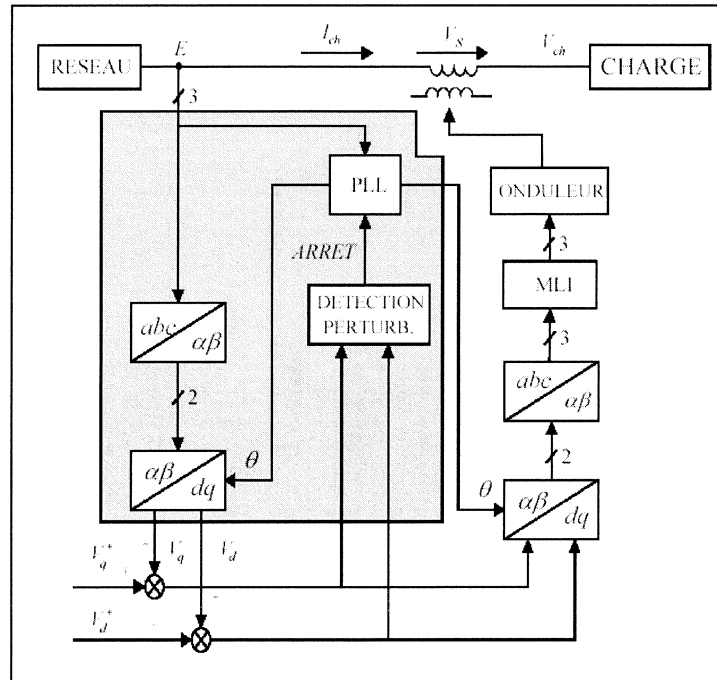


Figure 6-11. Méthode d'identification de perturbations de poursuite de la phase illustrée par une application de compensation série.

Lorsqu'il y a des perturbations, les projections d et q de la tension de sortie ne seront plus constantes et il se produira un écart par rapport à la valeur nominale des tensions (valeurs connues par l'utilisateur). Cet écart servira pour identifier les perturbations.

Le fonctionnement du système varie en fonction de la bande passante de la PLL. Si la **bande passante est très réduite** (on peut même arrêter la PLL), toute l'information sur la perturbation est contenue sur les projections d et q de la tension. Par conséquent, en cas de saut de phase, l'information fournie par la méthode permet de compenser la perturbation sur la base de la phase antérieure à la perturbation. Il s'agit donc d'une identification de type *pré-faute*.

Par contre si la **bande passante est élevée**, le repère tourne avec la phase perturbée et donc les projections d et q de la tension ne contiennent d'information que pour compenser les perturbations sur l'amplitude. Par conséquent, la phase de sortie sera une image de la phase instantanée du phaseur de tension pendant la perturbation ($\theta_{est} = \theta$), et donc en cas de saut de phase, la méthode ne permet que le rétablissement de l'amplitude de la tension. Il s'agit d'une identification de type *post-faute*.

Par exemple la figure 6-12 montre une tension réseau perturbée (creux monophasé de 50% et de 50ms de durée qui produit un saut de phase de $\pi/5$ sur les 3 phases), et les résultats de son identification par cette méthode avec une PLL de faible dynamique. On voit bien que l'information obtenue : c'est-à-dire que la tension réseau rajoutée à la perturbation identifiée permet de reconstituer la tension à la situation précédant la faute en un temps minimum.

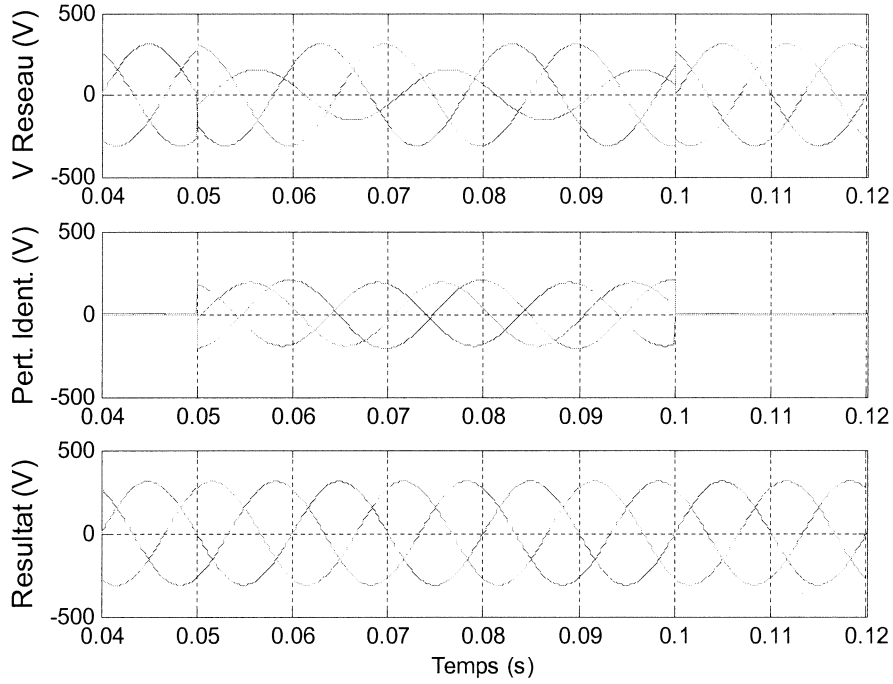


Figure 6-12. Résultats obtenus avec la méthode de poursuite de la phase (PLL de dynamique réduite).

Comme on peut le constater, la méthode est capable de détecter et identifier tout déséquilibre ou creux triphasé. De plus, on peut étendre la méthode à toute déformation de l'onde, c'est-à-dire la détection et l'identification des harmoniques. La figure 6-13 montre son application pour la détection de composantes harmoniques de la tension réseau (pollution par l'harmonique 5 d'amplitude 20V). On remarque que l'information obtenue permet bien la réjection de l'harmonique incriminé.

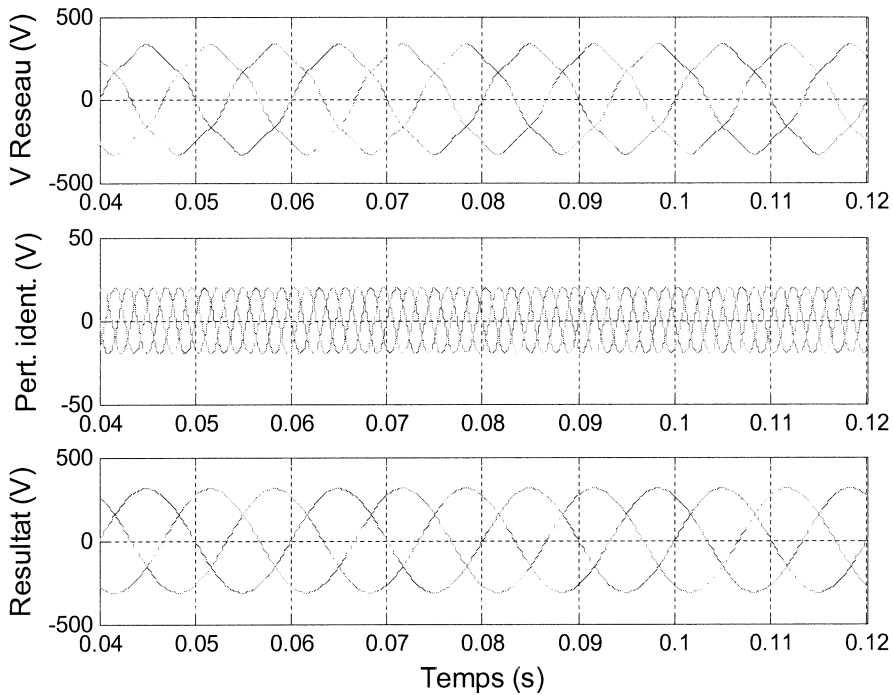


Figure 6-13. Identification du 5^{ème} harmonique (20V) avec la méthode de poursuite de phase.

6.1.1.2 Méthode des composantes symétriques instantanées

Cette méthode (initée dans [SV-01]) permet de décomposer le système en composantes symétriques directement à partir des tensions de phase instantanées. La figure 6-14 présente le schéma-bloc de cette méthode.

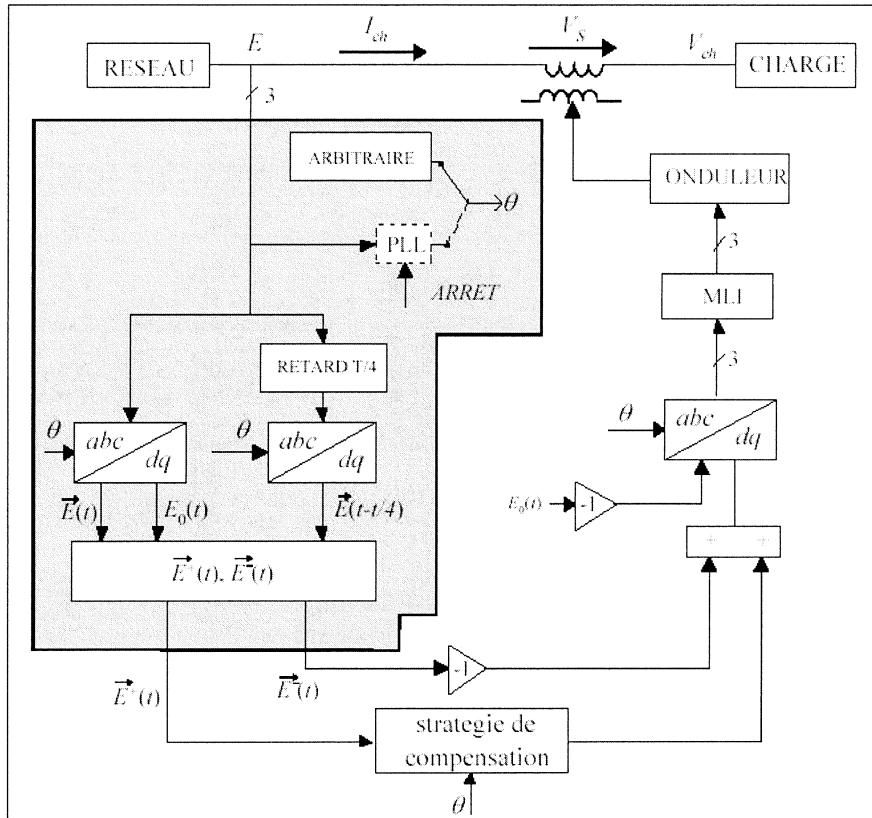


Figure 6-14. Méthode d'identification de perturbations des composantes symétriques instantanées illustrant un cas de compensation série.

La décomposition est faite dans un repère tournant à partir d'une combinaison réalisée entre le phaseur équivalent instantané de la tension et de son image décalée de $T/4$, T étant la période du fondamental.

Si on considère que le système ne contient que les séquences directe et inverse fondamentales, les modules des séquences seront (formules 6.12 et 6.13) :

$$E^+ = \frac{1}{2} \vec{E}(t) + \vec{E}(t - T/4) \quad (6.12)$$

$$E^- = \frac{1}{2} \vec{E}(t) - \vec{E}(t - T/4)$$

Les phases des séquences directe et inverse peuvent être déduites avec les expressions :

$$\theta^+ = \frac{\theta + \theta(t - T/4) + \pi/2}{2}$$

$$\theta^- = \theta^+ + \tan^{-1} \left(\frac{E \sin(\theta - \theta^+)}{E \cos(\theta - \theta^+) - E^+} \right) \quad (6.13)$$

La figure 6-15 illustre les formules ci-dessus.

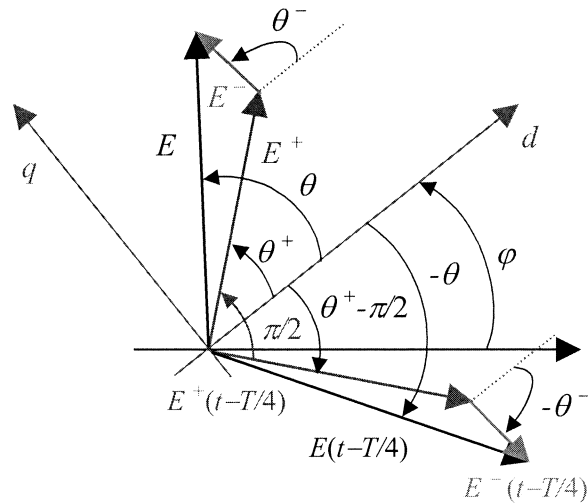


Figure 6-15. Principe de la méthode des composantes symétriques instantanées.

On se propose ici d'analyser le comportement de cette méthode face aux perturbations harmoniques. A cet effet, on remarque que dans un repère tournant à la pulsation fondamentale, le décalage temporel provoque un déphasage angulaire différent selon le rang des harmoniques projetés sur cet axe :

- **Harmoniques de la forme $2(2n-1)$** , avec $n = (1, 2, 3 \dots)$: le décalage temporel provoque un déphasage de π rad, c'est-à-dire que le phaseur instantané et le phaseur décalé **seront en opposition de phase et par conséquent la somme des deux phaseurs sera nulle**. C'est le cas pour les harmoniques 2 et 6 en repère tournant, c'est-à-dire, la séquence inverse et les harmoniques 5 et 7 dans le repère fixe.
- **Harmoniques de la forme $4n$** , avec $n = (0, 1, 2, 3 \dots)$: le décalage temporel provoque un déphasage de 2π rad, c'est-à-dire que le phaseur instantané et le phaseur décalé seront en phase. Ici la perturbation harmonique extraite est double. C'est le cas des harmoniques 0 et 12 en repère tournant, c'est-à-dire, la séquence directe et les harmoniques 11 et 13 dans le repère fixe.

Cette propriété permet une séparation partielle des composantes souhaitées et non souhaitées de la tension réseau. Ainsi on peut compenser les harmoniques 5, 7 et la séquence inverse fondamentale, c'est-à-dire les harmoniques basse fréquence les plus importantes. Néanmoins, les harmoniques 11 et 13 ne peuvent pas être séparés de la séquence directe fondamentale, ce qui est une faiblesse de la méthode.

En ce qui concerne la synchronisation du repère tournant, cette méthode n'a pas besoin d'estimer la phase de la tension, on peut utiliser n'importe quelle phase arbitraire si elle tourne à la même vitesse que la séquence directe fondamentale de la tension réseau, car la décomposition est basée sur la phase relative entre les deux phaseurs et non sur la phase absolue.

La figure 6-16 montre les modules et phases des deux phaseurs lorsqu'il se produit la perturbation type décrite au paragraphe précédent (creux monophasé de 50% et de 50ms de durée qui produit un saut de phase de $\pi/5$ sur les 3 phases). On peut observer le déphasage entre les deux signaux et comment leurs parties alternatives ont une phase inversée.

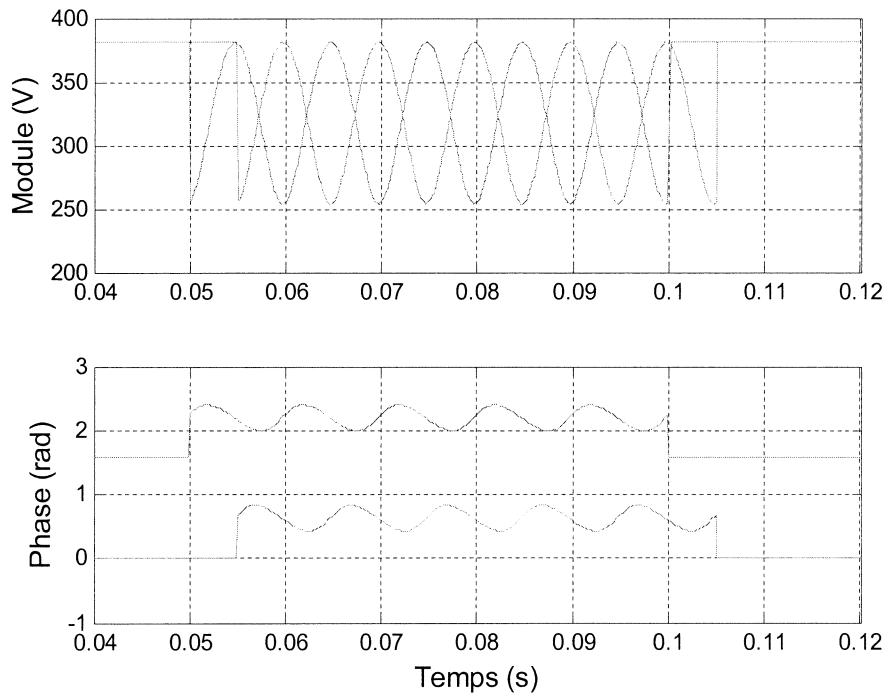


Figure 6-16. Module et phase du phaseur de la tension réseau et de son image décalée de $T/4$.

La figure 6-17 montre l'information obtenue par cette méthode pour la perturbation type **en utilisant une phase arbitraire**. On peut constater que l'information fournie sert bien à compenser les perturbations agissant sur le module, la phase n'étant pas compensée, cette méthode étant du type *post-faute*. On observe aussi dans les figures que cette méthode d'identification a un retard de 5ms équivalent à $T/4$ du fondamental.

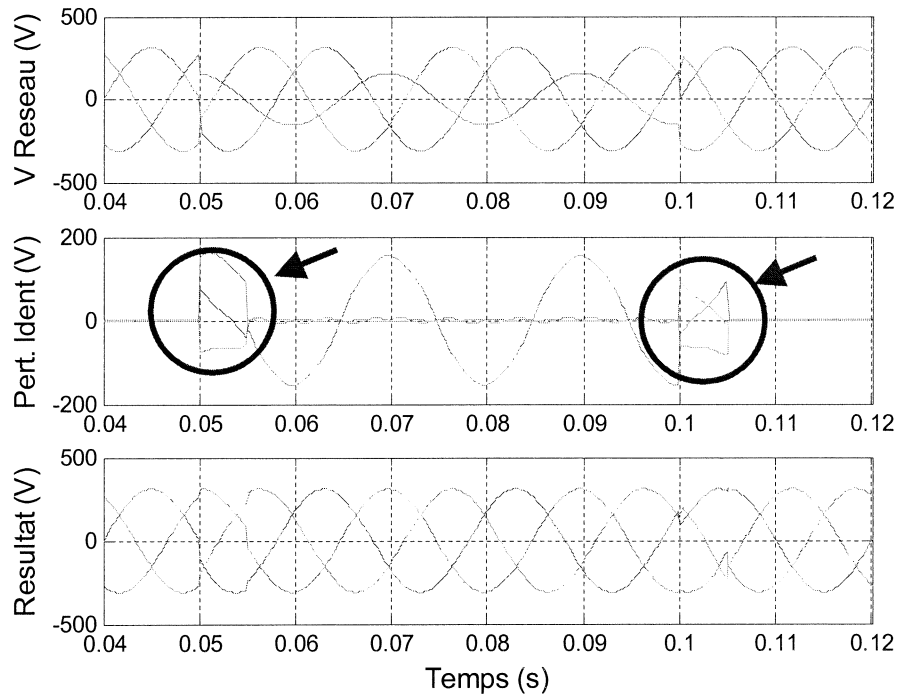


Figure 6-17. Identification d'un creux monophasé avec la méthode des composantes symétriques instantanées (cercles les transitoires dus au décalage de $T/4$).

Si dans la figure précédente on utilise une phase arbitraire, on peut transformer la technique d'identification en une méthode de type *pré-faute* en utilisant une PLL de faible dynamique qui puisse fournir la phase précédente à la faute.

En ce qui concerne la capacité d'identification de cette méthode, comme déjà dit plus haut, elle est capable d'identifier de plus de la séquence inverse, les harmoniques 5 et 7 de la tension. La figure 6-18 illustre le propos pour l'harmonique 5. Concernant l'incapacité d'identifier les harmoniques 11 et 13, la figure 6-19 le montre pour le cas de l'harmonique 11.

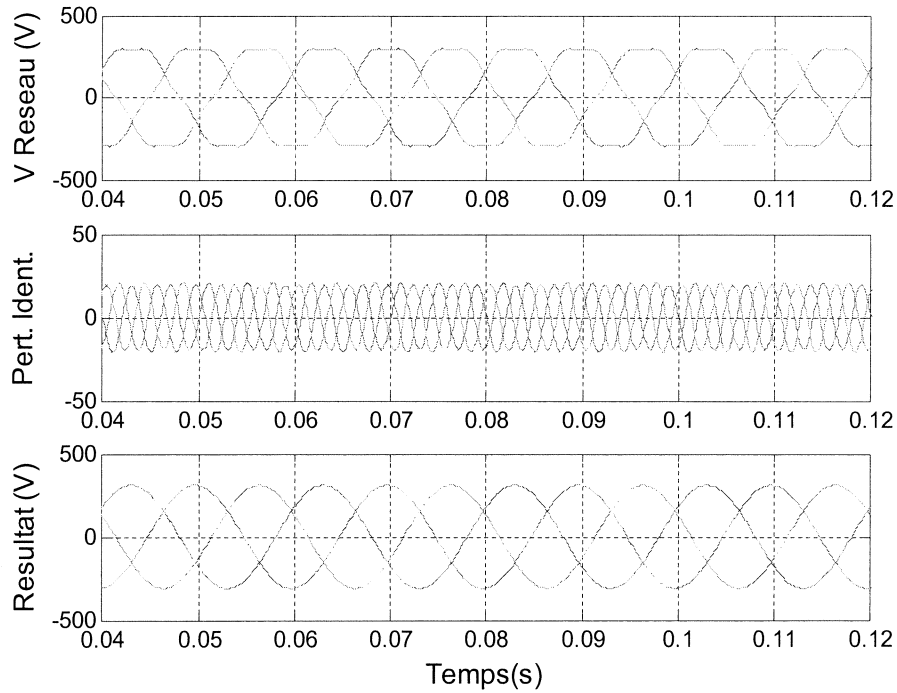


Figure 6-18. Identification du 5^{ème} harmonique (20V) avec la méthode des composantes instantanées.

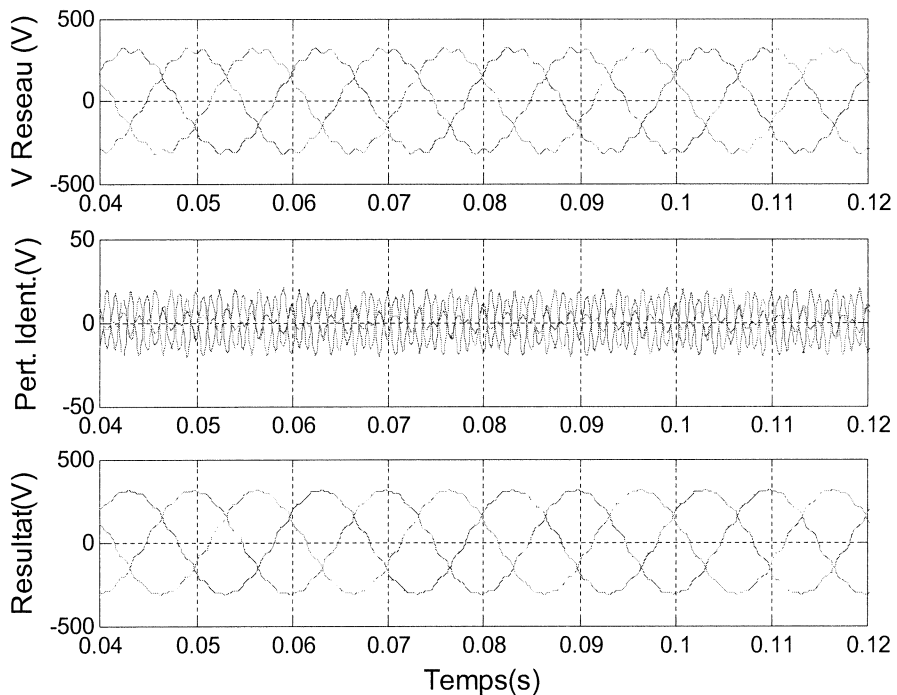


Figure 6-19. Identification du 11^{ème} harmonique (20V) avec la méthode des composantes instantanées.

La méthode des composantes symétriques peut être aussi implémentée en utilisant la transformation de Fortescue. Elle nécessite le recours à l'identification de la phase et du module de la tension via une méthode des moindres carrés. Cette méthode a aussi été testée et étudiée dans le cadre de cette thèse et malgré les bonnes performances obtenues pour les signaux fondamentaux [ET-02a], elle n'a pas été retenue pour le cas général : de grands volumes de calculs sont nécessaires du fait de la nécessité de l'estimation temps réel des vecteurs équivalents de **toutes les composantes harmoniques** de la tension réseau.

6.1.1.3 Méthode de la poursuite asynchrone

Cette méthode originale a été mise au point dans le cadre de cette thèse. Elle présente les avantages de la méthode de la poursuite de phase (identification totale des perturbations, simplicité de calcul) sans avoir recours à l'utilisation des systèmes de synchronisation (voir PLL), d'où le nom de méthode asynchrone.

Le principe est identique à celui de la poursuite de phase, on extrait ainsi d'une part tous les termes oscillatoires présents sur les projections d et q de la tension (elles sont extraites par filtrage), et d'autre part on calcule le vecteur nécessaire pour rétablir le module de la séquence directe à sa valeur nominale (tout en gardant sa phase instantanée).

Ici comme la phase de rotation du repère est arbitraire on ne cherche pas à annuler la composante q de la tension et de ramener la projection d à sa valeur nominale, mais on calcule plutôt le vecteur qui permet de rétablir le module par une compensation en phase. Il s'agit donc d'une identification *post-faute*, car l'information fournie par la méthode est basée sur la phase instantanée de la séquence directe de la tension.

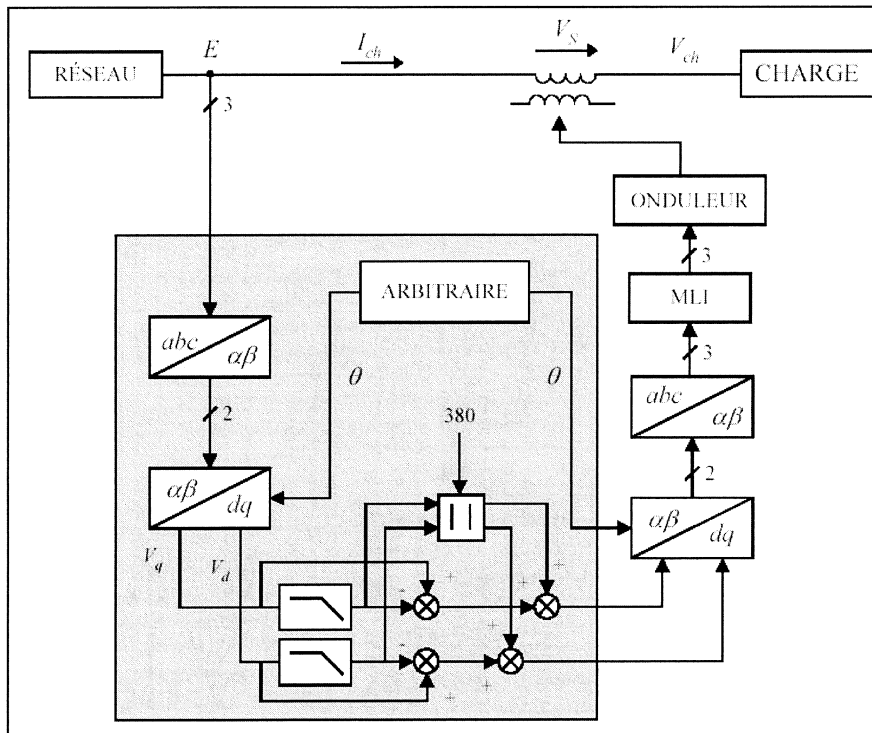


Figure 6-20. Méthode d'identification de perturbations de poursuite asynchrone illustrant un cas de compensation série.

Comme système de filtrage, on a utilisé un algorithme basé sur la moyenne glissante et qui calcule la composante continue des projections d et q de la tension. On a eu recours à la moyenne glissante pour éviter les déphasages inhérents aux filtres passe-bas.

La figure 6-21 illustre les résultats obtenus avec la perturbation type. On observe que le fait d'utiliser un filtre de type moyenne glissante pour extraire les perturbations oscillatoires donne des caractéristiques très intéressantes à la méthode. Ainsi, même s'il s'agit d'une méthode de type post-faute, s'il se produit un saut dans la phase de la séquence directe de la tension (comme c'est le cas de la perturbation simulée), celle-ci sera amortie par le système de filtrage et le passage de la phase pré-faute à la phase post-faute sera graduelle.

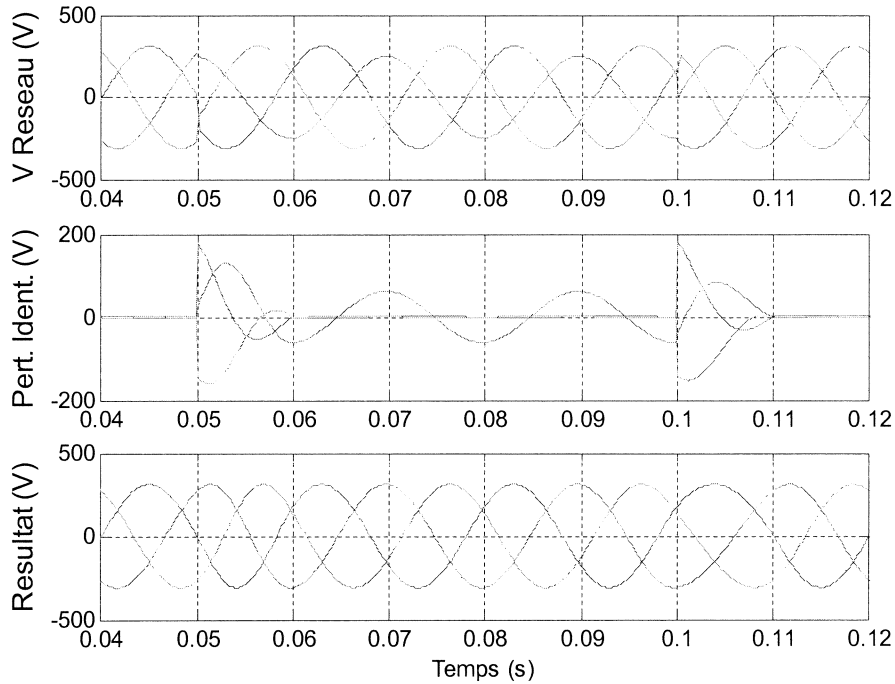


Figure 6-21. Méthode d'identification de perturbations de poursuite asynchrone.

En ce qui concerne la capacité d'identification des perturbations harmoniques, cette méthode est capable d'extraire toutes ces perturbations de la tension du réseau. La figure 6-22 montre par exemple l'identification et la compensation du 7^{ème} harmonique réalisée avec cette méthode.

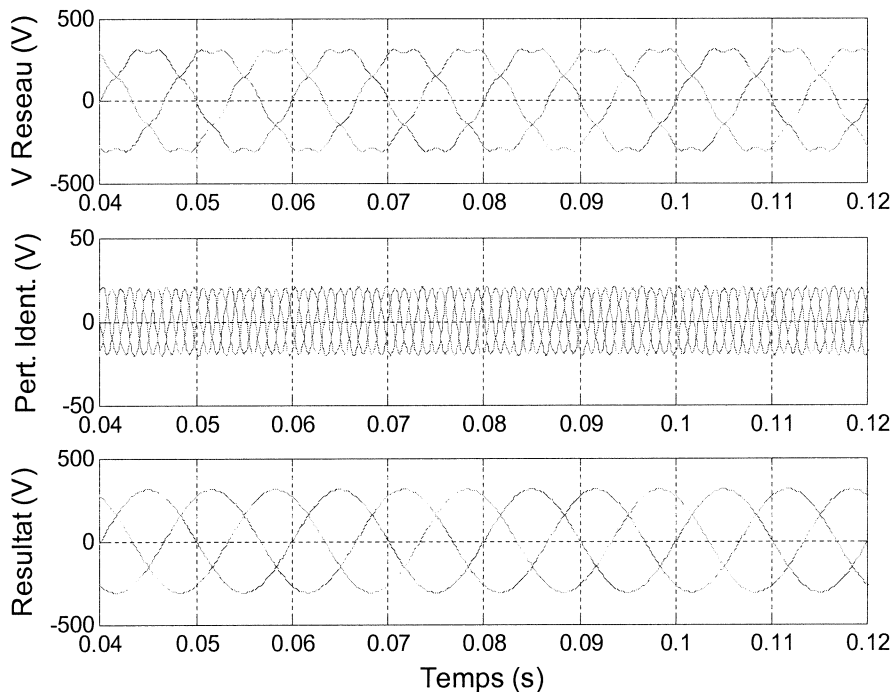


Figure 6-22. Identification du 7^{ème} harmonique (20V) avec la méthode de poursuite asynchrone.

6.1.2 Compensation des perturbations agissant sur la tension

Une fois identifiée la perturbation, il faut décider de la façon de la compenser, c'est-à-dire qu'il faut générer la consigne pour la boucle de courant/tension interne à partir de l'information fournie par le bloc d'identification. Toutefois, dans quelques cas il n'y a qu'un choix possible : l'injection d'une perturbation équivalente en opposition de phase.

La structure d'EP la mieux adaptée pour la compensation des perturbations affectant la tension est le compensateur **série**, car il injecte directement dans le réseau la tension nécessaire pour la compensation.

Néanmoins, dans quelques applications, la solution **shunt** peut être aussi intéressante, surtout lorsque le réseau est très inductif. On va donc étudier les deux possibilités.

6.1.2.1 Compensation série

Le compensateur série agit sur le système en injectant une tension qui se superpose à celle du réseau pour ainsi compenser les perturbations présentes sur la ligne.

La compensation des perturbations sur la forme d'onde de la tension (les harmoniques) et les déséquilibres (séquences inverse et homopolaire) ne peut être effectuée que d'une seule façon : en injectant les mêmes composantes perturbantes mais en opposition de phase.

Quant aux perturbations affectant la valeur efficace de la séquence directe, plusieurs possibilités s'offrent. Ces méthodes seront analysées en utilisant le modèle de la séquence directe du système (voir figure 6-23).

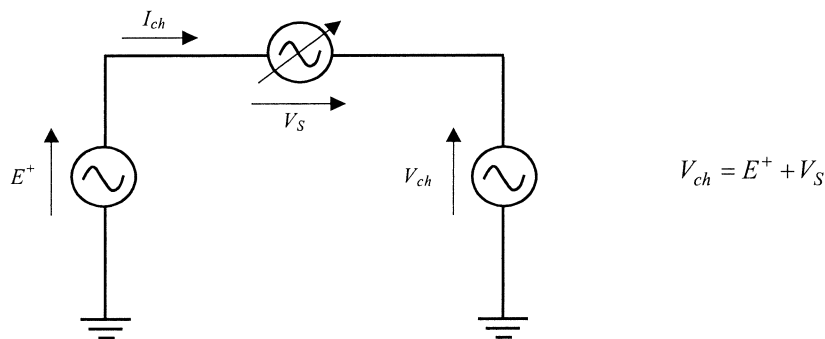


Figure 6-23. Modèle « direct » du système.

En effet, dans le cas de la compensation de la valeur efficace de la séquence directe, on peut optimiser le fonctionnement du système selon différents critères. L'objectif du bloc de compensation est de déterminer la phase et le module de la tension à injecter de façon à remplir ce critère. Le paramètre fondamental pour choisir la stratégie de compensation à utiliser est la **sensibilité des charges protégées par rapport aux sauts de phase**.

a) Charges sensibles aux perturbations de phase :

Si les sauts de phase sont très gênants pour le fonctionnement des charges (comme par exemple dans les systèmes basés sur des thyristors) et ne peuvent pas être admis, il n'y a qu'une seule stratégie possible de compensation : la compensation par **injection de la tension complémentaire**. Ainsi on injecte une tension pour protéger la charge des variations de phase et d'amplitude de la tension réseau, **en maintenant la tension de charge préalable à la faute tant en module comme en phase**.

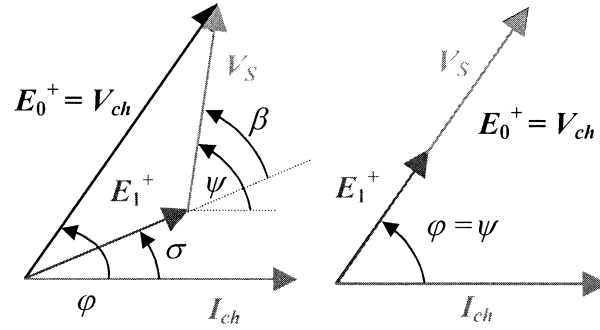


Figure 6-24. Compensation par injection de tension complémentaire - avec (gauche) et sans saut (droite).

En supposant une charge inductive avec un facteur de puissance constant (φ), le vecteur de tension de compensation (V_S) est issu directement de la soustraction des séquences directes des tensions réseau précédentes (E_0^+) et postérieures (E_1^+) à la faute :

$$V_S = E_0^+ - E_1^+ \quad (6.14)$$

Les contraintes de cette compensation exigent d'une part une méthode d'identification de type *pré-faute* (pour pouvoir rétablir la phase préalable) et d'autre part un système de stockage actif (source d'énergie) coté continu du compensateur, car en général le facteur de puissance du compensateur $-\cos(\psi)$ sera non nul. S'il n'y a pas de saut de phase, le facteur de puissance du compensateur sera égal à celui de la charge ($\psi = \varphi$). Dans le cas général il sera :

$$\cos(\psi) = \cos\left(\beta + \varphi - \cos^{-1}\left(\frac{E_1^+ + V_S \cos \beta}{V_{ch}}\right)\right) \quad (6.15)$$

Où β est le déphasage entre la séquence positive et la tension de compensation (figure 6-24).

Donc la puissance active que devra fournir le compensateur sera :

$$P_S = 3 \cdot V_S \cdot I_{ch} \cdot \cos(\psi) \quad (6.16)$$

b) Charges robustes face aux perturbations de phase :

Si la charge à protéger n'est sensible qu'aux perturbations sur l'amplitude (et non sur la phase), on peut optimiser l'énergie de compensation en réduisant le facteur de puissance du compensateur et d'ailleurs l'énergie stockée dans le bus continu. Si on analyse d'un **point de vue énergétique** les perturbations qui provoquent une réduction de la valeur efficace de la tension directe, on peut considérer que son effet principal est une diminution de la puissance apparente disponible sur le réseau (si on suppose une compensation de la tension de charge parfaite et donc un courant de charge constant).

$$E_1^+ = (1-r) \cdot E_0^+ \quad (6.17)$$

$$S_1^+ = (1-r) \cdot S_0^+ \quad (6.18)$$

Où r est la profondeur de la perturbation.

Ainsi, la fonction du compensateur sera de fournir à la charge la puissance non fournie par le réseau. La possibilité de choix de la stratégie vient du fait qu'**on peut choisir la façon dans laquelle l'énergie demandée par la charge se partage entre le réseau et le compensateur**. Cette possibilité de choix a des conséquences non négligeables sur le dimensionnement du compensateur et du système de stockage.

Il existe deux cas limites de compensation : la **compensation réactive pure** et la **compensation à facteur de puissance commun** (en phase ou directe) (figure 6-25).

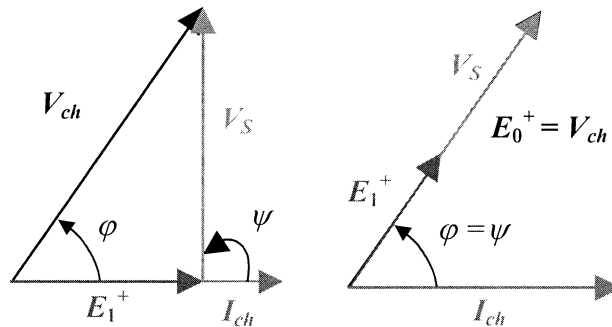


Figure 6-25. Compensation réactive pure (gauche) et à facteur de puissance commun (droite).

Compensation Réactive Pure :

La première stratégie est la plus intéressante du point de vue du dimensionnement du *système de stockage*, du fait que la compensation est réalisée sans injection de puissance active de la part du compensateur ; un condensateur suffit comme moyen de stockage dans le bus continu. Toutefois, l'augmentation du déphasage entre la tension réseau et la tension du compensateur (β) provoque une augmentation de l'amplitude de la tension délivrée par le compensateur.

Les limitations pratiques d'une compensation purement réactive sont :

- **La puissance apparente disponible sur le réseau**, doit être supérieure ou égale à la puissance active absorbée par la charge, ce qui se traduit par :

$$E_1^+ \geq V_{ch} \cdot \cos(\varphi) \tag{6.19}$$

Le cas limite où $E_1^+ = V_{ch} \cdot \cos(\varphi)$ peut être atteint par une injection adéquate d'énergie réactive via le compensateur.

Ainsi dans les charges qui n'absorbent pas de puissance réactive il n'est pas possible de réaliser ce type de stratégie.

- **La tension maximum** à fournir par le compensateur doit être supérieure ou égale à :

$$V_S \geq V_{ch} \cdot \sin(\varphi) \tag{6.20}$$

Compensation à Facteur de Puissance Commun ou directe :

Cette stratégie, aussi appelée stratégie de tension minimum, consiste à appliquer le même facteur de puissance au compensateur et au réseau. Ainsi on injecte toujours la tension minimum qui permet le rétablissement de l'amplitude du phaseur. Dans le cas des perturbations sans saut de phase, elle est identique à la stratégie de tension complémentaire présentée ci-dessus (utilisée dans le cas de charges sensibles aux sauts de phase). Cette stratégie est la plus intéressante du point de vue du *dimensionnement en puissance* du compensateur car la compensation se réalise avec la quantité minimum de puissance apparente. Cette stratégie est d'autant plus intéressante qu'elle minimise la tension globale de compensation relative à un déséquilibre important. En effet, même si la compensation des composantes inverses et homopolaires n'a pas besoin d'injection de puissance active, elle provoque une augmentation de l'amplitude de la tension du compensateur, au détriment de la tension disponible pour la compensation de la séquence directe.

Influence du choix de la compensation sur le dimensionnement :

Entre les deux cas limites (points *a* et *b* de la figure 6-26) il y a une infinité de points de travail possibles en fonction de la répartition des puissances entre le réseau et le compensateur. Pour montrer l'influence du point de fonctionnement sur la tension et la puissance active du compensateur, un exemple illustratif est présenté. Il s'agit d'un creux de tension triphasé de 20% de profondeur (sans saut de phase) qui a lieu dans un réseau alimentant une charge de 10kVA ($\cos(\varphi) = 0.8$ AR et $V_{ch} = 220V$).

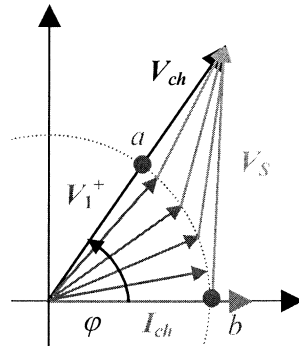


Figure 6-26. Différentes possibilités de compensation en amplitude d'une perturbation sur la tension.

Le creux provoque une réduction de la puissance apparente disponible dans le réseau de 20%, mais dans l'exemple cité, le réseau est encore capable de fournir toute la puissance active nécessaire à la charge. La figure 6-27 montre toutes les possibilités de compensation existantes dans ce cas, calculées analytiquement sur l'hypothèse d'un courant constant.

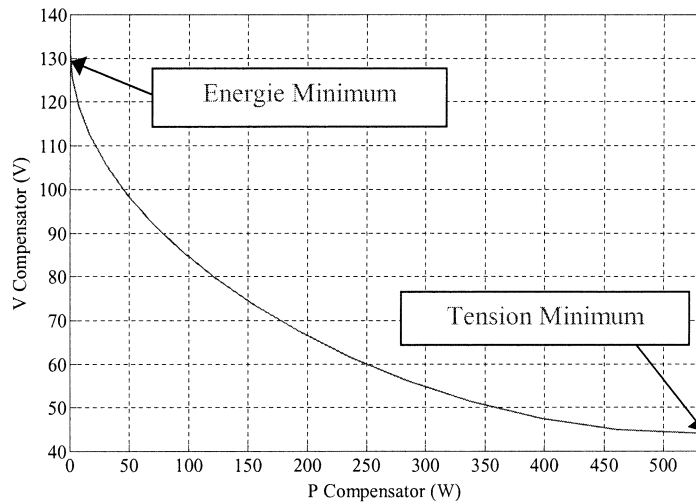


Figure 6-27. Tension vs. Puissance de compensation nécessaire dans les différents points de compensation.

On voit bien dans le tableau 6-1 que dans cet exemple, la puissance apparente échangée par un compensateur qui travaille au point d'énergie minimum sera 3 fois supérieure (du fait d'une tension de compensation plus élevée) à celle d'un compensateur qui travaille dans le point de tension minimum. Toutefois, l'avantage est qu'il n'injecte pas du tout de puissance active et qu'il pourra donc prolonger la compensation indéfiniment.

Stratégie	V (V)	P (W)	Q (VAR)	S (VA)
Energie Minimum	132	0	2000	2000
Tension Minimum	44	533	400	666

Tableau 6-1. Tension et puissance de compensation dans les deux cas limites de compensation.

Il faut remarquer aussi la différence entre les déphasages produits sur la tension de charge par les deux stratégies, car dans le cas de l'énergie minimale, on provoque un **déphasage supplémentaire** de façon à changer le rapport entre les puissances du compensateur et du réseau.

Si l'on compare la méthode de rétablissement du module et phase de la tension réseau (*stratégie de compensation de la tension complémentaire*) avec la *méthode de compensation réactive pure*, on constate que le dimensionnement optimal en puissance apparente dépend du type de creux à compenser, non seulement de sa profondeur mais également de l'éventuel **saut de phase**. Comme le courant de compensation est toujours égal au courant de charge, la puissance apparente ne dépend que de la tension de compensation. En reprenant le calcul des tensions de [BS-99] on obtient les modules suivants, dans le cas de la compensation réactive pure :

$$V_S = V_{ch} \cdot \sin(\varphi) - \sqrt{(E_1^+)^2 - V_{ch}^2 \cdot \cos^2(\varphi)} \quad (6.21)$$

Et dans le cas d'une compensation par injection de la tension complémentaire ;

$$V_S = \sqrt{V_{ch}^2 + (E_1^+)^2 - 2 \cdot V_{ch} \cdot E_1^+ \cdot \cos(\varphi - \sigma)} \quad (6.22)$$

La figure 6-28 montre la tension de compensation nécessaire avec chaque stratégie pour des creux de tension de différentes profondeurs et différents sauts de phase pour une charge de facteur de puissance de 0.8.

