



**HAL**  
open science

# COMMANDES AVANCEES DES SYSTEMES DEDIES A L'AMELIORATION DELA QUALITE DE L'ENERGIE: DE LA BASSE TENSION A LA MONTEE ENTENSION

Amaia Lopez de Heredia Bermeo

► **To cite this version:**

Amaia Lopez de Heredia Bermeo. COMMANDES AVANCEES DES SYSTEMES DEDIES A L'AMELIORATION DELA QUALITE DE L'ENERGIE: DE LA BASSE TENSION A LA MONTEE ENTENSION. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2006. Français. NNT: . tel-00162092

**HAL Id: tel-00162092**

**<https://theses.hal.science/tel-00162092>**

Submitted on 12 Jul 2007

**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.

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  
Cidae (Mondragón, Espagne)

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

présentée et soutenue publiquement

par

**Amaia LOPEZ DE HEREDIA BERMEO**  
Ingénieur ENSIEG

le 14 novembre 2006

**COMMANDES AVANCEES DES SYSTEMES DEDIES A L'AMELIORATION DE  
LA QUALITE DE L'ENERGIE : DE LA BASSE TENSION A LA MONTEE EN  
TENSION**

*Directeurs de thèse :*

M. Daniel ROYE  
M. Ion ETXEBERRIA-OTADUI  
M. Seddik BACHA

JURY

M. Marian P. KAZMIERKOWSKI	Rapporteur
M. Leopoldo GARCIA FRANQUELO	Rapporteur
M. Maurice FADEL	Rapporteur
M. Daniel ROYE	Directeur
M. Ion ETXEBERRIA-OTADUI	Directeur
M. Seddik BACHA	Directeur
M. Raul REYERO	Examineur



## REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans cette thèse a été réalisé en collaboration entre le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG) et le Centre de Recherche CIDAE à Mondragón (Espagne).

Arrivant au terme de ce travail de thèse, je tiens à adresser tous mes remerciements à toutes les personnes qui d'une manière ou d'une autre m'ont aidé à accomplir cette thèse.

Tout d'abord je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à mes trois directeurs de thèse. Je tiens à remercier très chaleureusement au **Dr. Ion Etxeberria-Otadui**, sans qui cette thèse n'aurait jamais eu lieu, pour son encadrement et son dévouement. Je suis très heureuse de pouvoir continuer à travailler avec lui. Je remercie également le **Pr. Seddik Bacha** pour tous ses encouragements et discussions tout au long de ces années et le **Pr. Daniel Roye** pour son aide et ses sages conseils surtout dans l'aspect pratique.

J'adresse également mes sincères remerciements au **Pr. Maurice Fadel**, professeur à l'Université de Toulouse, au **Pr. Leopoldo Garcia Franquelo**, professeur à l'Université de Séville et au **Pr. Marian P. Kazmierkowski**, professeur à l'Université de Varsovie, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être rapporteurs de cette thèse.

Je suis très reconnaissant également à ce dernier pour m'avoir invité à réaliser un séjour à son Laboratoire à Varsovie et pour son accueil chaleureux là-bas. Je tiens à remercier aussi le **Dr. Marius Malinowski** et **Patryck Antoniewicz** pour toute leur aide pendant mon séjour à Varsovie.

Je suis très reconnaissant au **Dr. Raúl Reyero** qui m'a accepté au sein de CIDAE et qui m'a donné l'opportunité de réaliser cette thèse, ainsi que pour tout l'appui qu'il m'a donné tout au long de cette thèse. Merci aussi pour avoir accepté d'être membre de ce jury.

Je tiens à remercier aussi le **Pr. Xavier Guillaud** et son groupe de travail du L2EP de Lille pour leur disponibilité dans l'échange d'informations dans le domaine des correcteurs résonants.

Ma reconnaissance va également à toutes les personnes du LEG qui m'ont aidé avec les aspects pratiques. Ainsi, je remercie **M. Joël Guiraud** pour toute son aide et **Dr. Nicolas Laverdure** pour sa patience et ses conseils ainsi que pour son inestimable contribution à la correction de ce document.

Je tiens à remercier aussi les professeurs de l'Université de Mondragón pour leur aide sur la dernière partie de la thèse. Ainsi, je suis très reconnaissante à **M. Mikel Sanzberro** pour ses sages conseils, au **Dr. Miguel Rodríguez** pour gérer l'aspect pratique, à **Gonzalo Abad** pour répondre toujours à mes questions et finalement à **Sergio Aurtenetxea**, car sans son aide je n'aurai jamais obtenus des résultats pratiques.

Je suis très reconnaissant à **Agurtzane Aguirre** pour gérer aussi bien toute la partie administrative de CIDAE, pour la motivation qu'elle a su nous transmettre et parce que avec le sourire qu'elle a toujours sur son visage elle nous fait la vie et le travail plus facile.

Je voudrais remercier également les professeurs et les doctorants du LEG, de CIDAE et de l'Université de Mondragón pour les discussions enrichissantes et pour les bons moments passés ensemble.

Je tiens à remercier également **Stephane Queva** et ma sœur **Itziar** pour leur aide dans la correction de ce rapport.

Je ne pourrais pas finir ces pages sans remercier très chaleureusement **Haizea Gaztañaga**, la personne avec laquelle j'ai partagé presque tous les moments pendant ces années. Le fait de marcher toutes les deux en parallèle a été essentiel pour le bon déroulement de cette thèse. J'ai beaucoup apprécié toute son aide et ses discussions, techniques et pas techniques. Ainsi, je considère que cette thèse, dans une grande partie, appartient aussi à elle. Il n'y a pas un plaisir plus grand pour moi que pouvoir continuer à travailler ensemble.

Je voudrais remercier aussi **mes amis**, lesquels m'ont encouragé jusqu'à la fin et avec lesquels j'ai partagé d'inoubliables instants de détente. Je tiens à remercier également tous ces amis qui m'ont accueilli pendant mes séjours à Grenoble.

Finalement, je remercie de tout mon cœur **mes parents** et **mes sœurs** pour leur soutien inconditionnel et leur confiance dans ce projet et **Igor** pour ses encouragements tout au long de ces années et pour sa patience infinie.

*A mis aitas, a mis hermanas y a Igor*



<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1: FILTRAGE ACTIF DE PUISSANCE.....</b>	<b>3</b>
<b>1.1 Problématique des harmoniques.....</b>	<b>3</b>
1.1.1 Origine et représentation.....	3
1.1.2 Propagation .....	5
1.1.3 Effets .....	6
1.1.4 Caractérisation et normes.....	6
<b>1.2 Solutions possibles .....</b>	<b>7</b>
1.2.1 Filtres passifs .....	7
1.2.2 Filtres actifs.....	9
1.2.3 Filtres actifs hybrides.....	10
<b>1.3 Filtre actif parallèle .....</b>	<b>10</b>
1.3.1 Etat de l’art des filtres actifs parallèles .....	11
1.3.2 Applications des filtres actifs parallèles .....	13
1.3.3 Classement des filtres actifs parallèles .....	14
<b>1.4 Modélisation d’un filtre actif parallèle.....</b>	<b>15</b>
<b>1.5 Contrôle générique d’un filtre actif parallèle .....</b>	<b>16</b>
1.5.1 Boucle de contrôle de la tension du bus continu.....	17
1.5.2 Boucle externe d’identification des perturbations du courant .....	18
1.5.3 Boucle interne de contrôle de courant ou de puissance .....	20
1.5.4 Bloc de synchronisation.....	20
1.5.5 Modulation.....	23
<b>1.6 Conclusions .....</b>	<b>24</b>
<b>CHAPITRE 2: STRUCTURES DE CONTROLE AVANCEES POUR DES APPLICATIONS MULTI-FREQUENTIELLES.....</b>	<b>27</b>
<b>2.1 Nécessité des structures de contrôle avancées .....</b>	<b>27</b>
2.1.1 Introduction aux correcteurs multi-fréquentiels.....	28
2.1.2 Influence des retards de numérisation.....	29

2.1.3	Limitations des correcteurs classiques.....	31
2.1.4	Conclusions.....	36
<b>2.2</b>	<b>Correcteurs à base d'intégrateurs .....</b>	<b>37</b>
2.2.1	Etat de l'art des correcteurs à base d'intégrateurs .....	37
2.2.2	Correcteur Multi-Résonant .....	38
2.2.3	Correcteur PI en repères tournants multiples.....	43
2.2.4	Correcteur Hybride .....	45
2.2.5	Différents types de réglage des correcteurs à base d'intégrateurs .....	47
2.2.6	Conclusions.....	65
<b>2.3</b>	<b>Correcteur prédictif Dead-Beat .....</b>	<b>66</b>
2.3.1	Etat de l'art des techniques Dead-Beat .....	66
2.3.2	Classification des techniques Dead-Beat.....	67
2.3.3	Correcteurs réglés par fonction d'intégration implicite.....	68
2.3.4	Correcteurs réglés par fonction d'intégration explicite .....	77
2.3.5	Comparaison de différentes techniques Dead-Beat .....	84
2.3.6	Compensation du retard de réponse.....	86
2.3.7	Conclusions.....	91
<b>2.4</b>	<b>Contrôle Direct de Puissance (DPC).....</b>	<b>92</b>
2.4.1	Etat de l'art des techniques de Contrôle Direct de Puissance.....	92
2.4.2	DPC classique .....	93
2.4.3	DPC avec modulation vectorielle .....	101
2.4.4	Conclusions.....	106
<b>CHAPITRE 3 : COMPARAISON DES STRUCTURES DE CONTROLE AVANCEES EN BASSE TENSION.....</b>		<b>107</b>
<b>3.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>107</b>
<b>3.2</b>	<b>Types d'essais expérimentaux .....</b>	<b>108</b>
3.2.1	Application au filtrage actif très perturbée (Cas A).....	108
3.2.2	Application au filtrage actif peu perturbée (Cas B).....	109
<b>3.3</b>	<b>Critères de comparaison .....</b>	<b>110</b>
<b>3.4</b>	<b>Les correcteurs à base d'intégrateurs.....</b>	<b>111</b>

3.4.1	Volume de calcul .....	111
3.4.2	Robustesse.....	115
3.4.3	Performances.....	118
<b>3.5</b>	<b>Le correcteur prédictif Dead-Beat.....</b>	<b>126</b>
3.5.1	Volume de calcul .....	127
3.5.2	Robustesse.....	128
3.5.3	Performances.....	129
<b>3.6</b>	<b>Le Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle .....</b>	<b>131</b>
3.6.1	Volume de calcul .....	131
3.6.2	Robustesse.....	132
3.6.3	Performances.....	133
<b>3.7</b>	<b>Conclusions .....</b>	<b>137</b>
<b>CHAPITRE 4 : ANALYSE DE LA MONTEE EN TENSION.....</b>		<b>139</b>
<b>4.1</b>	<b>Convertisseurs multiniveaux .....</b>	<b>140</b>
4.1.1	Topologies multiniveaux .....	140
4.1.2	Techniques de modulation .....	142
<b>4.2</b>	<b>Limitations de la montée en tension .....</b>	<b>146</b>
4.2.1	Limitations de la tension et du courant.....	146
4.2.2	Limitation de la fréquence de commutation .....	147
<b>4.3</b>	<b>Definition du cas d'étude .....</b>	<b>147</b>
4.3.1	Modèle du convertisseur NPC .....	149
4.3.2	Modulation vectorielle .....	151
<b>4.4</b>	<b>Structures de contrôle avancées avec correcteurs à base d'Integrateurs .....</b>	<b>153</b>
4.4.1	Réglage basé dans la réponse fréquentielle en boucle ouverte.....	154
4.4.2	Réglage par retour d'état.....	157
<b>4.5</b>	<b>Résultats obtenus .....</b>	<b>158</b>
4.5.1	Résultats en simulation .....	159
4.5.2	Résultats expérimentaux .....	164
<b>4.6</b>	<b>Conclusions .....</b>	<b>170</b>

<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>171</b>
<b>REFERENCES.....</b>	<b>175</b>
<b>ANNEXE.....</b>	<b>189</b>
<b>NOTATIONS.....</b>	<b>195</b>