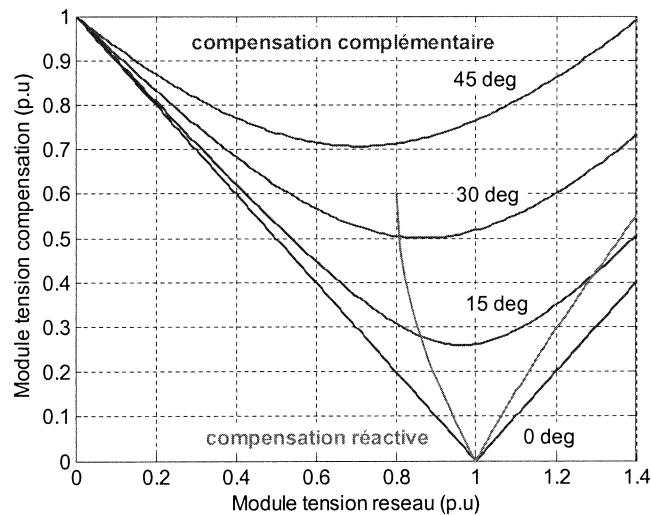


Figure 6-28. Module de la tension de compensation pour des creux de tension de différentes profondeurs et différents sauts de phase

On observe que s'il n'y a pas de saut, on se place dans le cas étudié précédemment et la puissance apparente requise par la méthode de la tension complémentaire est toujours inférieure à la puissance apparente requise par la méthode de la compensation réactive pure et ce, pour des creux de n'importe quelle profondeur.

Cependant, au fur et à mesure que le saut de phase augmente la puissance apparente requise par la méthode de compensation complémentaire augmente jusqu'à être supérieure à la puissance apparente requise par la méthode réactive et ce, pour n'importe quelle profondeur de creux (pour un saut de 45°).

Stratégie de minimisation de la Puissance Active :

Enfin, on peut implémenter une stratégie intelligente qui partant du point de tension minimum (minimum de déphasage aussi) cherche le point optimal énergétique en utilisant un algorithme itératif de diminution graduelle du facteur de puissance. C'est la **stratégie de Minimisation de la Puissance Active** [CO-00]. L'algorithme à coder est le suivant :

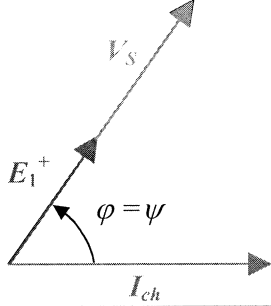
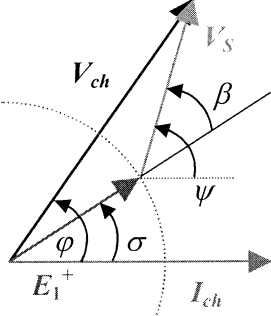
	<p>Pas initial :</p> <p>Une fois détectée la perturbation, injecter la tension de compensation en phase avec la tension réseau. La tension de compensation sera :</p> <p>Phase : $\beta = 0$</p> <p>Module: $V_S = E_0^+ - E_1^+$</p>
	<p>A chaque pas d'échantillonnage :</p> <p>Si $(\cos(\psi) > 0)$ et $((\sigma) > 0)$ et $(V_S \leq (V_S)_{MAX})$ alors</p> <p>On augmente l'angle β :</p> <p>Phase: $\beta(k+1) = \beta(k) + \Delta\beta$</p> $\text{Module : } V_S(k) = \frac{V_{ch} \cdot \sin\left(\beta - \sin^{-1}\left(\frac{E_1^+ \sin(\beta)}{V_{ch}}\right)\right)}{\sin(\beta)}$ <p>Si non on arrête, le point optimal est atteint.</p>

Tableau 6-2. Algorithme graduel de compensation par minimisation de la puissance active.

L'algorithme s'arrêtera (voir figure 6-29) lorsque l'on arrive au point de compensation réactive pure (à gauche), lorsque toute la puissance fournie par le réseau devient active (au centre) ou lorsque la valeur maximum de tension est atteinte (à droite) :

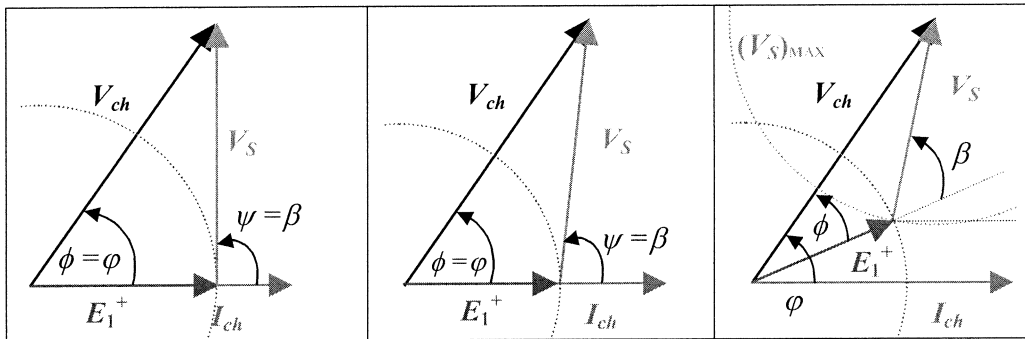


Figure 6-29. Points de compensation d'énergie optimale.

Un compromis doit être trouvé pour la vitesse d'incrémentatation de l'algorithme, car un changement rapide modifie la phase de façon trop abrupte, mais fait que l'on arrive plus vite au point d'énergie minimum, l'énergie consommée se réduisant. Des durées de transitoire proches de 20ms (un cycle) peuvent être intéressantes.

Lors de la **récupération (retour) du réseau**, il est nécessaire de mettre en place un autre algorithme pour pouvoir déconnecter le compensateur sans provoquer de changement brutal de phase dans la tension de charge ni de surtensions excessivement prolongées. De toute façon, il est important de noter que pendant la détection du retour en fonctionnement normal du réseau, il se produira une surtension momentanée qu'il faudra limiter à l'aide de dispositifs passifs de dissipation d'énergie. Au retour à la normale, les séquences pour désactiver le compensateur sont les suivantes :

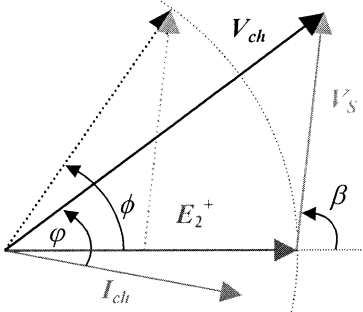
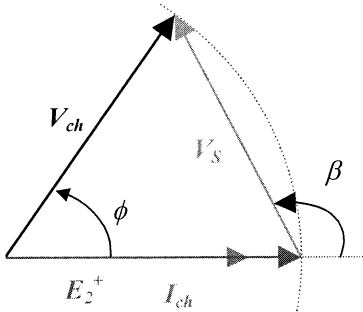
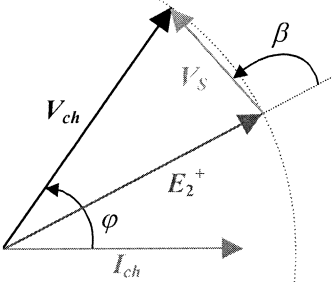
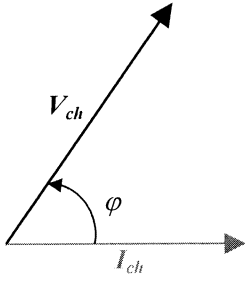
	<p>Pas initial :</p> <p>Le réseau se récupère de façon instantanée et comme la tension de compensation n'a pas changé, il se produit une surtension et un léger changement de phase.</p>
	<p>Deuxième pas :</p> <p>Recalculer et injecter la tension de compensation nécessaire pour retourner à la situation précédente au retour en fonctionnement normal :</p> <p>Phase : $\beta = \frac{(\pi + \phi)}{2}$</p> <p>Module : $V_s = 2 \cdot V_{ch} \cdot \sin\left(\frac{\phi}{2}\right)$</p>
	<p>Troisième pas :</p> <p>A chaque pas d'horloge diminuer l'angle β de $\Delta\beta$ et injecter la nouvelle tension de compensation :</p> <p>Phase : $\beta(k+1) = \beta(k) - \Delta\beta$</p> <p>Module : $V_s = -2 \cdot V_{ch} \cdot \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)$</p>
	<p>Quatrième pas :</p> <p>Continuer avec le troisième pas jusqu'à que la tension de compensation soit pratiquement nulle. A ce moment-là, éteindre ou déconnecter le compensateur.</p>

Tableau 6-3. Algorithme de déconnexion graduelle du compensateur.

On analyse en simulation le comportement de la stratégie itérative de minimisation d'énergie pour l'exemple de compensation variable présentée ci-dessus (même perturbation et même type de charge). On observe dans la figure 6-30, comment les perturbations agissant sur la charge sont identifiées et compensées.

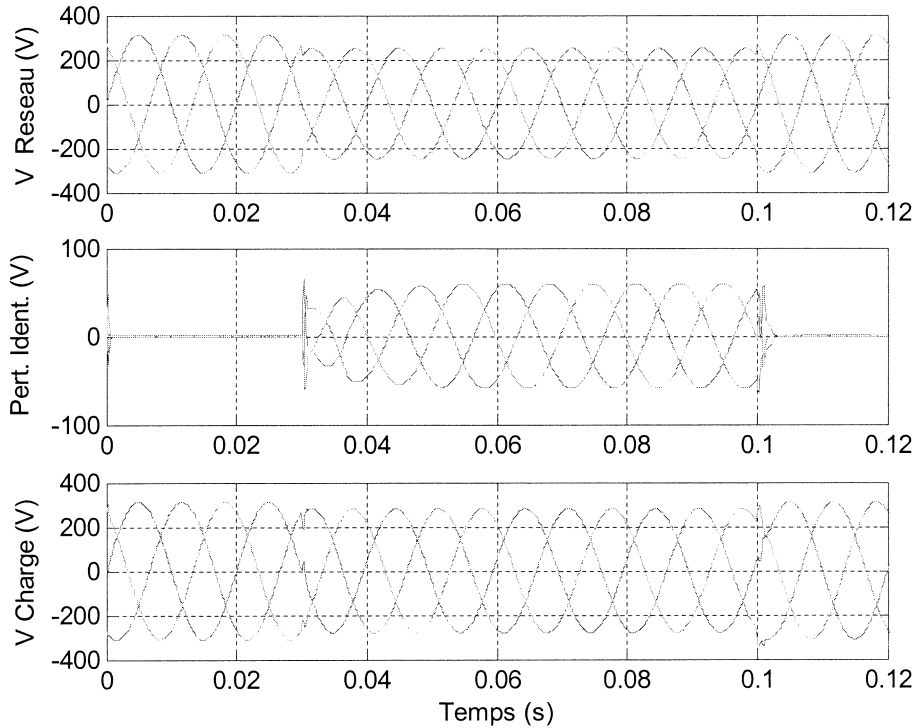


Figure 6-30. Compensation avec la stratégie itérative de minimisation de la puissance active.

Si l'on regarde plus en détail la **mise en marche** du compensateur ($t = 30\text{ms}$ dans la figure 6-31), on peut voir l'évolution de la tension de compensation (module (V_s) et phase (ψ) par rapport au courant réseau) pendant la phase de recherche du point optimal.

Ainsi on observe 2 vitesses différentes de variation de l'angle, à partir du point de module de tension minimum (le facteur de puissance du compensateur et de la charge sont identiques, c'est-à-dire $\psi = \varphi$) jusqu'à arriver au point optimal d'énergie, où l'on y voit une compensation réactive pure ($\psi = 90^\circ$).

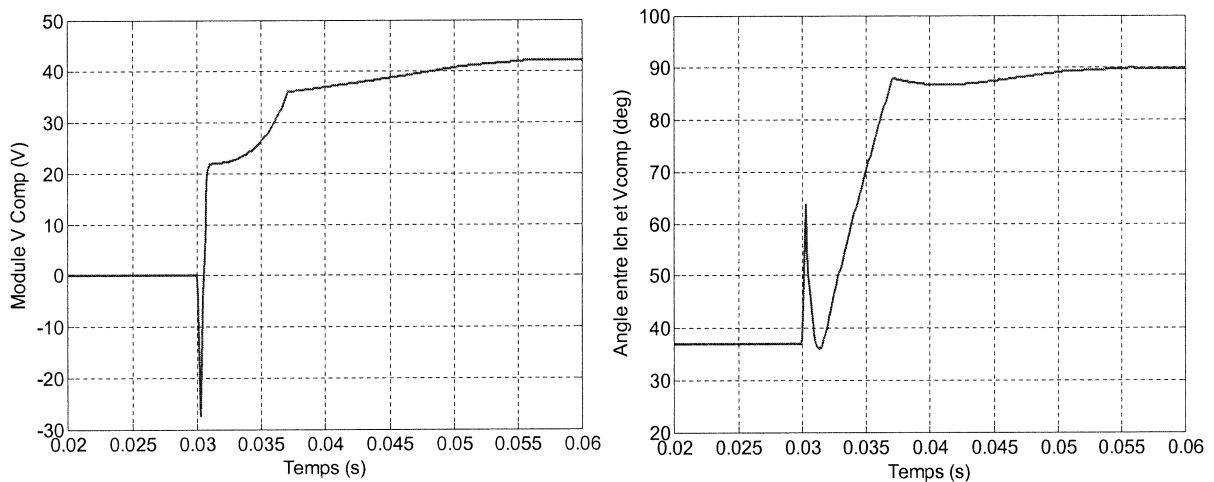


Figure 6-31. Amplitude et phase de la tension de compensation pendant la recherche du point optimal.

Dans cet exemple, l'algorithme se limite à restaurer la tension de charge à 90% de sa valeur nominale, et donc le réseau fournit une partie de la puissance réactive de plus de la totalité de la puissance active demandée par la charge (voir figure 6-32). De ce fait on ne suit pas la courbe de la figure 6-27 qui a été calculée pour une compensation du 100%. Néanmoins, le module de la tension de compensation obtenue en simulation ($\approx 42\text{V}$) correspond bien à la valeur calculée avec l'équation 6.21.

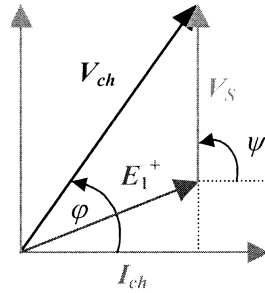


Figure 6-32. Amplitude et phase de la tension de compensation pendant la recherche du point optimal.

La figure 6-33 (gauche) montre une phase de la tension de charge et de la tension réseau. On remarque l'avance de la tension de charge par rapport à la tension réseau. Dans la partie droite de la figure 6-33 on montre la puissance active instantanée fournie ou absorbée par le compensateur. On vérifie que l'énergie injectée est négligeable en régime permanent de compensation (entre $t = 55\text{ms}$ et $t = 100\text{ms}$).

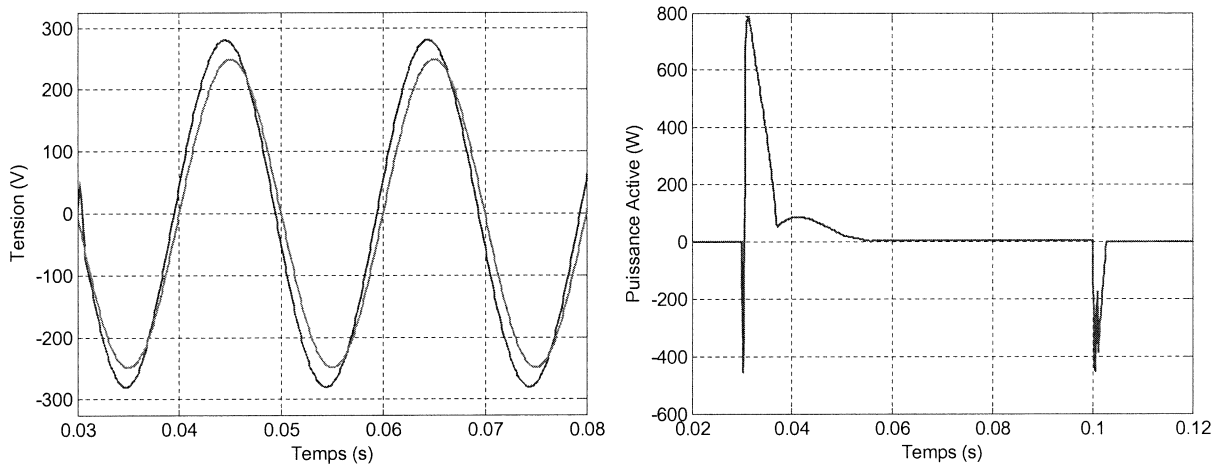


Figure 6-33. Tension de charge et du réseau (gauche) et énergie fournie par le compensateur durant la procédure de compensation par minimisation d'énergie.

En ce qui concerne le retour à la normale **de la tension**, on constate (voir figure 6-34) qu'elle est réalisée de façon graduelle aussi, en augmentant d'un coup l'angle ψ pour après le diminuer graduellement jusqu'à annuler le vecteur de compensation.

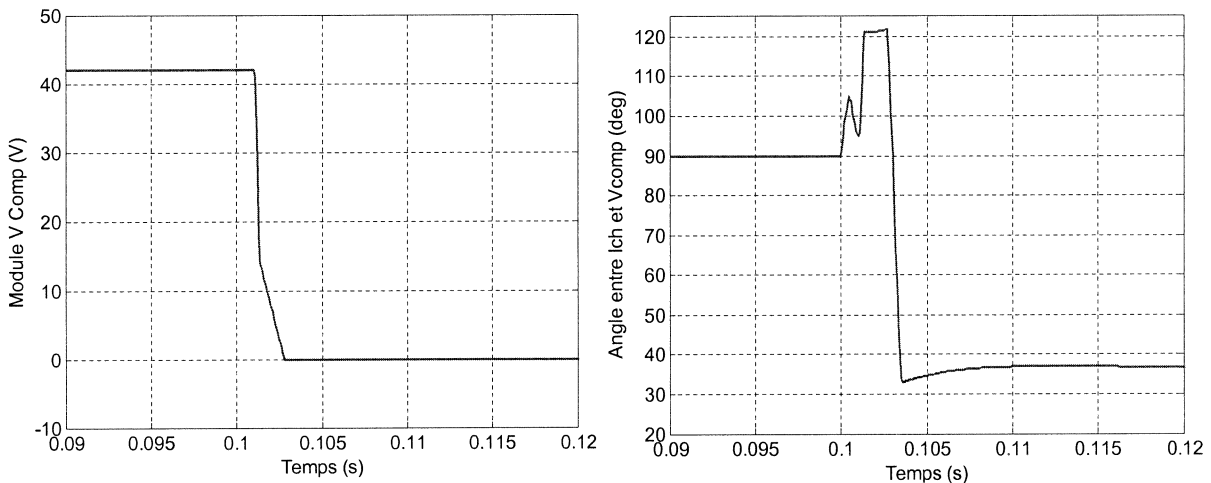


Figure 6-34. Amplitude et phase de la tension de compensation pendant le retour à la normale de la tension.

6.1.2.2 Compensation shunt

La compensation shunt des perturbations sur la tension s'utilise en général pour le réglage de l'amplitude dans des réseaux de nature très inductive. Ainsi le but est de compenser les chutes de tension provoquées dans la ligne par le flux de puissance réactive, en évitant ce flux, c'est-à-dire en produisant localement l'énergie réactive demandée par les charges. Dans cette optique, on peut citer les charges produisant les phénomènes de flicker où la gestion du réactif permet de stabiliser la tension.

6.1.3 Conclusions

Si l'on veut compenser les perturbations les plus fréquentes qui agissent sur la tension réseau (les *déséquilibres*, la *distorsion de la forme d'onde* et l'*écart de l'amplitude de la séquence directe fondamentale par rapport à sa valeur nominale*) il est nécessaire d'identifier la phase et/ou amplitude de la séquence directe fondamentale.

Ces perturbations peuvent être divisées en deux familles principales : les perturbations *périodiques* (déformations de la forme d'onde de la tension et déséquilibres) et les perturbations *apériodiques* (chutes ou élévations instantanées de l'amplitude des différentes séquences de la tension réseau). Dans le premier cas le paramètre le plus important est **la précision**, c'est-à-dire, de minimiser la perturbation en régime permanent. Dans le cas des perturbations apériodiques par contre, le paramètre le plus important est **la vitesse de réponse**. De plus, les perturbations apériodiques peuvent affecter de plus de l'amplitude de la tension aussi sa phase. Ainsi, on trouve des perturbations apériodiques AVEC et SANS saut de phase. La figure 6-35 présente une classification des différents types de perturbations qui agissent sur la tension réseau.

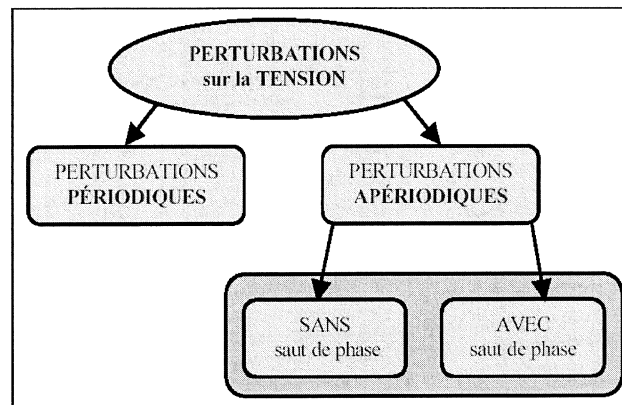


Figure 6-35. Classification des différents types de perturbations qui agissent sur la tension réseau.

La compensation des perturbations périodiques est réalisée directement par injection des contre perturbations via des signaux inversés et elle dépend donc énormément de la précision de la méthode d'identification utilisée. Ainsi on a montré que les techniques de poursuite synchrone et asynchrone de la phase permettent une identification totale des harmoniques de la tension. Par contre la technique des *composantes symétriques instantanées* ne permet qu'une identification partielle.

Concernant la compensation des perturbations apériodiques, elle dépend essentiellement de la robustesse de la charge protégée par rapport aux sauts de phase. De ce fait, si elle est affectée par les sauts il n'y a qu'une seule stratégie possible de compensation, la compensation par injection de la tension complémentaire et il faut donc implémenter une méthode d'identification basée sur une PLL de faible dynamique (une méthode *pre-faute*) comme par exemple la méthode de poursuite de phase. Par contre si la charge n'est pas affectée par les sauts de phase on peut chercher à optimiser différents critères comme la puissance apparente ou bien l'énergie nécessaire à la compensation.

6.2 Identification et compensation des perturbations agissant sur le courant

Les perturbations les plus fréquentes affectant les courants dans un système triphasé sont les *déséquilibres* et la *distorsion de la forme d'onde*. Les outils et les concepts utilisés dans leur identification sont très similaires à ceux utilisés pour l'identification des perturbations agissant sur la tension. De plus, comme il s'agit essentiellement de la compensation des composantes énergétiques non souhaitées, la connaissance de la phase de la séquence directe de la tension est en général indispensable.

6.2.1 Identification des perturbations sur le courant

Dans ce paragraphe, on étudie les principales méthodes d'identification temps réel basées sur le filtrage des signaux. Le principe de ce type de méthodes est la séparation du fondamental des harmoniques par filtrage. Cependant, afin d'éviter les retards et les atténuations excessives, ce filtrage n'est pas réalisé directement sur l'entrée mais sur une grandeur transformée qui permet de décaler le fondamental des harmoniques (par exemple à travers de la puissance ou bien sur une projection dans un repère tournant).

6.2.1.1 Puissance instantanée pq

Dans cette méthode [AK-83] l'extraction des harmoniques est réalisée sur la puissance instantanée calculée en repère fixe, c'est-à-dire en utilisant la transformée de *Concordia* :

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

Ainsi, si l'on suppose une tension réseau parfaitement sinusoïdale, la puissance contiendra toute l'information spectrale du courant dans une forme relativement bien adaptée au filtrage, car la puissance liée à la séquence directe fondamentale du système devient un signal continu, et la puissance liée aux perturbations reste sous forme alternative :

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (6.24)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (6.25)$$

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (6.26)$$

Il est alors nécessaire de filtrer cette partie alternative avec le compromis classique du filtrage : une bonne capacité d'élimination des composantes fréquentielles en conservant une bonne dynamique.

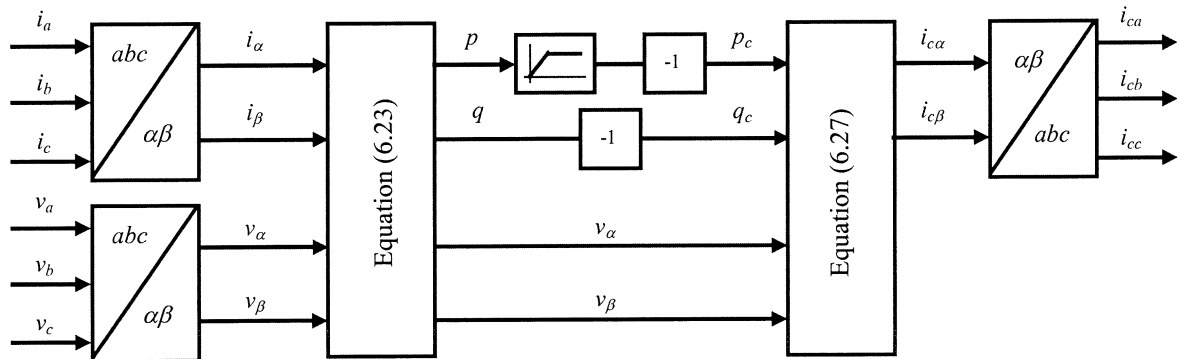


Figure 6-36. Schéma-bloc de l'identification pq .

On utilisera donc la composante de puissance alternative pour générer la consigne de courant de compensation :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha 2 + u_\beta 2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_c \\ q_c \end{bmatrix} \quad \text{Où } \begin{matrix} p_c = -\tilde{p} \\ q_c = -q \end{matrix} \quad (6.27)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_0 \\ i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (6.28)$$

Dans le cas de perturbations sur le courant, il s'agit en général de perturbations périodiques et de ce fait il est plus important d'avoir une erreur minimum en régime permanent plutôt qu'une réponse rapide.

Pour régler la bande passante du filtre, il est nécessaire de connaître le contenu spectral du signal à filtrer, c'est-à-dire la puissance instantanée. Ce contenu spectral, dépend des fréquences et séquences de la tension et du courant comme il a été montré dans les équations 1.14-1.19 du chapitre 1. Ainsi, si par exemple on considère que le courant contient les harmoniques (-5), (+7) et (-11) et que **la tension est parfaitement sinusoïdale et équilibrée (+1)**, la partie oscillatoire de la puissance contiendra les composantes suivantes :

$$\begin{aligned} \tilde{p} &= \left\{ \begin{aligned} &\sum_{m \neq n}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V^+ \cdot I^+ \cdot \cos((\omega_m - \omega_n) + \phi_{V+m} - \phi_{I+n}) \right] \\ &+ \sum_{m \neq n}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V^+ \cdot I^- \cdot \cos((\omega_m + \omega_n) + \phi_{V+m} + \phi_{I-n}) \right] \end{aligned} \right\} = \\ &= -3 \cdot V \cdot I_5 \cdot \cos(6 \cdot \omega_0 + \phi_V + \phi_{I_5}) + 3 \cdot V \cdot I_7 \cdot \cos(6 \cdot \omega_0 + \phi_V - \phi_{I_7}) - 3 \cdot V \cdot I_{11} \cdot \cos(12 \cdot \omega_0 + \phi_V + \phi_{I_{11}}) \end{aligned} \quad (6.29)$$

On voit bien que la puissance ne contiendra que des harmoniques multiples de 6, dont le plus bas sera le 6^{ème} harmonique. Par contre **si l'on considère que la tension est déséquilibrée**, elle contiendra une séquence inverse (-1), et la partie oscillatoire de p sera la suivante :

$$\begin{aligned} \tilde{p} &= \left\{ \begin{aligned} &+ \sum_{m \neq n}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V^+ \cdot I^+ \cdot \cos((\omega_m - \omega_n) + \phi_{V+m} - \phi_{I+n}) \right] + \\ &+ \sum_{m \neq n}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V^- \cdot I^- \cdot \cos((\omega_m - \omega_n) + \phi_{V-m} - \phi_{I-n}) \right] + \\ &+ \sum_{m \neq n}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V^+ \cdot I^- \cdot \cos((\omega_m + \omega_n) + \phi_{V+m} + \phi_{I-n}) \right] + \\ &+ \sum_{m \neq n}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V^- \cdot I^+ \cdot \cos((\omega_m + \omega_n) + \phi_{V-m} + \phi_{I+n}) \right] \end{aligned} \right\} \\ &= -3 \cdot V^- \cdot I_1 \cdot \cos(2 \cdot \omega_0 + \phi_{V_-} + \phi_{I_1}) + 3 \cdot V^+ \cdot I_7 \cdot \cos(6 \cdot \omega_0 + \phi_{V_+} - \phi_{I_7}) + \\ &+ 3 \cdot V^- \cdot I_5 \cdot \cos(4 \cdot \omega_0 + \phi_{V_-} - \phi_{I_5}) + 3 \cdot V^- \cdot I_{11} \cdot \cos(10 \cdot \omega_0 + \phi_{V_-} - \phi_{I_{11}}) - \\ &- 3 \cdot V^+ \cdot I_5 \cdot \cos(6 \cdot \omega_0 + \phi_{V_+} + \phi_{I_5}) - 3 \cdot V^+ \cdot I_{11} \cdot \cos(12 \cdot \omega_0 + \phi_{V_+} + \phi_{I_{11}}) - \\ &- 3 \cdot V^- \cdot I_7 \cdot \cos(8 \cdot \omega_0 + \phi_{V_-} + \phi_{I_7}) \end{aligned} \quad (6.30)$$

On observe que la puissance contient tous les harmoniques multiples de 2 entre 100Hz et 600Hz. De ce fait, le filtre devra séparer la composante continue des harmoniques (dont le premier en cas de déséquilibre sera l'harmonique 2) Cette séparation devra être réalisée avec le minimum d'atténuation et déphasage des harmoniques identifiés. On peut par exemple, choisir un filtre passe-haut de type Butterworth du 4^{ème} d'ordre avec une fréquence de coupure de 10Hz. La réponse fréquentielle de ce filtre est montrée sur la figure 6-37. On remarque que le filtre élimine bien la composante continue avec une très bonne réponse pour le reste des harmoniques.

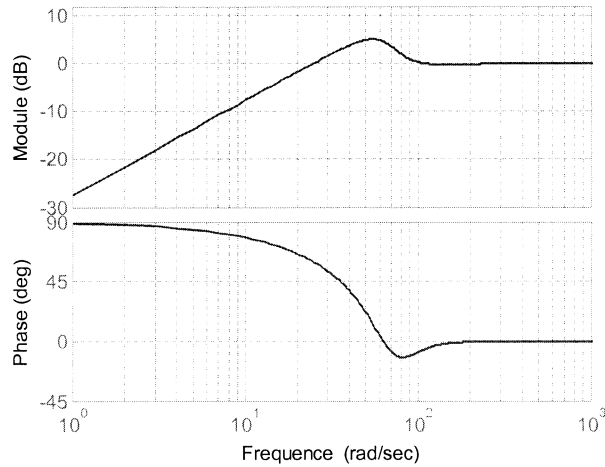


Figure 6-37. Filtre passe bas utilisé.

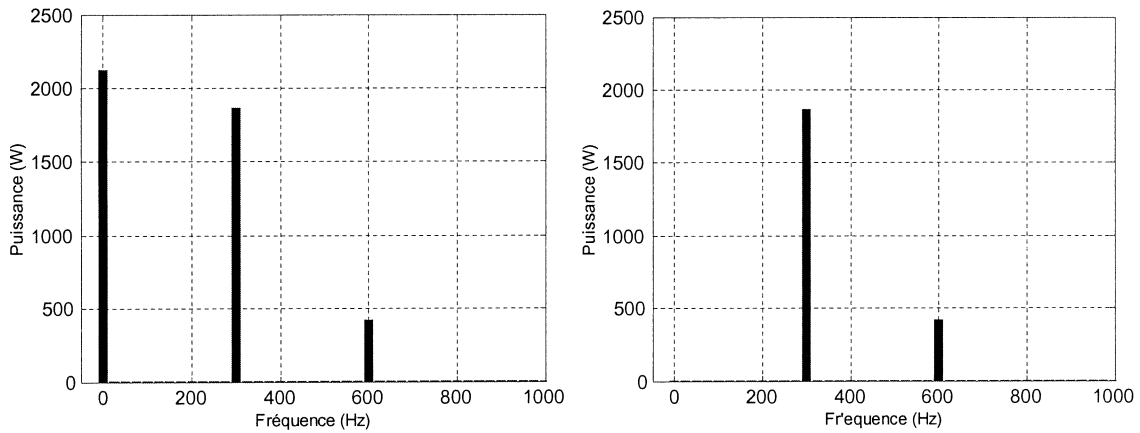


Figure 6-38. Spectre de la puissance instantanée avant (gauche) et après le filtrage (droite).

Si le courant contient une composante fondamentale (10A) et les premiers harmoniques impairs jusqu'aux 11^{ème} (5, 7 et 11), le résultat du filtrage de la puissance est montré dans la figure 6-38. On peut constater la bonne qualité du filtrage. La figure 6-39 montre l'erreur d'estimation produite pendant le transitoire de mise en marche de cette méthode d'identification pour les composantes harmoniques citées ci-dessus.

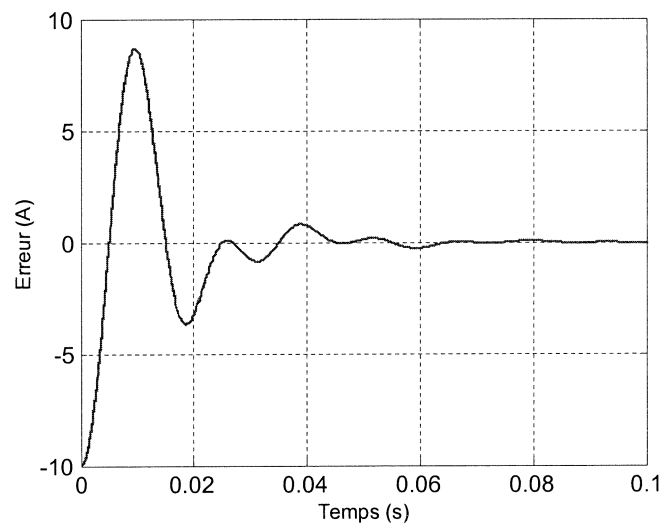


Figure 6-39. Erreur transitoire d'estimation des perturbations (méthode *pq*).

Il faut noter que cette méthode n'est pas une méthode directe d'identification des composantes harmoniques du courant, **mais identifie plutôt les composantes harmoniques qui ne servent pas à véhiculer de la puissance active**. Ainsi si le réseau est perturbé et s'il y a une coïncidence entre ces harmoniques et ceux du courant, il y aura un transfert de puissance active non seulement à travers des grandeurs fondamentales mais aussi à travers des harmoniques. Comme critique, on peut dire que la méthode *pq* ne fournit pas la consigne pour éliminer les harmoniques de courant mais simplement les harmoniques qui ne contribuent pas à un transfert de puissance active.

La figure 6-40 illustre la critique : si au cas précédent, on ajoute un harmonique 5 à la tension (12V), il y aura une coïncidence de composantes entre la tension et le courant, ce qui permet un transfert de puissance active entre la source et la charge via ces harmoniques, et donc cette composante harmonique ne sera pas identifiée par cette méthode et l'erreur d'estimation des harmoniques du courant ne s'annule pas.

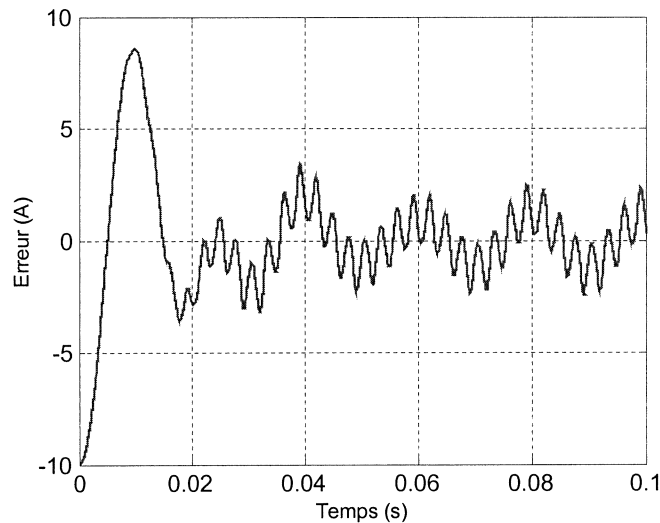


Figure 6-40. Perturbations détectées par la méthode *pq* lorsque le réseau est perturbé.

6.2.1.2 Courant instantané *dq*

Dans cette méthode [AR-96], aussi appelée *méthode synchrone*, on transforme le courant dans un repère tournant en utilisant la transformée de Park, avec le même effet d'écart entre le fondamental et les harmoniques que dans la méthode de la puissance instantanée. En effet, les courants sont composés d'une composante continue (liée aux fondamentaux) et une composante alternative (liés aux harmoniques) qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-haut :

$$\begin{aligned} i_d &= I_d + \tilde{i}_d \\ i_q &= I_q + \tilde{i}_q \end{aligned} \quad (6.31)$$

En général, l'angle de rotation utilisé pour la conversion de repères est fourni par une PLL. Dans une situation de tension réseau perturbée, la capacité d'identification de la méthode dépend de la dynamique de la PLL. Ainsi, pour qu'il n'y ait pas de perte d'information sur le contenu spectral du courant triphasé, il est nécessaire que cette dynamique soit très réduite.

Si cette condition est remplie, l'effet de la rotation des repères sur le spectre de courant sera la translation des harmoniques d'une pulsation égale à la vitesse de rotation (ω_0). Le spectre du courant en repère tournant sera identique à celui de la puissance en repère fixe avec tension parfaite (sinusoïdale est équilibrée).

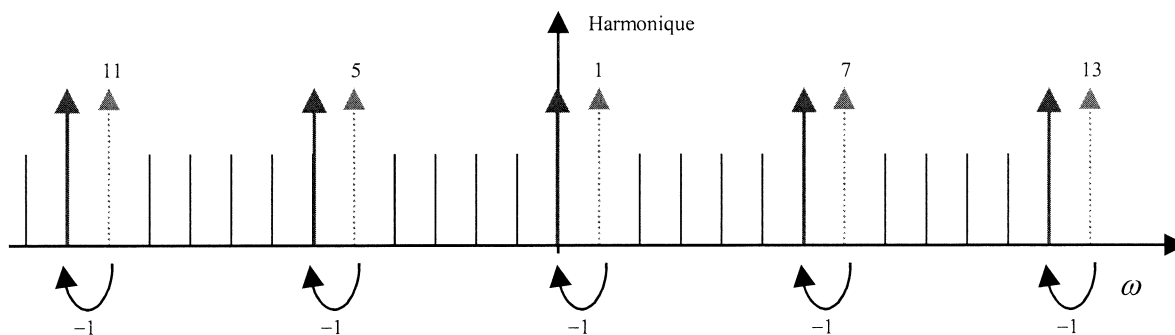


Figure 6-41. Translation des courants en repère tournant.

Or, on pourra utiliser le même système de filtrage utilisé dans le cas précédent pour extraire les composantes harmoniques et ainsi calculer les courants de compensation :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (6.32)$$

Où

$$\begin{aligned} i_{cd} &= -\tilde{i}_d \\ i_{cq} &= -(I_q + \tilde{i}_q) \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (6.33)$$

Le schéma-bloc complet du système d'identification est le suivant :

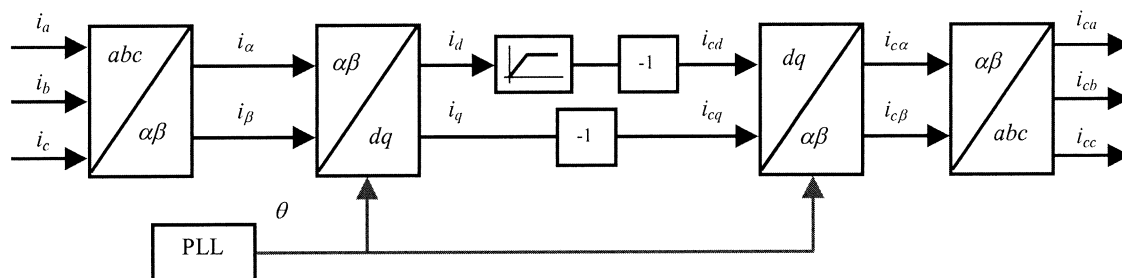
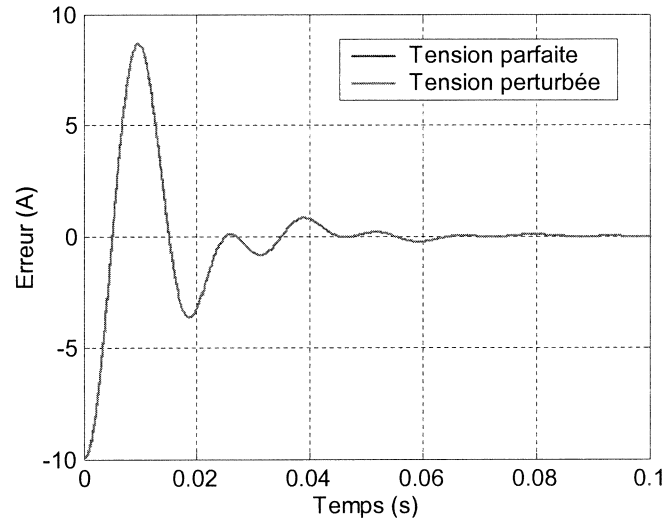


Figure 6-42. Schéma-bloc de l'identification dq.

En conséquence, la perturbation de la tension du réseau n'a aucune influence sur la capacité d'identification de la méthode. Par exemple dans la figure 6-43 les erreurs d'identification du courant harmonique dans une situation de tension réseau parfaite et perturbée se confondent : il n'y a pas de différences appréciables.

Figure 6-43. Schéma-bloc de l'identification dq .

6.2.2 Compensation des perturbations agissant sur le courant

Dans le cas d'une tension réseau parfaite, il n'y a qu'une possibilité de compenser les perturbations courant : la **compensation de tous les composants harmoniques** de façon à obtenir un courant réseau le plus sinusoïdal possible. Toutefois, si la tension est perturbée, on pourrait utiliser la même stratégie de compensation de courant sinusoïdal ou bien choisir de **ne compenser que les harmoniques qui ne contribuent pas au flux de puissance active**. Le plus logique serait dans ce cas d'utiliser la méthode d'identification dq pour une compensation totale des harmoniques et la méthode pq pour une compensation exclusive des harmoniques non-actifs. Néanmoins, on pourrait aussi modifier la méthode pq pour effectuer une compensation totale en ajoutant un système de détection de la séquence directe de la tension réseau et en utilisant cette tension dans le calcul de la puissance.

6.2.3 Conclusions

La compensation des perturbations agissant sur le courant diffère par rapport aux perturbations en tension, et dans ce cas-là on ne parle que des perturbations périodiques. Ainsi la contrainte principale réside dans **la précision**, tandis que la compensation se réalise **par injection des contre perturbations** via des signaux inversés. Le seul choix possible lors de la compensation consiste à compenser tous les harmoniques de courant ou bien seulement ceux qui ne contribuent pas à un transfert de puissance active.

PARTIE III : ASPECTS PRATIQUES ET EXPERIMENTAUX

CHAPITRE 7 : ASPECTS PRATIQUES ET EXPERIMENTAUX

L'objectif est de tester les algorithmes développés dans cette thèse sur les principales applications des onduleurs de tension dans le réseau HTA/BT de distribution. Une attention particulière est portée sur les aspects qualité de l'énergie. A cet effet, on a conçu et réalisé un banc d'essai triphasé à même de permettre ces tests. Le banc d'essai de 10kVA réalisé porte le nom de GRID-SYS en référence à l'anglais : *GRID connected SYStems*.

La conception a pris en compte un critère majeur qui est celui de la flexibilité :

- *La facilité d'implémentation et d'adaptation des algorithmes* : Le banc utilise une structure de développement et d'implémentation automatique de commande sur processeur de signal (DSP) basée sur Matlab RTW (Real Time Workshop). La commande peut être ainsi développée et testée sur Matlab/Simulink tout comme s'il s'agissait d'une simulation ordinaire ; elle est ensuite compilée et chargée automatiquement dans le DSP. Ces outils informatiques offrent une grande flexibilité pour développer, changer ou corriger la commande utilisée (voir figure 7-1).