## INTRODUCTION GENERALE

Les évolutions techniques et réglementaires qui ont eu lieu ces dernières années dans le domaine énergétique amènent à revisiter la manière de concevoir et de gérer les réseaux de transport et de distribution de l'électricité. Les exigences de contrôle des flux énergétiques, l'insertion de systèmes de production non conventionnels et enfin la nécessité d'une fourniture d'électricité non seulement disponible mais de qualité, sont autant de corollaires de cette évolution. Cet état de fait offre un champ ouvert d'application et de sollicitations aux systèmes de l'électronique de puissance. Cela se traduit, pour les nouvelles applications à deux exigences souvent antithétiques : la montée en tension et en puissance d'une part et la montée en fréquence d'autre part. Pour répondre à cette demande et si l'on met à part le composant, les solutions passent par des architectures physiques et algorithmiques optimisées.

L'architecture physique concerne la structure où la performance est obtenue en regroupant en parallèle ou en série les semiconducteurs sous forme de cellules et/ou à travers des topologies multiniveaux et multipulse. L'algorithmique, c'est-à-dire le contrôle commande, contribue également à l'amélioration des performances dynamiques. Si la problématique n'est pas nouvelle, il n'en demeure pas moins que les bandes passantes recherchées sont souvent contraintes par des fréquences de commutation modérées et par un environnement électrique perturbé (harmoniques, creux et bosses de tension, transitoires rapides, etc.). Ceci amène à revisiter maintes techniques de commande en les adaptant et parfois en les améliorant. Cette thèse s'inscrit d'emblée dans cette démarche de recherche de lois de commande.

Par ailleurs, l'électronique de puissance est en train d'expérimenter une claire évolution aux applications de plus grande puissance. Dans ce contexte, les limitations de tension, courant et fréquence de commutation des composantes deviennent très importantes. Les limitations en fréquence de commutation peuvent être aussi dépassées via des topologies adaptées. Toutefois la complexité de ces topologies et la nécessité de limiter les pertes de puissance font que les convertisseurs de moyenne puissance travaillent dans la pratique avec des fréquences modérées bien inférieures à celles utilisées par leurs homologues de basse puissance.

Ces restrictions de la partie de puissance ont une influence directe sur les performances du système. Ainsi l'objectif principal de cette thèse est d'étudier en détail les techniques de commande avancées pour des applications multi-fréquentielles de basse tension pour ensuite analyser leur extension vers des applications de plus grande puissance, en tenant compte de leurs limitations (spécialement du point de vue de la fréquence de commutation).

Le choix de l'application qui sous-tend ce travail s'est porté sur le filtrage actif car ce dernier est le plus contraignant du point de la vue de la commande du fait de la complexité des trajectoires de courant à poursuivre, surtout quand la fréquence de découpage est fixe. Par ailleurs, nous avons opté pour une commande totalement numérique, en sachant que les fréquences de commutation et d'échantillonnage sont modérées relativement aux dynamiques

de courant recherchées. D'où l'intérêt d'analyser différentes structures de contrôle numériques pour des applications multi-fréquentielles.

Dans le cadre de cette thèse on distinguera trois types des correcteurs qui peuvent être appropriés pour ce type d'application : ceux à base d'intégrateurs qui sont très robustes et garantissent une erreur statique nulle à la fréquence pour laquelle ils ont été réglés ; le correcteur prédictif Dead-Beat, un correcteur très rapide qui répond en deux périodes d'échantillonnages et le Contrôle Direct de Puissance qui, comme son propre nom dit, contrôle directement les puissances instantanées.

Le document a été organisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre débute avec la problématique des harmoniques. Ensuite, les différentes solutions de filtrage possibles sont présentées : filtrage passif, actif et hybride, on se focalisera ensuite sur le filtrage actif parallèle, l'application qui sert de ligne directrice, en analysant les différents types de filtres, leur modélisation et leur structure de contrôle.

Le second chapitre présente différentes structures de contrôle avancées pour des applications multi-fréquentielles. Dans un premier temps, on justifie la nécessité d'utiliser des structures de contrôle avancées et ce, en analysant l'influence des retards de numérisation et les correcteurs classiques. Ensuite, trois structures de contrôle avancées sont présentées et analysées en détail : les correcteurs à base d'intégrateurs, le correcteur prédictif Dead-Beat et le Contrôle Direct de Puissance. Pour chaque structure, différentes méthodes de réglage et différents correcteurs ont été analysés afin de choisir la structure qui s'adapte le mieux aux applications multi-fréquentielles.

Le troisième chapitre est consacré à la comparaison, tant théorique qu'expérimentale des différentes structures de contrôle avancées en basse tension. L'étude théorique est basée sur une analyse de robustesse face aux erreurs d'estimation et une analyse du volume de calcul de chaque structure de contrôle. La comparaison expérimentale a lieu en analysant les réponses transitoires, en régime permanent et, dans certains cas, en cas de déséquilibre de la charge.

Le quatrième et dernier chapitre concerne l'étude de la montée en tension en abordant le sujet de la commande des dispositifs de puissance médiane et avec fréquences de commutation modérées. Dans un premier temps, on présente un bilan des principales topologies et techniques de modulation des convertisseurs multiniveaux. On analyse par la suite les limitations qui apparaissent dans la partie puissance des convertisseurs en montant en tension en choisissant une topologie et une technique de modulation « standard » pour postérieurement analyser l'aspect du contrôle avec les correcteurs à base d'intégrateurs. La dernière partie de ce chapitre présente les résultats obtenus en simulation et en expérimental.

Une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturent le document.

## CHAPITRE 1: FILTRAGE ACTIF DE PUISSANCE

Le filtrage actif de puissance est reconnu comme l'une des applications les plus contraignantes, du point de vue de la commande plus particulièrement, car les trajectoires poursuivies sont de plusieurs fréquences, sur un spectre assez large. Par ailleurs, ce type de compensateur travaille en environnement perturbé. Cela implique l'utilisation de bandes passantes plus élevées (ou bien un spectre adapté) et donc une attention spéciale aux réglages des correcteurs afin d'éviter d'éventuels problèmes de stabilité. C'est pour ces raisons que notre choix s'est porté sur cette application pour tester les structures de contrôle avancées multi-fréquentielles qui seront développées dans le chapitre suivant.

Ce chapitre introduit le filtrage actif et ses contrôles génériques et ce, afin de présenter les différentes solutions de filtrage possibles face à la problématique des harmoniques et de décrire l'application choisie : le filtrage actif parallèle. Ainsi, le chapitre débute avec la problématique autour des harmoniques. Ensuite, les différentes solutions de filtrage possibles sont présentées et enfin, on se focalisera sur le filtrage actif parallèle, en analysant les différents types de filtres, leur modélisation et leur structure de contrôle.

### 1.1 PROBLEMATIQUE DES HARMONIQUES

La problématique des harmoniques, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Les charges non linéaires provoquent une distorsion dans le courant, et donc dans la tension, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ces harmoniques. On présentera brièvement l'origine de ces harmoniques, leur propagation, les effets qu'ils produisent et la façon de les quantifier [ET-03].

#### 1.1.1 Origine et représentation

Certains appareils, contenant en général des éléments d'électronique de puissance pour se raccorder au réseau, absorbent un courant qui n'est pas sinusoïdal. Ces charges sont connues sous le nom de charges non linéaires et sont principalement à l'origine de la distorsion harmonique présente sur le réseau. La partie gauche de la Figure 1.1 illustre les courants non sinusoïdaux absorbés par la charge non linéaire la plus répandue : le redresseur à diodes ou à thyristors. Ce dispositif génère les harmoniques impairs non multiples de 3 (dans le cas triphasé), les plus importants étant les harmoniques 5, 7, 11 et 13, comme on le voit sur le spectre de la Figure 1.1.

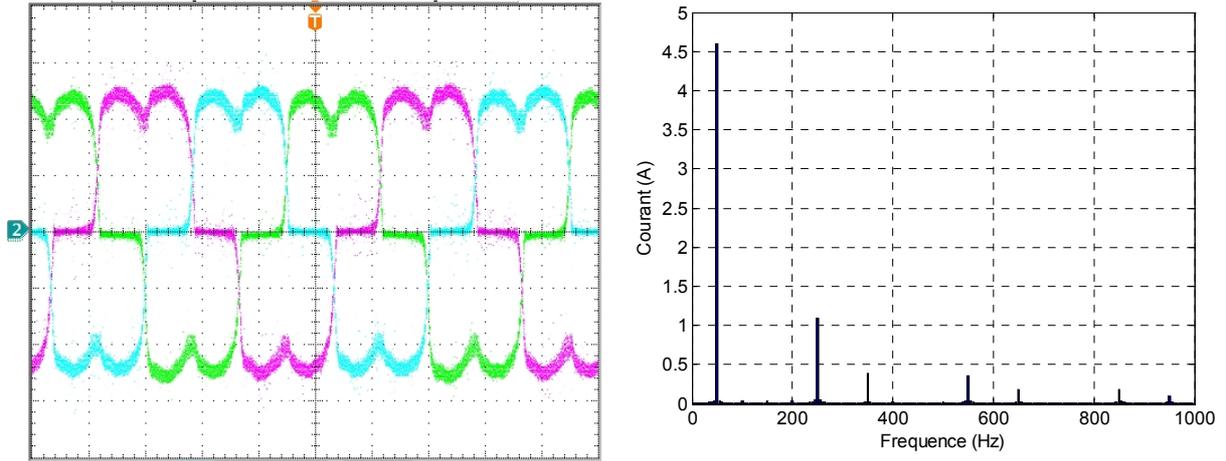


Figure 1.1. Courants absorbés par un redresseur triphasé à diodes à filtrage capacitif (à gauche) et le spectre d'une phase (à droite).

La façon la plus simple de représenter un courant non sinusoïdal est de considérer sa série de Fourier jusqu'à un rang significatif, c'est-à-dire en représentant les fréquences discrètes qui composent ce signal avec une précision souhaitée et une complexité acceptée. Dans ce cas-là, le courant absorbé par les charges non linéaires peut être généralement modélisé comme l'addition de plusieurs sources de courant, une pour chaque composante fréquentielle, mises en parallèle comme le montre la Figure 1.2 [BS-96] :

$$(i)_h = (i)_0 + (i)_1 + \dots + (i)_n = (I)_0 + (I)_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_1) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_n) \quad (1.1)$$

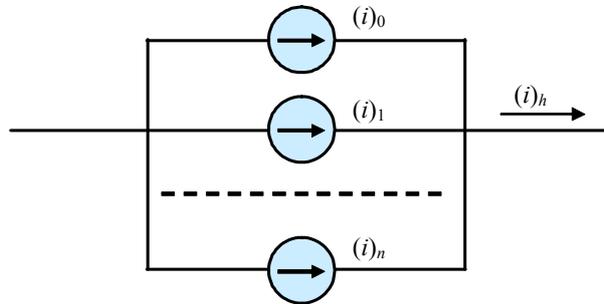


Figure 1.2. Modélisation d'une charge non-linéaire.

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

$$\left. \begin{aligned} (i_a)_h &= (I)_0 + (I)_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_1) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \phi_n) \\ (i_b)_h &= (I)_0 + (I)_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \phi_n - n\frac{2\pi}{3}) \\ (i_c)_h &= (I)_0 + (I)_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \phi_n + n\frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

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), l'harmonique 5 un système inverse (la séquence des phases

est inverse par rapport à la tension réseau), l'harmonique 7 un système direct (même séquence que la tension réseau), 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 la charge modifie la tension au point de raccordement et vice-versa. Une méthode itérative serait donc nécessaire pour mener une étude approfondie des interactions entre les charges non linéaires et le réseau. Toutefois, pour des raisons de simplification, on considère ici les charges non linéaires indépendantes des harmoniques de la tension réseau. En d'autres termes, on étudiera les effets des harmoniques de courant sur le réseau et non l'inverse.