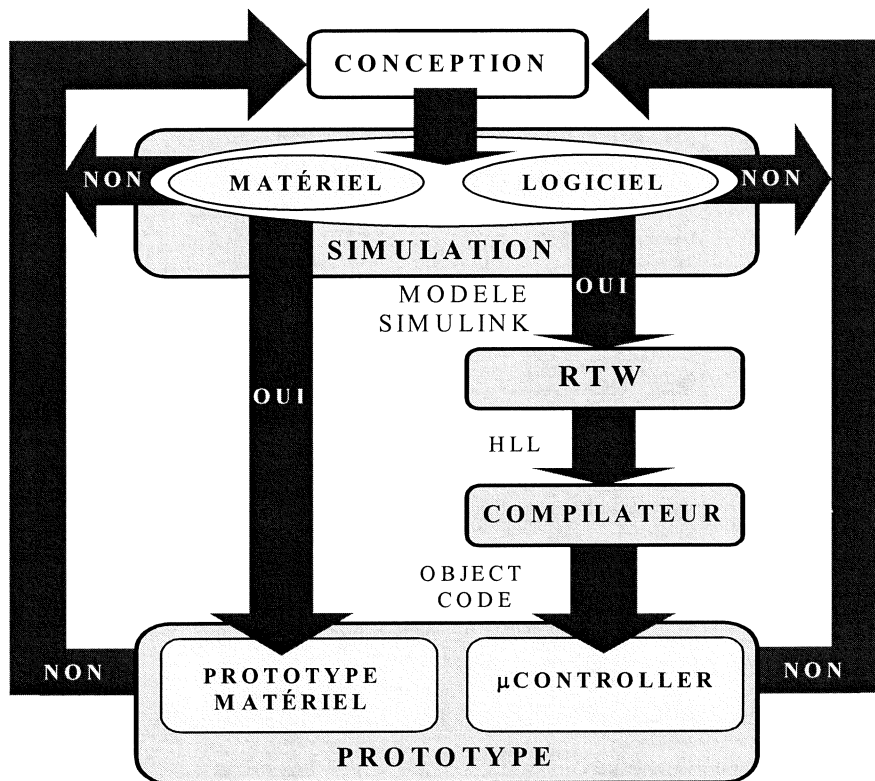


Figure 7-1. Méthodologie de développement de commande sur RTW.

- *L'étude des différentes topologies D-FACTS* : Comme le banc d'essai est basé sur deux onduleurs de tension (figure 7-2), il est possible de l'utiliser pour étudier toutes les topologies existantes de connexion au réseau des onduleurs de tension : connexion série, shunt et universelle. Par conséquent on peut étudier les principaux dispositifs d'amélioration existants.

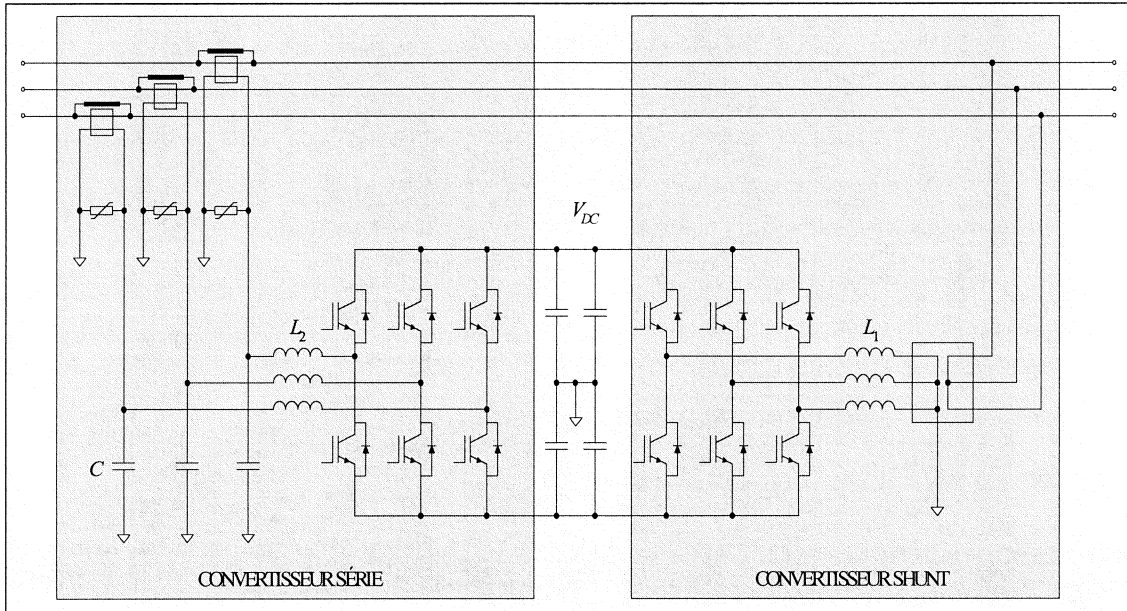


Figure 7-2. Structure de puissance du banc d'essais.

- *L'étude des différentes interfaces de puissance* : Les deux onduleurs peuvent également émuler un interfaçage réversible entre un moyen de production (pile à combustible, éolienne, système photovoltaïque, etc.) et le réseau, une machine à commander et le réseau (entraînements électriques), entre deux réseaux etc.

L'originalité de ce banc, essentiellement sa grande flexibilité, a permis de réaliser un grand nombre de travaux et a donné lieu à plusieurs publications [ET-02a] [ET-02b] [ET-03].

7.1 Caractéristiques du banc d'essais

Le banc d'essais conçu et construit dans le cadre de cette thèse permettra de confronter à la pratique et d'analyser les aspects théoriques étudiés dans les chapitres précédents. On peut l'utiliser pour tester, comparer et mettre au point différents algorithmes de commande pour des onduleurs connectés au réseau, tant pour les applications de type **amélioration de la qualité** comme pour l'application **interfaçage de systèmes de production**.

Le banc d'essais de la figure 7-2 et montré ci contre, est composé de deux onduleurs de tension triphasés, un connecté en série avec le réseau et l'autre en parallèle, partageant le même bus de tension continue. Les éléments principaux du banc sont :

- Deux onduleurs de tension triphasés à IGBTs (50A, 1200V et 10kHz) : un onduleur connecté au réseau **en parallèle** à travers d'une inductance de 2.6mH., et l'autre connecté **en série** à travers d'un filtre LC (360 μ H et 70 μ F) et 3 transformateurs monophasés.
- La commande implantée qui permet de contrôler les deux compensateurs (série et shunt) est basée sur le système DS 1103 PPC de dSPACE [DS-99], qui est embarqué dans un PC.
- Un bus continu composé de condensateurs dont caractéristiques sont : $C = 5.5\text{mF}$ et $V_{DC} = 800\text{V}$.



Figure 7-3. Image du banc d'essais GRID-SYS.

7.2 Configurations

La configuration du banc d'essais diffère selon l'application étudiée (**amélioration de la qualité** ou **interfaçage de systèmes de production**).

Parmi les applications **amélioration de la qualité** on peut citer les principales qui sont :

- **La protection de la charge** des perturbations provenant du réseau sous forme d'imperfections de la tension.
- **La protection du réseau** des perturbations produites par la charge sous forme de courants non sinusoïdaux, pulsatoires ou trop réactifs.

Le dispositif série, situé entre la source et la charge, modifie directement la tension appliquée à la charge, et de ce fait il est normalement utilisé lorsqu'il s'agit de protéger la charge des perturbations en tension provenant du réseau.

Le dispositif shunt, lui, agit par injection de courant, absorbant ainsi les perturbations de courant générées par les charges polluantes et évitant par là même la circulation dans la ligne de courants non souhaités.

Ces deux convertisseurs peuvent être utilisés comme compensateurs individuels ou bien de façon combinée de manière à réaliser un compensateur universel (figure 7-4).

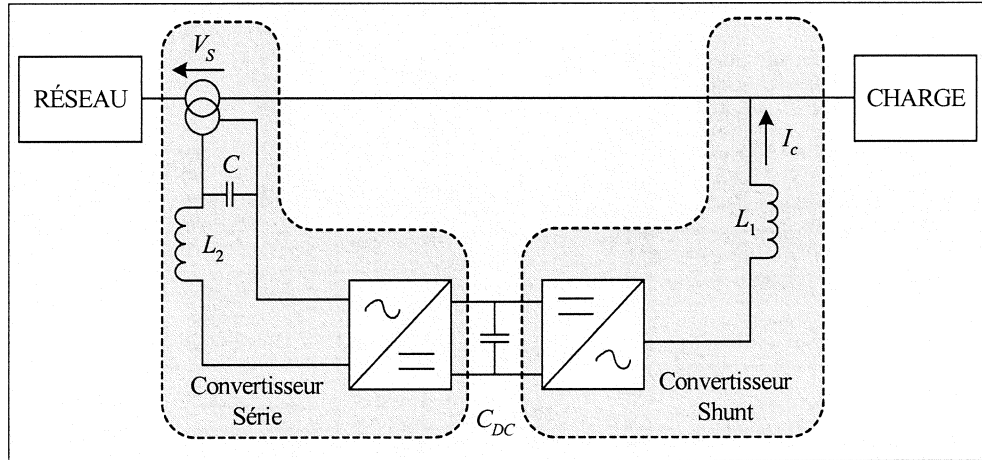


Figure 7-4. Configuration pour l'application d'amélioration de la qualité.

En ce qui concerne les applications d'interfaçage des systèmes de production, les deux principaux objectifs se résument à :

- Optimiser le fonctionnement de la source de puissance, voire de la source primaire d'énergie, comme par exemple extraire le maximum de puissance possible d'une turbine éolienne.
- Transférer la puissance vers le réseau dans les conditions adéquates de qualité, ceci peut se faire soit par une injection contrôlée de puissances active et réactive via le courant côté alternatif ou encore avec un objectif de contrôle de tension côté alternatif pour des applications de réseaux de bord où isolés.

Dans le banc d'essai (voir figure 7-5), le système de production peut être émulé par le convertisseur série qui injecte une énergie dans le bus continu. Pour cela il est très important de reproduire les caractéristiques de la source primaire (vent, éclairage etc.) et du système de transformation (générateur photovoltaïque, générateur éolien avec son redresseur, pile à combustible avec son convertisseur DC/DC etc.). Ceci se fait via la commande dudit convertisseur. Le convertisseur shunt quant à lui, renvoie cette énergie au réseau, jouant le rôle d'une interface de connexion dans des conditions de travail proches de la réalité.

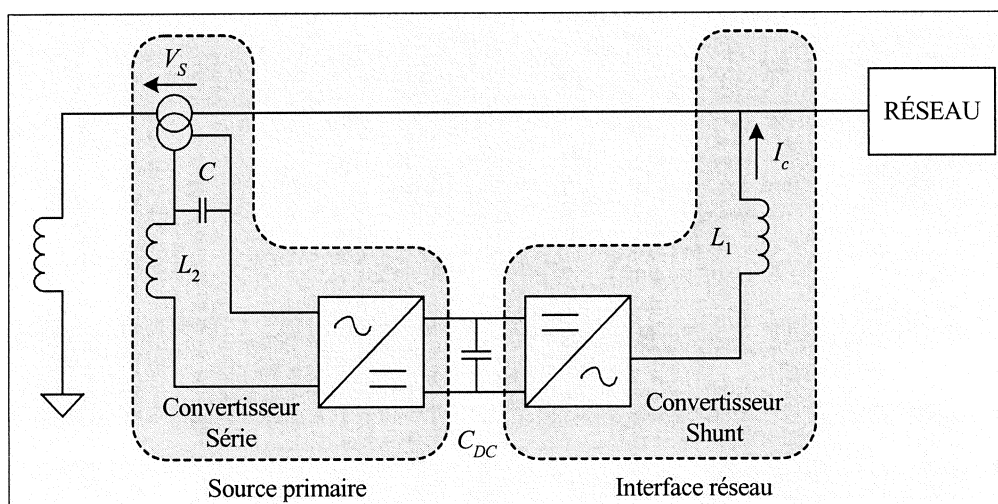


Figure 7-5. Configuration pour l'application de type interfaçage de systèmes de production.

7.3 Structure de Puissance

La figure 7-6 montre les détails de la structure de puissance du banc. Il est composé de **deux onduleurs triphasés de tension** qui partagent le même bus continu, de **filtres de raccordement** série (L_2C) et shunt (L_1), d'un **transformateur de couplage** série (3 transfos monophasés) et de **contacteurs** qui permettent le changement de configuration du système. Le rôle des différents contacteurs est détaillé comme suit :

- K_{14} et K_{15} : connexion au réseau des dispositifs shunt et série respectivement.
- K_{16} : court-circuit du dispositif série de façon à le mettre hors service et de permettre la connexion du dispositif shunt seul.
- K_1 et K_7 : limitation du courant transitoire lors de la connexion, et postérieurement, court-circuit de la résistance de limitation de courant de la partie shunt.

De plus, le banc contient deux points de connexion avec l'extérieur (A et B) de façon à se connecter au réseau et aux charges sensibles/polluantes.

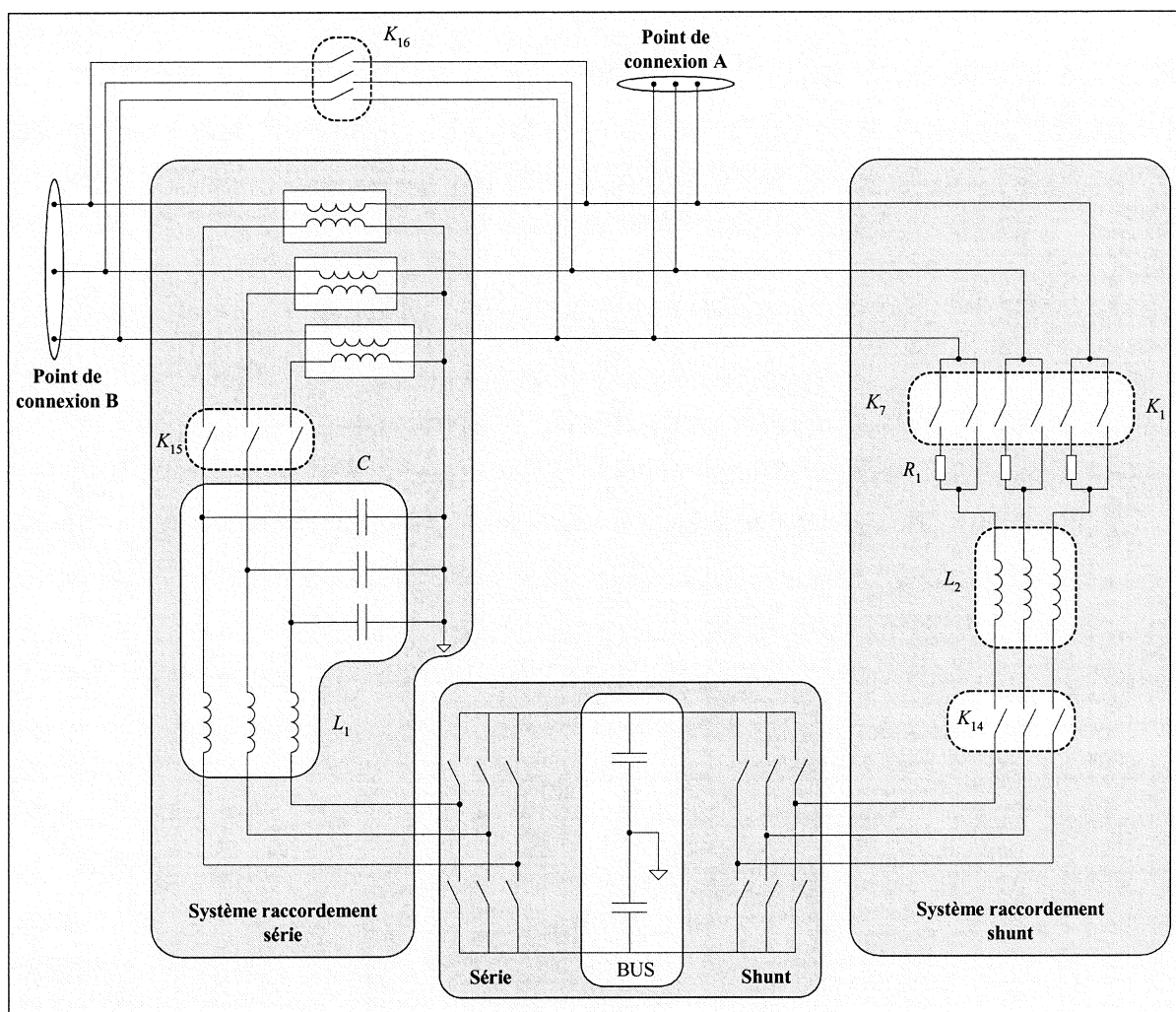


Figure 7-6. Structure de puissance détaillée du banc d'essai.

On ne présentera dans cette thèse que la partie relative aux applications qualité.

7.4 Compensateur Série

Le compensateur série, aussi appelé Restaurateur Dynamique de Tension (*Dynamic Voltage Restorer*, en anglais), est **une source de tension contrôlée placée en série entre le réseau et la charge** sensible à protéger. Cette source de tension correspond à un onduleur triphasé avec un filtre LC de sortie (qui sert à filtrer les harmoniques de commutation de l'onduleur) connectés au réseau au travers de trois transformateurs (de courant) de raccordement. Du côté continu de l'onduleur on dispose d'un système de stockage d'énergie sous forme de source de tension continue, qui fournit l'énergie nécessaire pour compenser les perturbations de la tension réseau.

La commercialisation des compensateurs séries de type DVR destinés à l'amélioration de la qualité de l'énergie est assez limitée et récente, étant toujours associée à de grandes compagnies (Siemens [MI-98a] et ABB [KA-98]). De plus, on ne les retrouve pas dans le catalogue de ces fabricants, car fabriqués sur commande. Ils sont destinés à la compensation de creux de tension en MT et ils sont dimensionnés à une puissance entre 2 et 10 MW [BR-01]. Ce dimensionnement se réalise en général en fonction de la puissance de la charge à protéger et sur la base d'une perturbation type considérée représentative ; dans les implantations récentes, on trouve des perturbations type caractérisées par une profondeur d'environ 50% et d'une durée approximative de 1s [BO-00a].

La figure 7-7 présente la structure classique d'un compensateur série.

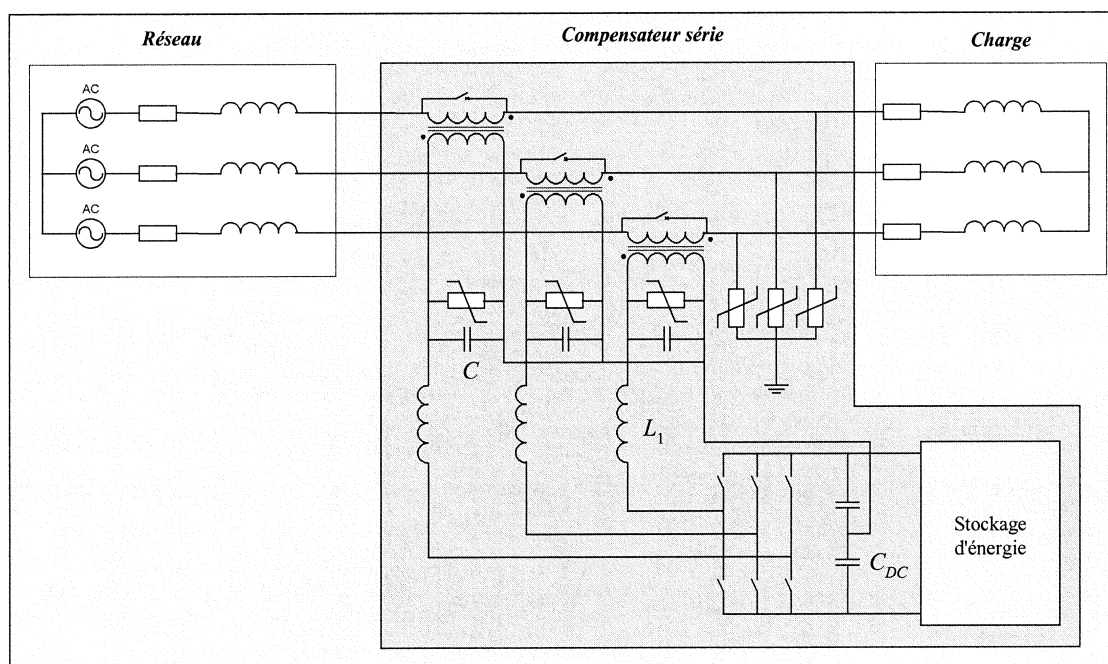


Figure 7-7. Schéma de puissance du compensateur série.

Le compensateur série intégré dans le banc a une puissance apparente de 10kVA et le système de stockage utilisé est basé sur un banc de condensateurs dont la tension peut être réglée par une source de courant extérieure. Il s'agit donc d'un prototype en échelle réduite d'un compensateur réel, avec comme but le test et l'optimisation des algorithmes et stratégies de détection et compensation de perturbations de la tension réseau.

7.4.1 Dimensionnement et charge du bus continu

Les paramètres les plus importants du bus continu à partir duquel l'onduleur génère les tensions de compensation sont la *valeur de tension* (V_{DC}) et la *capacité du condensateur* du bus continu (C_{DC}). Le bus se doit d'être conçu pour que face aux « perturbations type » utilisées pour son dimensionnement, la tension du bus soit toujours suffisamment élevée pour générer la tension de compensation nécessaire. Evidemment, **la méthode de charge du bus et la stratégie de compensation** utilisées sont des facteurs majeurs pour ce dimensionnement.

Le bus doit être chargé via une source de courant continu de façon à ce qu'il dispose de l'énergie nécessaire pour faire face aux perturbations pour lesquelles le système a été conçu. On peut envisager les sources d'énergie suivantes :

- *Source d'énergie indépendante* : La fourniture de l'énergie est assurée via une ligne indépendante ou bien via une **source d'énergie indépendante** (groupe générateur etc.) qui n'est pas donc affectée par les perturbations agissant sur la ligne à protéger. Cette possibilité est très coûteuse par conséquent rarement envisageable. On ne la traitera donc pas ici.
- *Connexion d'un dispositif supplémentaire d'absorption d'énergie de la ligne* : On utilise un redresseur placé en shunt sur la ligne à protéger. Ce dispositif régulé en courant ou non, charge le bus continu lequel peut comprendre des batteries d'accumulateurs ou des super condensateurs. La réduction de la puissance apparente disponible sur le réseau (provoquée par la chute de tension) peut être compensée via la diminution de **l'impédance de l'ensemble vue du réseau, ce qui de fait augmente le courant (donc la puissance) fourni par le réseau**. Cette diminution d'impédance est le fait du rajout du dispositif shunt vu par le réseau comme une charge parallèle au compensateur série.

En ce qui concerne la technologie du dispositif on trouve deux familles, d'une part **les systèmes de charge dont capacité d'absorption d'énergie est tributaire de la tension du réseau** et qui sont donc affectés par les perturbations, et d'autre part **les systèmes dont capacité d'absorption d'énergie est indépendante de cette tension**.

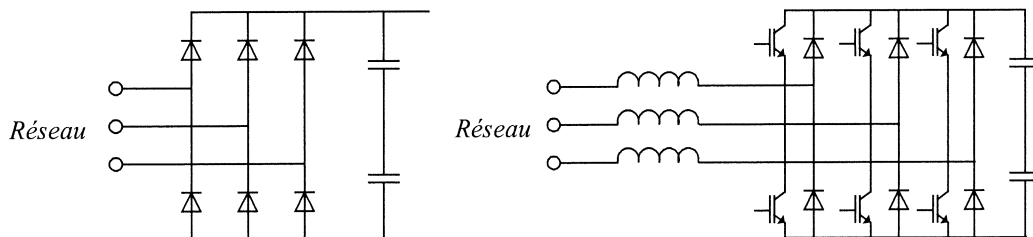


Figure 7-8. Redresseur à diodes (gauche) et onduleur de tension à IGBTs (droite).

La première famille est basée sur le *redresseur de tension à diodes* (figure 7-8 à gauche) où le flux de puissance absorbé dépend de la valeur des tensions aux deux cotés du redresseur (continu et alternatif), et la deuxième sur l'onduleur de tension (figure 7-8 à droite)

- *Utilisation du convertisseur série* : le compensateur série, sans ajout d'éléments supplémentaires peut être mis à contribution pour charger le système de stockage contenu dans le bus continu. Cela n'est évidemment possible que lors des phases de fonctionnement où il n'y a pas nécessité de compenser les perturbations réseau.

On présente ci-dessous les différentes structures et architectures possibles de charge du bus continu.

7.4.1.1 Charge par redresseur commandé

Dans le cas des systèmes de charge basés sur l'onduleur de tension on peut contrôler complètement le flux de puissance absorbée, sous conditions d'une tension de bus continu minimale. Par une régulation adéquate, ce dernier dispositif est insensible aux fluctuations les plus fréquentes réseau (évidemment pas en cas de creux de grandes profondeurs ou interruptions de service). De plus, le redresseur commandé permet le réglage de la tension du bus continu et par là offre des degrés de liberté supplémentaires. Le seul inconvénient réside dans son coût. Dans le cas d'une topologie universelle comme celle de GRID-SYS, il y a la possibilité d'utiliser le convertisseur shunt pour jouer le rôle de système de charge du bus.

7.4.1.2 Charge par redresseur à diodes

Dans le cas où on utiliserait un redresseur à diodes, on peut le placer de deux côtés du compensateur série : **côté réseau** ou **côté charge** [AW-02c].

a) Si on considère le placement du **côté réseau** la tension appliquée au redresseur est celle du réseau et donc les perturbations affectent directement son fonctionnement.

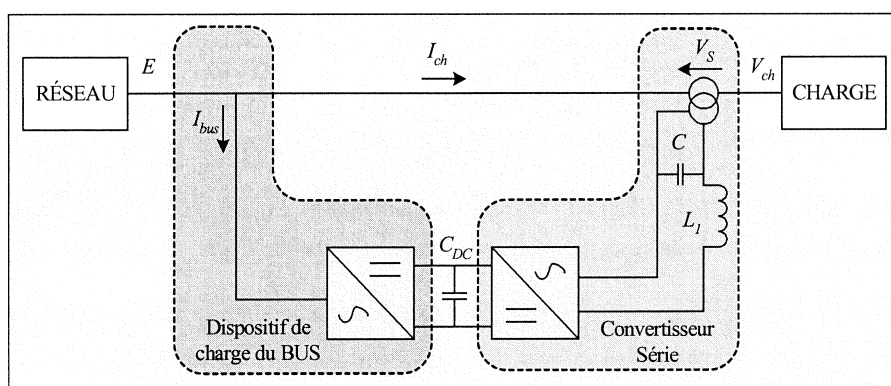


Figure 7-9. Dispositif de charge du bus côté réseau.

Lors d'une perturbation, le bus se chargera pendant les pics de courant du redresseur, tandis que dans le reste de la période il se déchargera. Ainsi il y aura un équilibre dans lequel la charge accumulée pendant les pics sera égale à celle libérée pendant le reste de la période et ainsi la tension moyenne restera constante.

Si on néglige les chutes de tension dans les diodes, la valeur minimum de tension moyenne sera atteinte lorsque la tension de bus se superpose au maximum de la tension entre phases du réseau :

$$(V_{DC})_{MIN} = \sqrt{6}E \cdot \left(\frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin(\rho) \cdot d\rho \right) = \sqrt{6}E \cdot \left(\frac{3}{\pi} \right) \quad (7.1)$$

Où E est la valeur efficace de la tension de phase du réseau.

C'est-à-dire que la tension moyenne sera égale à 95% de la tension de pic entre phases en conduction continue (la valeur instantanée à la sortie du pont redresseur est comprise entre 100% et 86%).

Si on considère une stratégie de commande du convertisseur série de type *compensation à facteur de puissance commun* (ou directe, voir chapitre 6), on peut calculer la valeur du creux de tension triphasé maximum qu'il est possible de compenser moyennant ce système de charge. Ainsi, si on suppose que la profondeur du creux est égale à r , la tension disponible au réseau sera :

$$E_1 = E \cdot (1-r) \quad (7.2)$$

La tension de compensation nécessaire augmentera donc avec l'intensité du creux :

$$V_S = E \cdot r \quad (7.3)$$

Par contre la tension moyenne disponible sur le bus diminue, et donc la capacité de compensation aussi se réduit :

$$V_{DC} = \sqrt{6} \cdot E \cdot \left(\frac{3}{\pi}\right)(1-r) \quad (7.4)$$

Si on suppose que le compensateur série est équipé d'une commande rapprochée de type MLI intersective, la valeur efficace de la tension maximum que l'on peut générer avec cette tension sera de :

$$(V_S)_{MAX} = \frac{\sqrt{3}}{2} E \cdot \left(\frac{3}{\pi}\right)(1-r) \quad (7.5)$$

Donc à partir des équations précédentes on peut en déduire la profondeur maximum que l'on peut compenser avec cette configuration :

$$r_{MAX} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{2\pi + 3 \cdot \sqrt{3}} \approx 45\% \quad (7.6)$$

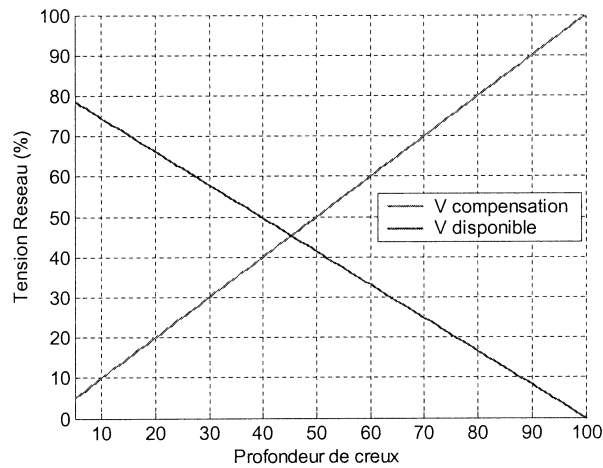


Figure 7-10. Tension maximum disponible sur le bus et tension nécessaire de compensation.

La figure 7-10 montre comment la tension de compensation à injecter augmente au fur et à mesure que la profondeur du creux augmente, tandis que la tension de compensation disponible diminue. Il faut noter que si le redresseur est connecté au réseau à travers un transformateur, on peut considérer un rapport de transformation k et ainsi augmenter la capacité de compensation disponible au bus.

$$r_{MAX} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot k}{2\pi + 3 \cdot \sqrt{3} \cdot k} \quad (7.7)$$

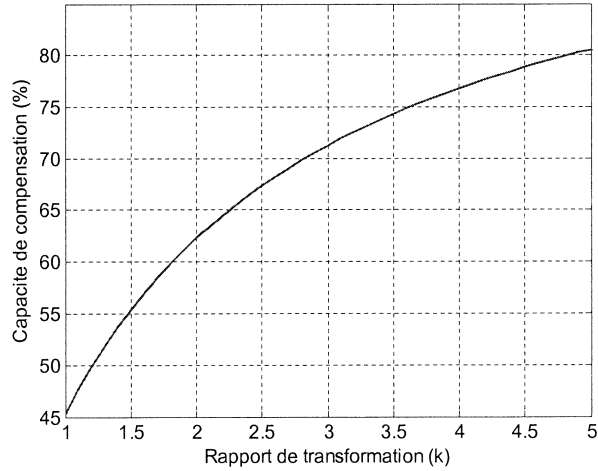


Figure 7-11. Augmentation de la capacité de compensation en fonction du rapport de transformation.

Par exemple si on choisit un rapport de $\sqrt{3}$, la capacité de compensation augmente jusqu'à 58%. Il faut noter qu'on ne pourra jamais arriver à une capacité de 100% par augmentation du rapport de transformation.

b) Si on considère le placement du **côté de la charge**, la tension appliquée au redresseur sera celle de la charge et donc elle ne sera pas affectée en principe par les perturbations réseau.

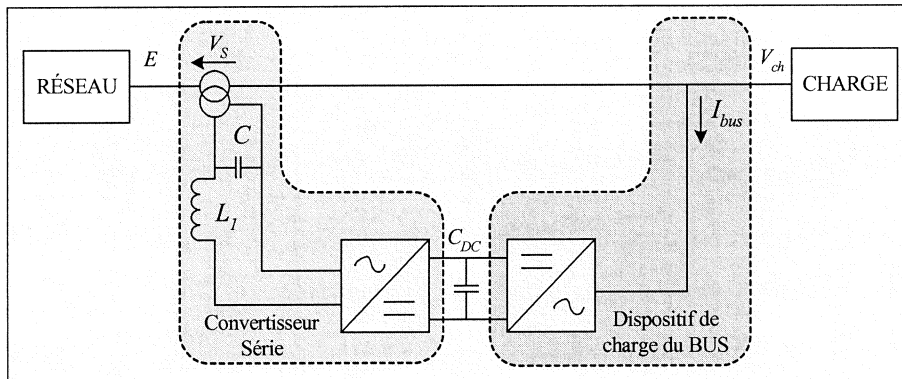


Figure 7-12. Dispositif de charge du bus coté charge.

Par conséquent, la tension moyenne de bus disponible sera constante :

$$V_{DC} = \sqrt{6}E \cdot \left(\frac{3}{\pi}\right) \quad (7.8)$$

Et on pourra compenser de creux d'une profondeur notamment supérieure au cas précédent :

$$r_{MAX} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{2\pi} \approx 82\% \quad (7.9)$$

La figure 7-13 montre comment la tension de compensation à injecter augmente au fur et à mesure que la profondeur du creux augmente tandis que la tension de compensation disponible se maintient constante.

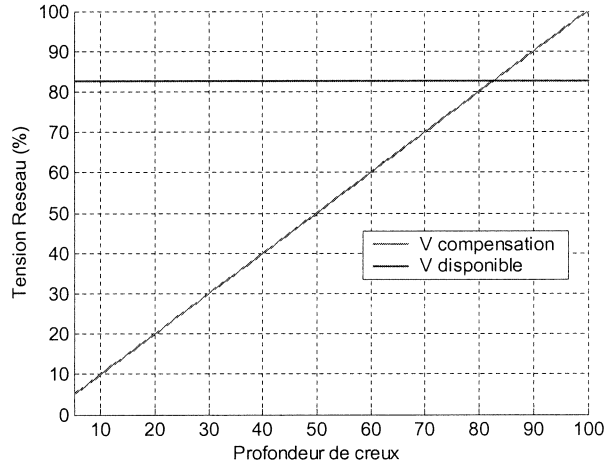


Figure 7-13. Configuration pour l'application d'amélioration de la qualité.

On voit bien que du point de vue de la capacité de compensation il est plus intéressant de placer le compensateur du côté de la charge car on peut arriver à compenser des creux de presque le double de la profondeur compensable par la première architecture. Il faut noter que dans ce cas, si on connecte le redresseur à travers d'un transformateur avec un rapport de transformation d'au moins 1.2, on peut augmenter la capacité de compensation disponible jusqu'à 100%.

Toutefois, ce choix a des désavantages majeurs car le courant alimentant le redresseur traverse un enroulement du transformateur série du compensateur en sus du courant de charge :

- Les harmoniques absorbées par le redresseur vont circuler dans le compensateur.
- Le compensateur devra être surdimensionné. Le courant efficace total à travers le compensateur sera [AW-02a] :

$$I_S = I_{bus} + I_{ch} \approx \frac{1}{1-r} I_{ch} \quad (7.10)$$

Car le courant efficace du redresseur sera :

$$I_{bus} \approx \frac{1-r}{r} I_{ch} \quad (7.11)$$

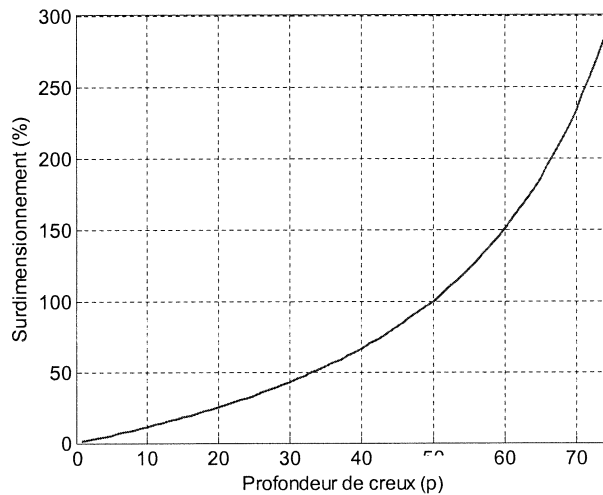


Figure 7-14. Surdimensionnement de l'onduleur de tension en fonction de la profondeur du creux.

On constate donc que le surdimensionnement du compensateur exigée par cette technique élimine tout intérêt par rapport à cette configuration. Par exemple la compensation des creux de tension de 10%, 20%, 25% et 50% exige un surdimensionnement de 11%, 25%, 33% et 100% de la part du compensateur (voir figure 7-14). De plus le fait d'introduire un transformateur pour augmenter la capacité de compensation ne fait qu'empirer la nécessité de surdimensionnement.

7.4.1.3 Chargement à travers du compensateur série

L'addition des éléments supplémentaires bien qu'elle apporte des performances certaines ajoute un surcoût. Pour pallier cet état de fait, il est possible d'utiliser la structure de compensation série pour charger, quand c'est possible, le bus continu. Comme corollaire, la puissance extraite ainsi du réseau n'est pas dirigée en totalité vers la charge, mais une partie est stockée dans le bus.

Le « prix » à payer, lors de la charge du bus continu, sera soit d'accepter une légère diminution de la tension aux bornes de la charge, soit de déphaser légèrement la tension de charge par rapport à celle du réseau. Ces deux solutions seront explicitées ci-dessous.

Les différentes phases de fonctionnement du compensateur en mode de charge sont les suivantes [AW-02b] :

I) Dans un premier temps **on utilise l'onduleur en mode redresseur non contrôlé** mis en série entre le réseau et la charge (l'onduleur se comporte comme un redresseur à diodes). Ainsi le courant absorbé par la charge circulera par le redresseur et chargera graduellement le bus. Cependant cette opération va créer une chute de tension sur la ligne, laquelle chute ira en augmentant avec la tension du bus continu ; en effet la tension de bus sera injectée au réseau par le transformateur de connexion sous forme de tension alternative, dont l'amplitude est proportionnelle à la tension du bus continu. Ceci perturbera la tension appliquée à la charge.

On ne pourra donc utiliser cette technique que pour une phase initiale de charge, il faudra s'arrêter à un seuil déterminé minimal de tension continue suffisant pour pouvoir basculer le compensateur en mode onduleur commandé.

II) Dans une seconde phase, **on utilise le compensateur en mode redresseur commandé qui injecte de la puissance au bus continu mais qui en même temps continue à contrôler la tension côté alternatif**. La tension côté alternatif vue comme une source de tension série par la ligne est contrôlée de fait en phase et en amplitude. Ceci permet d'assurer un double objectif :

- Capter une puissance disponible dans la ligne pour la stocker.
- Maîtriser la chute et ou déphasage de la tension aux bornes de la charge.

Enfin, la durée de la phase de charge est à peu près inversement proportionnelle à la composante active de la chute de tension due au compensateur.

Deux voies s'offrent alors pour le choix de la tension série à appliquer (figure 7-15) :

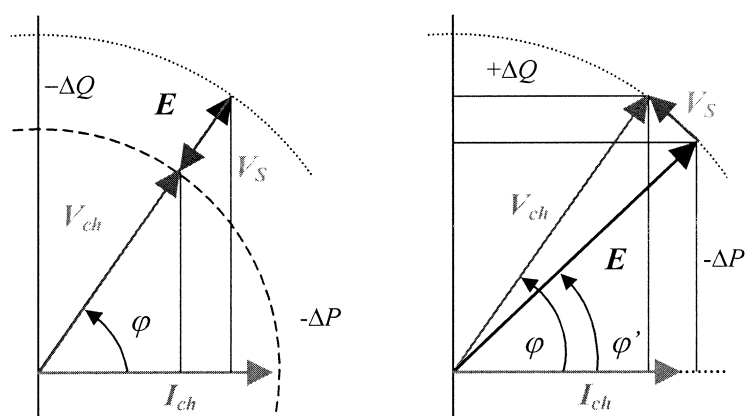


Figure 7-15. Les deux stratégies de charge du bus continu via le compensateur série.

Ainsi si on choisit une technique de *charge sans déphasage* (figure 7-15, gauche), on introduira une tension d'onduleur sinusoïdale et en phase avec la tension de réseau, dont la valeur efficace sera d'autour de 1% - 5% de la valeur de la tension réseau (E). Ainsi on provoquera un creux de tension de même valeur sur la tension de charge. On remarquera également que si la charge est inductive, le compensateur absorbera de la puissance réactive ($-\Delta Q$ dans la figure 7-15).

On peut aussi choisir *une technique de charge à amplitude de la tension de charge constante* (figure 7-15 droite). Le principe est basé sur une fourniture de puissance réactive à la charge via le compensateur qui se comporte comme une charge résistive et capacitive. Ceci se traduit par une augmentation de l'actif fourni par le réseau pour une puissance apparente constante. La conséquence sur la tension de charge est que son amplitude se maintient constante mais en contrepartie, on introduit un léger déphasage. Cette technique trouve ses limites pour des charges se comportant comme des résistances pures car le facteur de puissance est unitaire et il n'y a donc pas de réactif à compenser dans la charge.

III) La dernière phase est une phase de blocage : une fois arrivé au niveau d'énergie stockée souhaité, **on passe au mode de blocage** où on maintient allumés soit les 3 interrupteurs supérieurs de l'onduleur soit les 3 inférieurs, de façon à d'une part, éviter la décharge du bus continu et d'autre part de court-circuiter le secondaire du transformateur série via l'inductance du filtre LC . Le compensateur est alors prêt à répondre à d'éventuelles perturbations.

En tout cas on observe que si on charge le bus via le compensateur série **on n'a pas de possibilité d'injection d'énergie** durant les perturbations réseau, où l'énergie stockée dans le bus sera la seule disponible pour protéger la charge.

Si l'on suppose une simple batterie de condensateurs, l'injection d'énergie à la charge sera réalisée au prix d'une réduction significative de la tension du bus continu. Donc ces condensateurs devront être dimensionnés de façon à assurer que cette tension se maintiendra au-dessus de la valeur minimum $(V_{DC})_{MIN}$ nécessaire pour générer la tension de compensation demandée par la commande face aux perturbations types desquelles l'on veut protéger la charge.

L'énergie de compensation (ΔE) et la valeur minimum de tension de bus peuvent être calculées à partir des caractéristiques du creux (durée $-\Delta t$ - et profondeur $-r$ -) et de la stratégie de compensation choisie. Ainsi la capacité de bus minimum (C_{DC}), sera donnée par (en supposant que la tension initiale du bus est égale à sa valeur nominale, V_{DC}) :

$$C_{DC} = \frac{2 \cdot \Delta E}{(V_{DC})^2 - (V_{DC})_{MIN}^2} \quad (7.12)$$

Ainsi si on suppose que l'on applique la **stratégie de compensation à facteur de puissance commun (directe)**, l'énergie à injecter par le compensateur sera :

$$\Delta E = r \cdot P_{ch} \cdot \Delta t \quad (7.13)$$

Et l'amplitude de la tension du compensateur sera :

$$V_S = E \cdot r \quad (7.14)$$

Si par ailleurs, on considère une modulation de type MLI scalaire, la tension minimum de bus devra être :

$$(V_{DC})_{MIN} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot E \cdot r \quad (7.15)$$

Par contre si on suppose que l'on applique la **stratégie de compensation à injection d'énergie minimum**, l'énergie à injecter par le compensateur dépendra de la sévérité du creux [VI-01]. Ainsi si :

$$1 - r \leq \cos(\varphi) \quad (7.16)$$

La compensation est purement réactive et donc il n'y aura pas de réduction de la tension moyenne de bus pendant la perturbation. La tension de bus pourra admettre la valeur minimale :

$$(V_{DC})_{MIN} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ch} \cdot \sin(\varphi) \quad (7.17)$$

Néanmoins si la sévérité de la perturbation augmente, il ne sera plus possible de réaliser une compensation purement réactive, la tension minimum de bus devra être :

$$(V_{DC})_{MIN} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ch} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - r) \cdot (1 - \cos(\varphi)) + r^2} \quad (7.18)$$

La puissance active à injecter dans le système sera :

$$P_S = S_{ch} \cdot (\cos(\varphi) - 1 + r) \quad (7.19)$$

Et donc l'énergie de compensation nécessaire :

$$\Delta E = S_{ch} \cdot (\cos(\varphi) - 1 + r) \cdot \Delta t \quad (7.20)$$

7.4.1.4 Conclusions

On a étudié la relation entre le système de stockage d'énergie et la capacité de compensation des creux de tension tant en durée qu'en profondeur.

En ce qui concerne la **durée des perturbations**, on a constaté que l'utilisation des éléments extérieurs de charge du bus permet une compensation des perturbations indéfinie dans le temps quelque soit le creux et ce, si le redresseur est commandé, car l'énergie consommée peut être rétablie pendant la perturbation.

Par contre si l'on utilise le compensateur lui-même pour recharger le bus et si la compensation ne peut être réalisée exclusivement avec de l'énergie réactive, la compensation est limitée dans le temps et se réalisera avec l'énergie déjà stockée dans le bus. Le compensateur fonctionnera durant un temps qui dépendra de la sévérité du creux, des caractéristiques du bus et de la stratégie de compensation choisie.

Concernant la **profondeur des perturbations**, on a montré que si l'on dispose de sources externes de tension (pile à combustible, groupe diesel etc.) qui ne sont pas affectées par les perturbations, on peut arriver à compenser des profondeurs de 100% de la tension réseau. Par contre si les sources de tensions sont tributaires de la tension réseau, les profondeurs maximales de creux compensables varient entre 82% et 45% selon le dispositif

et l'architecture. Notons que l'on peut atteindre des compensations de creux de 90% si le redresseur de charge est commandé.

Finalement, si l'on utilise le compensateur lui-même comme moyen de charge du bus, la capacité de compensation dépendra de la valeur de la tension du bus (avec un compromis évident entre la profondeur et la durée de la perturbation à compenser).

Le banc d'essais quant à lui a été dimensionné en tenant compte d'une perturbation type d'une profondeur de 60% et d'une durée de 120ms (en supposant une charge de 10kVA et d'une facteur de puissance de 0.8). Les caractéristiques du bus sont :

$$C = 5.5\text{mF et } V_{DC} = 700\text{V}$$

7.4.2 Filtre passe bas LC

On ajoute un filtre passe bas (de type LC) à la sortie de l'onduleur de tension avec pour but l'élimination des harmoniques de découpage et l'obtention d'une tension de compensation de meilleure qualité. Ce filtre peut être raccordé de part et d'autre du transformateur de couplage, soit du côté convertisseur ou bien du côté ligne [ZH-01]. Nous faisons le choix le plus commun qui est celui de connecter le filtre côté convertisseur de façon à éviter l'injection des harmoniques dans le transformateur de couplage [AW-02d].

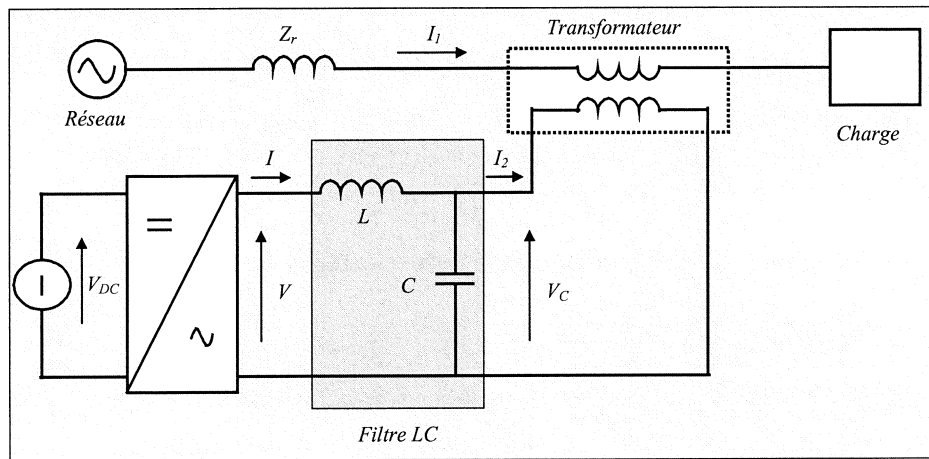


Figure 7-16. Compensateur série avec filtre pas bas LC.

On a choisi une pulsation de coupure ω_c pour le filtre, 10 fois inférieure à la fréquence de découpage de l'onduleur, c'est-à-dire 1kHz. Donc la relation entre la valeur d'inductance et de la capacité sera :

$$LC = \frac{1}{\omega_c^2} \tag{7.21}$$

Du point de vue de l'atténuation des harmoniques de découpage on pourrait choisir n'importe quelle combinaison des valeurs dont le produit respecte la valeur précédente. Cependant ce choix a des conséquences importantes sur le niveau de tension de sortie et sur le dimensionnement en puissance de l'onduleur. En effet, du point de vue de la tension de sortie l'intérêt est de choisir une valeur d'inductance la plus réduite possible de façon à limiter au maximum les chutes de tensions produites dans cette dernière.

Toutefois, une valeur d'inductance réduite implique **une valeur de capacité plus élevée** et par conséquent **un surdimensionnement de l'onduleur**, car la puissance réactive supplémentaire générée par le condensateur devra être absorbée par l'onduleur (elle peut être aussi partiellement absorbée par la charge si elle est réactive) [KI-01]. La puissance capacitive à absorber par l'onduleur à une pulsation ω donnée sera :

$$Q = E_{\omega}^2 \cdot C \cdot \omega \cdot \left(1 - \frac{1}{k^2}\right) \quad (7.22)$$

Où k est le rapport entre la pulsation ω et la pulsation de coupure du filtre ω_c et E_{ω} la valeur efficace de l'harmonique de tension correspondant à ω .

Donc on peut régler la valeur de capacité de façon à limiter l'échange d'énergie réactive via le fondamental entre l'onduleur de tension et le condensateur du filtre et ensuite essayer de minimiser la chute de tension dans l'inductance en ajoutant une boucle de compensation dans la commande. Ainsi, la valeur maximum de la capacité sera :

$$C_{MAX} = \frac{Q}{E_0^2 \cdot \omega_0} \left(\frac{k^2 - 1}{k^2}\right) \quad (7.23)$$

Une valeur raisonnable peut être de limiter cette puissance à 10% de la puissance apparente de l'onduleur. Ainsi on fixe la valeur de capacité pour atteindre ce but et en suite on calcule l'inductance de façon à obtenir la pulsation de coupure souhaitée pour le filtre.

Les calculs donnent :

$$C_{MAX} = \frac{333}{127^2 \cdot \omega_0} \left(\frac{20^2 - 1}{20^2}\right) = 65 \mu F$$

On choisit la valeur commerciale disponible la plus proche, c'est-à-dire $70 \mu F$, et l'inductance sera :

$$L = \frac{1}{C \cdot \omega_c^2} \approx 360 \mu H$$

Ce qui donne en final :

$$C = 70 \mu F \text{ et } L = 360 \mu H$$

La réponse fréquentielle du filtre est montrée dans la figure suivante, vis-à-vis de la consigne et de la perturbation (le courant de charge), en supposant une résistance de 0.5Ω dans l'inductance :

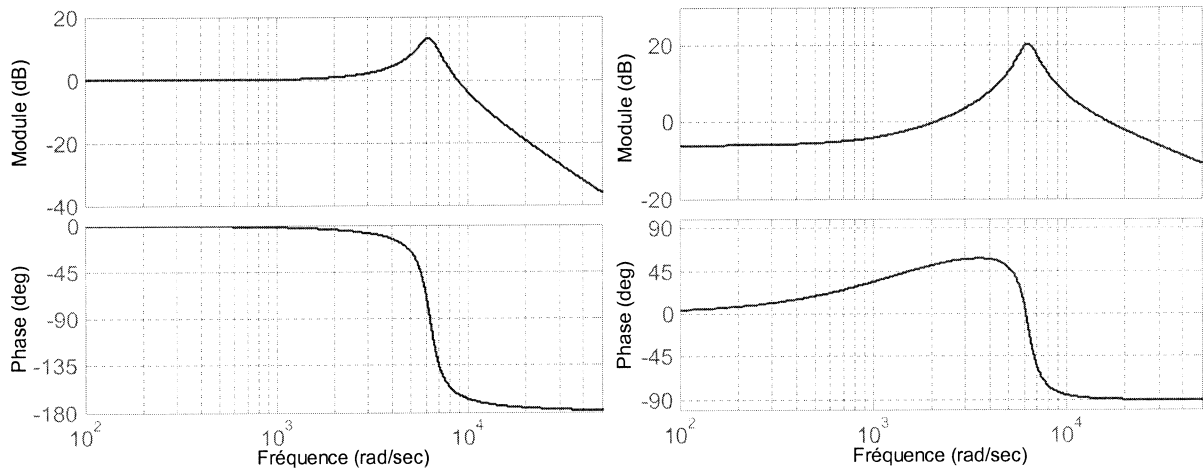


Figure 7-17. Réponse fréquentielle du filtre LC par rapport à la consigne (gauche) et la perturbation (droite).

On observe que le filtre présente une résonance dans la plage des harmoniques moyenne fréquence et qu'il filtre bien les harmoniques haute fréquence. Par rapport au rejet des perturbations, on constate que le système est relativement sensible dans les fréquences correspondantes à la bande de résonance.

Le pic de résonance peut être diminué par l'addition d'une résistance d'amortissement R_C , mais le prix à payer sera une augmentation des pertes et une dégradation de la capacité de filtrage à haute fréquence (figure 7-18 où on a ajouté une résistance série, R_C , au condensateur qui varie entre 0.1 et 2Ω). Dans le cadre de cette thèse on a choisi une structure de filtre non amortie de façon à limiter les pertes.

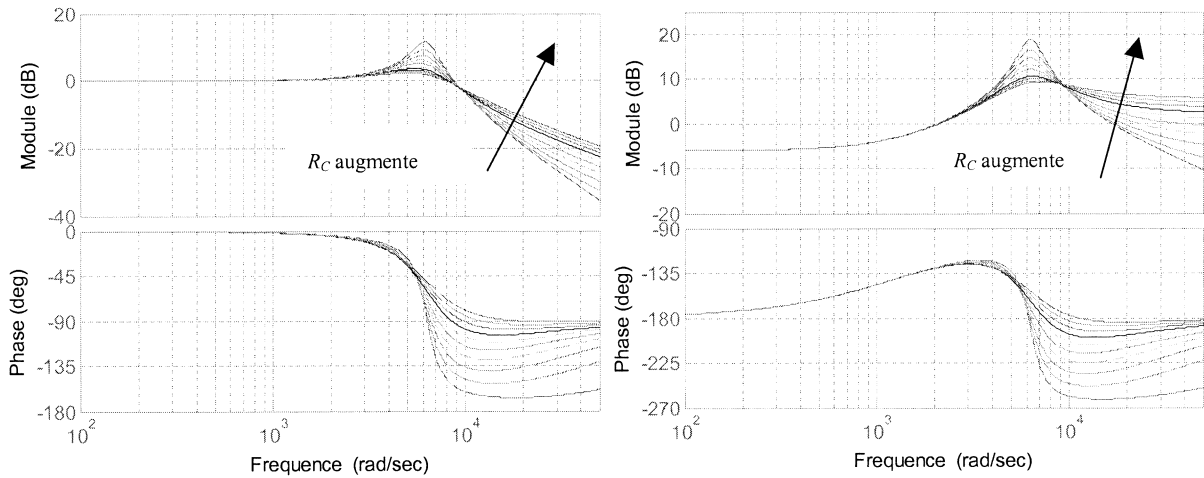


Figure 7-18. Réponse fréquentielle du filtre LC amorti p/r à la consigne et la perturbation ($0.1 < R_C < 2\Omega$).

7.4.3 Transformateurs de couplage

En général on utilise un transformateur de couplage pour raccorder le compensateur série au réseau. L'avantage principal de l'utilisation du transformateur est qu'il permet de raccorder les compensateurs à des tensions supérieures, tout en assurant l'isolement galvanique par rapport à la partie haute tension. Néanmoins, avec le développement des semi-conducteurs et des topologies multi-niveaux des onduleurs de tension, les technologies de raccordement direct au réseau sont en pleine évolution. Le domaine des onduleurs utilisés pour l'amélioration de la qualité n'est pas une exception, et des compensateurs de creux de tension série de connexion directe au réseau qui protège de charges de puissances d'environ 250kVA ont été déjà proposés [VS-02]. Ainsi il est possible d'économiser les coûts liés au transformateur qui peuvent représenter une partie considérable du coût total du dispositif [AW-02d].

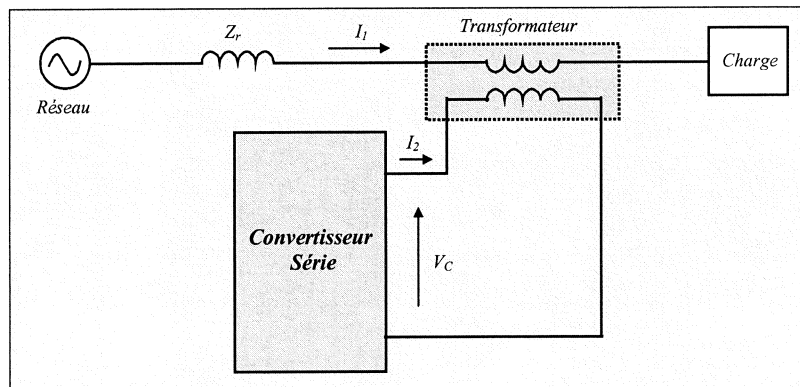


Figure 7-19. Raccordement du compensateur série par transformateur de couplage.

Toutefois le banc d'essais construit dans le cadre de cette thèse reprend la structure classique du compensateur série, c'est-à-dire, avec transformateur d'injection (voir figure 7-19). Il y a deux aspects du fonctionnement à tenir en compte spécialement lors du dimensionnement et choix du transformateur :

a) Fonctionnement en régime déséquilibré :

Pour compenser des perturbations déséquilibrées, le compensateur doit être capable d'injecter des tensions de compensation déséquilibrées au réseau. La capacité de génération des tensions déséquilibrées dépend du **type de couplage** et du **type de circuit magnétique** du transformateur.

En ce qui concerne le couplage, le bobinage primaire du transformateur est connecté en série avec le réseau tandis que le secondaire peut être connecté soit en **étoile** soit en **triangle**. La première configuration permet l'injection des composantes inverse, directe et homopolaire de la tension, tandis que la deuxième ne permet que d'injecter les composantes inverse et directe (la somme des trois tensions est forcément nulle) [ZH-01]. Malgré le fait que le couplage en triangle permette une optimisation de la tension continue, on a choisi un couplage en étoile, de façon à pouvoir compenser correctement toutes les perturbations. Le neutre du secondaire a été connecté au neutre fictif de l'onduleur de tension, de façon à ce qu'il puisse conduire les courants homopolaires de retour.

Quant au **circuit magnétique**, il faut tenir compte que l'injection d'une tension déséquilibrée provoque aussi un déséquilibre du flux magnétique, car le flux de magnétisation de chaque phase dépend de sa tension correspondante. Ainsi si on utilise un transformateur à 3 colonnes avec une somme des 3 tensions non nulle, la somme des flux à l'intérieur du noyau ne le sera pas non plus, et de ce fait le flux homopolaire devra se refermer par l'air, provoquant de chutes de tension importantes. Comme conséquence, les tensions réellement injectées au primaire du transformateur seront déformées et ne correspondront pas à celles générées par l'onduleur.

De ce fait le système devra être composé de 3 transformateurs monophasés (ou alors une topologie triphasé avec colonnes supplémentaires qui soit capable de maîtriser les déséquilibres de flux) de façon à que le flux de magnétisation de chaque phase soit découplé de celui des autres. Ainsi on choisit 3 transformateurs monophasés de 4kVA chacun avec un rapport de transformation de : $k = 1/\sqrt{3}$.

b) chutes de tension :

Le comportement idéal du compensateur série est celui d'une source de tension parfaite qui compense les éventuelles défaillances de la tension réseau est qui se comporte comme un court-circuit lors du fonctionnement normal du réseau. Ce comportement dépend essentiellement de son impédance.

En effet, le compensateur étant en série entre le réseau et la charge, tout le courant de charge circule à travers des bobinages primaires et secondaires, produisant des chutes de tension et donc une altération de la tension de charge. Pour éviter ces chutes on peut court-circuiter le compensateur lorsque l'on ne détecte pas de perturbations dans le réseau (en absence de perturbations, en cas de panne du compensateur etc.). Si on utilise des éléments statiques pour réaliser le court-circuit, il faut tenir compte du fait que ces dispositifs doivent permettre l'ouverture immédiate dans le cas d'une perturbation pour protéger la charge le plus rapidement possible.

Si la réponse n'est pas suffisamment rapide (par exemple les thyristors en anti-parallèle ne permettent pas une ouverture immédiate) ou tout simplement on ne peut pas se permettre de retard de réponse, il faut minimiser l'impédance du compensateur. L'impédance totale est la somme des impédances de l'onduleur, du filtre *LC* et du transformateur (voir figure 7-20).

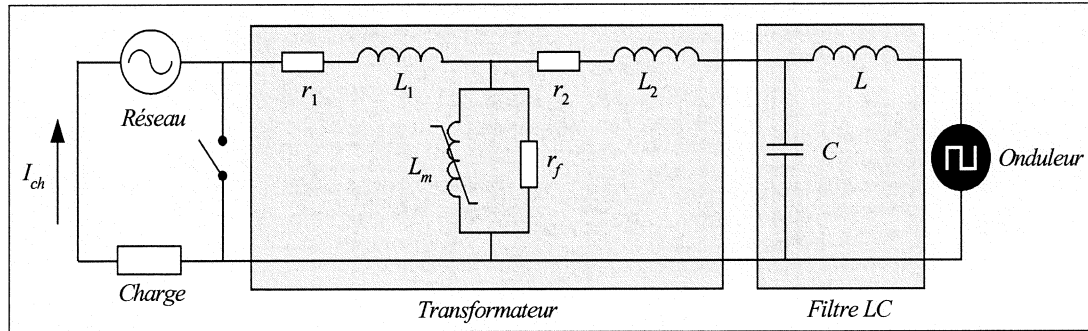


Figure 7-20. Schéma équivalent du transformateur et filtre LC.

Si on commande l'onduleur en boucle ouverte de façon à obtenir une tension nulle en sortie de l'onduleur, on négligera l'impédance du condensateur dans le calcul de l'impédance totale du compensateur vue du réseau (48Ω face aux $110\text{ m}\Omega$ de l'inductance, puisque l'onduleur est assimilé à un court-circuit). Ainsi, l'impédance équivalente rencontrée par le courant de ligne sera celle de la figure 7-21 où l'on voit qu'une bonne partie de l'impédance du compensateur est due au transformateur (on a négligé la résistance équivalente aux pertes fer). C'est cette impédance qui est responsable des chutes de tension quand il n'y a pas de compensation.

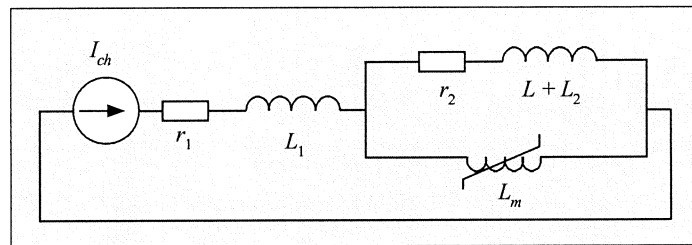


Figure 7-21. Schéma simplifié de l'impédance équivalent du compensateur série (consigne nulle).

Une conception soignée du transformateur peut contribuer à la diminution des chutes de tension au compensateur. De ce fait, on voit bien la nécessité de **minimiser les inductances de fuites** du transformateur (une valeur de référence de 0.01 p.u. est donnée en [ZH-01]). Notons que les transformateurs usuels dits de tension ne sont pas adaptés pour les applications de compensation série.

De plus, **la nature non-linéaire de l'inductance de magnétisation du transformateur peut provoquer une déformation de la tension de compensation**, ce que l'on verra dans les essais.

Vu les conséquences de la saturation, il semble judicieux donc d'essayer de travailler dans la zone linéaire de **l'inductance de magnétisation** du transformateur. Par exemple en [MI-98b] on propose un niveau de saturation de l'inductance de magnétisation double par rapport au flux nominal du transformateur.

Enfin, on pourra adapter la commande pour essayer de compenser les chutes de tensions et les non-linéarités provoquées par le transformateur.

7.4.4 Les éléments de protection et manœuvre

La situation en série du compensateur exige des considérations spéciales concernant le fonctionnement du système en cas de défaut, lorsque celui-ci se produit dans le compensateur lui-même ou dans la ligne à laquelle il est connecté.

Ainsi s'il se produit un défaut dans le compensateur **il est nécessaire de court-circuiter le primaire du transformateur de couplage** le plus rapidement possible, de façon à éviter une chute importante de la tension de charge. En effet, si le compensateur est un circuit ouvert, il présente une impédance très élevée au primaire ce qui provoque une diminution énorme de la tension de charge (lois du diviseur de tension). De la même façon si le compensateur est en panne ou tout simplement si on ne veut pas l'utiliser, il faut éviter qu'il perturbe la tension de la charge, ce qui se fait en le court-circuitant. On peut voir dans la figure 7-6 le contacteur K_{16} que l'on utilise à cet effet dans le banc d'essai.

En cas de court-circuit aval dans la ligne, le courant de court-circuit circulera par le primaire du transformateur, provoquant dans le secondaire des courants et tensions dangereux pour l'onduleur. Le système de protection du compensateur est spécifique au compensateur et ne protège pas la ligne qui possède ses propres protections. Par ailleurs, comme les transformateurs du compensateur opèrent comme transformateurs de courant, on ne peut pas ouvrir le secondaire lorsque le courant de charge n'est pas nul [MO-99]. Par conséquent, le système de protection du compensateur doit attendre que la protection de la ligne agisse, limitant les courants et tensions du secondaire pendant cet intervalle. Ainsi, on peut installer des **varistors** pour « court-circuiter » le secondaire du transformateur en cas de surintensité. Ces varistors seront conçus pour absorber l'excès de puissance au secondaire qui risque d'endommager l'onduleur.

7.4.5 Onduleur triphasé et commande associée

L'onduleur choisi pour le compensateur série est un onduleur triphasé à IGBT, dont courant (côté alternatif) maximum est de 50A et la tension maximum de 1200V et qui est capable de travailler à 10kHz. Il est composé de 3 branches de type SMK50GB123 (de la marque SEMIKRON). L'analyse thermique réalisée nous a permis d'estimer les pertes et de dimensionner le système de refroidissement [AL-00]. Ainsi, le rendement estimé de l'onduleur est de 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 d'une longueur de 340mm et refroidi à ventilation forcée (4 m/s) a été ajouté à l'onduleur.

Pour la commande de l'onduleur, différents types de modulation ont été analysés : MLI vectorielle, MLI scalaire et modulation avec 3^{ème} harmonique. Finalement, une modulation MLI scalaire classique a été implémentée.

7.5 Compensateur Shunt

Le compensateur shunt est **une source de courant contrôlée qui échange un courant avec le réseau de façon à améliorer les caractéristiques du courant amont**. En fonction des caractéristiques de l'onduleur, noyau du dispositif, cette source de courant peut modifier non seulement les caractéristiques de phase du courant (compensation du facteur de puissance), mais aussi sa forme d'onde (filtrage actif de courant). On étudiera dans ce travail, l'application la plus contraignante qui est le filtrage actif.

La structure est composée d'un onduleur de tension triphasé raccordé au réseau à travers un filtre de raccordement inductif (de type L). Du côté continu de l'onduleur on dispose d'un **système de stockage d'énergie** sous forme d'une source de tension continue qui fournit l'énergie nécessaire à la compensation.

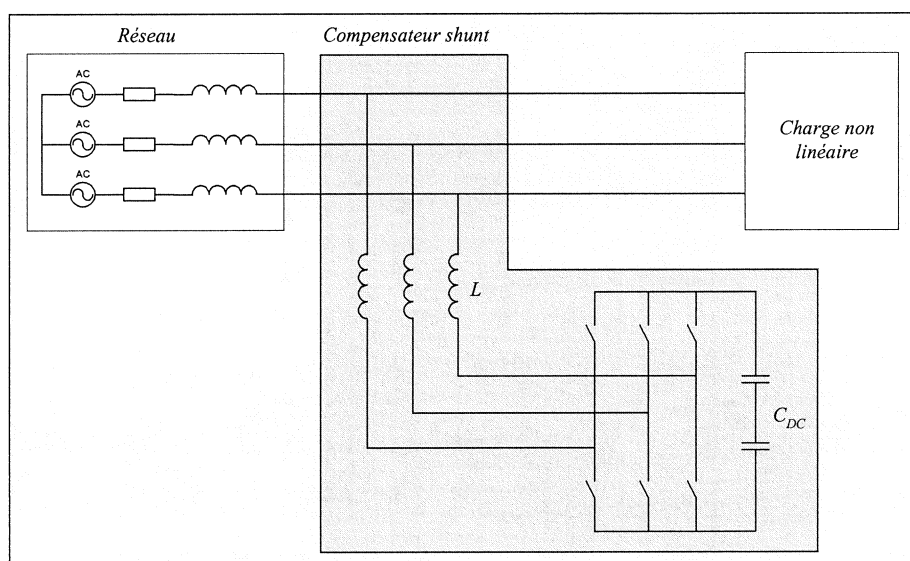


Figure 7-22. Schéma de puissance du compensateur shunt.

Les compensateurs shunt et plus exactement les filtres actifs de courant, sont plus développés au niveau commercial que les séries. Diverses structures sont présentes dans les catalogues commerciaux d'entreprises, qui se basent en général sur leur expérience de fabricants d'onduleurs pour des applications back up, plus précisément des Alimentations Sans Interruption. Les fabricants les plus importants sont : ABB, Siemens, MGE UPS, AIM Europe, et Mesta Electronics. Tous ces fabricants utilisent des transistors IGBT. La puissance des filtres varie, selon le fabricant et selon le type de filtre, entre 10 et 2000kVA. Ces filtres permettent une compensation globale ou ciblée des harmoniques.

Les techniques de commande rapprochée du commerce sont basées sur les MLI scalaires ou vectorielle. Dans le cadre de la thèse nous avons investigué ces deux types de commande en les munissant des commandes adaptées. Les résultats théoriques sont similaires en termes de filtrage. Le choix s'est finalement porté sur une MLI scalaire du fait du système dSPACE utilisé pour implanter les commandes, en effet, dans ce système, la MLI scalaire était implantable plus aisément.

En ce qui concerne le compensateur shunt intégré dans le banc d'essais, son dimensionnement est de 10kVA et le système de stockage utilisé est basé sur un banc de condensateurs. Il s'agit donc d'un prototype en échelle d'un compensateur réel. Le but de notre travail ici est le test et l'optimisation des algorithmes de filtrage actif et de compensation d'énergie réactive étudiés en théorie.

7.5.1 Filtre de raccordement au réseau

Le compensateur shunt se devant être une source de courant vis à vis du réseau, il est nécessaire d'utiliser un filtre de raccordement de nature inductif (L ou LCL). Des études ont été menées en théorie sur les deux types de filtres [LP-03]. La configuration choisie pour le banc d'essai est le filtre L .

En tenant compte sa fonction dans un onduleur de tension commandé en courant, le filtre L est généralement dimensionné pour limiter l'ondulation du courant injecté au réseau. Dans l'application de filtrage actif, il est nécessaire de vérifier de plus que la valeur de l'inductance choisie permet la génération de tous les courants harmoniques spécifiés par le cahier des charges. On peut calculer l'ondulation maximum du courant en négligeant la résistance de l'inductance à partir de l'expression approximée de la dérivée du courant :

$$\Delta I = \frac{\Delta V_L}{L} \Delta t \quad (7.24)$$

Si on considère une modulation MLI scalaire, dans chaque demi période de modulation, la valeur moyenne de la tension de sortie de l'onduleur sera égale à sa consigne. Si on suppose que l'onduleur essaye de reproduire exactement la tension réseau (c'est-à-dire la consigne de courant nul), on peut calculer l'intervalle d'application de tension positive (T_+) et négative (T_-) de l'onduleur :

$$\begin{aligned} T_+(\omega t) &= \frac{T_s}{2} \left(\frac{2 \cdot E(\omega t) + V_{DC}}{2 \cdot V_{DC}} \right) \\ T_-(\omega t) &= \frac{T_s}{2} \left(\frac{-2 \cdot E(\omega t) + V_{DC}}{2 \cdot V_{DC}} \right) \end{aligned} \quad (7.25)$$

Ainsi on peut calculer la variation du courant entre chaque intervalle à partir de l'expression 7.24 :

$$\begin{aligned} \Delta I_+(\omega t) &= \frac{T_+}{L} \left(\frac{V_{DC}}{2} - E(\omega t) \right) = \frac{T_s}{8 \cdot L \cdot V_{DC}} (V_{DC}^2 - 4 \cdot E^2(\omega t)) \\ \Delta I_-(\omega t) &= \frac{T_-}{L} \left(\frac{V_{DC}}{2} + E(\omega t) \right) = \frac{T_s}{8 \cdot L \cdot V_{DC}} (V_{DC}^2 - 4 \cdot E^2(\omega t)) \end{aligned} \quad (7.26)$$

On voit bien que les deux variations sont identiques ; donc l'ondulation maximum pic à pic sera :

$$\Delta I_{MAX} = \frac{T_s \cdot V_{DC}}{8 \cdot L} \quad (7.27)$$

D'où la valeur minimum de l'inductance :

$$L_{MIN} = \frac{T_s \cdot V_{DC}}{8 \cdot \Delta I_{MAX}} \quad (7.28)$$

Une fois calculée la valeur minimum de l'inductance 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 permette leur génération :

$$-\hat{I}_{CH} = \sum_{h=0}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \cos(h\omega t + \varphi_h) \quad (7.29)$$

Où \hat{I}_{CH} représente les harmoniques de courant à compenser

La chute de tension aux bornes de l'inductance sera :

$$V_L = \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega \sum_{h=0}^{\infty} h \cdot I_h \cdot \cos(h\omega t + \varphi_h) \quad (7.30)$$

Dans le pire des cas, tous les harmoniques seront en phase et donc la valeur minimale efficace de la tension à générer par l'onduleur sera (en négligeant le terme fondamental du courant) :

$$(V)_{MAX} = E\sqrt{2} + \sum_{h=0}^{\infty} L \cdot \omega \cdot h \cdot I_h \cdot \sqrt{2} \quad (7.31)$$

Où E est la tension efficace simple du réseau.

Si on considère encore une modulation de type MLI scalaire et une valeur de tension du bus continu de l'onduleur, V_{DC} , la valeur d'inductance devra être inférieure à :

$$L_{MAX} = \frac{V_{DC} - 2 \cdot E \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \sum_{h=0}^{\infty} \omega \cdot h \cdot I_h \cdot \sqrt{2}} \quad (7.32)$$

Dans le cas du banc d'essai on a les paramètres suivants :

$$S_N = 10\text{kVA}$$

$$E = 127\text{V}$$

$$V_{DC} = 700\text{V}$$

$$T_C = 100\mu\text{s}$$

$$\Delta I = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_N \cdot 5\%$$

Donc avec l'expression 7.28, on obtient une valeur minimum d'inductance de : 2.4mH. En suite on vérifie qu'avec cette inductance on est capable de générer le courant de la figure 7-23 (correspondant à un redresseur triphasé non contrôlé connecté à un réseau de 127V et qui absorbe une puissance apparente de 10kVA).

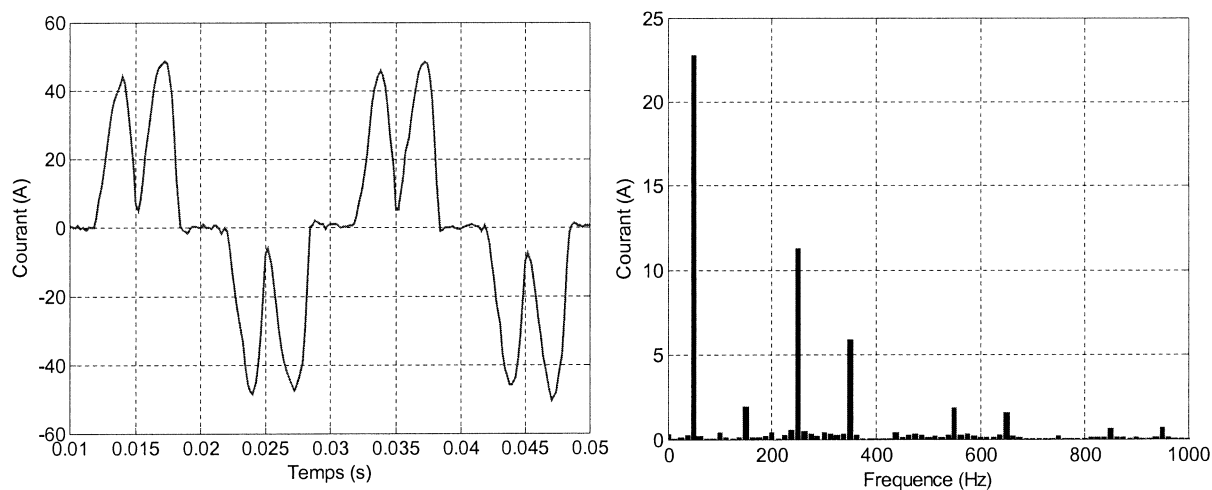


Figure 7-23. Courant type utilisé pour le dimensionnement de l'inductance.

La valeur d'inductance maximum est de 2.7mH. Evidemment ce calcul est très restrictif dû à l'hypothèse qu'on a fait de supposer toutes les harmoniques en phase.

Finalement la valeur d'inductance choisie pour le banc d'essai est de :

$$L = 2.6\text{mH}$$

On a vérifié ce dimensionnement en simulation. Ainsi on constate que l'ondulation pic est bien au-dessous du 5% du maximum du courant nominal (26.25 A), c'est-à-dire 3.7A (voir figure 7-24).

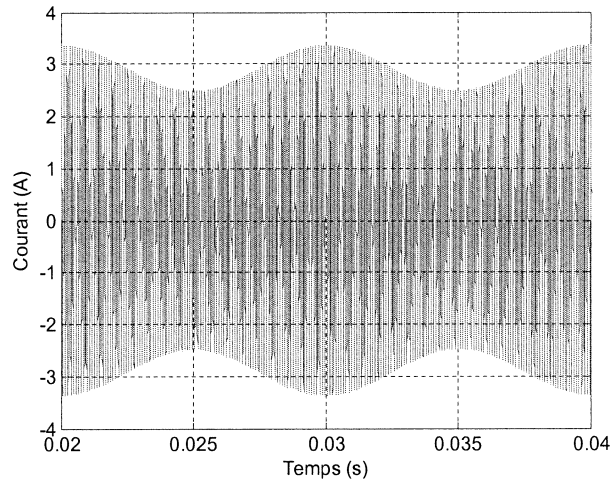


Figure 7-24. Ondulation du courant à consigne nulle.

En ce qui concerne la capacité de génération harmonique du système, la figure 7-25 montre le courant de sortie et la tension de référence d'un onduleur de tension avec un bus de tension de 700V, raccordé au réseau 127V à travers d'une inductance de 2.6mH et contrôlé avec une commande pile de fonction de transfert imposée (voir chapitre 4). On voit bien que le système est capable de générer le courant demandé et que la tension ne rentre pas en saturation. Donc on peut conclure que **le dimensionnement de l'inductance est correct**.

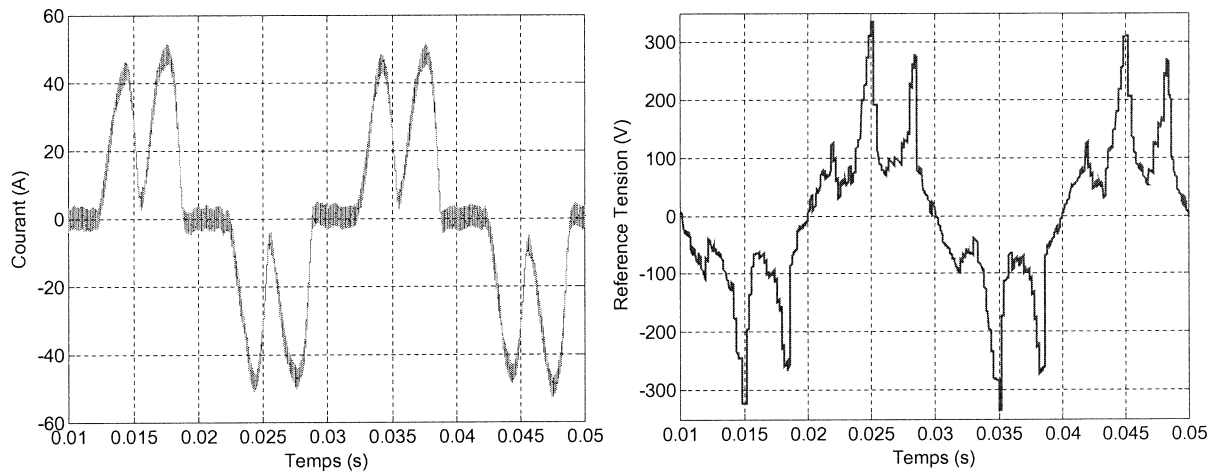


Figure 7-25. Courant généré par le filtre et référence de tension de l'onduleur.

7.5.2 Dimensionnement et charge du bus continu

Du fait que les compensateurs série et shunt partagent un même bus continu, celui-ci devra être dimensionné en tenant compte des caractéristiques des deux applications. Comme la fonction la plus contraignante du bus est de fournir de l'énergie pour compenser les perturbations au travers du compensateur série, celui-ci a été le critère de dimensionnement principal utilisé.

Cependant il faut aussi tenir compte de quelques aspects liés à l'application shunt. Ainsi le critère le plus commun pour dimensionner la capacité du bus est en général la limitation des ondulations de la tension continue :

$$C = \frac{\int i_{DC} \cdot dt}{\Delta V_{DC}} \quad (7.33)$$

Il faut donc connaître le courant continu qui circule par le bus. Les harmoniques basse fréquence du courant continu peuvent être calculés à partir de la tension de référence et le courant de chaque phase (en supposant que la tension continue est constante) :

$$i_{DC} = \frac{(v_a)_{REF} \cdot i_a + (v_b)_{REF} \cdot i_b + (v_c)_{REF} \cdot i_c}{V_{DC}} \quad (7.34)$$

Cette expression ne tient compte que des ondulations provoquées par les harmoniques basse fréquence du courant et de la tension alternative, en effet les harmoniques de commutations sont négligeables [PO-01]. A partir de cette expression on peut calculer les ondulations de tension produites lorsqu'on injecte au réseau le courant type de la figure 7-23 :

$$\Delta V_{DC} = \frac{i_{DC}}{C} \quad (7.35)$$

La figure 7-26 montre les harmoniques basse fréquence du courant continu et les oscillations produites sur la tension continue lorsqu'on génère avec l'onduleur le courant type de la figure 7-23. On voit bien qu'avec la capacité du bus utilisée dans le banc d'essai, les oscillations pic à pic sont inférieures à 2V (0.3% de la tension de bus) ce qui correspond à un fonctionnement très satisfaisant.

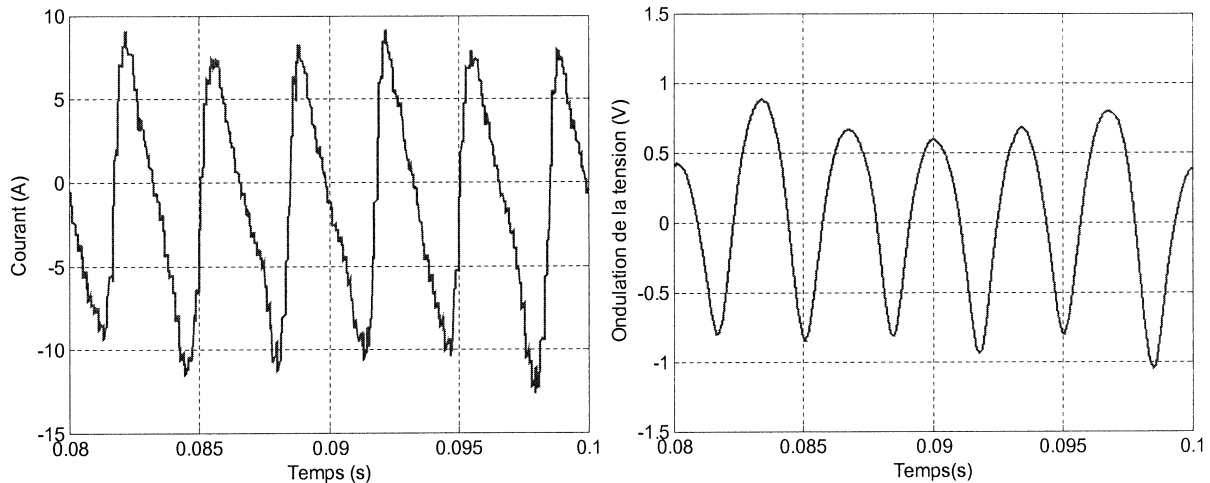


Figure 7-26. Harmoniques basse fréquence du courant continu et oscillations produites sur la tension du bus.

En ce qui concerne le niveau de tension, on a vu dans le paragraphe précédent que pour que l'onduleur soit capable de générer les harmoniques souhaités la tension de bus doit être bien supérieure à la tension de pic du réseau. Ceci est dû au fait qu'il faut d'abord compenser la tension du réseau (d'où la nécessité de générer une tension au moins égale à celle du réseau) et de plus il faut injecter la tension nécessaire pour compenser toutes les chutes de tension provoquées par la circulation des courants harmoniques par l'inductance de raccordement. La valeur nominale choisie pour le bus est de 700V.

La charge du bus se réalise à travers du compensateur shunt en trois phases différentes :

- *Phase 1* : On charge le bus entre 0 et 200V. L'onduleur n'est pas commandé, et donc le compensateur est utilisé comme redresseur à diode. On emploie une résistance connectée en série avec le compensateur pour limiter le courant lors de la mise en marche du système.

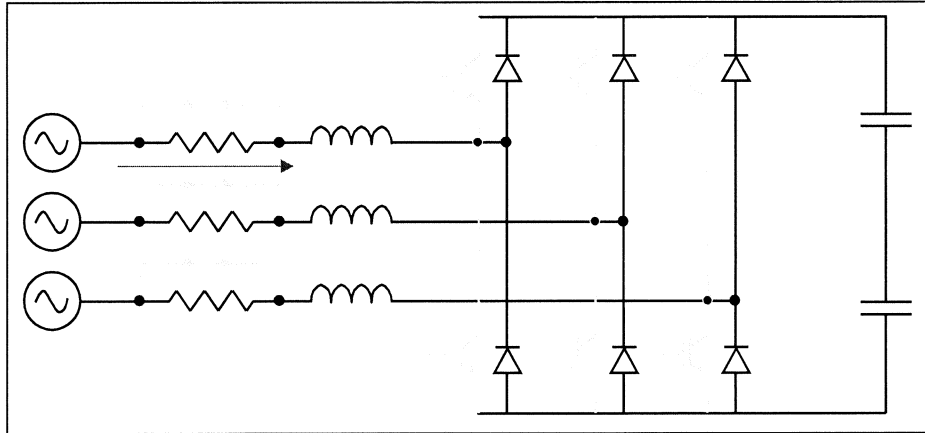


Figure 7-27. Phase 1 : Charge non contrôlée limitée par résistance.

- *Phase 2* : On charge le bus entre 200V et 311V. Toujours en utilisant le compensateur comme redresseur, mais une fois arrivé à une valeur suffisamment élevée les résistances de charge sont court-circuitées pour accélérer le processus de charge jusqu'à arriver à la valeur maximum qui peut être atteinte avec un redresseur non contrôlé.

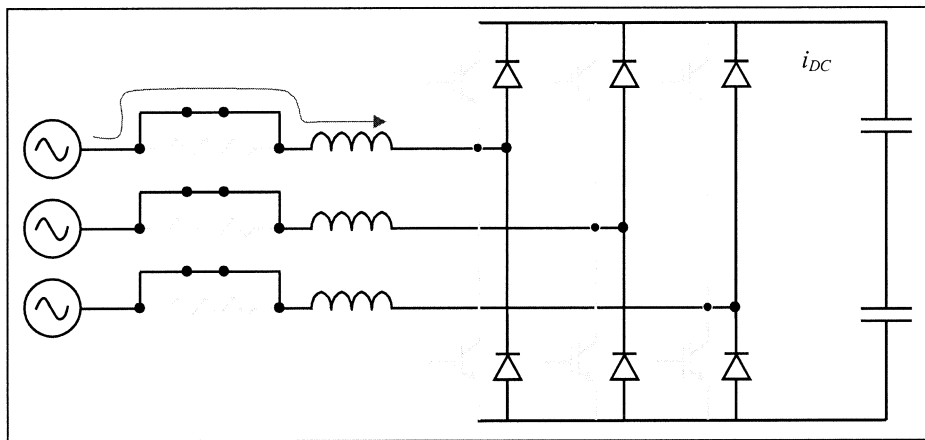


Figure 7-28. Phase 2 : Charge non contrôlée limitée sans résistance.

- *Phase 3* : On charge le bus entre 311V et la tension nominale (700V). Dans cette phase on utilise le compensateur en mode onduleur de tension pour charger le bus à travers des inductances.

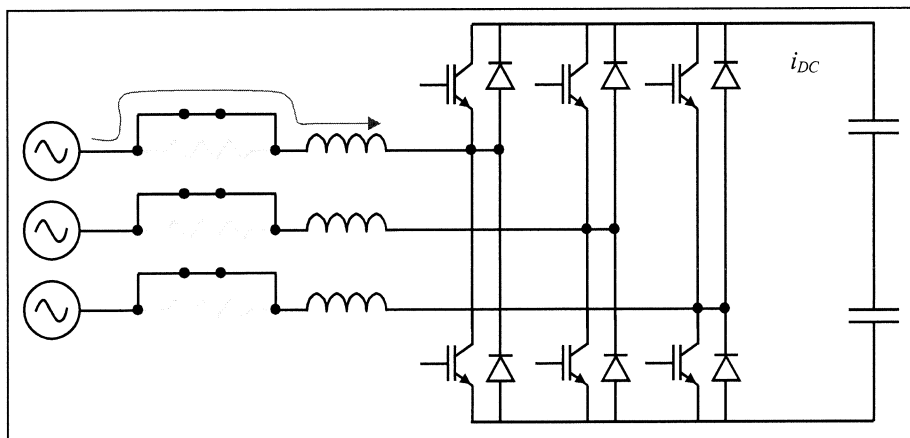


Figure 7-29. Phase 3 : Charge contrôlée.

Dans cette 3^{ème} phase, on a mis en place une méthodologie de charge à courant nominal (I_N) et facteur de puissance optimal. La condition pour qu'elle soit réalisable est :

$$E - V_{MAX} > L \cdot \omega_0 \cdot I_N \quad (7.36)$$

C'est-à-dire que la différence de tension entre la tension réseau (E) et la tension maximum de l'onduleur (V_{MAX}) doit être supérieure à la chute de tension à l'inductance au courant nominal. Cette condition est remplie dans le cas étudiée (différence de tension = 17V ; chute de tension nominale = 21.5V).

Ainsi l'objectif est de charger le bus à courant nominal et facteur de puissance maximum. Au début de cette phase il est impossible d'appliquer un facteur de puissance unitaire car la tension minimum de l'onduleur n'est pas suffisamment élevée. La tension minimum d'onduleur pour avoir une charge à facteur de puissance unitaire est :

$$V_{MIN} = (L \cdot \omega_0 \cdot I_N)^2 + E^2 \quad (7.37)$$

Donc jusqu'à arriver à cette valeur on va optimiser le facteur de puissance de charge. La figure 7-30 montre ce processus. Pour augmenter le facteur de puissance on doit augmenter l'angle (ρ) entre la tension de l'inductance (V_L) et la tension réseau (E). Cet angle est maximum au point d'intersection entre la tension d'onduleur maximum et la tension d'inductance (dont module est constante). Donc jusqu'arriver au point optimal il faut appliquer le vecteur de tension suivante (où θ est l'angle entre la tension réseau et la tension de l'onduleur) :

$$V = V_{MAX} = \frac{V_{DC}}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (7.38)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left(\frac{E^2 + V_{MAX}^2 - V_L^2}{2 \cdot V_{MAX} \cdot E} \right)$$

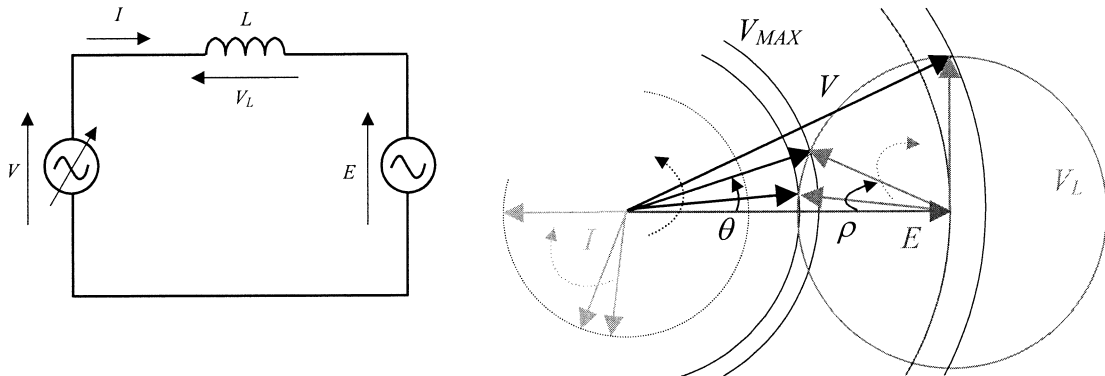


Figure 7-30. Méthodologie de charge à courant nominal et facteur de puissance optimal.