### 1.1.2 Propagation

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

- *Les bifurcations* : à chaque bifurcation le courant se partage 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 est différente et donc le rapport entre les courants acheminés par chaque branche aussi.

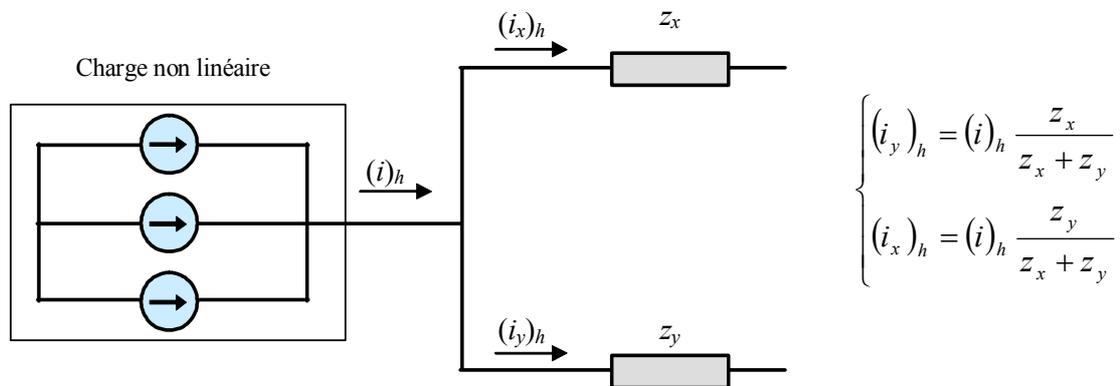


Figure 1.3. Division des courants harmoniques dans une bifurcation.

- *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, etc. La propagation des harmoniques homopolaires est 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, comme 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 ( $P_R$ ) 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 (voir Figure 1.4).

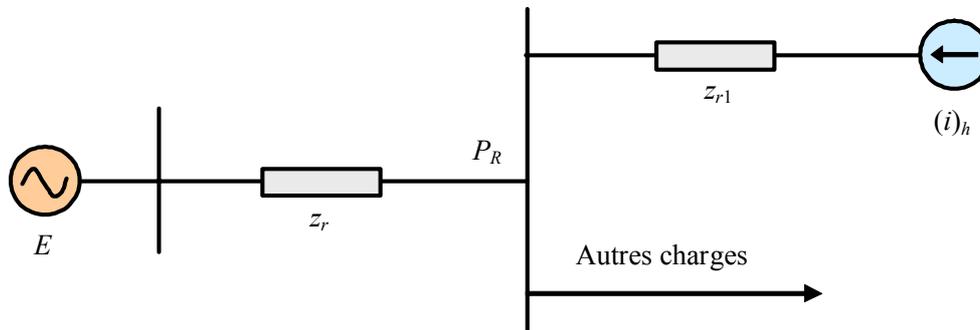


Figure 1.4. Influence des harmoniques de courant sur la tension au point de raccordement.

### 1.1.3 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 crête de l'onde.
- *Les effets à terme* sur les machines tournantes, les transformateurs et les condensateurs, ce qui se manifeste 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 :

- 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 réalisable car elle exigerait des modifications très importantes et onéreuses, voire impossibles.
- 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 et est connue sous le nom de filtrage d'harmoniques.

### 1.1.4 Caractérisation et normes

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 :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I)_h^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (I)_h^2}} \cdot 100 \quad (1.3)$$

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

Afin de limiter l'influence d'une charge polluante sur les différentes charges connectées au réseau, et en même temps pour limiter l'influence des charges sur le réseau de façon à éviter la modification de ses caractéristiques, des normes sur la qualité de l'énergie ont été développées. La norme principale, IEEE 519: 1992, *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems*, détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique. Elle impose également les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de distorsion harmonique totale sur le réseau [IE-92]. Cette norme limite la distorsion harmonique (THD) du courant des réseaux <69kV à 5%.

## 1.2 SOLUTIONS POSSIBLES

Plusieurs solutions, basées sur le filtrage d'harmoniques, ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques dans le réseau électrique. La solution la plus classique et largement utilisée dans l'industrie consiste à utiliser des filtres passifs. Plus tard, afin de surmonter les limitations des filtres passifs, les filtres actifs ont été conçus et commercialisés. Ces dernières années, la combinaison de filtres passifs et actifs, appelée filtres actifs hybrides, est devenue de plus en plus répandue grâce à ses avantages par rapport aux filtres passifs ou actifs. Cependant, pour l'instant, ces filtres hybrides ont eu une pénétration très limitée sur le marché.

### 1.2.1 Filtres passifs

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination d'harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs comme des inductances, des condensateurs et des résistances. En général, les filtres d'harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges génératrices d'harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électriques, etc.).

On différencie quatre types de filtres passifs : les filtres réglés à des fréquences déterminées, les filtres passe-haut, les filtres passe-bas et les filtres passe-bande. Le choix le plus commun pour le redresseur à thyristors de haute puissance consiste à utiliser une combinaison de plusieurs filtres réglés à une seule fréquence (sur les harmoniques 5, 7, 11 et 13) et un filtre passe haut du deuxième ordre réglé autour de la fréquence de l'harmonique 17 comme le montre la Figure 1.5 [AK-05].

La fonction de transfert de ces filtres passifs est donnée ci-dessous :

$$G(s) = \frac{\frac{1}{L_5}s}{s^2 + \frac{1}{C_5L_5}} + \frac{\frac{1}{L_7}s}{s^2 + \frac{1}{C_7L_7}} + \frac{\frac{1}{L_{11}}s}{s^2 + \frac{1}{C_{11}L_{11}}} + \frac{\frac{1}{L_{13}}s}{s^2 + \frac{1}{C_{13}L_{13}}} + \frac{\frac{1}{R_{17}}s^2 + \frac{1}{L_{17}}s}{s^2 + \frac{1}{R_{17}C_{17}}s + \frac{1}{L_{17}}} \quad (1.4)$$

Où  $L$ ,  $R$  et  $C$  représentent les différents paramètres du filtre de connexion.