Le point optimal est arrivé lorsque la tension de bus est égale à :

$$V_{DC} = 2 \cdot \sqrt{2 \cdot ((L \cdot \omega_0 \cdot I_N)^2 + E^2)} \quad (7.39)$$

La puissance transférée au bus sera :

$$P = E \cdot I \cdot \sin(\rho) \quad (7.40)$$

Où

$$\rho = \sin^{-1} \left(\frac{V_{MAX} \cdot \sin(\theta)}{V_L} \right) \quad (7.41)$$

Pour simplifier l'implémentation de cet algorithme on peut calculer hors ligne l'angle θ à injecter à chaque valeur de tension de bus et l'implémenter en forme de tableau.

Une fois arrivé au point de facteur de puissance unitaire il faut changer l'algorithme de façon à continuer la charge dans ce point jusqu'à arriver à la tension souhaitée (700V). De ce fait il faut toujours appliquer le même angle θ et ajuster le taux de modulation de façon à maintenir constante aussi l'amplitude de la tension d'onduleur.

La figure 7-31 montre la tension de bus simulée pendant la 3^{ème} phase de charge (qui dure approximativement 350ms). La figure aussi montre la puissance instantanée et le facteur de puissance de charge. On observe dans la première partie de la charge (35ms) que la puissance absorbée du réseau augmente jusqu'à que la tension atteinte la valeur minimum pour opérer à facteur de puissance unitaire (364V). Après, la charge continue à puissance maximale jusqu'à arriver à la tension nominale (700V) où la puissance transférée s'annule.

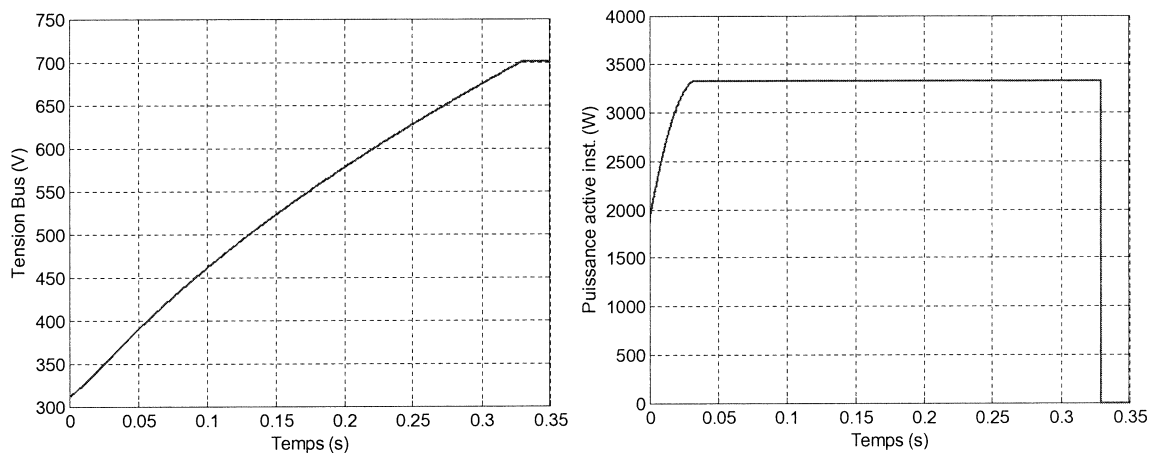


Figure 7-31. Tension de bus et puissance instantanée simulée pendant la 3^{ème} phase de charge.

La figure 7-32 montre en détail la phase d'optimisation du facteur de puissance de l'algorithme. On constate que le facteur de puissance augmente de 0.57 jusqu'à 1 et parallèlement la puissance active instantanée absorbée du réseau aussi augmente de 1.9kW jusqu'à 3.35kW (puissance nominale d'une phase). Après ces deux valeurs se maintiennent jusqu'à arriver à la valeur nominale de la tension.

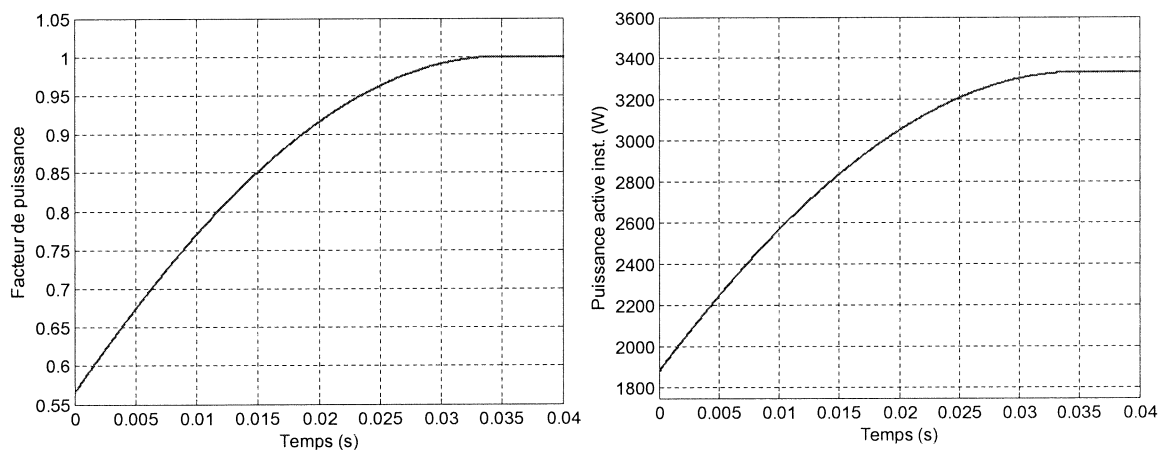


Figure 7-32. Détail de la phase d'optimisation du facteur de puissance (3^{ème} phase de charge).

Après les 3 phases de charge, la valeur de la tension de bus est égale à la valeur nominale. Cependant, il est nécessaire d'ajouter une boucle de commande pour **maintenir la tension à la valeur souhaitée** compensant ainsi les pertes produites au système. Cela est réalisée en superposant une composante active au courant harmonique et/ou réactive échangé avec le réseau. Comme il s'agit d'un signal continu, en général on utilise un simple PI pour contrôler la tension du bus continu, en filtrant la lecture de tension pour éviter ainsi de transférer les harmoniques de la tension continue à la consigne de courant.

La figure 7-33 montre l'allure de la tension de bus mesurée expérimentalement au banc d'essai lors d'une variation de consigne de 525V à 625V.

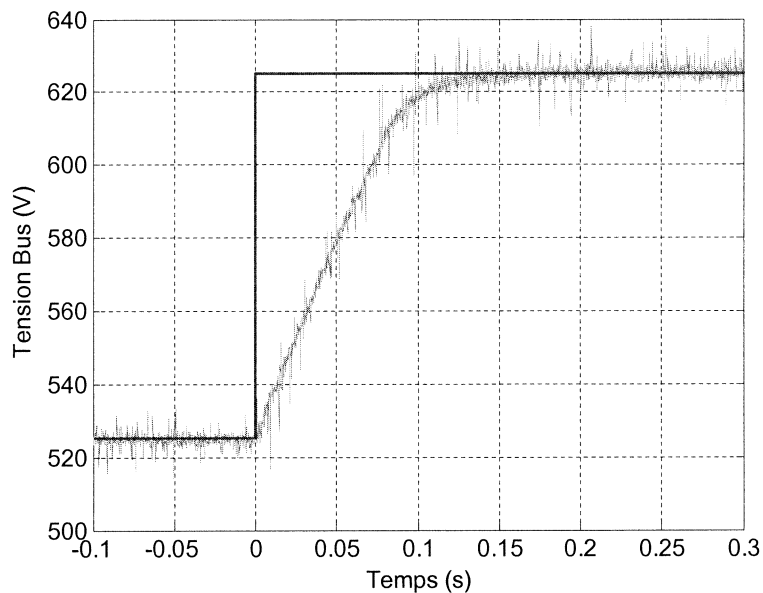


Figure 7-33. Tension de bus mesurée au banc d'essai lors d'une variation de consigne de 525 V à 625 V.

7.5.3 Onduleur triphasé et commande associée

L'onduleur est la commande choisie pour le compensateur shunt sont identiques para rapport aux utilisés dans le compensateur série.

7.6 Structure de commande

Le contrôleur installé dans le banc d'essais pour contrôler les deux compensateurs (série et shunt) est le système DS 1103 PPC [DS-99] de la firme allemande dSPACE, qui est embarqué dans un PC. Les caractéristiques principales du système de contrôle sont :

- Processeur PowerPC 604e à 400 MHz de Motorola.
- DSP esclave TMS320F240 (Texas Instruments) dédié aux entrées/sorties avancées.
- 2 Mo de mémoire SRAM.
- 32-Mo ou 128-Mo de mémoire DRAM.
- 16 canaux AN de 16 bit.
- 4 canaux AN de 12 bit.
- 8 canaux NA de 14 bit.
- 32 E/S numériques de 8 bit.
- Interface de communication CAN et ligne série.
- 1 Générateur triphasé de signaux MLI et 4 MLI monophasés.

L'avantage principal de ce contrôleur est qu'avec l'aide des logiciels adéquats, il est possible de traduire automatiquement à code assembleur, de compiler et de charger dans le DSP les commandes réalisées avec les blocs classiques de Simulink. Ainsi on peut développer et tester la commande en simulation en utilisant Simulink et le traduire après au code correspondant au contrôleur utilisé et le charger automatiquement dans le contrôleur. Cet aspect donne une grande flexibilité au système car le processus de développement et de test des différents algorithmes de commande se raccourcie grandement. Un autre avantage du système de commande est que grâce au logiciel d'interfaçage qu'il incorpore, il est possible de visualiser en temps réel, de stocker les différentes grandeurs du système et de modifier les paramètres de la commande.

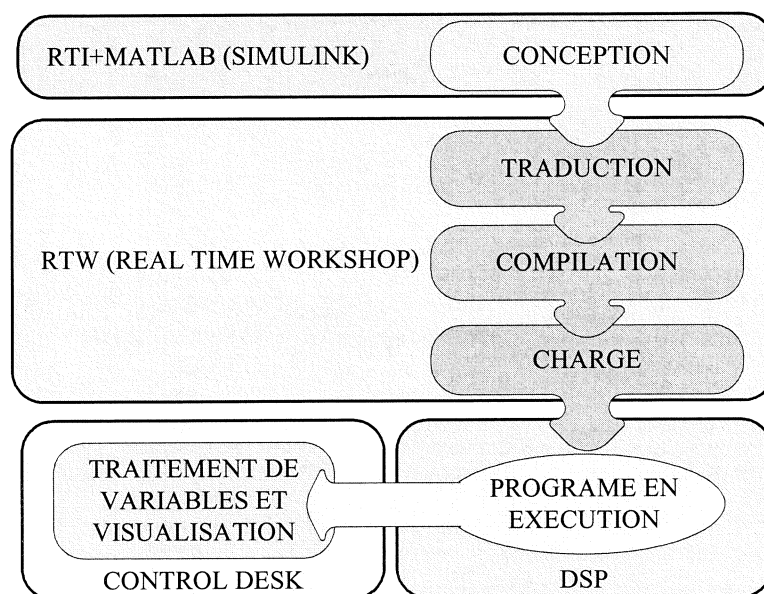


Figure 7-34. Outils logiciels qui composent le système de développement, traduction, charge et interfaçage.

Les différents outils logiciels qui composent le système de développement, traduction, charge et interfaçage sont (voir figure 7-34) :

- **Matlab/Simulink** : Il est utilisé pour modéliser le système physique et la commande. Les stratégies d'identification et compensation sont développées et testées en simulation avant de les implémenter dans le banc d'essai.
- **RTI (Real Time Interface)** : Il s'agit d'une librairie de Simulink qui contient les blocs qui permettent d'adapter la commande développée en Simulink pour qu'elle puisse être implémentée dans un DSP en particulier. Essentiellement les blocs servent à relier les entrées/sorties de la commande avec leurs équivalents physique dans le DSP. Ceci est réalisé en connectant de blocs spéciaux qui correspondent aux entrées/sorties physiques du DSP aux entrées/sorties de la commande. En fonction du contrôleur utilisé, la librairie est différente et les blocs aussi.
- **RTW (Real Time Workshop)** : Ce programme génère automatiquement et compile les fichiers Simulink contenant la commande du système. 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.
- **ControlDesk** : Il s'agit d'un programme qui permet la construction d'une interface graphique de façon très simple. De plus de permettre la visualisation temps réel des grandeurs physiques mesurées, il permet de les stocker pour ensuite pouvoir les traiter dans l'environnement Matlab (opérations mathématiques entre signaux, extraction d'harmoniques, calcul de la valeur efficace etc.). Il est possible aussi de démarrer ou arrêter le programme, et de changer les paramètres de la commande en temps réel (consignes, paramètres de contrôle etc.). La figure 7-35 montre l'interface graphique utilisée dans le cas de l'application de compensation de creux de tension.

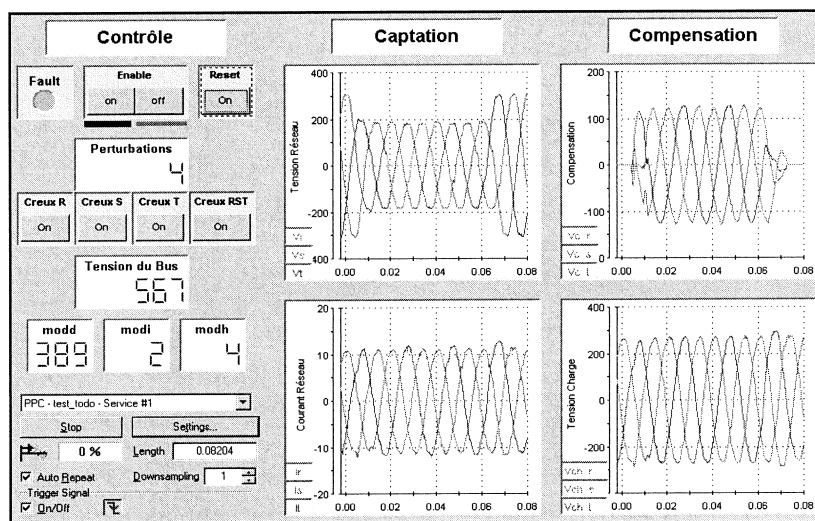


Figure 7-35. Fenêtre de visualisation et commande de ControlDesk.

Cette méthodologie est très appropriée pour un banc d'essais dont l'objectif est de développer, tester et comparer différents algorithmes de commande appliqués à des systèmes de l'électroniques de puissance. Evidemment si l'objectif est l'optimisation de la commande orientée à un produit final (du point de vue du temps d'exécution par exemple), le résultat donné par l'outil de traduction automatique peut être insuffisant et il peut être nécessaire de traduire les algorithmes validés « à la main ». Il est aussi à remarquer le potentiel pédagogique de cet outil, car il permet un développement rapide et quasi-transparent du code DSP.

7.7 Structure auxiliaire du système

Un système d'électronique de puissance est composé des différents éléments qui assemblés permettent de maîtriser le flux de puissance électrique entre deux systèmes. Les éléments le plus importants sont sans doute la *puissance* et la *commande* : la *commande* décide en fonction des informations qu'elle dispose et des objectifs assignés, des actions à entreprendre via la *puissance* mise en jeu. Cependant, ce fonctionnement serait impossible sans la participation d'une **structure auxiliaire** qui rend possible l'échange d'information bidirectionnelle entre la puissance, la commande et l'utilisateur, ainsi que la minimisation des conséquences des éventuelles fautes (en protégeant les parties les plus sensibles de la structure de puissance), ou le changement de la topologie du système.

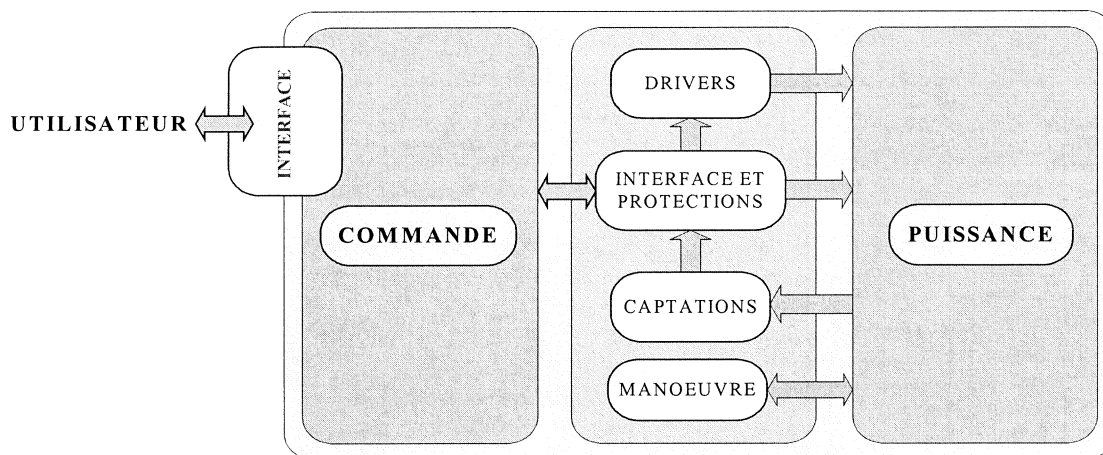


Figure 7-36. Structure auxiliaire du banc d'essais.

Les principaux systèmes qui composent la structure auxiliaire du banc d'essais sont les suivants :

- La **carte d'interfaçage** et protections : cette carte est chargée d'adapter et d'isoler tous les signaux qui entrent au processeur (les captations) ou qui sortent de la commande (les ordres de commutation des IGBTs). Elle contient également quelques fonctions de protection qui annulent les commandes des IGBTs en cas de détection de défaillance. Les événements qui sont tenus en compte sont : la tension maximum et minimum du bus continu, l'augmentation excessive de la température des IGBTs et l'existence des erreurs sur le driver. Cette carte a été conçue et construite à *IKERLAN* [AL-00].
- La **carte driver** ; elle s'occupe de transmettre aux IGBTs les ordres de commutation générés par la commande de façon à qu'ils soient exécutés correctement (introduisant par exemple les temps morts nécessaires). Elle s'agit d'une carte commerciale (*Semikron SKHI 60 H4*) qui de plus incorpore quelques fonctions de protection des IGBTs (comme par exemple la protection face aux surintensités).
- La carte de **mesures** : cette carte est chargée de la captation des différentes grandeurs électriques requises par le système et de les transformer en tensions équivalentes qui puissent être correctement interprétées. Les capteurs de tension utilisés sont les *LEM LV 25-P* et en ce qui concerne le courant les *LEM LA 100-P*. La carte est capable de capter 2 courants et 2 tensions triphasées alternatives, ainsi qu'une tension continue (celle du BUS). La figure 7-37 montre les grandeurs mesurées ainsi que les points de mesure pour l'application d'amélioration de la qualité.

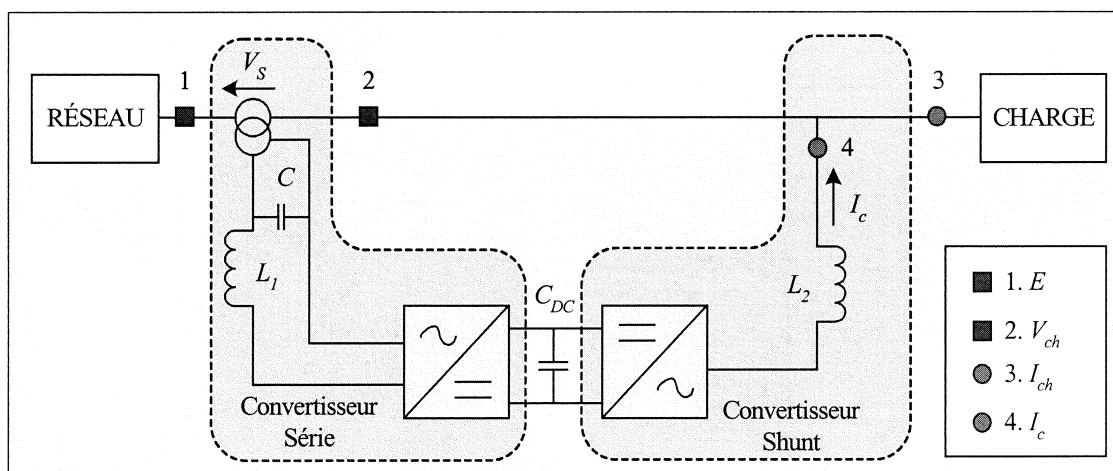


Figure 7-37. Placement des capteurs de tension et de courant.

- La carte de **manœuvre** : cette carte permet, par l'ouverture et fermeture des différents contacteurs installés dans le système, de réaliser les changements de configurations, soit pour étudier différents types de systèmes, soit pour fixer les configurations de mise en route du système. Dans quelques cas les changements de configuration se produisent de façon automatique (à partir des mesures réalisées sur le système) et dans d'autre cas elles sont réalisées manuellement. Les différentes combinaisons des contacteurs qui fixent les configurations souhaitées sont les suivantes :

Charge du BUS à partir du convertisseur shunt	- Première phase : K_7, K_{14}, K_{16}
	- Deuxième phase : K_1, K_{14}, K_{16}
	- Troisième phase : K_1, K_{14}, K_{16}
Raccordement au réseau du convertisseur shunt	- Filtre L : K_1, K_{14}, K_{16}
Raccordement au réseau du convertisseur série	- Série : K_{15}
Raccordement au réseau du système universel	- Universel : K_1, K_{14}, K_{15}

Tableau 7-1. Différentes combinaisons des contacteurs en fonction de la configuration souhaitée.

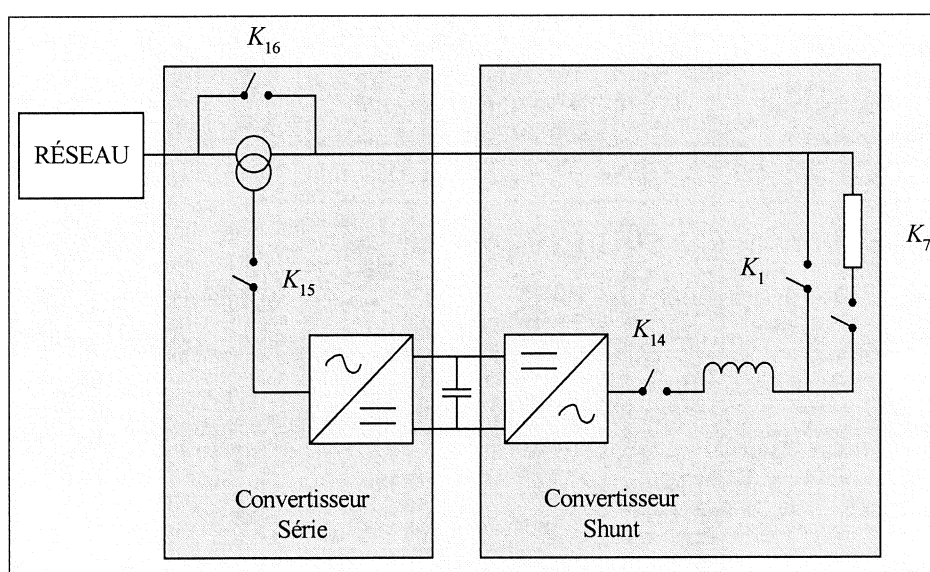


Figure 7-38. Placement des contacteurs dans le banc d'essais.

7.8 Exemples d'Applications

Le banc d'essais construit dans le cadre de cette thèse est un outil flexible qui permet l'étude de la commande de diverses applications des onduleurs de tension raccordés au réseau. Après les travaux de conception, construction et mise au point, deux applications ont été analysées en détail, de façon à valider le fonctionnement du banc d'essais et à tester les algorithmes de commande développés dans les chapitres précédents :

- Une étude analytique et expérimentale des stratégies de compensation à appliquer aux compensateurs séries (DVR).
- Une étude analytique et expérimentale des techniques de commande en courant des filtres actifs à appliquer aux compensateurs shunt.

Ainsi on balaye deux des applications les plus importantes des onduleurs de tension pour l'amélioration de la qualité en étudiant les deux types de dispositifs principaux : le série et le shunt.

7.8.1 Stratégies de compensation de creux de tension

Dans cette application la partie série du banc d'essai a été utilisée pour tester des algorithmes d'identification et compensation de creux de tension.

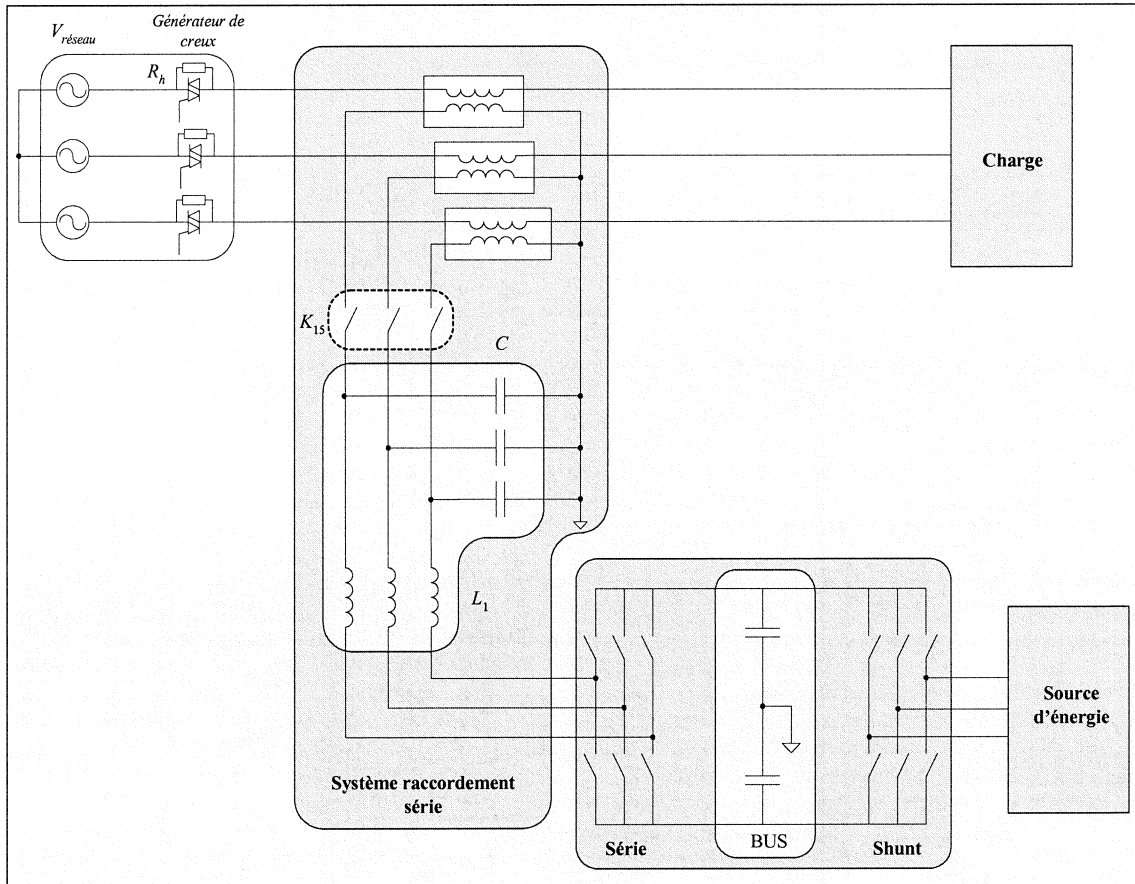


Figure 7-39. Configuration pour l'étude de stratégies de compensation de creux de tension.

Les conditions de test sont les suivantes :

- **Les creux de tension ont été provoqués** par la mise en série d'une résistance. Il n'y a pas de saut de phase et les creux peuvent être asymétriques.
- La **charge** utilisée dans les essais est une résistance triphasée (pour tester les performances de la compensation par minimisation de la puissance active une charge de type RL a été implémentée).
- Le compensateur est **commandé en boucle ouverte** sans aucune compensation des chutes produites dans le filtre LC et le transformateur.
- Le bus continu a été **chargé à travers du redresseur du compensateur shunt**, des deux cotés du compensateur série, coté réseau et coté onduleur.
- Deux **méthodes d'identification de perturbations** ont été implémentées : La *méthode de la poursuite de la phase* et la *méthode de composantes symétriques* (Instantanée et de Fortescue).
- Deux **méthodes de compensation de creux de tension** ont été implémentées : La *méthode de compensation de facteur de puissance commun* et la *méthode de compensation par injection d'énergie minimum*.

Dans la suite on présent les résultats les plus significatifs de l'étude expérimentale menée.

a) Energie Minimum + Composantes symétriques Instantanées

Les résultats présentés dans ce paragraphe correspondent à la compensation d'un **creux de tension monophasé d'une profondeur de 30% et d'une durée de 60 ms**. Les conditions de test sont les suivantes :

- Méthode d'identification : *composantes symétriques instantanées*.
- Stratégie de compensation : *minimisation de la puissance active*.
- Charge à protéger : à facteur de puissance non unitaire (une résistance et une inductance en parallèle).
- Période d'échantillonnage : $140\mu\text{s}$.
- Fréquence de commutation : 10kHz.
- Charge du bus continu : via l'onduleur du compensateur shunt, connecté du côté réseau.

Dans la figure 7-40 on observe la tension réseau et la tension de charge. On constate que le creux est correctement compensé, de manière quasi-instantané. Au moment de la récupération de la tension réseau, on voit bien qu'il se produit une perturbation de très courte durée dans les 3 phases de la tension de charge, pendant le temps où la commande adapte les caractéristiques de la tension injectée à la nouvelle situation du réseau.

Il faut noter que la tension de charge est presque identique avant, pendant et après le creux de tension. En ce qui concerne la forme d'onde on constate que la distorsion de la tension de charge est légèrement supérieure à celle de la tension réseau.

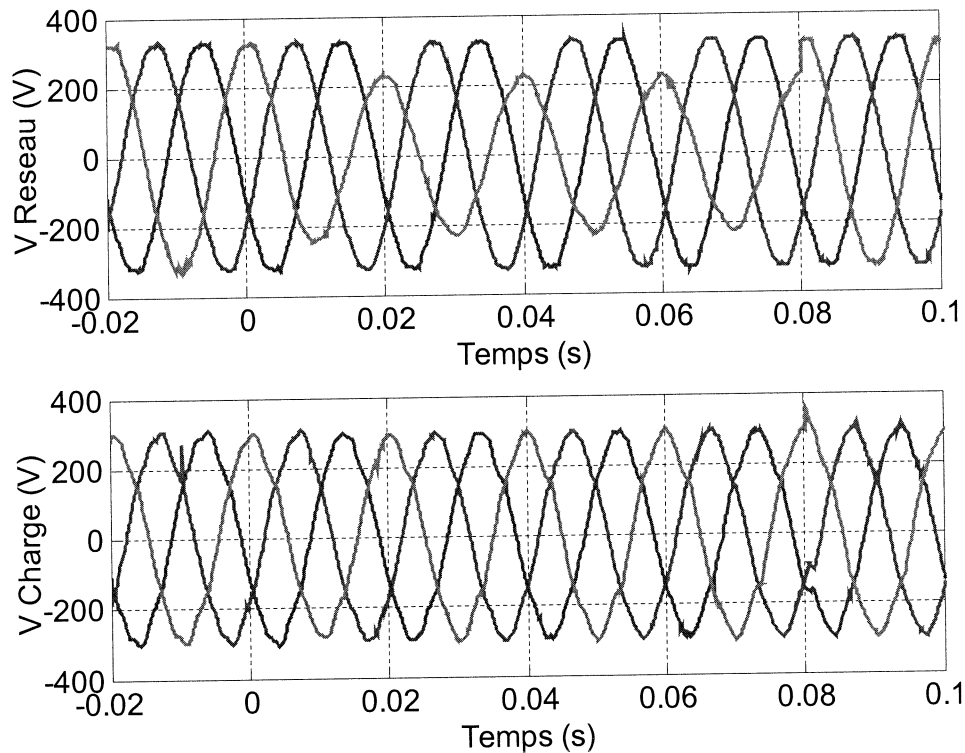


Figure 7-40. Creux de tension monophasé compensé (énergie minimum – composantes symétriques).

La figure 7-41 montre la tension de charge et la tension réseau dans une phase non perturbée du système. On voit bien le déphasage graduel de recherche du point optimal introduit par la stratégie de compensation par minimisation de la puissance active et l'écart de tension provoquée par la chute de tension dans le transformateur.

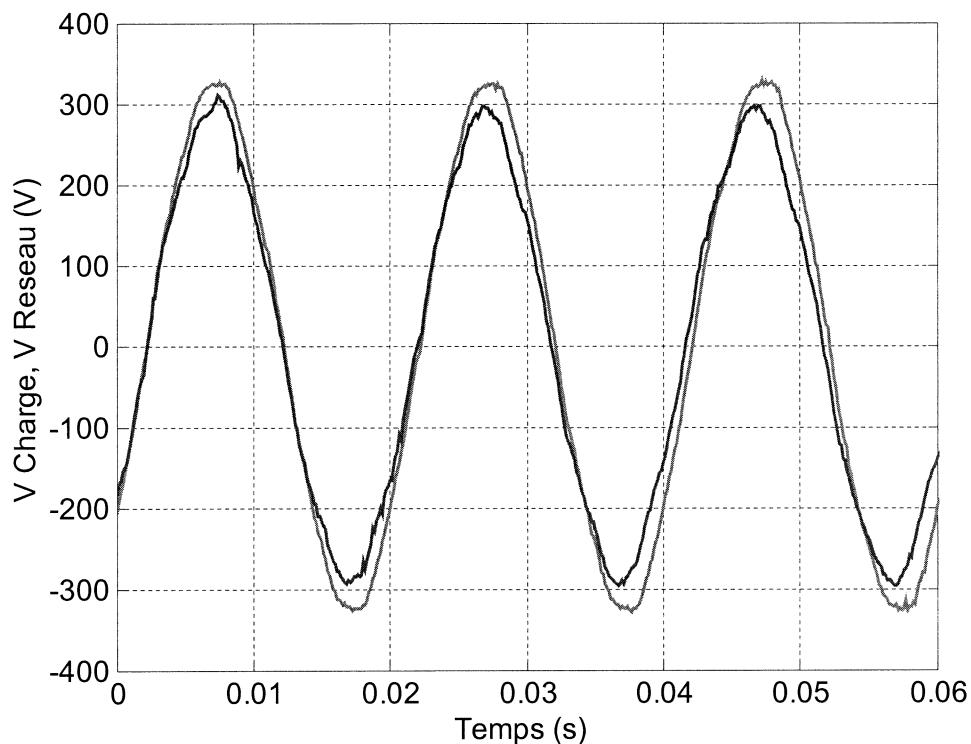


Figure 7-41. Déphasage graduel entre la tension réseau et la tension de charge (énergie minimum – composantes symétriques).

Ainsi, on remarque que même si le creux est monophasé, on injecte une tension de compensation dans les 3 phases (voir figure 7-42) pour pouvoir ainsi augmenter l'angle entre la tension de compensation et le courant de charge et minimiser la puissance active.

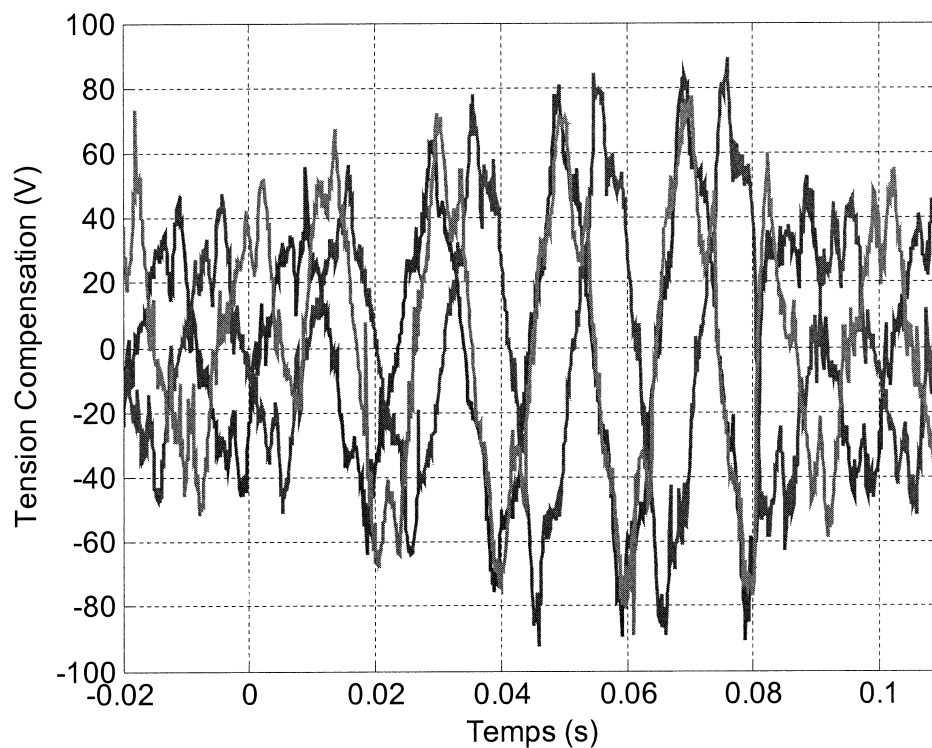


Figure 7-42. Tension de compensation injectée (énergie minimum – composantes symétriques).

b) Compensation à facteur de puissance commun – Poursuite de la phase

Les résultats présentés dans ce paragraphe correspondent à la compensation d'un **creux de tension monophasé d'une profondeur de 40% et d'une durée de 60ms**. Les conditions de test sont les suivantes :

- Méthode d'identification : *poursuite de phase* de la tension réseau.
- Stratégie de compensation : à facteur de puissance commun.
- Charge : à facteur de puissance unitaire (une résistance).
- Période d'échantillonnage : $160\mu\text{s}$.
- Fréquence de commutation : 10kHz.
- Charge du bus continu : via l'onduleur du compensateur shunt, connecté du côté réseau.

Dans la figure 7-43 on observe la tension réseau et la tension de charge. On constate que le creux est correctement compensé, également de manière quasi-instantanée. Dans ce cas là on n'observe pas de surtension sur la tension de charge lors de la de la récupération de la tension réseau, ce qui est logique pour les deux phases non perturbées (la tension injectée est nulle) et qui est dû à la phase de la tension réseau au moment de la récupération dans le cas de la phase perturbée.

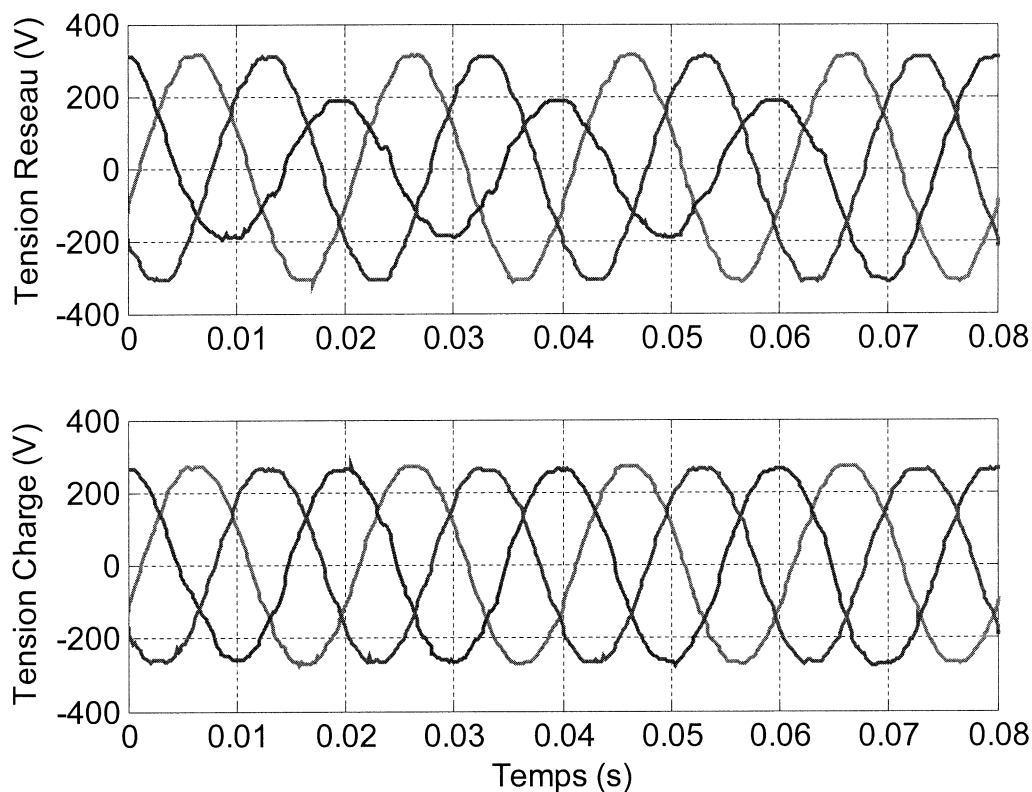


Figure 7-43. Creux de tension monophasé compensé (FP commun – poursuite de phase).

La figure 7-44 montre la tension de charge et la tension réseau dans une phase non perturbée du système. On voit bien qu'il n'y a pas de déphasage entre ces deux tensions, ce qui correspond bien à une compensation à facteur de puissance commun. La différence de tension entre les deux tensions est due à la chute de tension dans le compensateur.

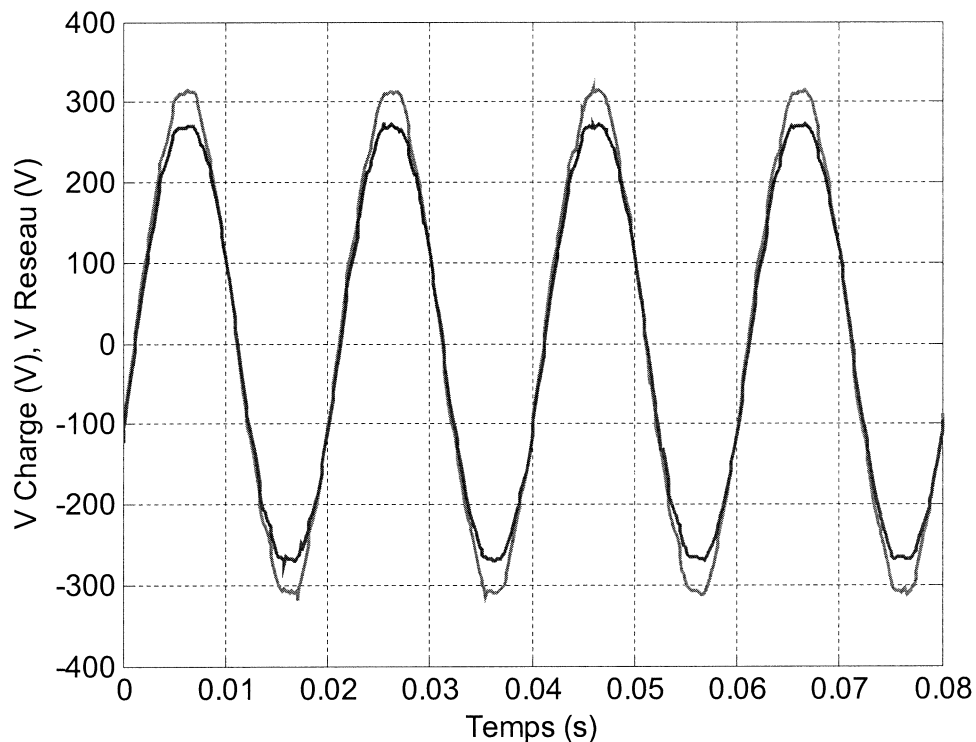


Figure 7-44. Tension réseau et tension de charge dans la phase perturbée (FP commun – poursuite de phase).

Ainsi, on remarque que dans ce cas, mis à part les chutes de tension produites dans le compensateur (que l'on étudiera en détail à la fin de cet exemple), le compensateur n'injecte de tension que dans la phase perturbée (voir figure 7-45).

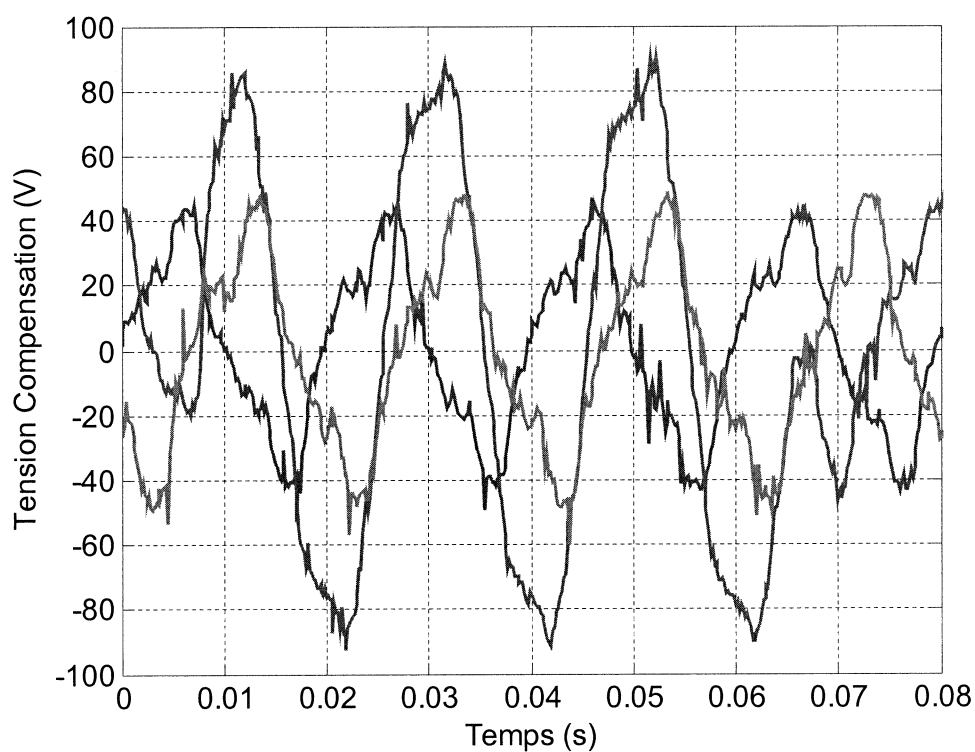


Figure 7-45. Tension de compensation injectée (FP commun – poursuite de phase).

On montre aussi la compensation d'un **creux de tension triphasé d'une profondeur de 40% et d'une durée d'environ 60ms** dans les mêmes conditions que précédemment. Ainsi dans la figure 7-46 on observe la tension réseau et la tension de charge, tandis que la figure 7-47 présente la tension injectée par le compensateur.

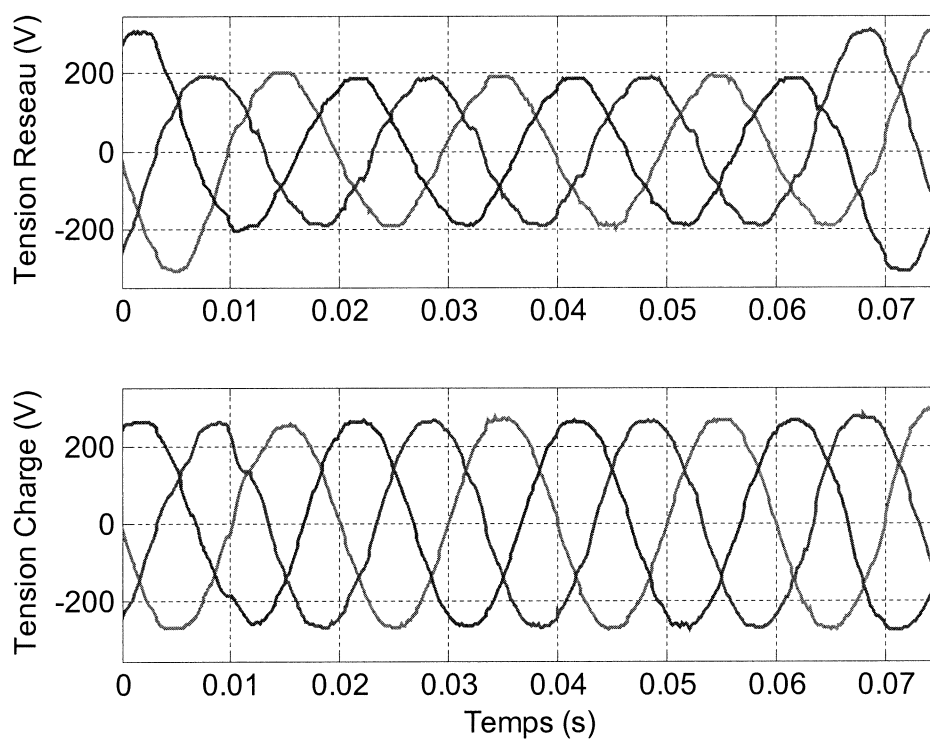


Figure 7-46. Creux de tension triphasé compensé (FP commun – poursuite de phase).

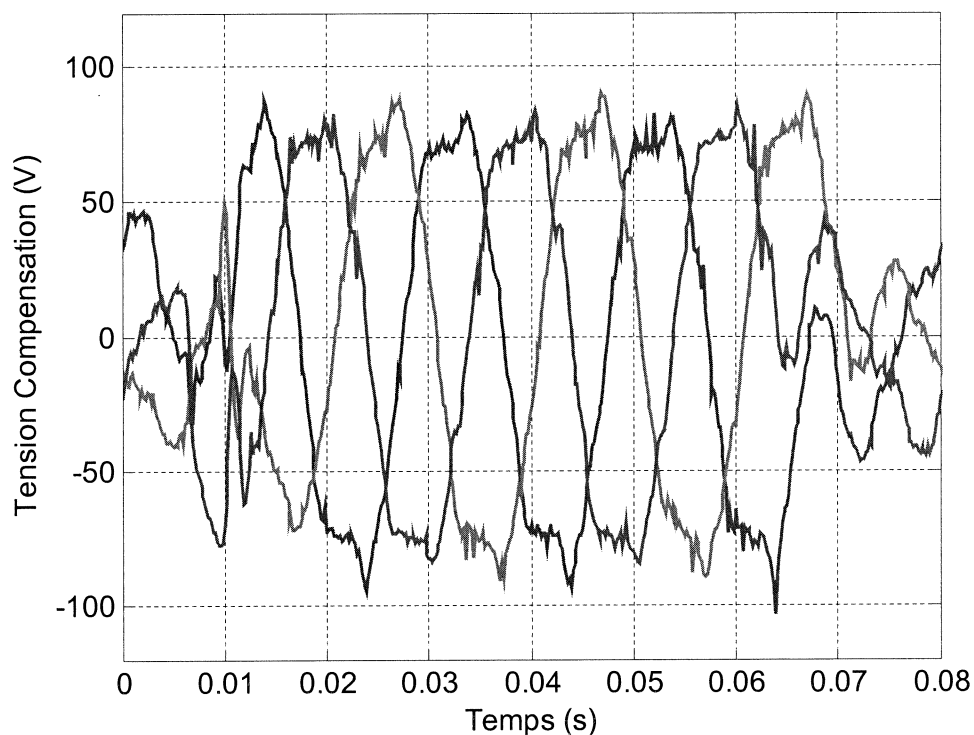


Figure 7-47. Tension de compensation injectée (FP commun – poursuite de phase).

Ensuite, on a réalisé le même essai de compensation de creux triphasé mais avec **le redresseur de charge du bus continu du côté de la charge**. Les résultats obtenus (voir figures 7-48 et 7-49) permettent de tirer deux conclusions principales :

- D'une part : La méthode de génération de perturbations utilisée (la connexion en série de résistances supplémentaires) n'est pas appropriée pour étudier cette topologie car le courant de charge du bus passe forcément à travers la résistance supplémentaire en augmentant la chute de tension et provoquant la dégradation de la tension réseau.
- D'autre part : On constate que le compensateur est capable de faire face à cette « perturbation fictive » et que les caractéristiques de la tension de charge tant en module qu'en allure sont acceptables.

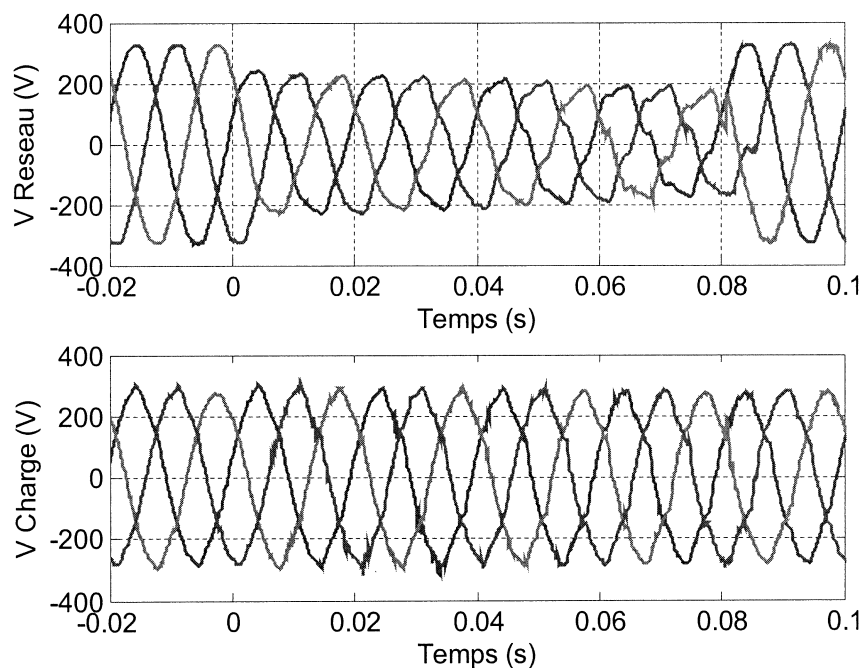


Figure 7-48. Creux de tension triphasé compensé avec le système de charge connecté du côté de la charge.

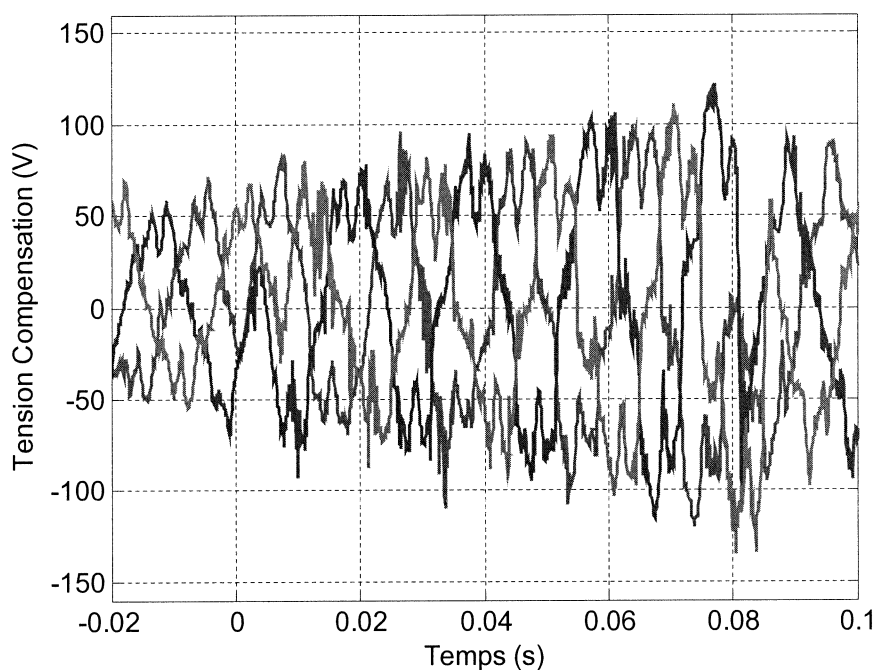


Figure 7-49. Configuration pour l'application d'amélioration de la qualité.

Finalement on a analysé **les chutes de tension qui se produisent dans le compensateur**. Tout au long des essais on a constaté que le comportement du transformateur de couplage est loin d'être parfait et qu'il produit des chutes de tension importantes. Ces chutes sont non-linéaires et donc la forme d'onde de la tension de charge se dégrade. Les résultats expérimentaux confirment (voir figures 7-50 et 7-51) que cette distorsion ne dépend pas de la tension générée par l'onduleur et qu'elle dépend exclusivement du courant absorbé par la charge.

Les figures 7-50 et 7-51 montrent la forme d'onde de la tension aux bornes du compensateur à courant de charge nominal, pour une consigne de tension nulle (figure 7-50) et pour une consigne de 80V (figure 7-51). On remarque que la distorsion harmonique est presque identique pour les deux cas, et donc qu'elle ne dépend pas de la consigne de tension d'onduleur. De plus on voit bien que la chute de tension fondamentale est très importante dans les deux cas et qu'elle provoque un écart considérable entre la tension de consigne et la tension réelle injectée par le compensateur.

Comme conclusion on peut affirmer que le transformateur est l'élément le plus critique du compensateur série, et qu'il est donc nécessaire de faire une étude exhaustive de son influence tant du point de vue de sa conception comme de la minimisation de ses imperfections par une commande appropriée.

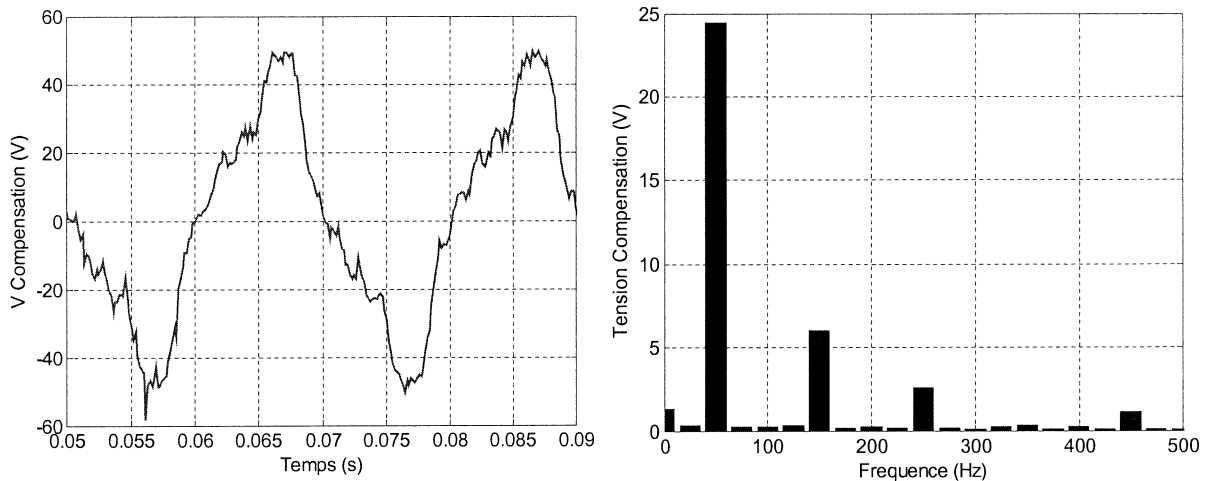


Figure 7-50. Chute de tension dans le compensateur série à courant nominal et une consigne de tension nulle.

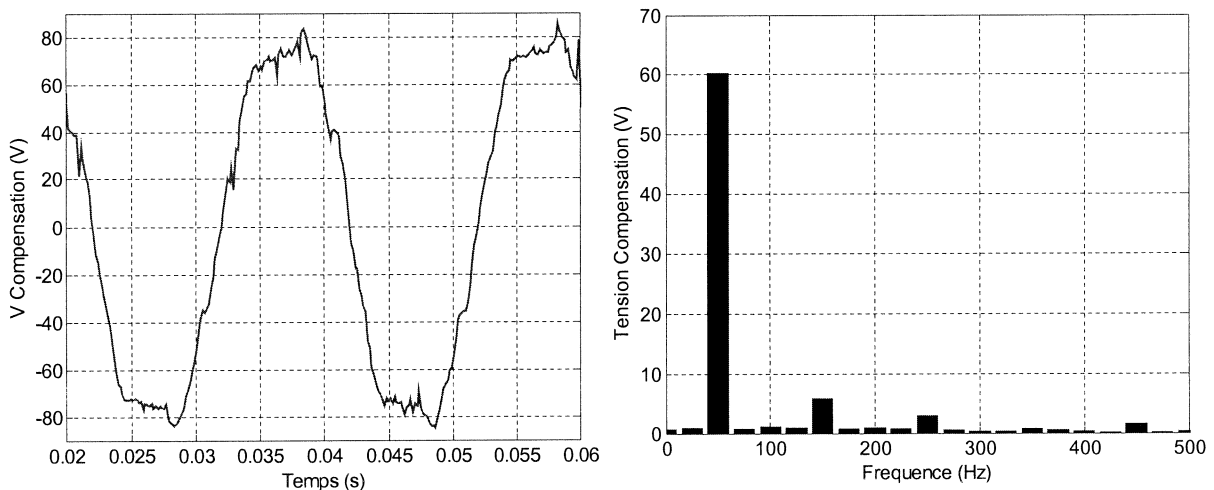


Figure 7-51. Chute de tension dans le compensateur série à courant nominal et une consigne de tension de 80V.

c) Conclusions

Les tests réalisés ont permis de tirer deux types de conclusions :

- Conclusions particulières à propos des *méthodes d'identification et compensation étudiées*.

Deux méthodes différentes d'identification ont été analysées, la méthode des *composantes symétriques instantanées* et la méthode de *poursuite de la phase*. Le comportement des deux méthodes face à des déséquilibres est très similaire. Ainsi, les deux méthodes permettent une identification des perturbations rapide et précise.

En ce qui concerne la compensation, deux stratégies ont été testées : la compensation à *facteur de puissance commun* et la *stratégie de minimisation de l'énergie*. La stratégie de compensation souhaitée détermine la technique d'identification à implémenter. Par exemple, l'implémentation de la stratégie de compensation par minimisation de l'énergie exige une séparation de la tension réseau en composantes symétriques, pour pouvoir ainsi optimiser le flux de puissance direct.

On a ainsi combiné la méthode des composantes symétriques instantanées avec la stratégie de minimisation de l'énergie. Comme résultat on a constaté que le décalage de la tension de charge par rapport à la tension réseau (voir figure 7-41) permet d'optimiser l'énergie de compensation injectée. Par ailleurs, on a combiné la méthode d'identification de poursuite de la phase avec la stratégie de compensation à facteur de puissance commun. Dans ce cas-là, la tension de charge est en phase avec la tension réseau (7-44), ce qui correspond bien à la stratégie implémentée. Comme conclusion on retrouve bien les résultats attendus (paragraphe 6.1.2.1) : dans le premier cas on arrive bien à minimiser l'énergie de compensation, tandis que dans le deuxième cas, le paramètre optimisé est l'amplitude de la tension de compensation.

- Conclusions générales à propos du *compensateur série* :

En ce qui concerne le compensateur série, on constate qu'il est capable de bien compenser les différentes perturbations affectant la tension réseau (même en cas de déformation importante de la tension réseau comme le montre la figure 7-51). Cependant, le compensateur travaillant en boucle ouverte, la chute de tension produite dans le compensateur est loin d'être négligeable, et elle a un double effet sur la tension de la charge :

- D'une part, sa valeur efficace est légèrement inférieure par rapport à la tension nominale (env. 10%) du fait que le compensateur travaillant en boucle ouverte, n'est pas capable de compenser les chutes (voir figure 7-44).
- D'autre part, la caractéristique non-linéaire de cette chute de tension dégrade l'allure de la tension de compensation en introduisant des harmoniques sur la tension de charge (voir figure 7-47).

Ainsi, on voit bien l'intérêt d'une conception soignée des composantes passives du compensateur (du transformateur essentiellement) en minimisant les impédances de fuite et en optimisant le niveau de saturation des inductances, ainsi que de l'implémentation d'une boucle de compensation des imperfections du compensateur.

7.8.2 Techniques de contrôle du courant appliqués au filtrage actif

Dans cette application la partie shunt du banc d'essai a été utilisée pour tester de techniques de contrôle du courant appliquées au filtrage actif.

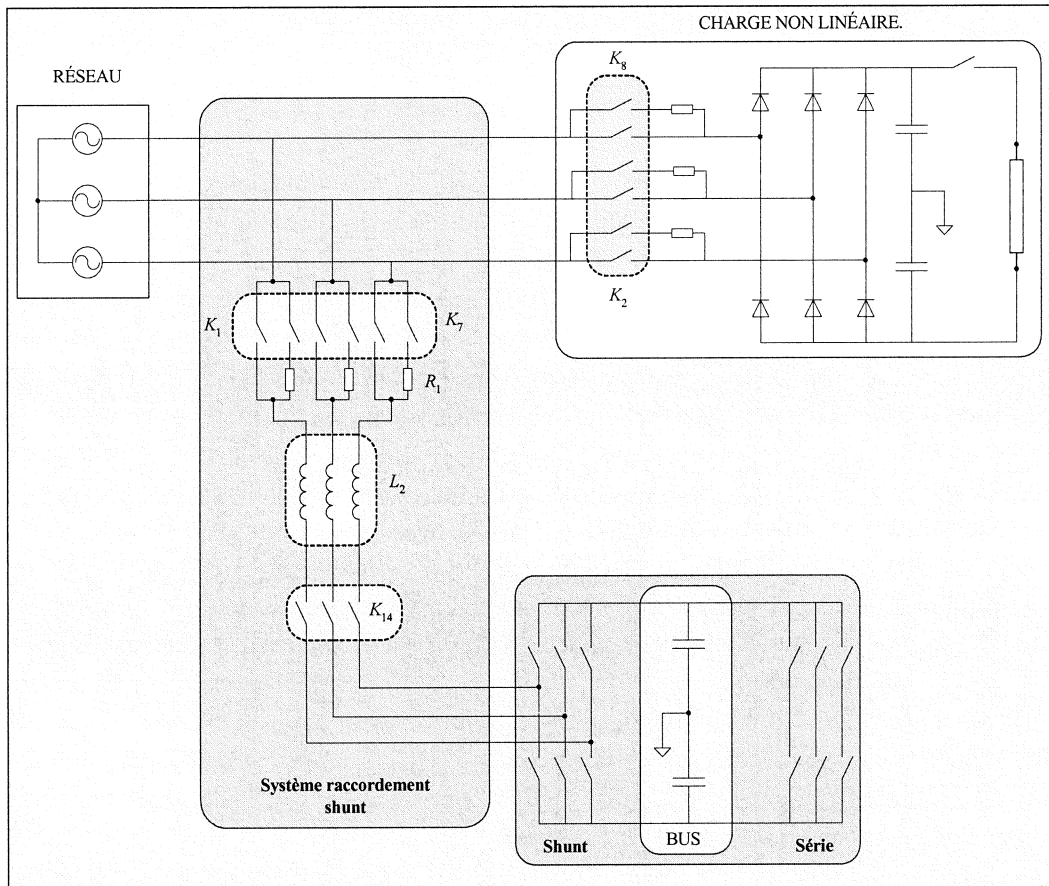


Figure 7-52. Configuration pour l'étude de techniques de contrôle du courant appliquées au filtrage actif.

Les conditions de test sont les suivantes :

- **Deux types de test ont été réalisés :**
 - Un test à vide avec une consigne de courant arbitraire.
 - Un test en charge où la consigne de courant est calculée de façon à compenser les harmoniques générés par une charge non-linéaire.
- La **charge non-linéaire** utilisée dans l'essai en charge est un redresseur à diodes triphasé avec filtrage capacitif côté continu.
- Le bus continu a été **chargé via le compensateur shunt**, avec les 3 phases de charge présentées dans le paragraphe 7.5.2.
- Deux **méthodes d'identification de perturbations** ont été implémentées : la *méthode des puissance instantanées (pq)* et la *méthode des courants instantanés (dq)*.
- 2 types de correcteurs ont été testés : le *correcteur pile modèle inverse* (avec une méthode de *prédiction par périodicité*) et le correcteur *par intégrateurs généralisés*. Le réglage des correcteurs a été présenté dans le chapitre 4.

Dans la suite on présent les résultats les plus significatifs de l'étude expérimentale menée.

a) Commande de courant à vide

Dans un premier temps les correcteurs ont été testés à vide, c'est-à-dire, avec une consigne de courant arbitraire qui est directement injecté au réseau. Ainsi on a connecté au réseau l'onduleur (en synchronisant sa tension de sortie avec la tension du réseau) et on a introduit les consignes des principaux harmoniques. De cette façon on a testé les performances de chaque type de correcteur en fonction de la fréquence du signal à contrôler. La période d'échantillonnage des correcteurs est de $200\mu\text{s}$ et la fréquence de commutation de 10kHz .

Il faut noter que pour compenser le retard du *correcteur pile modèle inverse* il est nécessaire d'introduire une technique de prédiction de la commande. Dans ce cas là, on implémente la **technique de prédiction par périodicité** de façon à prédire la consigne de courant deux périodes d'échantillonnage en avance. La figure 7-53 à gauche montre la réponse du système pour un signal à 250Hz si on n'utilise pas de techniques de prédiction de la consigne. On remarque que l'erreur est inacceptable. Dans la partie à droite on montre l'effet du système de prédiction, et on constate que l'erreur de poursuite devient négligeable.

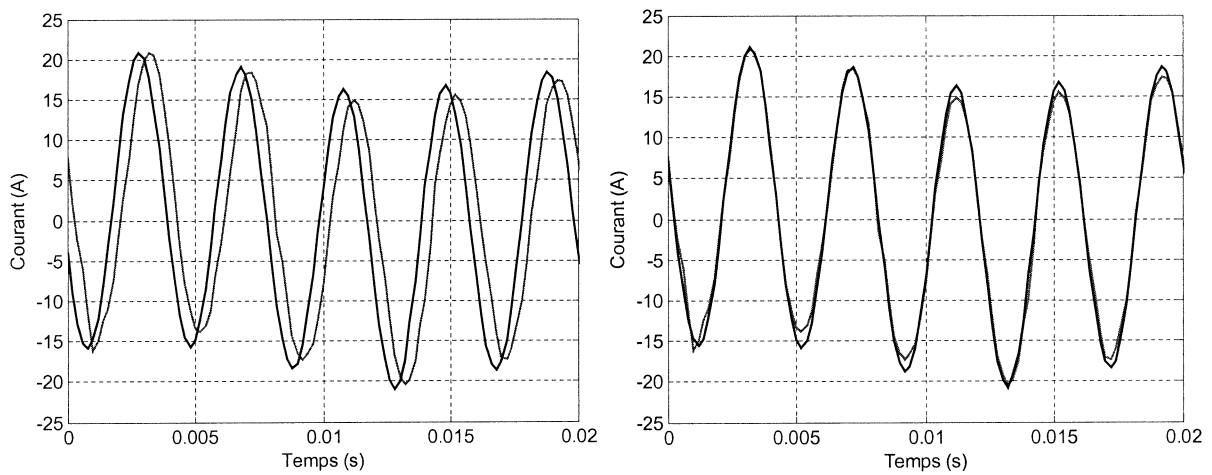


Figure 7-53. Compensation du retard sans (à gauche) et avec (à droite) la technique de périodicité.

Ainsi on a testé la réponse des deux correcteurs pour des entrées à diverses fréquences. Les résultats pour des différentes fréquences de consigne (consigne, courant réel et erreur) sont montrés dans les figures 7-54, 7-55, 7-56 et 7-57.

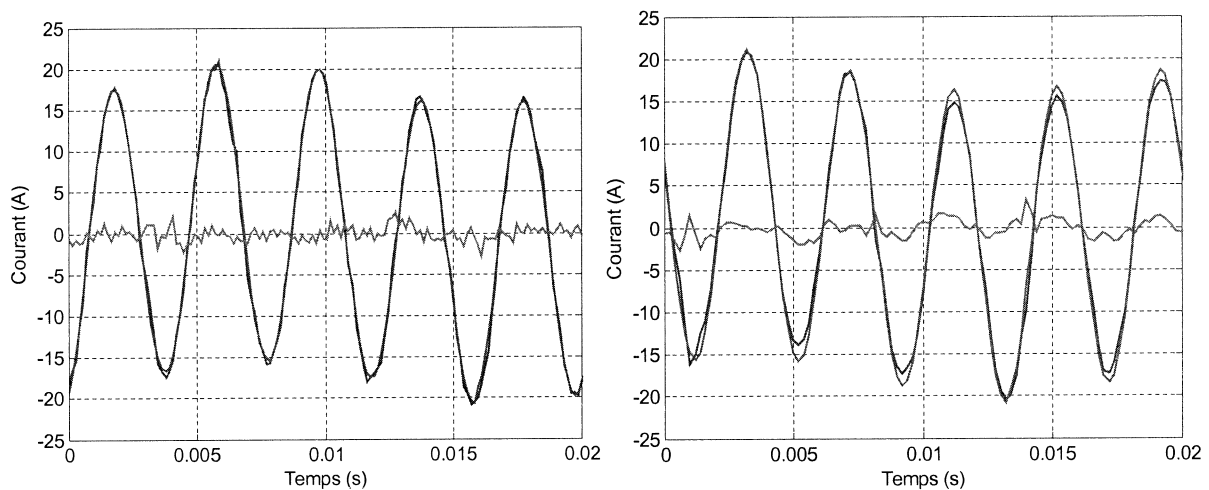


Figure 7-54. Réponse à un signal à 250Hz Int. Généralisé (à gauche) et correcteur modèle inverse (à droite).

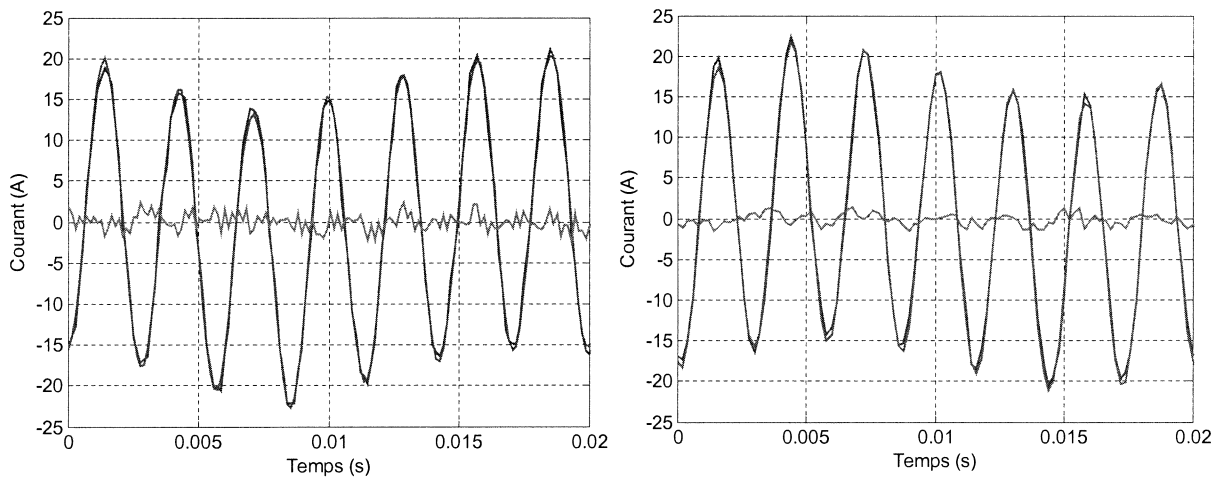


Figure 7-55. Réponse à un signal à 350Hz Int. Généralisé (à gauche) et correcteur modèle inverse (à droite).

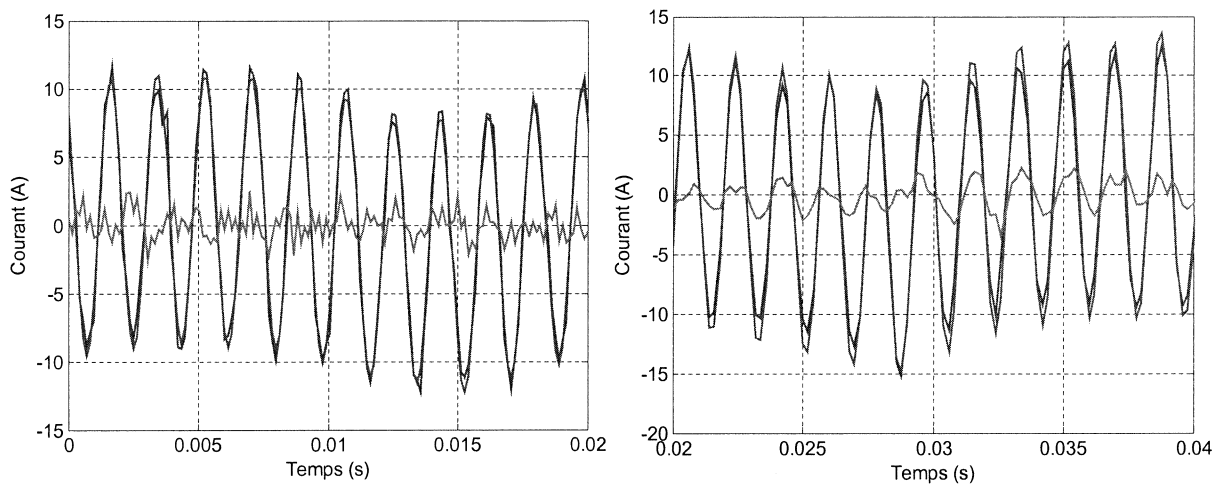


Figure 7-56. Réponse à un signal à 550Hz Int. Généralisé (à gauche) et correcteur modèle inverse (à droite).

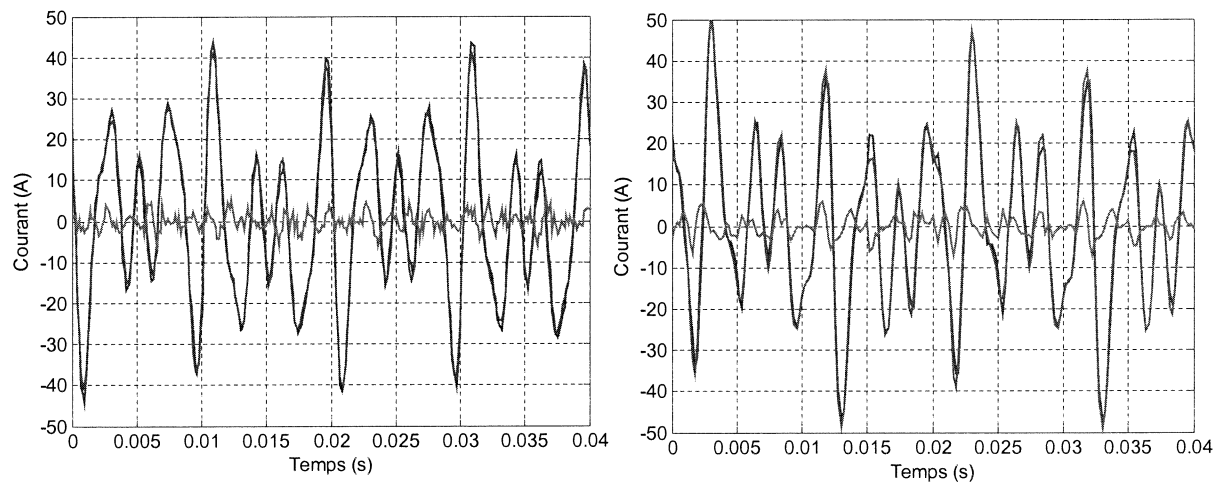


Figure 7-57. Réponse à un signal à 250, 350 et 550Hz Int. Généralisé (à gauche) et correcteur modèle inverse (à droite).

b) Commande de courant en charge : filtrage actif

Une fois testé et vérifié les performances des correcteurs et leur bande passante on a connecté une charge non-linéaire au réseau (un redresseur à diodes) et on a calculé la consigne du compensateur shunt de façon à éliminer les harmoniques du courant de charge. La consigne harmonique a été identifiée avec deux méthodes d'identification de perturbations : la méthode des *puissance instantanées* (pq) et la méthode des *courants instantanés* (dq).

Les résultats obtenus avec le *correcteur pile modèle inverse avec prédiction par périodicité* sont montrés dans les figures 7-58 et 7-59. On constate que le système est capable de générer la plupart des harmoniques absorbés par la charge, et d'améliorer notamment l'allure du courant réseau. Ainsi les harmoniques générés par la charge disparaissent pratiquement du courant réseau (voir spectres du courant de charge et du réseau). La figure 7-60 montre une superposition des courants réseau avec et sans filtrage. Finalement la figure 7-61 montre l'évolution du courant réseau lors de la mise en route du filtre, et on remarque que cette mise en route est extrêmement rapide.

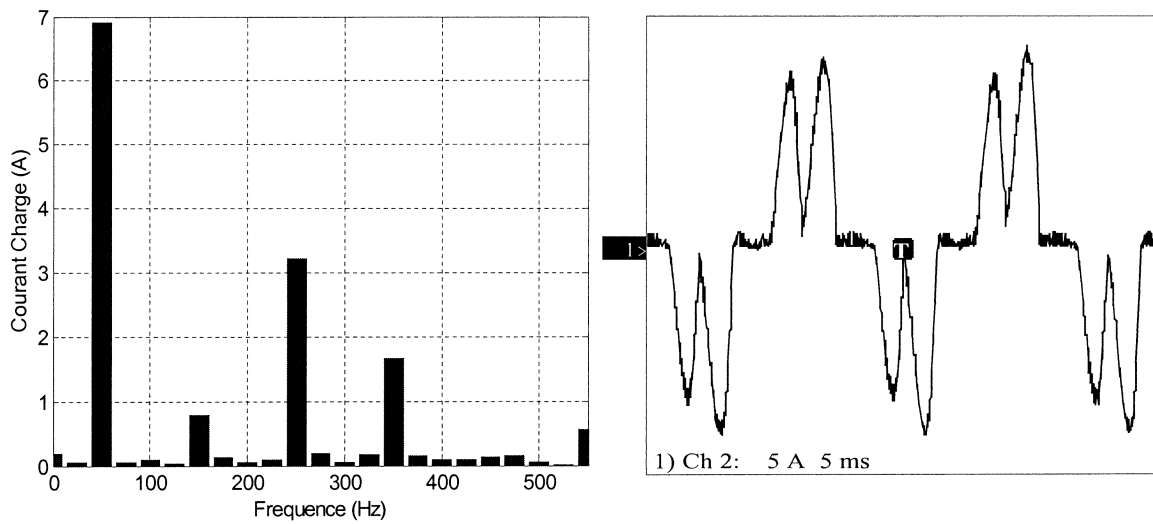


Figure 7-58. Spectre et courant du réseau sans filtrage actif (correcteur pile modèle inverse).

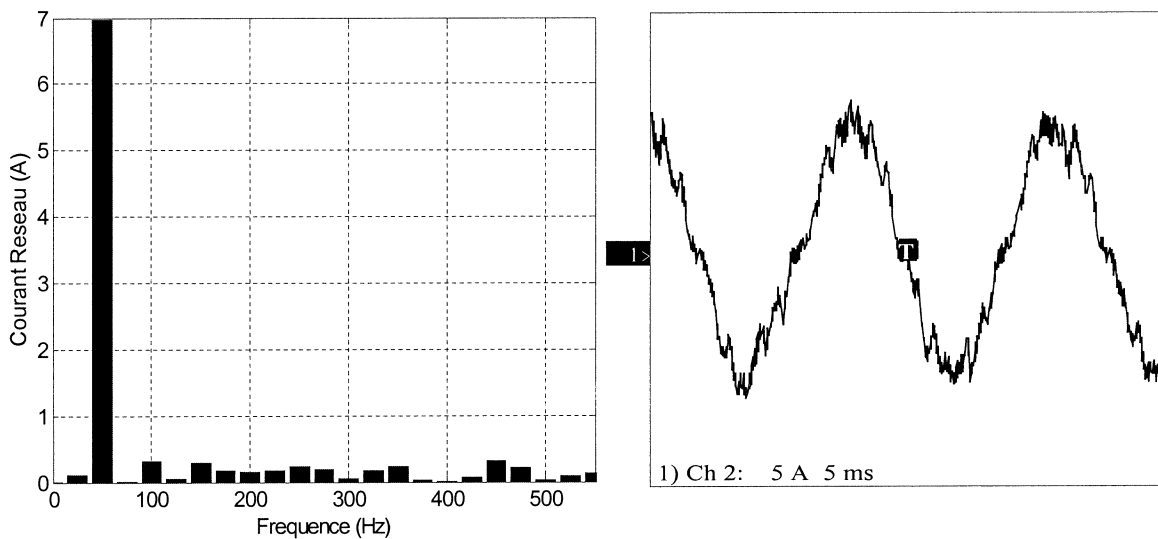


Figure 7-59. Spectre et courant du réseau avec filtrage actif (correcteur pile modèle inverse).

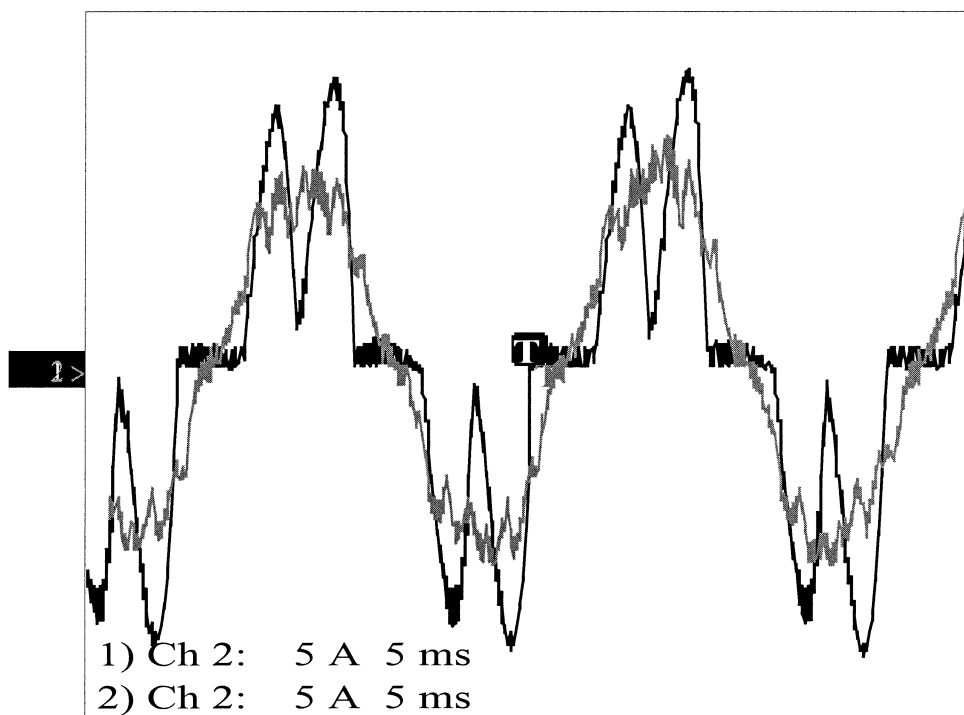


Figure 7-60. Superposition des courants de charge et du réseau (correcteur pile modèle inverse).

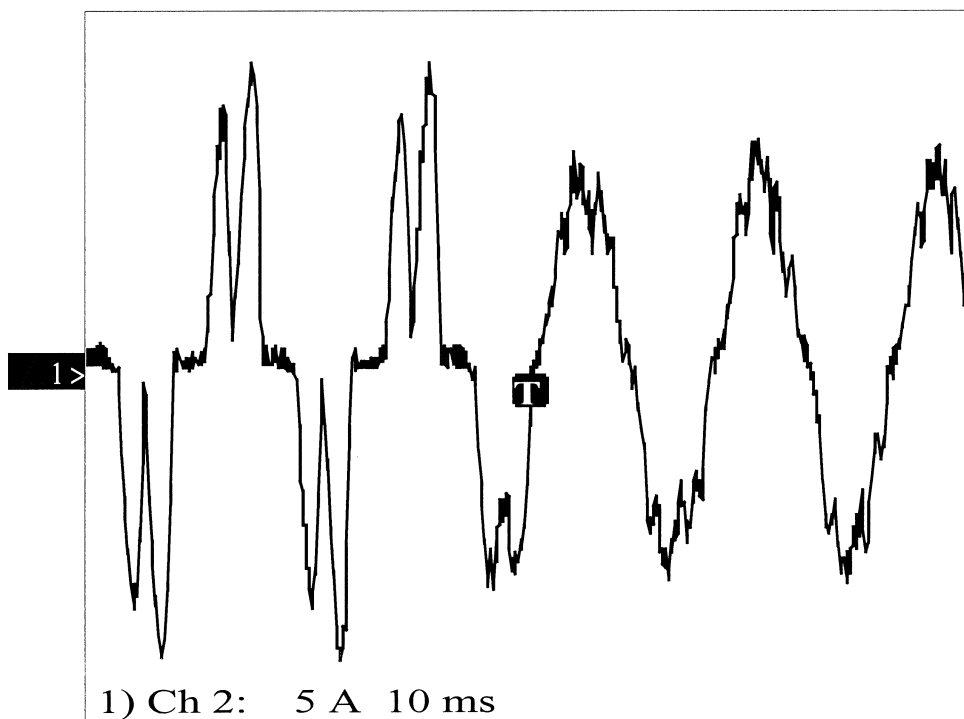


Figure 7-61. Courant réseau lors de la mise en route du filtre actif (correcteur pile modèle inverse).

Les résultats obtenus avec le *correcteur à intégrateurs généralisés* sont montrés dans les figures 7-62 et 7-63. Dans ce cas aussi, on observe l'amélioration de la forme d'onde du courant réusit avec ce correcteur et les harmoniques générés par la charge disparaissent du courant réseau.

La figure 7-64 montre une superposition des courants réseau avec et sans filtrage. Finalement la figure 7-65 montre l'évolution du courant réseau lors de la mise en route du filtre, et on remarque qu'il est moins rapide que le correcteur pile. En tout cas, la rapidité de réponse n'est pas une caractéristique très importante pour un filtre actif, ce qui est vraiment important est sa bande passante et sa capacité d'éliminer l'erreur en régime permanent.

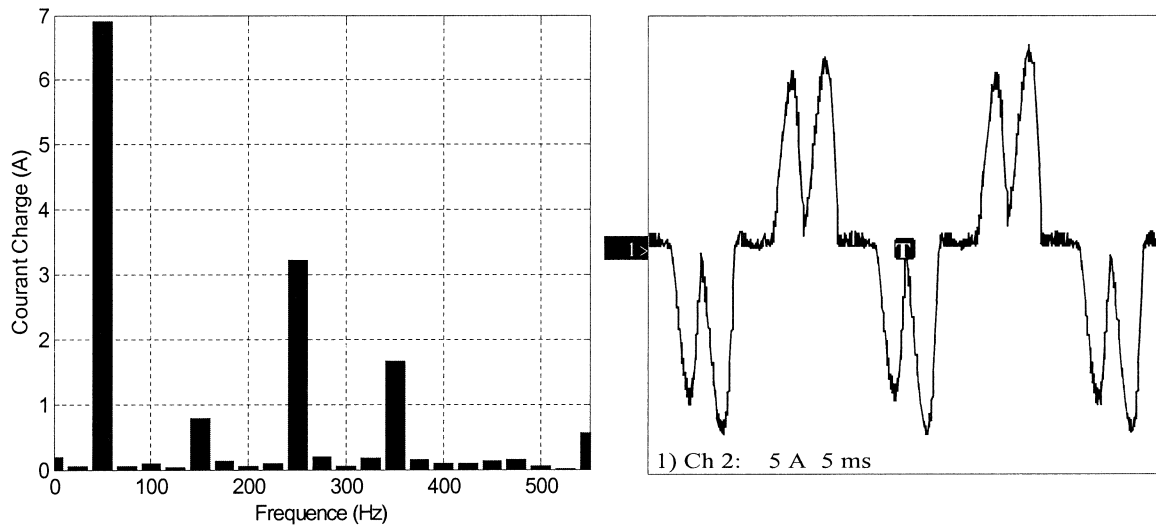


Figure 7-62. Spectre et courant du réseau sans filtrage actif (correcteur à int. généralisés).