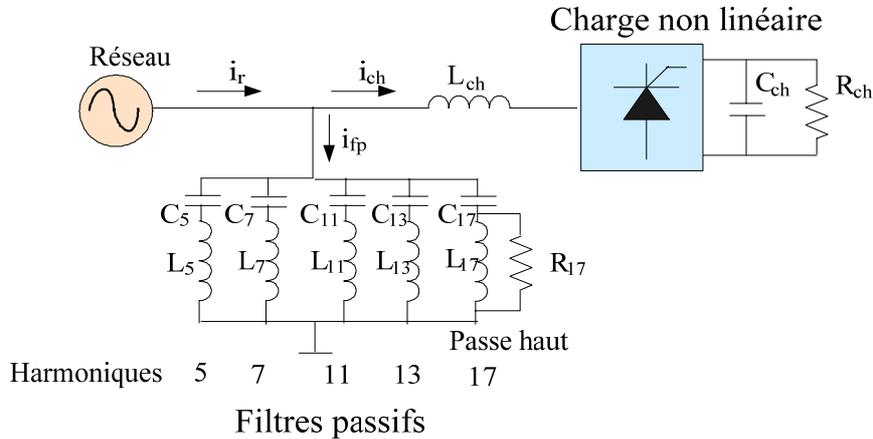


Figure 1.5. Schéma bloc monophasé de plusieurs filtres passifs connectés en parallèle sur un réseau pollué.

A partir des valeurs utilisées dans [RI-03], on obtient la réponse fréquentielle suivante :

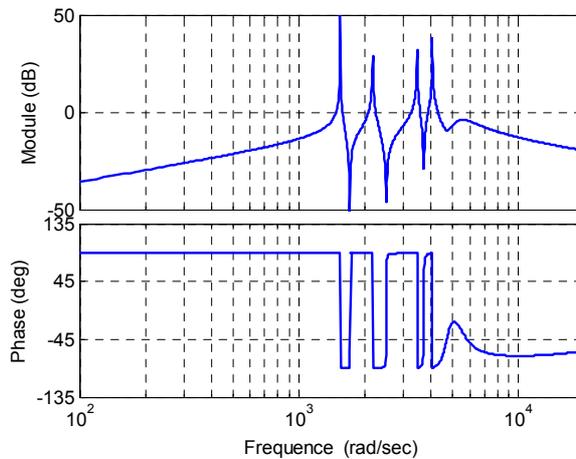


Figure 1.6. Réponse fréquentielle d'un filtre passif composé de quatre filtres réglés sur la fréquence des harmoniques 5, 7, 11 et 13 et un filtre passe haut réglé à la fréquence de l'harmonique 17.

Les filtres harmoniques passifs ont l'avantage de pouvoir corriger le facteur de puissance en dimensionnant correctement les condensateurs afin d'échanger une quantité déterminée de puissance réactive avec le réseau. Cependant, ces filtres présentent quelques inconvénients :

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

- La conception des filtres passifs doit considérer la tolérance de fabrication et les dérives paramétriques qui apparaissent à l'usage.

Ainsi, avant d'installer un filtre de ce type, une étude détaillée doit être menée afin d'analyser, cas par cas, les risques de résonance et de surcharge.

### 1.2.2 Filtres actifs

Les filtres actifs de puissance sont composés d'un onduleur connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif. Les avantages les plus importants de ces filtres actifs par rapport aux filtres passifs sont les suivants [AK-05] :

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

Pourtant, ils ont aussi quelques inconvénients :

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

Deux différents types de filtres actifs sont à dissocier :

- *Le filtre actif parallèle*, ce filtre se comporte comme une source de courant qui compense les courants harmoniques des charges non linéaires, mais aussi les déséquilibres ou encore les courants réactifs (voir Figure 1.7).

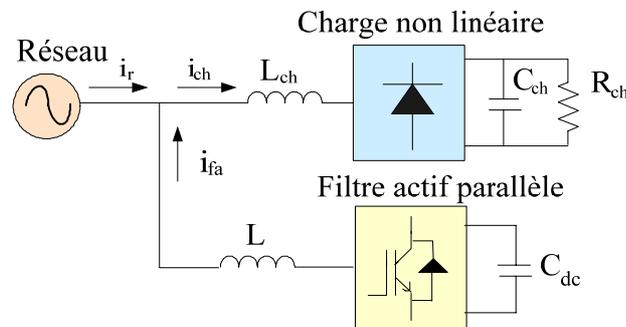


Figure 1.7. Schéma bloc monphasé d'un filtre actif parallèle.

- *Le filtre actif série*, ce filtre sert à filtrer les perturbations de tension provenant du réseau. Ce filtre se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux perturbations de la tension (harmoniques, déséquilibres, creux) venant du réseau en protégeant la charge des imperfections de la tension du réseau (voir Figure 1.8).

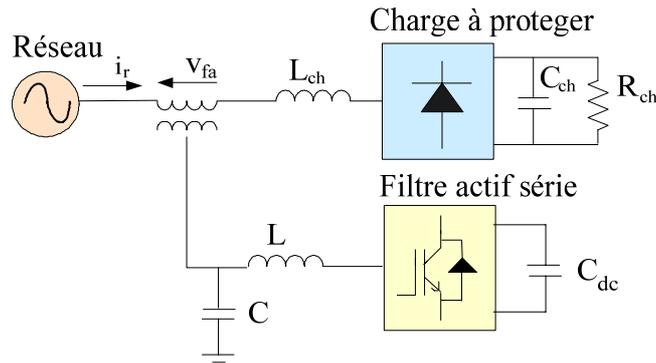


Figure 1.8. Schéma bloc monophasé d'un filtre actif série.

### 1.2.3 Filtres actifs hybrides

Le filtre actif hybride est une combinaison de filtres actifs (connectés avec ou sans transformateur triphasé ou trois transformateurs monophasés) et de filtres passifs. Ainsi, les filtres passifs éliminent les harmoniques en basses fréquences, ce qui permet de réduire le dimensionnement du filtre actif qui ne compense que le reste de perturbations. En conséquence, le filtre actif est plus petit (au niveau de dimensionnement) que pour un filtre actif conventionnel et la réponse est bien meilleure qu'avec des filtres passifs seuls.