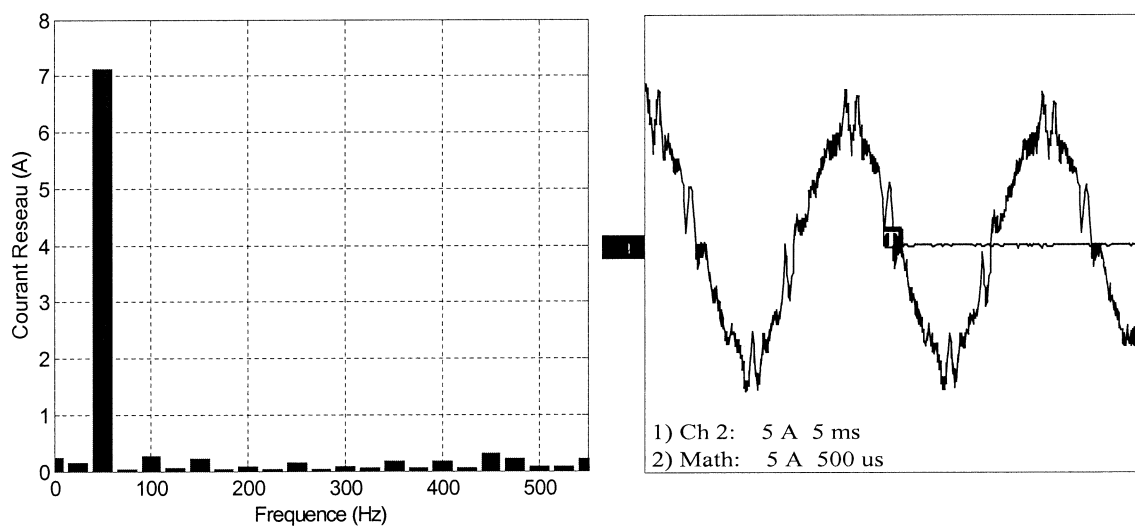


Figure 7-63. Spectre et courant du réseau avec filtrage actif (correcteur à int. généralisés).

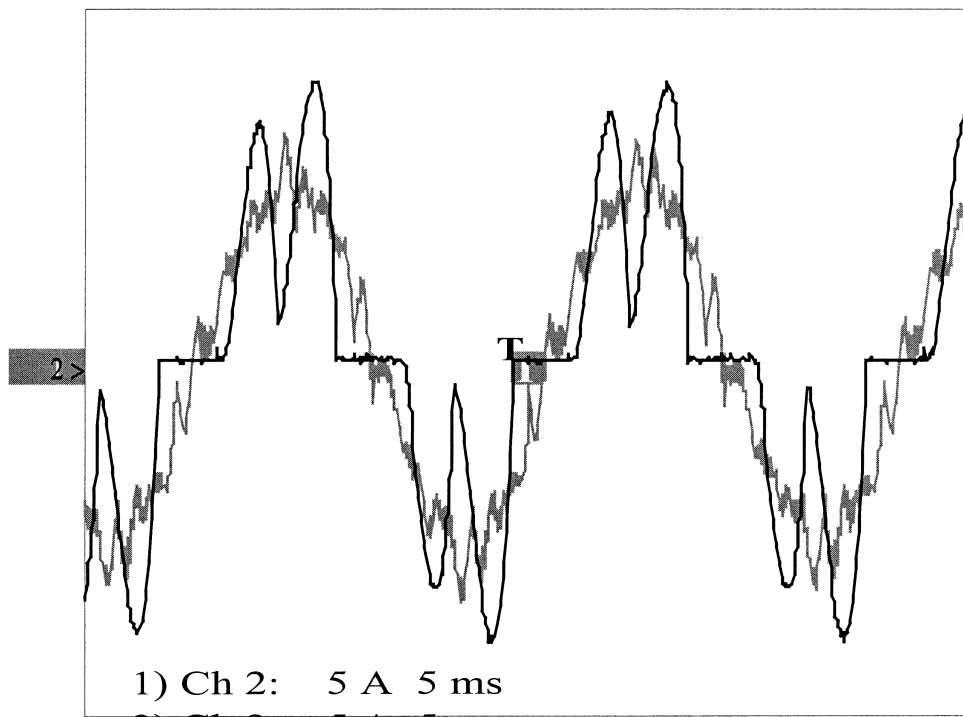


Figure 7-64. Superposition des courants de charge et du réseau (correcteur à int. généralisés).

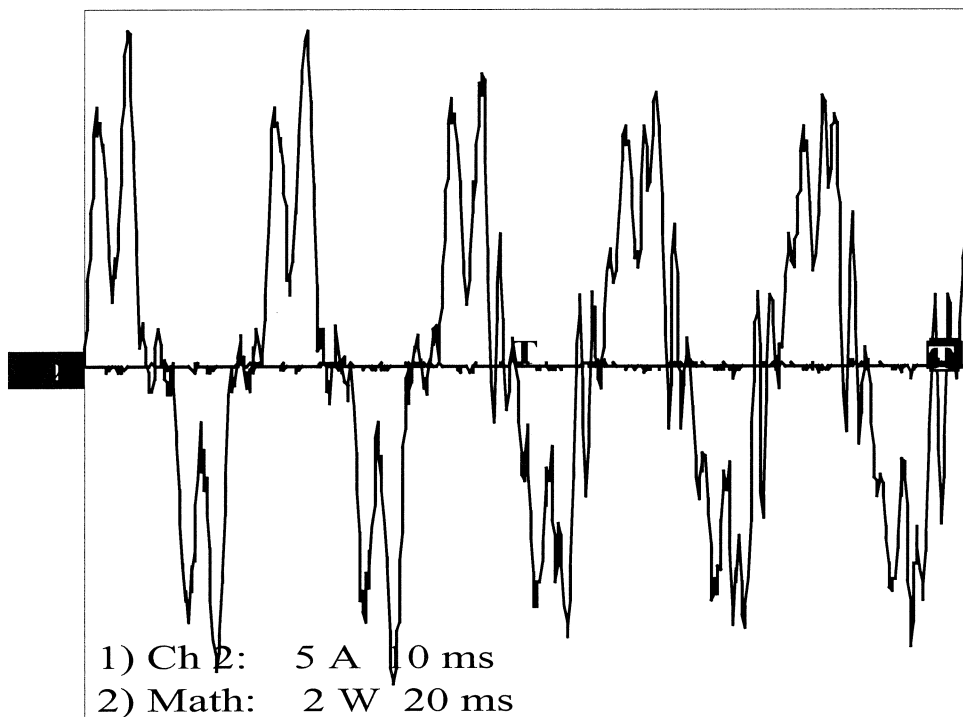


Figure 7-65. Courant réseau lors de la mise en route du filtre actif (correcteur à int. généralisés).

c) Conclusions :

Concernant les correcteurs de courant, deux techniques de correction de courant ont été étudiées : *les intégrateurs généralisés multiples* et *le correcteur pile modèle inverse*. Pour rattraper le retard intrinsèque au correcteur pile, inacceptable dans l'application de filtrage actif, la technique de prédiction par périodicité a été mise à contribution.

Le comportement fréquentiel des correcteurs a été d'abord testé à vide (échange d'un courant arbitraire avec le réseau). On a constaté que le compensateur suit bien les consignes des harmoniques 5, 7 et 11 (figures 7-54, 7-55, 7-56 et 7-57), bien que l'erreur observée dans le cas du correcteur pile est légèrement supérieure.

Concernant la capacité de filtrage du compensateur, les résultats obtenus avec les deux correcteurs sont très similaires et on arrive à filtrer la plupart des harmoniques générés par une charge de type redresseur (figures 7-59, 7-60, 7-63 et 7-64). Le tableau 7-2 présente l'amplitude des différents harmoniques du courant sans compensation et avec les deux correcteurs cités. On constate que l'atténuation obtenue avec le correcteur à intégrateurs généralisés est légèrement meilleure par rapport à celle obtenue avec le correcteur pile. Par contre cet écart est très réduit et la méthode des intégrateurs généralisés nécessite d'un grand volume de calculs. De plus, ce correcteur n'est capable de filtrer que les harmoniques qui coïncident avec les fréquences de réglage du correcteur tandis que la bande d'action du correcteur pile est plus large.

<i>Harmonique</i>	<i>5^{ème}</i>	<i>7^{ème}</i>	<i>11^{ème}</i>
<i>Sans compensation</i>	3.4A	1.792A	523mA
<i>Correcteur inverse</i>	363mA (-89%)	249mA (-86%)	125mA (-76%)
<i>Int. Généralisés</i>	99.8mA (-97%)	166mA (-90%)	112mA (-78%)

Tableau 7-2. Harmoniques du courant réseau avec les différentes techniques de commande.

7.9 Conclusion au chapitre

Le banc expérimental a été décrit et des essais sur ce banc ont été effectués, montrés et analysés. La pratique a corroboré les résultats attendus par la théorie. Il a été toutefois mis en évidence les problèmes de réalisation, notamment ceux concernant les transformateurs série du DVR.

Il reste à élargir le champ des applications du banc d'essais. Par exemple l'outil expérimental développé peut être mis à contribution pour le test et le réglage de différents algorithmes des systèmes d'interfaçage.

CONCLUSIONS GENERALES

CONCLUSIONS GENERALES

Le travail effectué dans cette thèse a pour objet les applications liées à l'amélioration de la qualité de l'énergie via les compensateurs d'EP connectés aux réseaux de distribution. Une investigation a été faite pour caractériser la problématique qualité d'une part et d'autre part pour explorer les possibilités offertes par les algorithmes associés aux convertisseurs et compensateurs qui en découlent.

Ainsi, en prenant comme système de base l'onduleur de tension, les différentes couches de contrôle des compensateurs pour l'amélioration de la qualité ont été analysées de manière la plus générale possible : les compensateurs peuvent être amenés à opérer avec des courants et tensions fortement perturbés et de ce fait il est nécessaire d'étudier leur comportement face à des consignes non sinusoïdales. L'amélioration de la qualité est l'application la plus exigeante des onduleurs de tension, ce qui en fait un champ d'étude de commandes intéressant ; en effet cette problématique peut amener à contrôler plusieurs harmoniques de courant et/ou de tension simultanément.

Sur la base de la commande rapprochée choisie, une MLI scalaire, les compensateurs (avec leurs filtres de raccordement correspondants) peuvent être contrôlés soit en courant soit en tension.. Lorsqu'il s'agit d'une commande numérique, les retards d'échantillonnage et de calcul peuvent poser de sérieuses contraintes pour arriver à obtenir la bande passante souhaitée pour les compensateurs. De ce fait, dans le cadre de cette thèse deux types de correcteurs ont été étudiés en détail pour résoudre ce problème : les correcteurs basés sur des systèmes d'intégration et les correcteurs à réponse pile.

On a constaté que ces deux types de correcteurs permettent d'atteindre de larges bandes passantes (au moins jusqu'à l'harmonique 11 à une période d'échantillonnage de $200\mu s$). Du fait de la nécessité de combiner plusieurs correcteurs en parallèle ou en série pour annuler l'erreur permanente des signaux composés de diverses fréquences, on a montré que les *correcteurs piles* sont plus simples que les *correcteurs basés sur des intégrateurs*. De plus, pour garantir l'erreur permanente nulle, les correcteurs basés sur les intégrateurs doivent travailler en repères tournants (dans le cas des correcteurs PI) ou bien travailler en repère fixe avec des correcteurs du deuxième ordre (intégrateurs généralisés), ce qui rend plus complexe la commande. Ainsi, la solution optimale basée sur intégrateurs (pour l'application de filtrage actif) consiste à utiliser la proposition hybride originale proposée dans le cadre de cette thèse.

Le grand avantage des correcteurs basés sur des intégrateurs est qu'ils garantissent une erreur nulle aux fréquences considérées sur toute la plage de stabilité, tandis que la précision des correcteurs piles dépend énormément de l'exactitude des paramètres utilisés. Du point de vue de la stabilité, on a constaté que la robustesse des deux types de correcteurs est similaire.

La consigne des compensateurs procède de la boucle de commande externe qui, en temps réel, identifie les perturbations et détermine la consigne de tension/courant plus adéquate pour les compenser (selon les critères choisis par l'utilisateur). Ainsi, si l'on veut compenser les perturbations les plus fréquentes qui agissent sur la tension réseau (les déséquilibres, la distorsion de la forme d'onde et l'écart de l'amplitude de la séquence directe par rapport à sa valeur nominale) il est nécessaire d'identifier la phase et/ou l'amplitude de la séquence directe fondamentale, tandis que dans le cas du courant il suffit de séparer le courant réactif de l'actif.

Des méthodes d'identification et compensation adaptées aux caractéristiques des perturbations à compenser (périodiques ou non) ainsi qu'aux caractéristiques des charges protégées ont été pensées, testées et optimisées.

Une attention particulière a été portée sur les aspects expérimentaux, c'est ainsi qu'un banc expérimental universel (GRID-SYS) a été conçu et réalisé à des fins de validation des méthodes développées. Les résultats expérimentaux ont montré la possibilité de réalisation des lois de commande étudiées en théorie, et les performances théoriques des correcteurs à intégrateurs généralisés et à réponse pile ont été confirmées. De plus, l'expérimentation a mis en lumière l'influence des imperfections du système physique, particulièrement dans le cas des transformateurs de raccordement du compensateur série.

Le banc expérimental réalisé sera utilisé dans l'avenir pour tester des algorithmes de commande (en tension ou en courant) des onduleurs de tension raccordés au réseau.

Il va sans dire que la problématique est riche en interrogations et problèmes ouverts comme :

- Elargir nos travaux au convertisseur universel UPQC.
- Elargir les travaux aux systèmes d'interfaçage de puissance.
- Etudier les interactions réseau/compensateurs/systèmes de production.

Finalement, l'étude a été réalisée sur la base des systèmes d'EP basse puissance (10kVA), tandis que les compensateurs industriels réels sont des puissances largement supérieures (quelques MVA). Ainsi il sera nécessaire d'étudier les limitations physiques imposées pour la montée en puissance (en terme de limitation de la fréquence de commutation essentiellement) et d'essayer d'adapter les commandes développées à cet effet.

REFERENCES

REFERENCES

- [AD-01] Arnedo, J.C., Martínez Velasco, J.A. and Iannucci, T. "Simulación de un Acondicionador Dinámico de Tensión". Revista Iberoamericana del ATP, Año 4, Vol. 3, Número 3. Octubre de 2001.
- [AK-83] Akagi, H., Kanazawa, Y. and A. Nabae, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits". Proc. IPEC-Tokyo'93 Int. Conf. Power Electronics, pp 1375-1386, Tokyo 1983.
- [AL-00] Alegria, L. M. "Développement d'un convertisseur parallèle pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique". Rapport de stage de fin d'étude de l'ENSEEIH, Juin 2000.
- [ALI-01] Alali, M. A. E., Chapuis, Y. A., Zhou, L., Braun, F. and Saadate, S. "Advanced Corrector with FPGA-Based PLL to Improve Performance of a Series Active Filter Compensating all Voltage Disturbances". EPE 2001.
- [ALI-02] Alali, M. A. E. "Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)". Thèse doctoral de l'Université Louis Pasteur – Strasbourg I, Génie électrique. Septembre 2002.
- [ALL-02] Allmeling, J. H. "A Control Structure for Fast Harmonics Compensation in Active Filters". PESC'02. Cairns (Australia), Juin 2002.
- [AN-84] Antoniu, S. "Le régime énergétique déformant. Une question de priorité". RGE, 6/84, pp. 357-362. 1984.
- [AR-96] Aredes, M. "Active Power Line Conditioners". Dr.-Ing. Thesis, Technische Universität Berlin, Berlin, Germany, March 1996.
- [AR-00] Arrillaga, J., Watson, N. R. and Chen, S. "Power System Quality Assessment". John Wiley & Sons. ISBN 0-471-98865-0. 2000.
- [AW-02a] Awad, H. and Svensson, J. "Double vector control for series connected voltage source converters". Power Engineering Society Winter Meeting, 2002, Volume: 2, 2002, Page(s): 707 -712.
- [AW-02b] Awad, H. and Svensson, J. "Self-Startup of Static Series Compensator". IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2002, L'Aquila, Italy, July 8-11 2002.
- [AW-02c] Awad, H. and Svensson, J. "Charging Techniques for Energy-storage Capacitors of Static Series Compensator". IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2002, L'Aquila, Italy, July 8-11, Pages 930-935, 2002.
- [AW-02d] Awad, H. "Vector Control of Static Series Compensator for Mitigation of Voltage Dips". Göteborg, Sweden, Chalmers University of Technology, School of Electrical and Computer Engineering, Technical Report No. 438L, March 2002.
- [BA-96] Bastard, P. and Meunier, M. "La propagation des harmoniques dans un réseau d'énergie". Polycopie 06358 de Supélec. 1996.
- [BE-98] Bertrand, J.C. "Commandes d'un onduleur multifonctions". DEA Génie électrique INPG Grenoble. Septembre. 1998.
- [BG-01] Blasco-Gimenez, R. Pena, R. S. and Cardenas, R. "Control of Three Phase Parallel Compensator with Non-Sinusoidal Unbalanced Supply". EPE 2001.
- [BH-91] Buhler, H. "Convertisseurs Statiques". Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. 1991.

- [BJ-99] Bojrup, M., Karlsson, P., Alakülla, M. and Gertmar, L. "A Multiple Rotating Integrator for Active Filters". EPE'99, Lausanne (Switzerland).
- [BL-97] Blasko, V., Kaura, V. and Niewiadomski, W. "Sampling of Discontinuous Voltage and Current Signals in Electrical Drives - A System Approach". IEEE Industry Application Society Annual Meeting New Orleans, Louisiana, October 5 - 9, 1997.
- [BO-00a] Bollen, M. H. J. "Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions". IEEE Press Series on Power Engineering, 2000.
- [BO-00b] Bollen, M. H. J. and Styvaktakis, E. "Characterization of three-phase unbalanced dips (as easy as one two three ?)". IEEE Int. Conf on Harmonics and Quality of Power, October 2000, Orlando, Florida.
- [BR-01] Brumsickle, W. E., Schneider, R.S., Luckiff, G.A., Divan, D.M. and McGranaghan, M.F. "Dynamic Sag Correctors : Cost Effective Industrial Power Line Conditioning". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, N. 1. January/February 2001
- [BS-99] Bester, D.D., Le roux, A.D., Mouton, H. and Enslin, J.H.R. "Evaluation of Power Ratings for Active Quality Conditioners". EPE'99 Lausanne.
- [BS0-01] Buso, S., Fasolo, S. and Mattavalli, P. "Uninterruptible Power Supply Multiloop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current Regulators". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 6, November/December 2001.
- [BU-99] Butt, D., Summer, M. and Clare. J. "Harmonic compensation in active shunt filters using controllers employing harmonic rotating frames of reference". EPE'99 Lausanne.
- [CE-97] CEI Std. 61000-4-15, Flickermeter – functional and design characteristics, CEI Genève, Swiss, 1997.
- [CE-00] CEI 61000-2-8, Voltage Dips and Short Interruptions on Public Electric Power Supply Systems with Statistical Measurement Results. Novembre 2000.
- [CE-01] CEI 61000-1-1, Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 1: General, Section 1: Application and Interpretation of Fundamental Definitions and Terms. 2001.
- [CL-97] Clouston, J., Sundaram, A. and Woodley, N.H. "Custom Power: The Utility Solution To Distribution Power Quality". Electricity Today, June 1997.
- [CN-01] CENELEC, EN 50160. Caractéristiques des tensions sur les réseaux publics de distribution d'électricité. 2001.
- [CO-00] Choi, S. S., Li, B. H. and Vilathgamuwa, D. M. "Dynamic Voltage Restorer with Minimum energy Injection". IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 15. No. 1, February 2000.
- [CU-00] Chung, S. K., "A Phase Tracking System for Three Utility Interface Inverters". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15. No. 3. May 2000.
- [DA-90] Davenport, F. W. T. "Voltage Dips and Short Interruptions in Medium Voltage Public Electricity Supply Systems" UNIPED/DISDIP Report, 1990.
- [DE-01] Dell'aquila, A., Zancheta, P., Marinelli, M., Liserre, M. and Manelli, L. "A Novel Dead-Beat Current Control for Shunt Active Power Filters". Proc. of international conference IASTED 2001, Rhodes, Greece, July 2001.
- [DH-98] Dhombres, J. et Robert, J. B. "Fourier - Créateur de la physique- mathématique". Editions Berlin. 1998.
- [DS-99] dSPACE. DS1103PPC Controller Board, Feature Reference. September 1999.

- [EP-95] EPRI, "Power Quality Workbook for Utility and Industrial Applications". Electrotek Concepts Inc. Prepared for EPRI and Bonneville Power Administration. 1995
- [EP-96] EPRI TR-106294-V2, An Assessment of Distribution System Power Quality; Volume 2: Statistical Summary Report, May 1996.
- [EP-99] EPRI, "Electricity Technology Roadmap", 1999.
- [ET-99] Etxeberria-Otadui, I. "Alimentation Sans Interruption Polyvalente". DEA Génie électrique INPG Grenoble. Septembre. 1999.
- [ET-02a] Etxeberria-Otadui, I, Viscarret, U. Bacha, S. Caballero, M. and Reyero, R. "Evaluation of different Strategies for Series Voltage Sag Compensation". PESC'02.
- [ET-02b] I. Etxeberria-Otadui, U. Viscarret, S. Bacha and R. Reyero. "A Flexible Test Bench for Power Quality Conditioning Algorithms Testing". 10th International POWER ELECTRONICS and MOTION CONTROL Conference (EPE-PEMC 2002). Cavtat & Dubrovnik, CROATIA. 9-11 September 2002.
- [ET-03] I. Etxeberria-Otadui, S. Bacha and R. Reyero. "A Flexible Test Bench for the Test and Development of Power Electronic Devices Connected to the Distribution Network". CIRED 2003, Barcelona, 12-15 May 2003.
- [FR-32] Fryze, S. "Wirk-, Blind- und Scheinleistung in Elektrischen Stromkreisen mit nichtsi-nusförmigen Verlauf von Strom und Spannung". Elektrotechnische Zeitschrift, pp. 596-599. 1932.
- [FU-01] Fukuda, S. and Yoda, T. "Investigation of Current Controller for Single Phase PWM Converters based on the Internal Model Principle". EPE'99, Lausanne (Switzerland).
- [GA-03] Gaztañaga, H. "Commande d'un DVR en présence d'un réseau fortement perturbé". Rapport du projet de fin d'étude d'ingénieur, ENSIEG. Juin 2003.
- [HA-99] Hautier, J.P., Guillaud, X., Vandecasteele, F. and Wulveryck, M. "Contrôle de grandeurs alternatives par correcteur résonnant". Revue Internationale de Génie Electrique. Vol. 2 – n°2/1999, pages 163-183.
- [HO-96] Holmes, D.G. and Martin, D.A. "Implementation of a Direct Predictive Current Controller for Single and Three Phase Voltage Source Inverters". Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, 1996, pp. 906-913. 1996.
- [IE-92] IEEE STD 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. – IEEE 519 working Group. 1992.
- [IE-95] IEEE STD 1159-1995, IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality. 1995.
- [IE-01] IEEE Voltage Sag Indices – Draft 2. Working document for IEEE P1564 November 2001.
- [KA-98] Kara, A., Amhof, D., Dahler, P. And Gruning, H. "Power supply quality improvement with a dynamic voltage restorer (DVR)". APEC 1998, pp. 986-993.
- [KI-01] Kim, J., Choi, J and Blaabjerg, F. "Design and Analysis of Output Filter for UPS". EPE'01 Graz Austria, 2001.
- [LA-95] Labrique, F., Segulier, G. and Bausière. "Les convertisseurs de l'électronique de puissance : 4. La conversion continu - alternatif". 2^{ème} édition. Technique & documentation Lavoisier, 1995.
- [LI-98] Lindgren, M. and Svensson, J. "Control of a voltage-source converter connected to the grid through an LCL-filter-application to active filtering", Proceedings of Power Electronics Specialist Conference-PESC'98 Fukuoka, Japan, 1998.
- [LP-03] Lopez de Heredia, Amaia. "Modélisation et commande d'un filtre actif shunt muni d'un filtre en T non amorti". Rapport du projet de fin d'étude d'ingénieur, ENSIEG. Juin 2003.

- [MA-97] Martzloff, F. "Power Quality work at the International Electrotechnical Commission", PQQ-97, , Stockholm, Sweeden. June 1997
- [MA-01] Mattavelli, P. "A closed-loop selective harmonic compensation for active filters", in IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 37, no. 1, pp. 81–89, January/February 2001.
- [MI-98a] Middlekauff, S.W. "Field experience with a series compensation device", IEEE PES Summer Meeting 1998.
- [MI-98b] Middlekauff, S.W. and Collins, E. R. "System and Customer Impact : Considerations for Series Custom Power Devices". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, N.1, January 1998.
- [MO-95] Mohan, N., Undeland, T. and Robbins, W.P. "Power Electronics : Converters, Applications and Design". Second Edition. John Wiley & Sons, Inc. ISBN 0-471-58408-8. 1995.
- [MO-99] Moran, L.A, Pastorini, I., Dixon, J. and Wallace, R. "A Fault Protection Scheme for Series Active Power Filters". IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 14, No. 5, September 1999.
- [OG-87] Ogata, K. "Discrete-Time Control Systems". Prentice-Hall International Editions. ISBN: 0-13-216227-x. 1987.
- [OY-02] Oyarbide, E. "Sistemas de medida de fase". Polycopie course 4^{ème} année des études d'ingénieur. Université de Mondragon. 2002.
- [PO-01] Ponnaluri, S. and Brickwedde, A. " System Design of Three Phase Active Filters using Time Domain Techniques ". EPE 2001. Graz.
- [RO-99] Rognon, J.P. " Asservissement de courant des Machines à courant continue. Commande Numérique". Polycopie cours DEA, ENSIEG, INPG. 1999.
- [RT-01] Gestionnaire du Réseau de Transport. "Qualité de Fourniture de l'Electricité". Novembre 2001. (téléchargé le 25/11/2002).
- [RU-00] Ruíz Díaz, S. "Calidad de Onda. Huecos de Tensión". Revista Energía 2000 MAR-ABR, pp 79-85. 2000.
- [SA-02] A. Sannino and J. Svensson. "Static Series Compensator for Voltage Sag Mitigation Supplying Non-linear Loads". IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2002.
- [SB-99] Sabin, D. D. "Statistical Analysis of Voltage Dips and Interruptions – Final Results from the EPRI Distribution System Power Quality Monitoring Survey", CIRED June 1999.
- [SC-94] Schauder, C. D. and Moran, S. A., "Multiple reference frame controller for active filters and power line conditioners", United States Patent 5,309,353, May 1994.
- [SI-97] Simon, O., Spaeth, H., Juengst, K.P. and Komarek. "Experimental setup of a shunt active filter using a superconducting magnetic energy storage device". EPE'97. Trondheim (Norway), 1997.
- [SV-01] Svensson, J and Sannino, A. "Active Filtering of Supply with Series-connected Voltage Source Converter". EPE 2001. Graz.
- [TO-97] Tounsi, R., Michalak, P., Pouliquen, and Foch, H. "Series Compensator for Voltage Dips: Control Strategy". EPE'97.
- [TW-02] Twining, E. and Holmes, D.G. "Grid current regulation of a three-phase Voltage Source Inverter with an LCL Input Filter". Proceedings of Power Electronics Specialist Conference-PESC'02.

- [WA-33] Wagner, C. F. and Evans, R. D. "Symmetrical Components". Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1933.
- [VI-01] Viscarret, U. "Développement d'un Convertisseur Série Pour l'amélioration de la Qualité de l'Energie". Travail pratique de diplôme. EPFL Février 2001.
- [VS-02] Visser, A.J., Enslin, J. H. R., and Mouton, T. H. "Transformerless series sag compensation with a cascaded multilevel inverter". IEEE Transactions on Industrial Electronics. Volume 49, Number 4, August, 2002.
- [YA-97] Yano, M., Kuramochi, S. and Nanaumi. "New control method of harmonic current compensation using individual rotating p-q frame of corresponding frequency". EPE'97. Trondheim (Norway), 1997.
- [YU-00] Yuan, X., Allmeling, J., Merk, W. and Stemmler, H. "Stationary Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters with Zero Steady State Error for Current Harmonics of Concern under Unbalanced and Distorted Operation Conditions". 35th Annual Conference (IAS 2000) of the IEEE Industry Applications Society (IAS). 2000.
- [ZH-01] Zhan, C., Ramachandaramurthy, V. K., Arulampalam, A. Fitzer, C., Kromlidis, S, Barnes, M. and Jenkins, N. "Dynamic Voltage Restorer Based on Voltage-Space-Vector PWM Control". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 6, Novembre/Decembre 2001.

ANNEXE : ANALYSE DE ROBUSTESSE DES CORRECTEURS

Tableau A.1	
CORRECTEUR COURANT :	PI en repères multiples
ETUDE :	Variation de l'inductance de $\pm 45\%$.

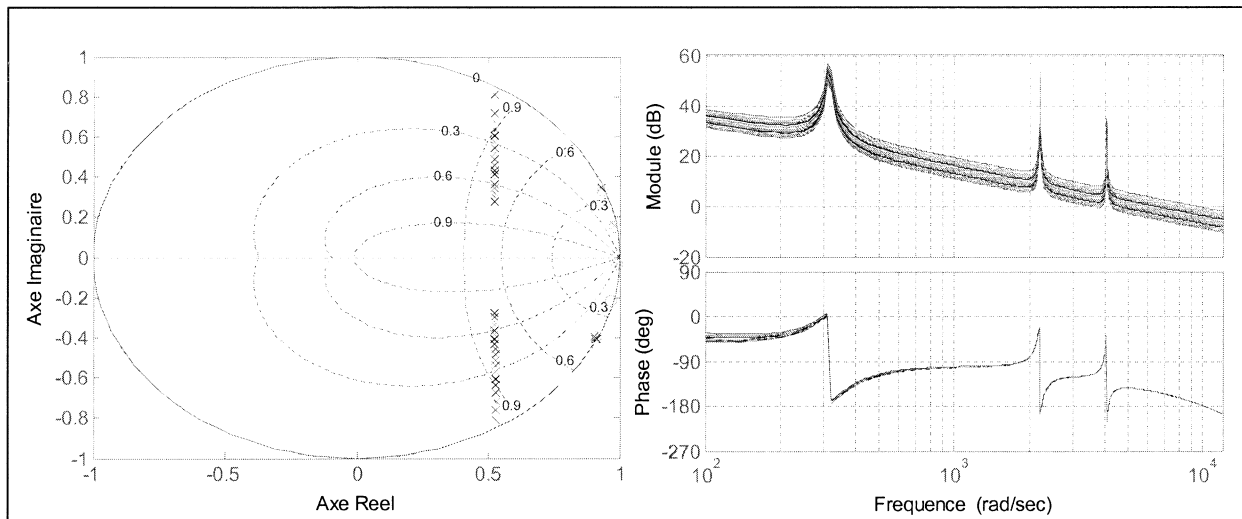


Figure A.1.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO ($L \pm 45\%$).

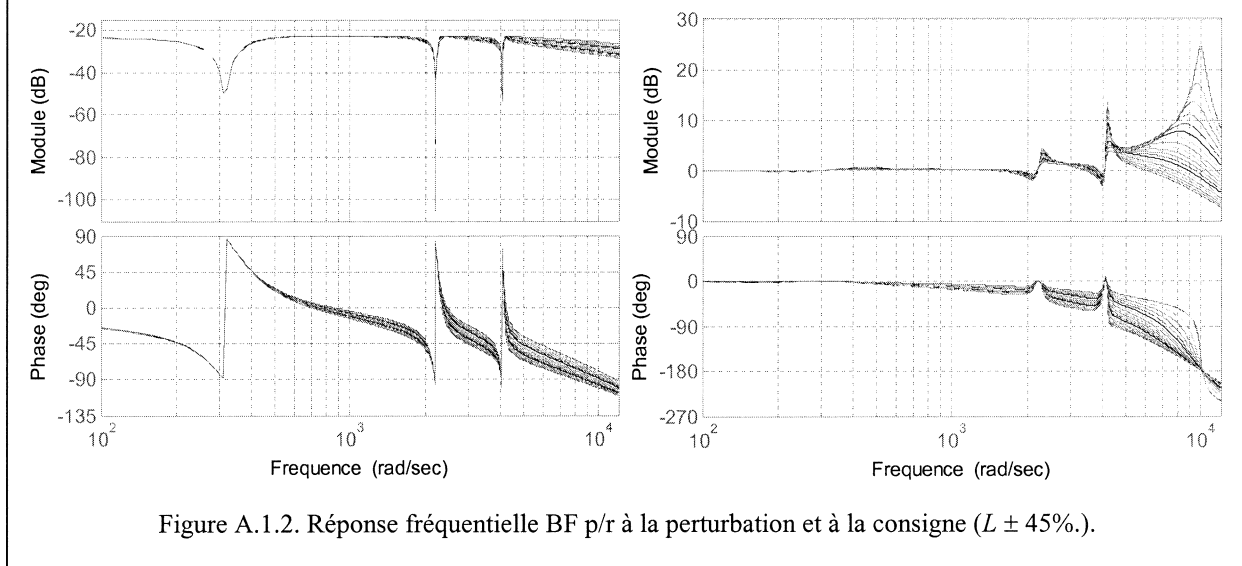


Figure A.1.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne ($L \pm 45\%$).

Tableau A.2	
CORRECTEUR COURANT :	PI en repères multiples
ETUDE :	Variation de la résistance de $\pm 50\%$.

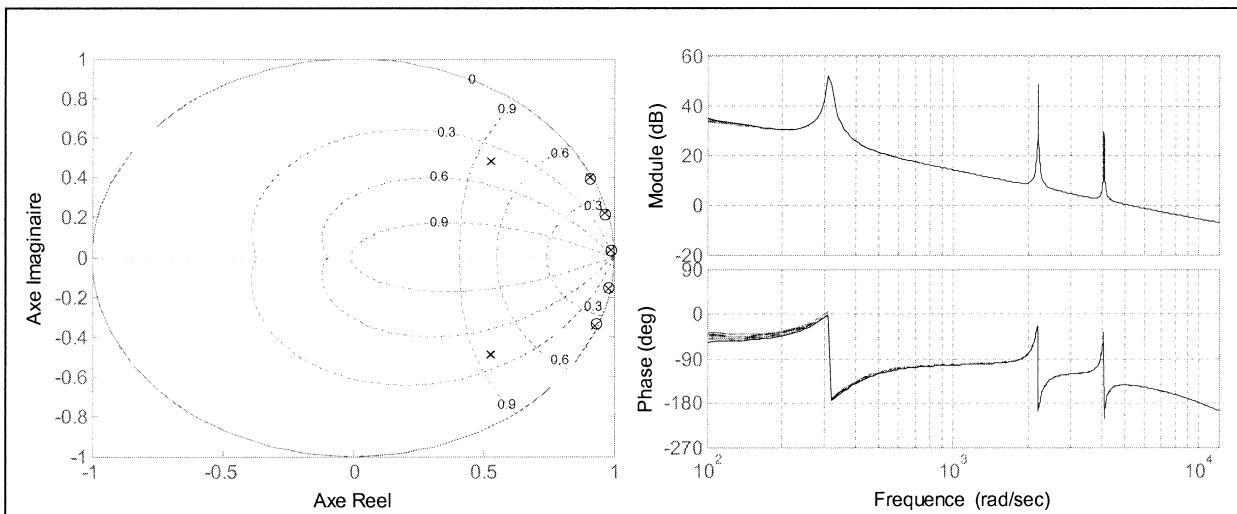


Figure A.2.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO ($r \pm 50\%$).

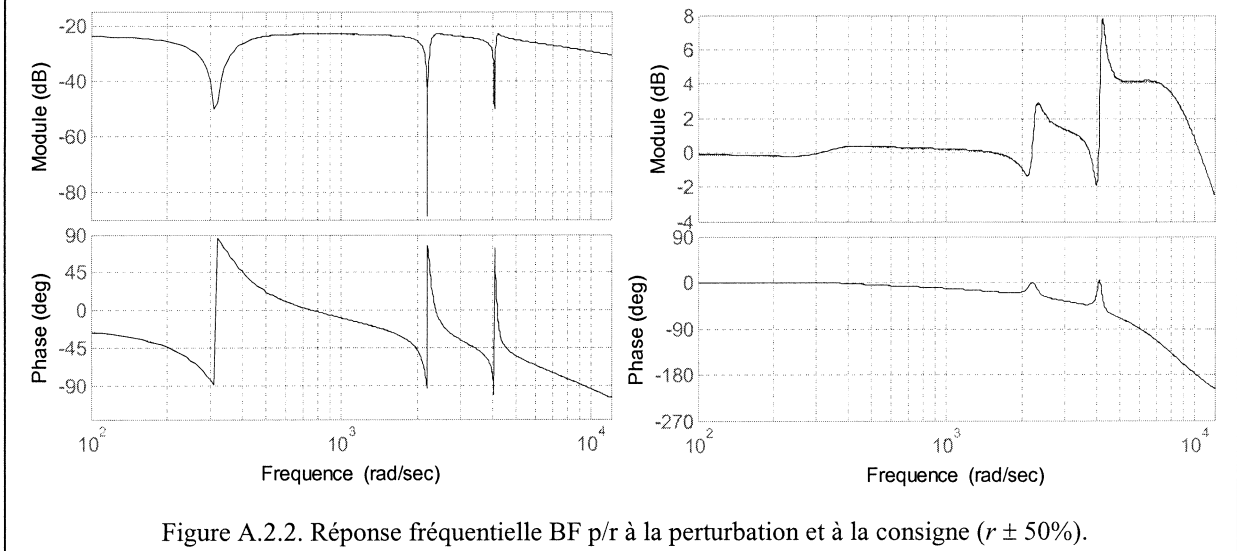


Figure A.2.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne ($r \pm 50\%$).

Tableau A.3	
CORRECTEUR COURANT :	IG Multiples shunt
ETUDE :	Variation de l'inductance de $\pm 45\%$.

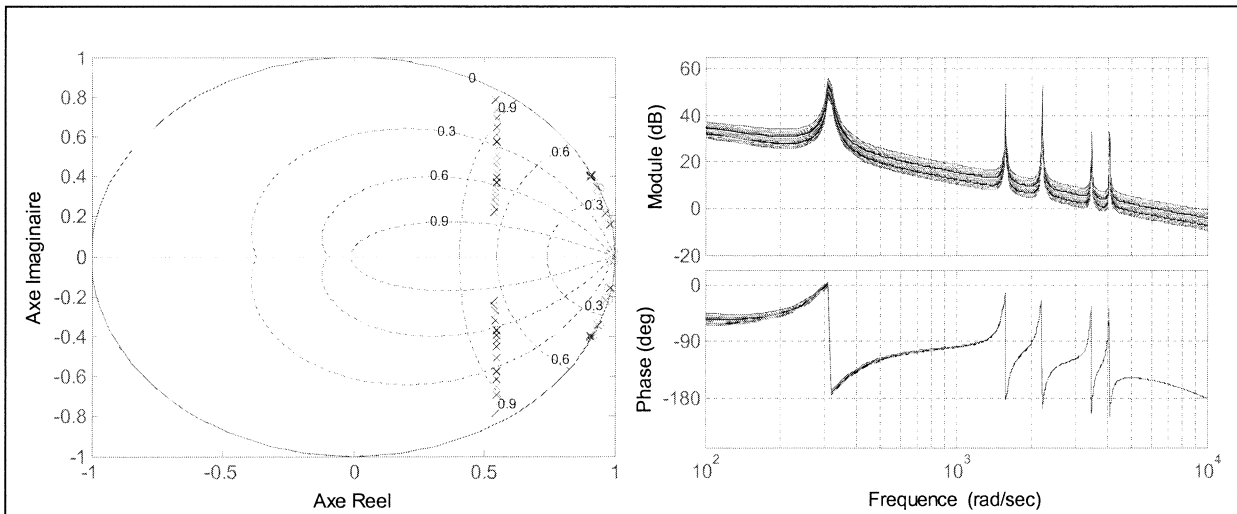


Figure A.3.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO ($L \pm 45\%$).

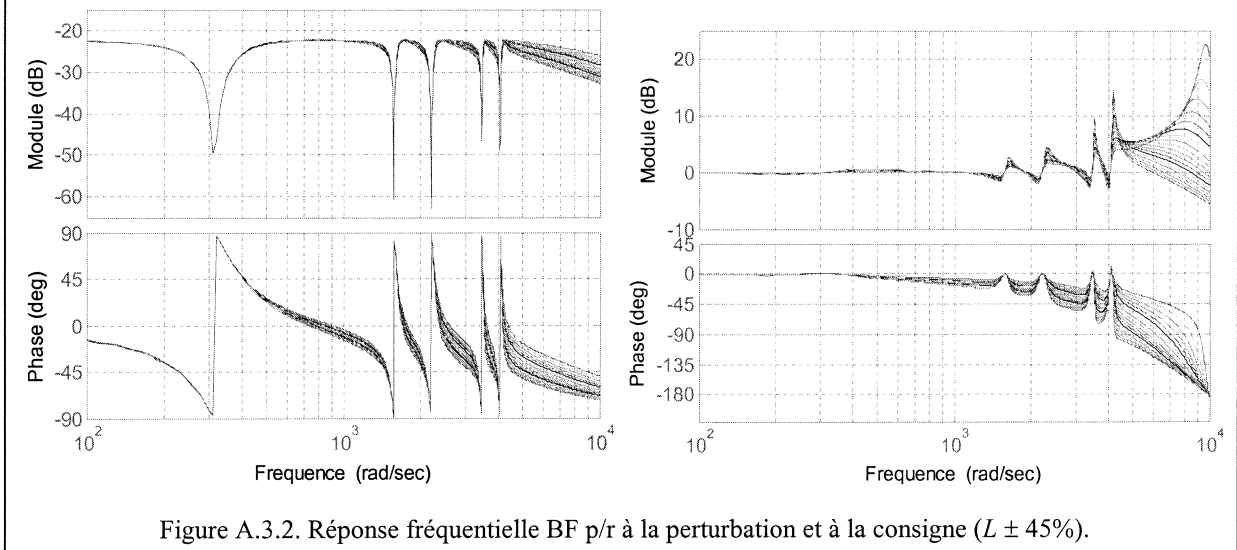


Figure A.3.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne ($L \pm 45\%$).

Tableau A.4	
CORRECTEUR COURANT :	IG Multiples série
ETUDE :	Variation de l'inductance de $\pm 45\%$.

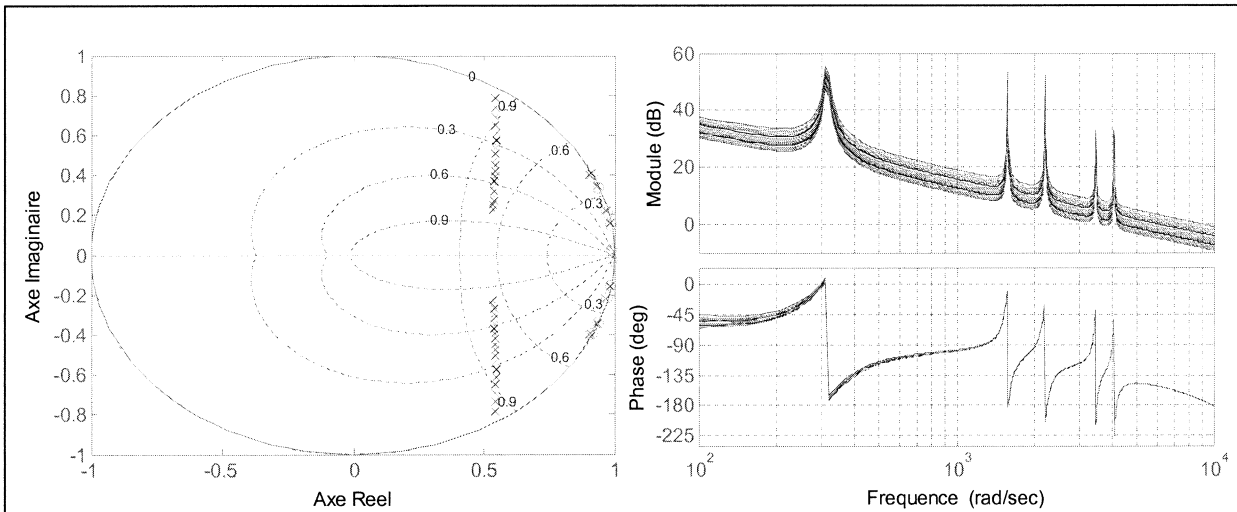


Figure A.4.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO ($L \pm 45\%$).

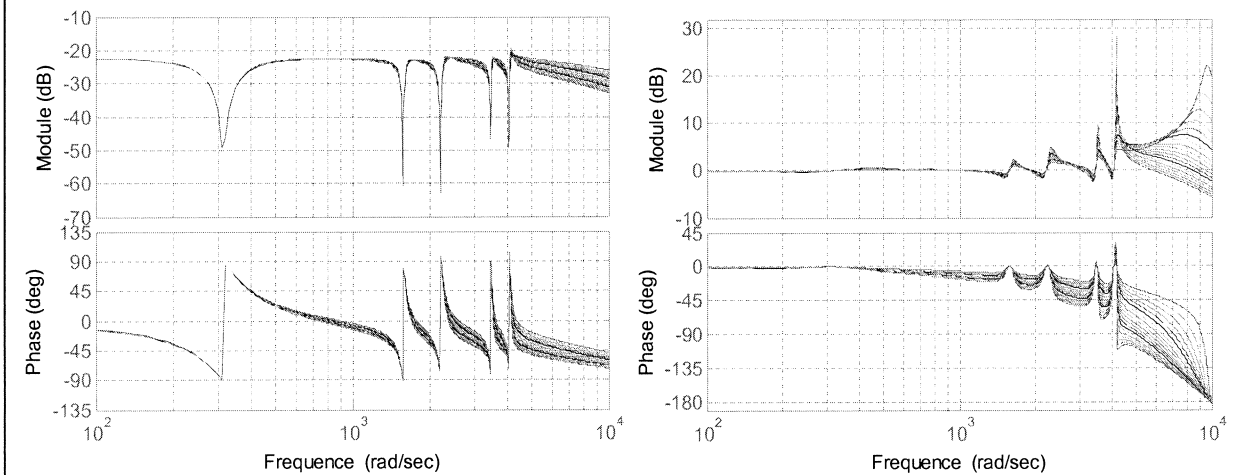


Figure A.4.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne ($L \pm 45\%$).

Tableau A.5	
CORRECTEUR COURANT :	Réglage pile du premier ordre
ETUDE :	Variation de l'inductance de $\pm 50\%$.

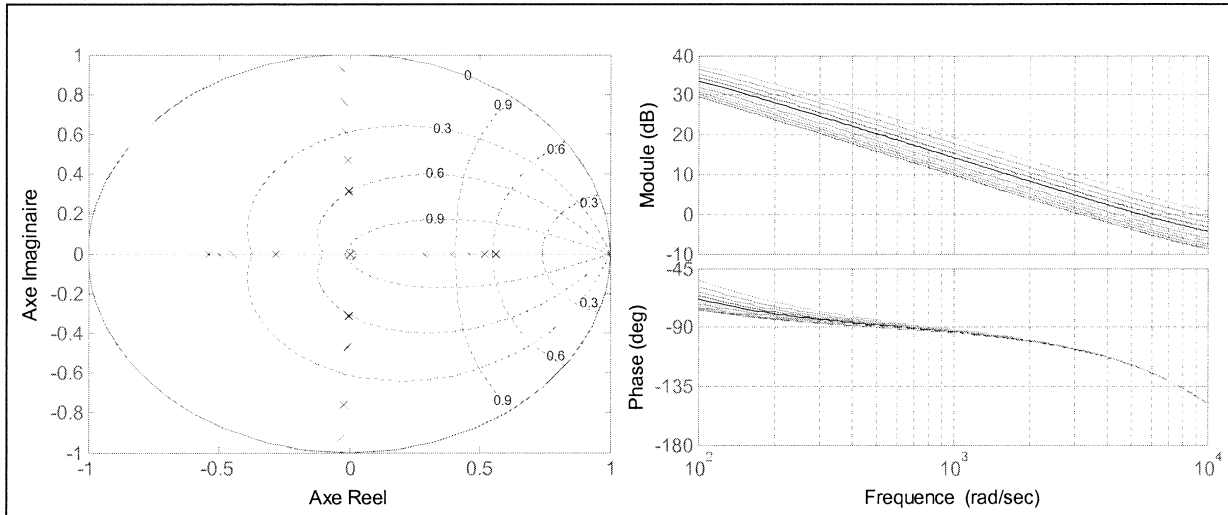


Figure A.5.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO ($L \pm 50\%$).

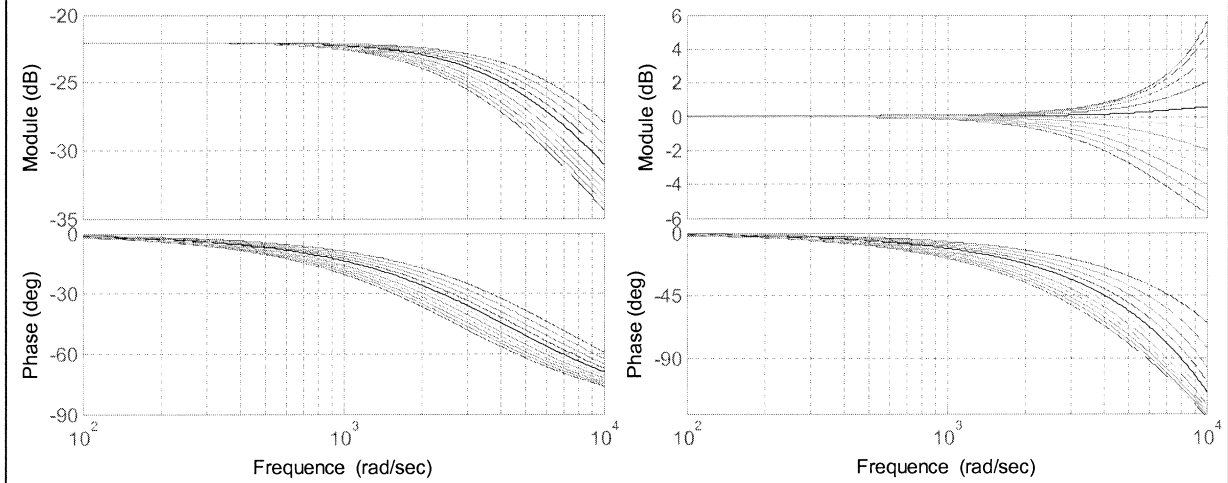


Figure A.5.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne ($L \pm 50\%$).

Tableau A.6	
<i>CORRECTEUR COURANT :</i>	Fonction de transfert imposée
<i>ETUDE :</i>	Variation de l'inductance de $\pm 50\%$.

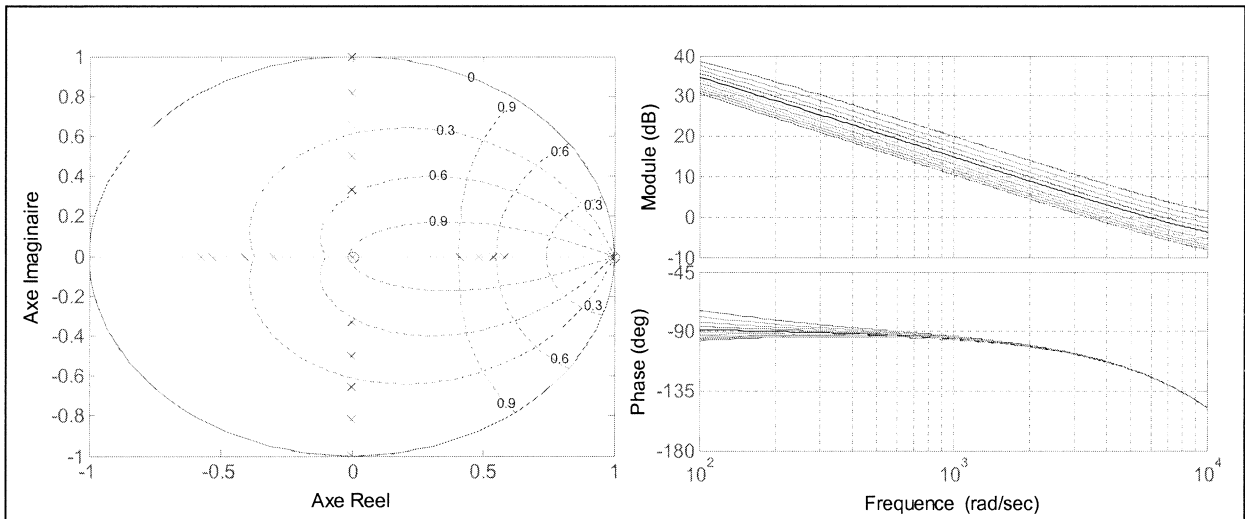


Figure A.6.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO ($L \pm 50\%$).

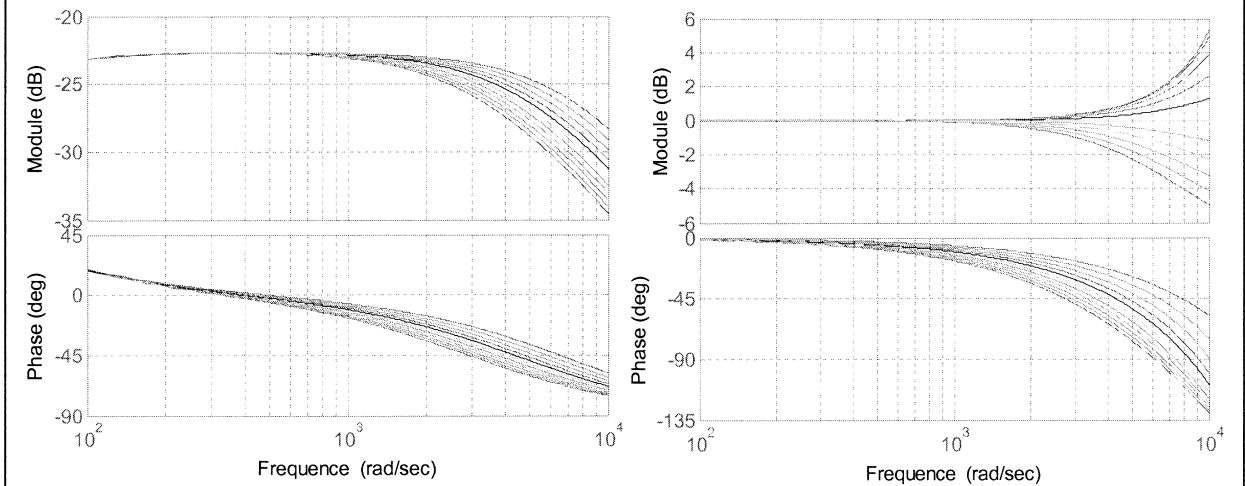


Figure A.6.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne ($L \pm 50\%$).

Tableau A.7	
CORRECTEUR :	Réglage prédictif
ETUDE COURANT :	Variation de l'inductance de $\pm 50\%$.

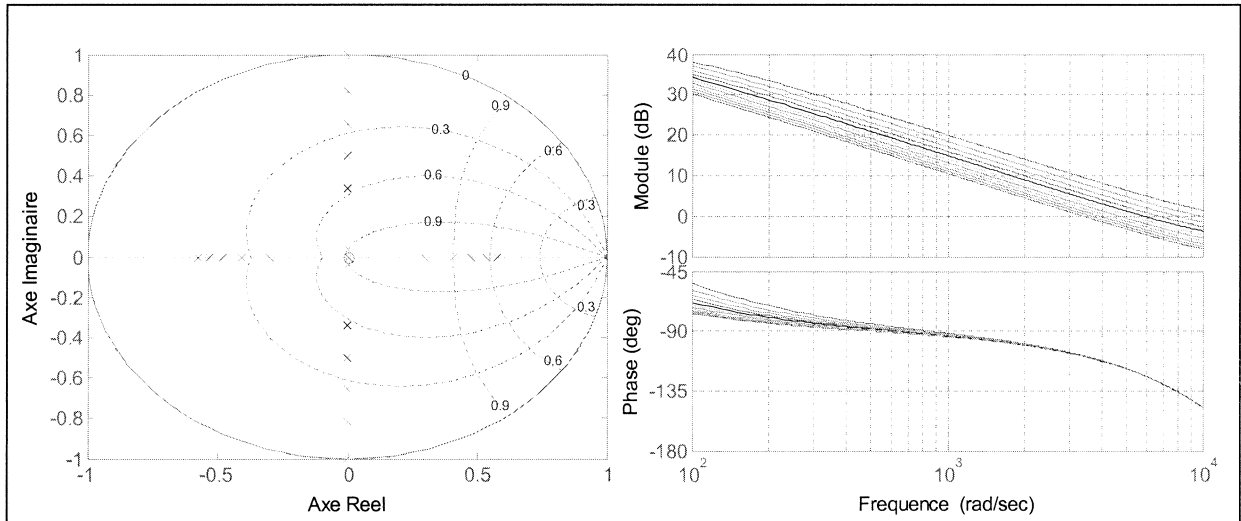


Figure A.7.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO ($L \pm 50\%$).

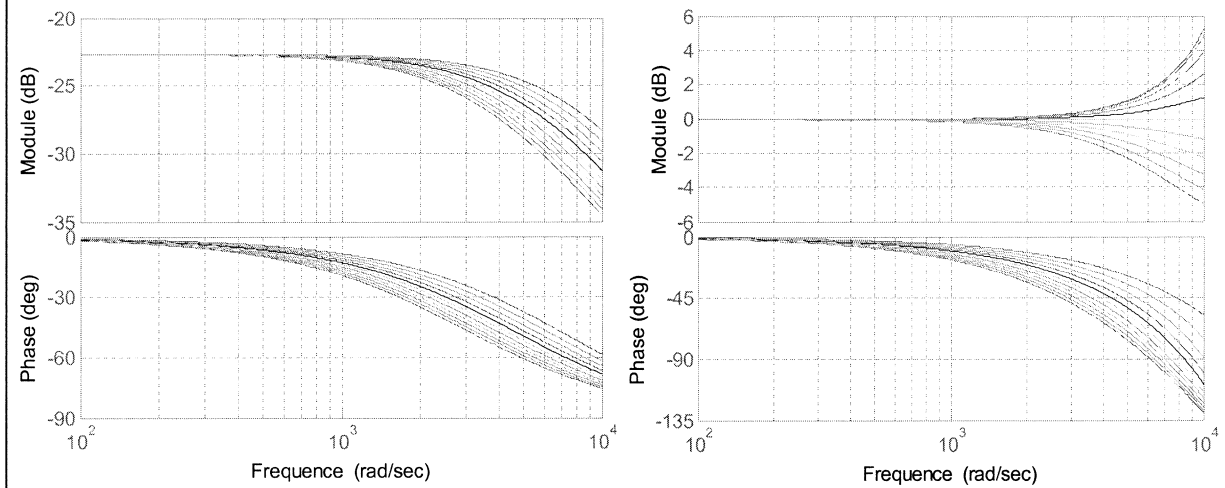


Figure A.7.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne ($L \pm 50\%$).

Tableau A.8	
CORRECTEUR TENSION :	Intégrateurs généralisés – tension BF
ETUDE :	Variation de l'inductance $\pm 30\%$.

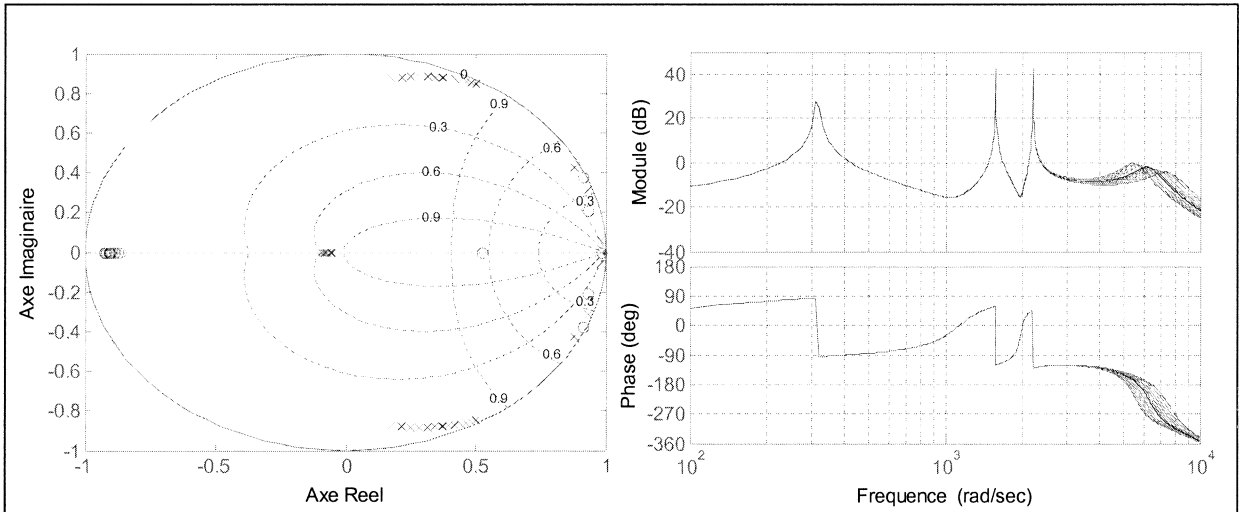


Figure A.8.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO ($L \pm 30\%$).

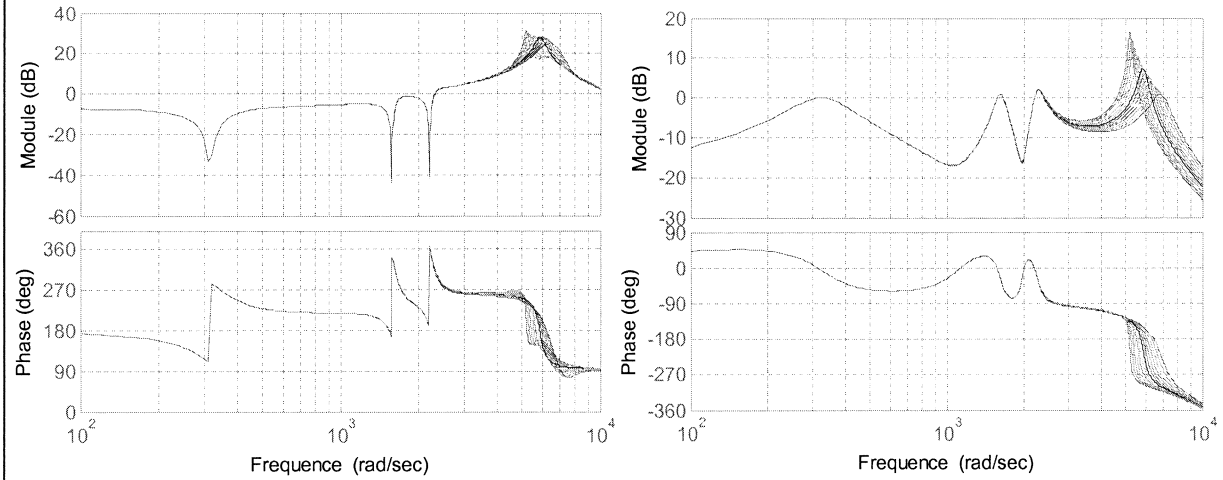


Figure A.8.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne ($L \pm 30\%$).

Tableau A.9	
CORRECTEUR TENSION :	Intégrateurs généralisés – tension BF
ETUDE :	Variation de la résistance $\pm 30\%$.

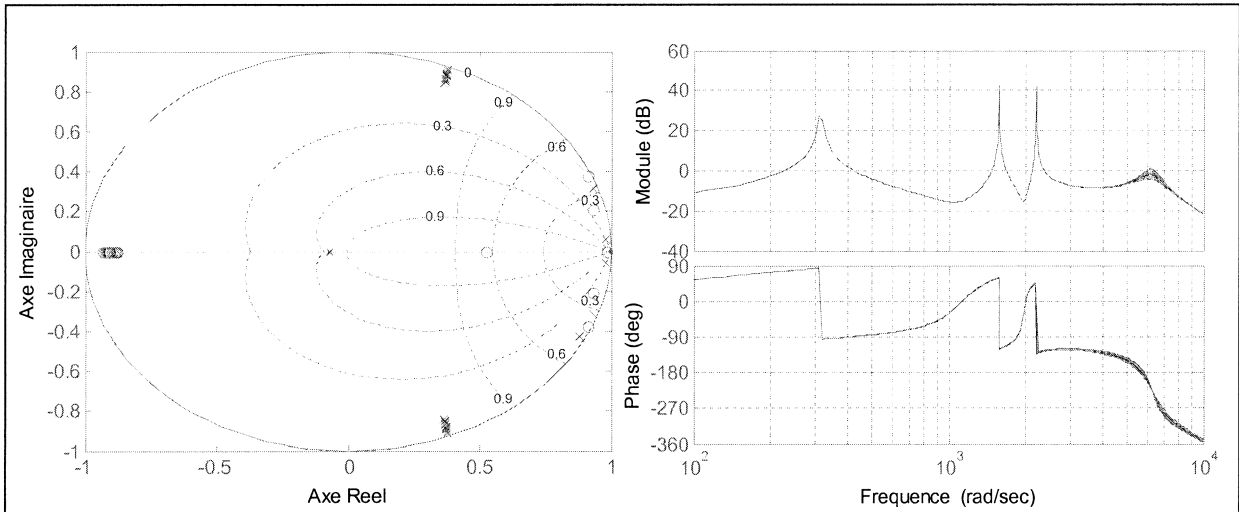


Figure A.9.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO (erreur de R entre $\pm 30\%$).

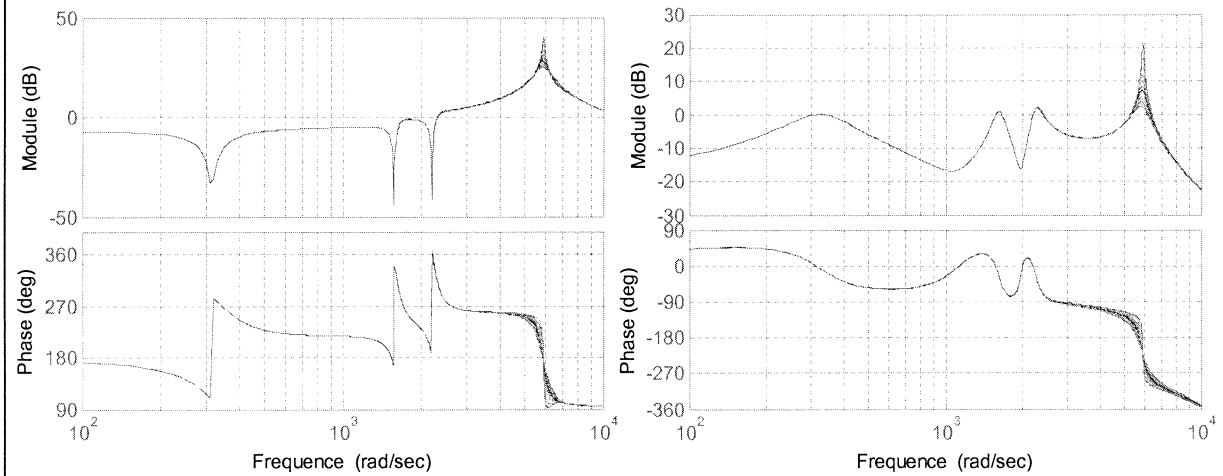


Figure A.9.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne (erreur de R entre $\pm 30\%$).

Tableau A.10	
CORRECTEUR TENSION :	Intégrateurs généralisés – tension BF
ETUDE :	Variation de la capacité $\pm 30\%$.

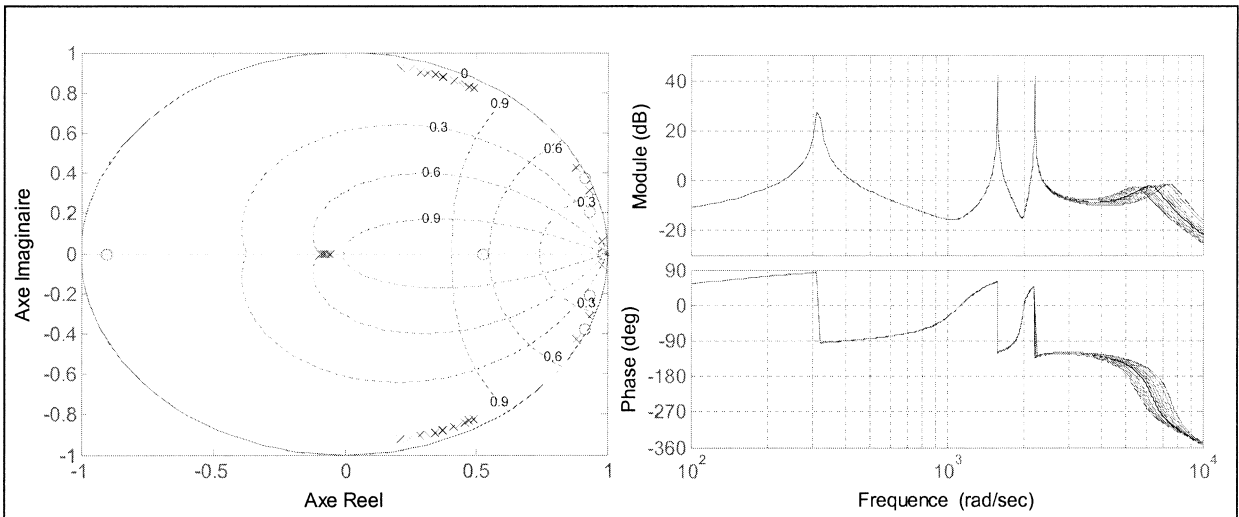


Figure A.10.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO (erreur de C entre $\pm 30\%$).

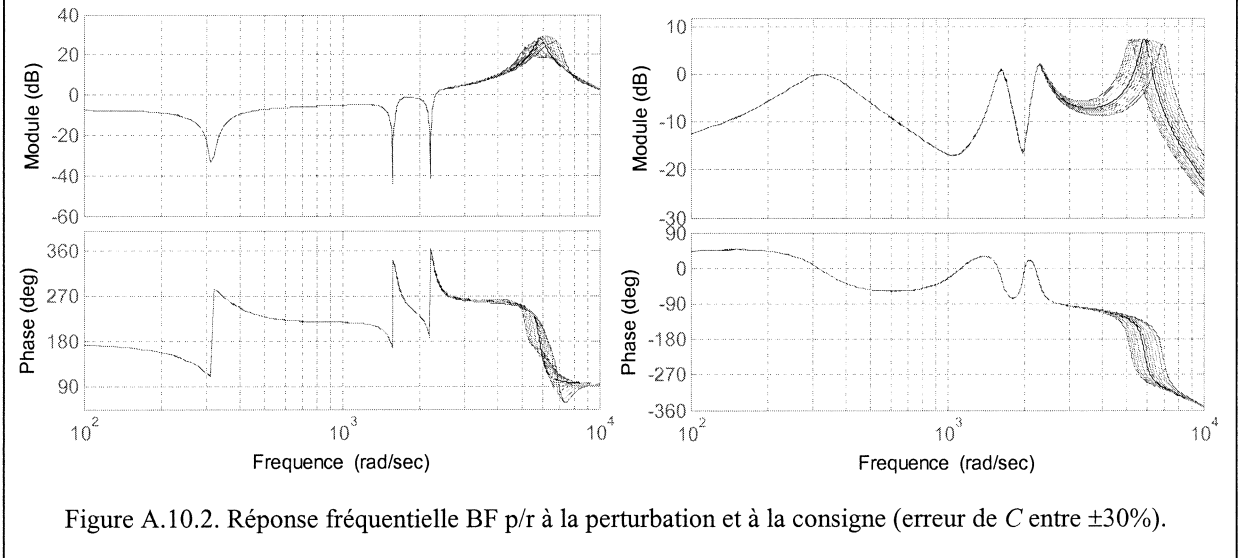


Figure A.10.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne (erreur de C entre $\pm 30\%$).

Tableau A.11	
<i>CORRECTEUR TENSION :</i>	A réponse pile
<i>ETUDE :</i>	Variation de l'inductance $\pm 50\%$.

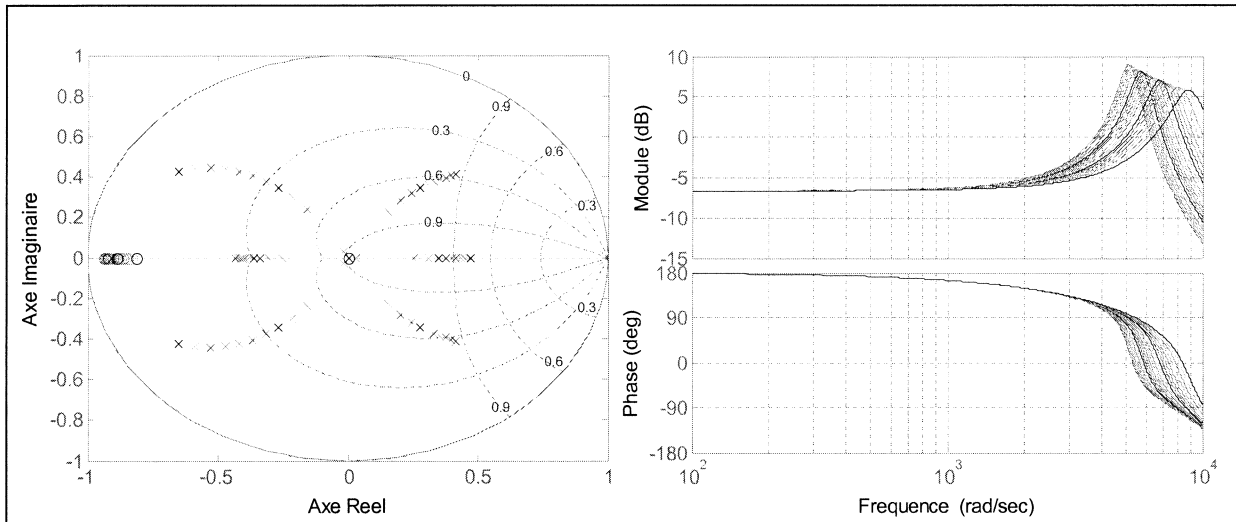


Figure A.11.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO (erreur de L entre $\pm 50\%$).

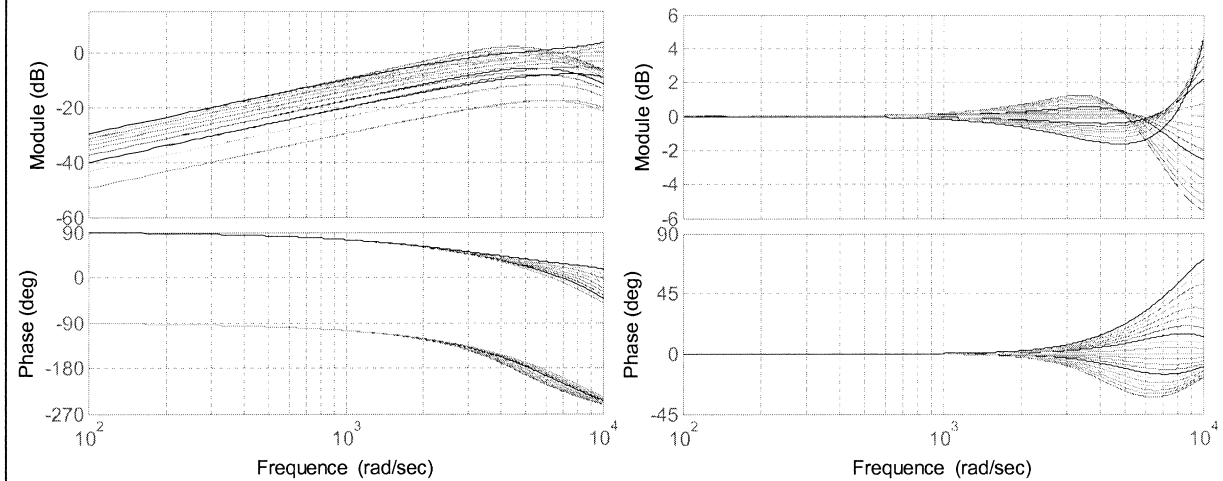


Figure A.11.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne (erreur de L entre $\pm 50\%$).

Tableau A.12	
CORRECTEUR TENSION :	A réponse pile
ETUDE :	Variation de la résistance de $\pm 50\%$.

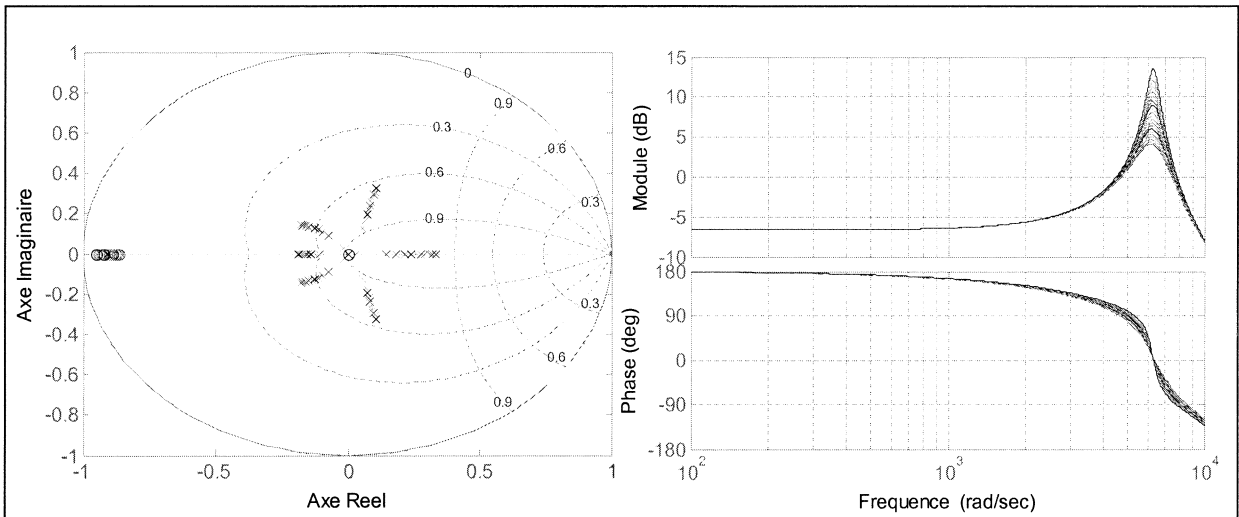


Figure A.12.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO (erreur de r entre $\pm 50\%$).

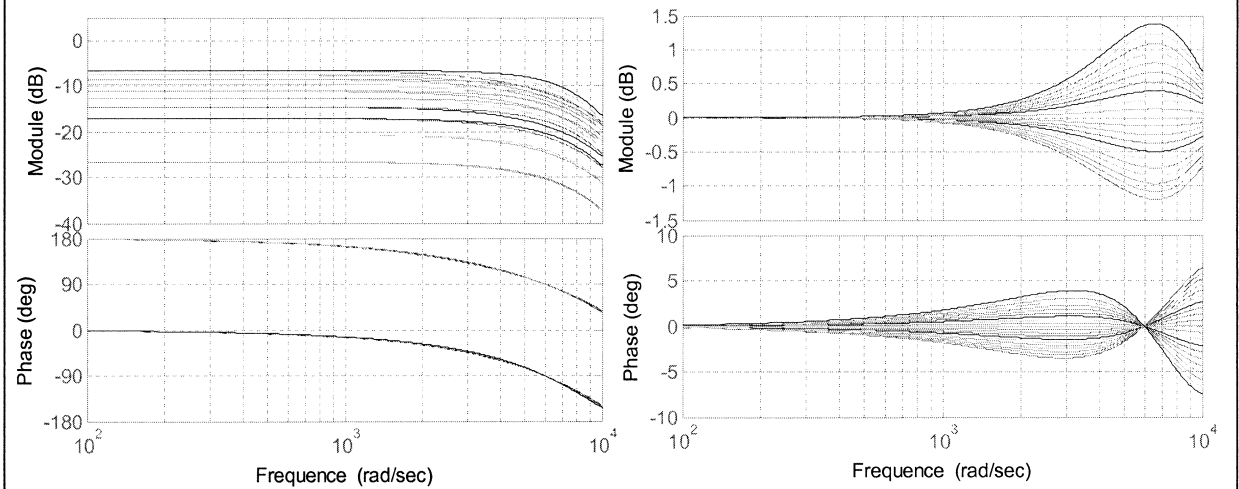


Figure A.12.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne (erreur de r entre $\pm 50\%$).

Tableau A.13	
<i>CORRECTEUR TENSION :</i>	A réponse pile
<i>ETUDE :</i>	Variation de la capacité de $\pm 50\%$.

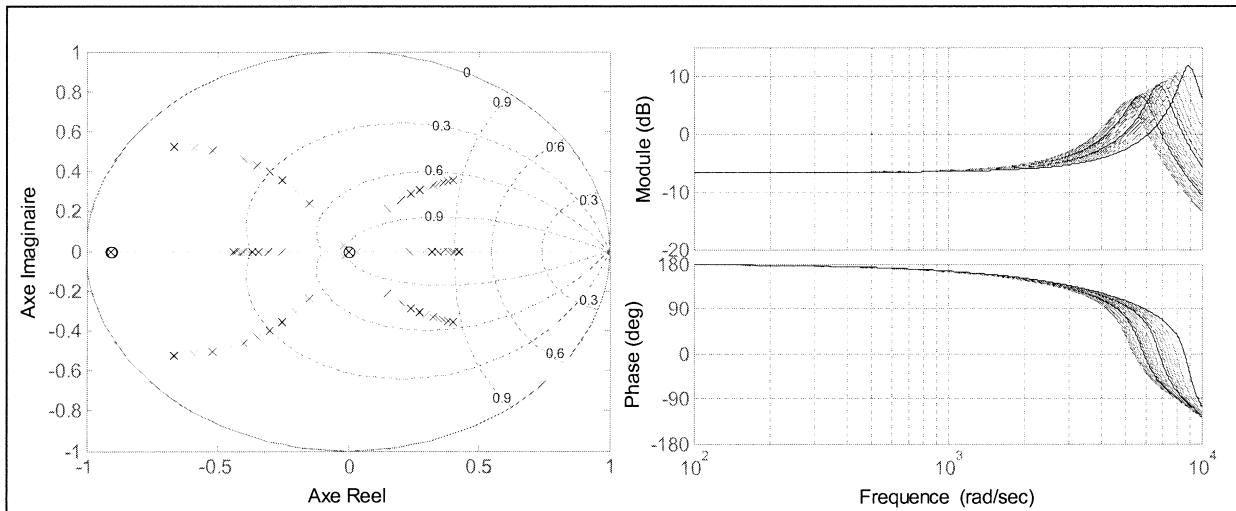


Figure A.13.1. Variation des pôles BF et de la réponse fréquentielle BO (erreur de C entre $\pm 50\%$).

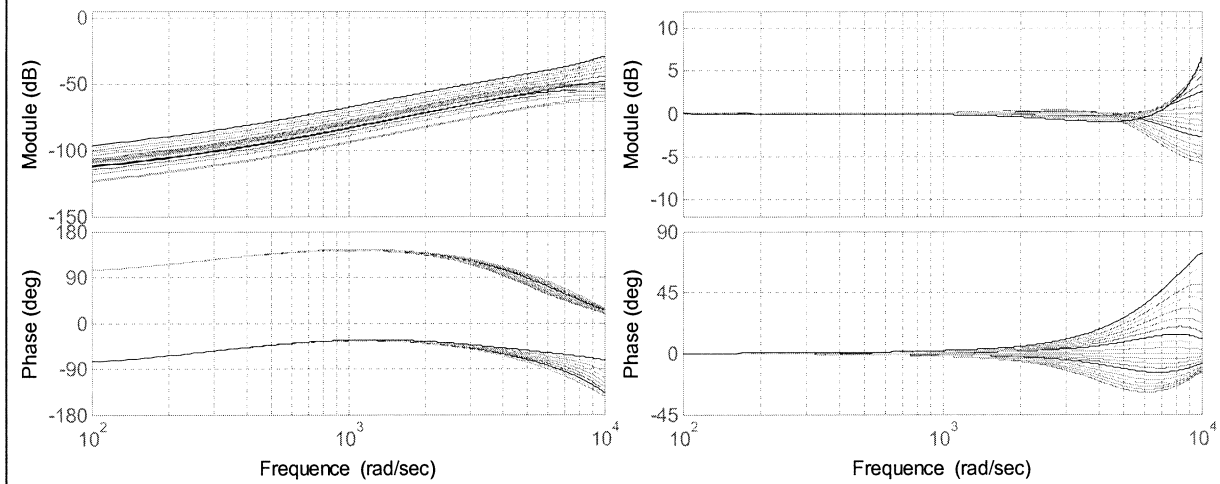


Figure A.13.2. Réponse fréquentielle BF p/r à la perturbation et à la consigne (erreur de C entre $\pm 50\%$).

Tableau A.14	
CORRECTEUR TENSION :	Compensation modèle inverse - BO
ETUDE :	Variation de la R , L et C de $\pm 20\%$.

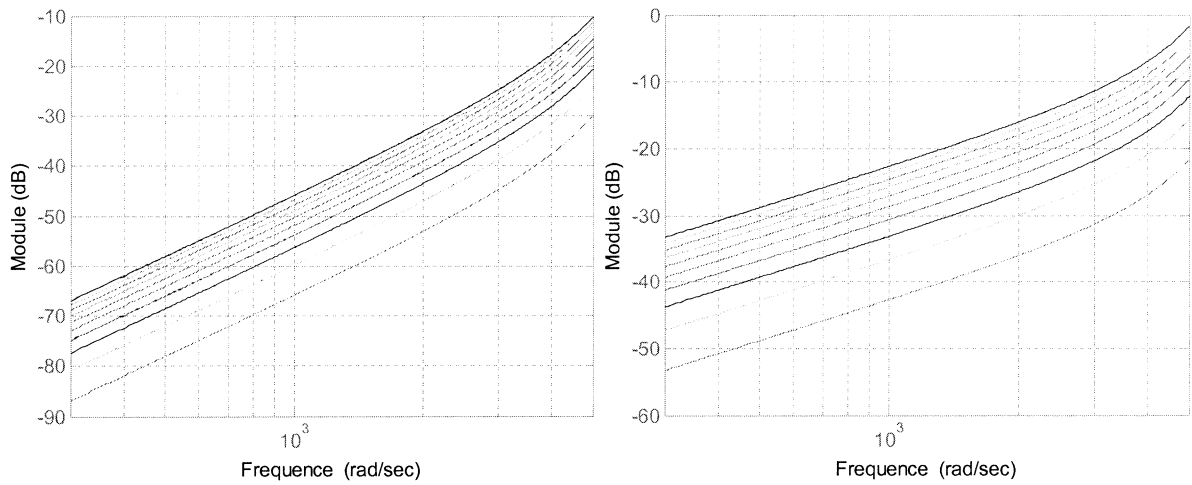


Figure A.14.1. Erreur sur la tension p/r à la consigne (gauche) et la perturbation (droite) : $\pm 20\%$ variation de L .

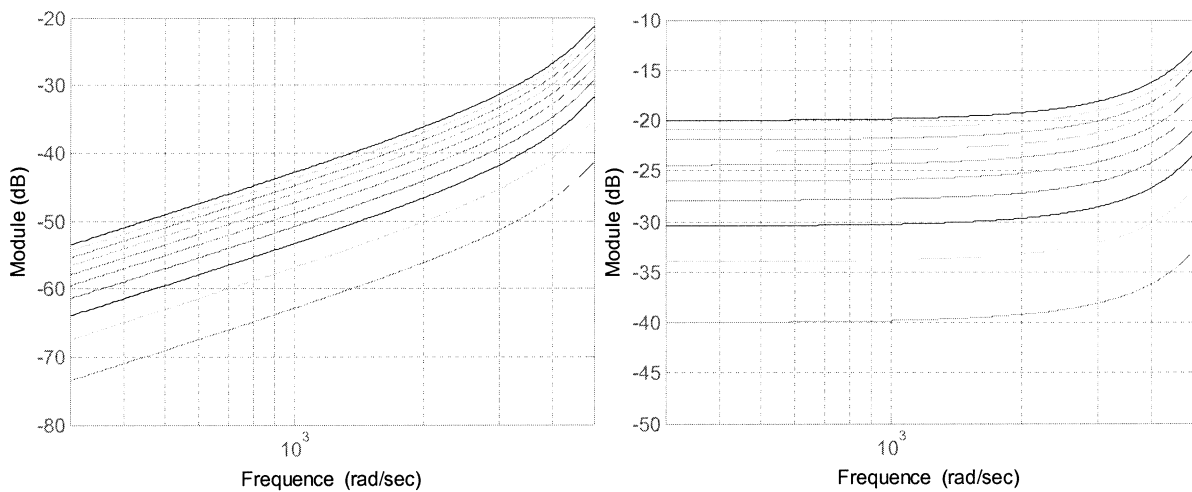


Figure A.14.2. Erreur sur la tension p/r à la consigne (gauche) et la perturbation (droite) : $\pm 20\%$ variation de R .

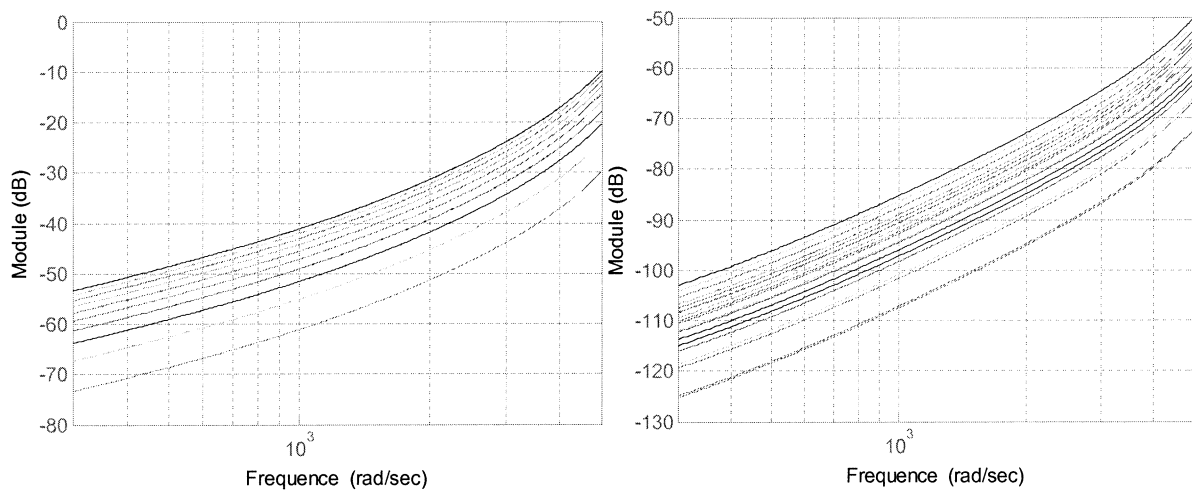


Figure A.14.3. Erreur sur la tension p/r à la consigne (gauche) et la perturbation (droite) : $\pm 20\%$ variation de C .