Souvent le filtre passif est formé par deux filtres réglés aux fréquences des harmoniques 5 et 7 et un filtre passe haut réglé autour de la fréquence de l'harmonique 11. Ainsi dans ce cas, le filtre actif permet d'éviter des résonances entre les éléments passifs et le réseau [AK-05]. Plusieurs configurations possibles entre les filtres actifs et passifs ont été étudiées dans la littérature [PE-88] [FU-91] [RA-95] [SE-99] [DT-01] [CL-01], la Figure 1.9 montre l'une des configurations les plus récentes [SR-03].

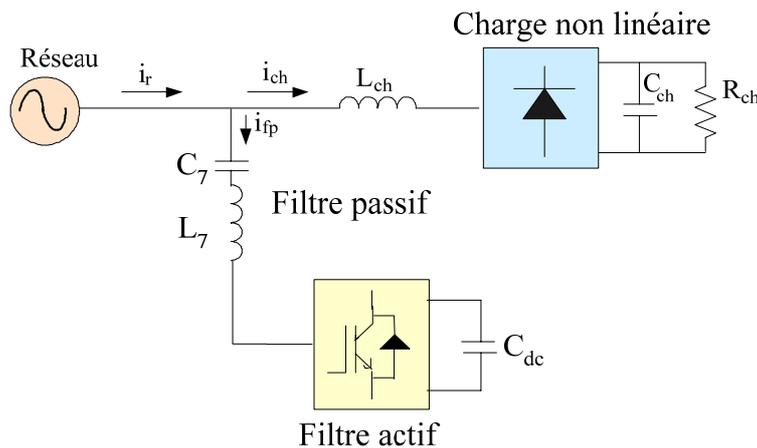


Figure 1.9. Schéma bloc d'un exemple de filtre actif hybride.

## 1.3 FILTRE ACTIF PARALLELE

Des trois solutions possibles présentées (filtres passifs, actifs et hybrides), on ne s'intéresse dans cette étude qu'au filtre actif, et en particulier, au filtre actif parallèle. Ce choix a été arrêté par le fait que le filtre actif est un dispositif bien connu, très développé et déjà commercialisé. On le considère donc comme un outil support pour nos travaux, à savoir

pouvoir synthétiser et tester des structures de contrôle avancées qui seront présentées dans le chapitre suivant. Ainsi, par la suite, on va se concentrer sur le filtre actif shunt.

Les filtres actifs parallèles de puissance sont composés d'un onduleur connecté au réseau à travers d'un filtre de nature inductive. Ils sont connectés avec ou sans transformateur en parallèle avec le réseau comme le montre la Figure 1.7.

Les filtres actifs parallèles, à part pour compenser certains harmoniques, ont aussi d'autres possibles fonctionnalités :

- Contrôle de la puissance réactive
- Equilibrage des charges
- Réduction du flicker
- Redresseur à prélèvement sinusoïdal

### **1.3.1 Etat de l'art des filtres actifs parallèles**

Dans [AL-02] un état de l'art des filtres actifs de puissance parallèles est présenté. Cette étude a été approfondie et ensuite élargie aux filtres actifs multiniveaux et aux filtres actifs de moyenne tension.

Même s'il existe des références antérieures sur les filtres actifs [BI-69] [SS-71], la première famille de filtres actifs parallèles a été conçue à partir d'onduleurs à thyristors commandés en MLI [GY-76]. Ces filtres ont été développés pour éliminer les harmoniques générés par les convertisseurs utilisés dans les systèmes de transmission de courant continu en haute tension (HVDC). Toutefois, à cette époque la technologie des interrupteurs d'électronique de puissance ne permettait pas un développement applicatif significatif.

Les années suivantes ont vu des progrès importants avec la commercialisation de composants d'électronique de puissance qui commutent des puissances de plus en plus importantes avec des fréquences de plus en plus élevées. Ainsi, en 1982, le premier *filtre actif parallèle* de 800kVA, composé d'un commutateur de courant à MLI et thyristors GTO, a été installé pour la compensation d'harmoniques [AK-95].

Par la suite, de nombreux onduleurs de puissance commandés en MLI ont été développés pour des applications de filtrage actif [AK-86] [PE-90]. En conséquence, les filtres actifs parallèles ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde et surtout au Japon, où en 1996, il y avait plus de cinq cents filtres actifs parallèles installés avec des puissances allant de 50kVA à 2MVA [AK-96].

Les premiers dispositifs ne compensaient que les perturbations harmoniques de courant. Toutefois, les filtres actifs ont évolué et des prototypes avec des fonctionnalités plus nombreuses ont été conçus. Les filtres actifs modernes, en plus de compenser et amortir les

courants harmoniques, compensent les déséquilibres de courant, contrôlent la puissance réactive et le flicker.

Jusqu'à cette époque, tous les filtres actifs parallèles étaient installés par les consommateurs industriels. Néanmoins, l'installation par le distributeur d'énergie de ces dispositifs peut s'envisager. Dans ce cas, l'objectif principal est d'amortir la résonance entre les condensateurs de compensation de puissance réactive et l'inductance de la ligne plutôt que de réduire la distorsion harmonique de la tension à travers la ligne [AK-97].

Au cours de l'année 1997, la *topologie multiniveaux* a débuté aussi pour des applications de filtrage actif. La référence [AU-97] présente un filtre actif avec un onduleur clampé par le neutre et dans [PE-97b] l'auteur a présenté un filtre actif en utilisant des onduleurs en cascade de 11 niveaux. Les années qui ont suivi ont vu de nombreuses publications sur les filtres actifs multiniveaux avec différentes topologies : dans [SN-01], l'auteur propose une topologie à capacité flottante avec commutation douce ; la référence [MI-04] utilise un convertisseur en cascade asymétrique, etc. Cependant, de nos jours, la plupart des filtres actifs parallèles utilisent des convertisseurs clampés par le neutre [HU-02] [SF-03] [LI-04a].

L'évolution des dispositifs d'électronique de puissance vers des applications à chaque fois plus puissantes est palpable dans le domaine des filtres actifs, quoique à moindre échelle qu'ailleurs. On y constate, de plus en plus, une évolution vers des tensions et des puissances plus élevées, y compris sans transformateur de couplage.

La première référence sur un filtre actif connecté à un réseau de *moyenne tension* date de 2001. La référence [TN-01] propose la connexion d'un filtre actif shunt monophasé à l'extrémité d'une ligne de traction de 25kV dans le but de diminuer les harmoniques de tension 3, 5 et 7 au point de connexion du filtre et de fournir de la puissance réactive pour maintenir la tension sur la ligne. Par la suite, [TN-02] propose une étude similaire mais avec un convertisseur de topologie hybride de cinq niveaux. Un bras de ce convertisseur est composé d'un convertisseur clampé par le neutre (NPC) qui utilise des IGBTs et l'autre bras est composé d'un convertisseur à deux niveaux conventionnel à IGCTs.

Une contribution plus récente est consacrée à un filtre actif à base d'onduleurs en cascade connecté à un réseau de 4.16kV avec transformateur [RA-05]. L'auteur constate qu'une combinaison des semiconducteurs de puissance élevée et une inductance de filtre réduit en moyenne tension peut être une solution compétitive, au niveau du coût, par rapport aux filtres actifs conventionnels en basse tension.

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

D'un côté, dans [LU-95], l'auteur propose l'utilisation d'un filtre actif hybride à base d'un onduleur multiniveau à capacité flottante pour se connecter à un réseau de 20kV. L'onduleur se comporte comme un diviseur de tension avec pour but de limiter la tension qui doit supporter le filtre actif. D'un autre côté, dans [SR-03], est décrit un filtre actif hybride biniveaux, constitué d'un filtre passif relié directement en série (sans transformateur) à un filtre actif, le tout directement connecté à un réseau de 3.3kV. Une étude similaire est réalisée dans [IZ-05] où le filtre est connecté à un réseau de 6.6kV mais dans ce cas le but du filtre est d'amortir les harmoniques de la ligne. Finalement, dans [JU-05] l'auteur propose un filtre actif hybride sans transformateur avec topologie NPC qui se connecte à un réseau de distribution de 6kV/10kV.

### 1.3.2 Applications des filtres actifs parallèles

La principale charge polluante, le redresseur à diodes ou à thyristors, est très utilisée que cela soit pour alimenter des charges continues à partir du réseau ou comme un élément d'interfaçage au réseau dans une conversion à étage intermédiaire continu. De plus en plus de dispositifs de ce type se connectent au réseau électrique. De ce fait, les filtres actifs parallèles ont un champ d'utilisation naturel dans les *applications de réseau*, notamment dans les réseaux faibles avec plusieurs charges polluantes et dans les réseaux à courant continu en haute tension (HVDC) [WE-94].

Les filtres actifs sont également utilisés dans des *applications industrielles*, afin de dépolluer une zone avec plusieurs charges non linéaires (redresseurs, certains éclairages, etc.) [BH-96].

En fin, le filtrage actif est également employé dans les *applications tertiaires* car les filtres actifs peuvent être intéressants dans les bâtiments commerciaux, hôpitaux, etc. dans lesquels il y a de nombreuses charges polluantes comme des ordinateurs, éclairage économique, imprimantes lasers, etc. [LA-97]. Ces filtres actifs compensent les courants harmoniques, les courants réactifs et les déséquilibres des charges.

Les applications réseau, industrielles, tertiaires, domestiques et en télécommunications apparaissent comme des environnements particulièrement pollués par les harmoniques. On peut tout de même préciser que quelques fabricants proposent sur leurs catalogues des filtres actifs parallèles: ABB, Siemens, MGE UPS, AIM Europe et Mesta Electronics.

Tous ces fabricants utilisent des composants suffisamment rapides comme les transistors IGBTs. La puissance de ces filtres varie selon le fabricant et selon le modèle avec des gammes allant de 10 à 2000KVA. La quasi-totalité des filtres actifs sont triphasés, ils se connectent tous en basse tension ( $V < 690V$ ), supportent des courants entre 300-480A et donnent le choix de se connecter avec ou sans neutre raccordé. Les filtres permettent une compensation globale des harmoniques, souvent jusqu'à l'harmonique 50. Ces filtres actifs, en plus de réduire les courant harmoniques, améliorent le facteur de puissance et équilibrent

las charges triphasées. L'utilisation de ces filtres produit une réduction des coûts d'exploitation et une prolongation de la durée de vie de l'installation.

### 1.3.3 Classement des filtres actifs parallèles

Il existe une grande variété de types de filtres actifs parallèles. Ils sont classés de différentes manières selon le nombre de phases, la technologie de l'onduleur et la topologie [GR-90] [SG-99] [AK-05].

- Filtres actifs monophasés ou triphasés.
- Filtres actifs avec ou sans neutre raccordé.
- Filtres actifs basés sur l'onduleur de tension ou sur le commutateur de courant.

Même si les filtres actifs monophasés ont été largement étudiés dans la littérature [SI-03] [LI-04b], dans les applications industrielles, ce sont les filtres actifs triphasés qui sont les plus répandus (pour des applications de type variateurs ou redresseurs à dépolluer) du fait que les filtres monophasés sont normalement limités aux applications en basse puissance (les redresseurs des sources d'alimentation en continu), sauf dans le cas de la traction électrique [AK-05].

La deuxième classification se fait autour de la topologie utilisée, avec ou sans neutre raccordé. Les filtres actifs avec neutre raccordé ont été développés afin de pouvoir injecter et compenser les composantes homopolaires. Dans la littérature la plupart des filtres sont connectés sans neutre raccordé. Toutefois, on trouve plusieurs filtres avec neutre raccordé : certains avec un onduleur à trois bras [AD-97] et d'autres avec un onduleur à quatre bras [SH-02].

En ce qui concerne la technologie de l'onduleur, les filtres actifs sont soit basés sur l'onduleur de tension avec un condensateur côté du continu et un filtre de raccordement inductif du côté réseau, soit sur un commutateur de courant avec une inductance du côté continu et un filtre de raccordement capacitif du côté du réseau (voir Figure 1.10).

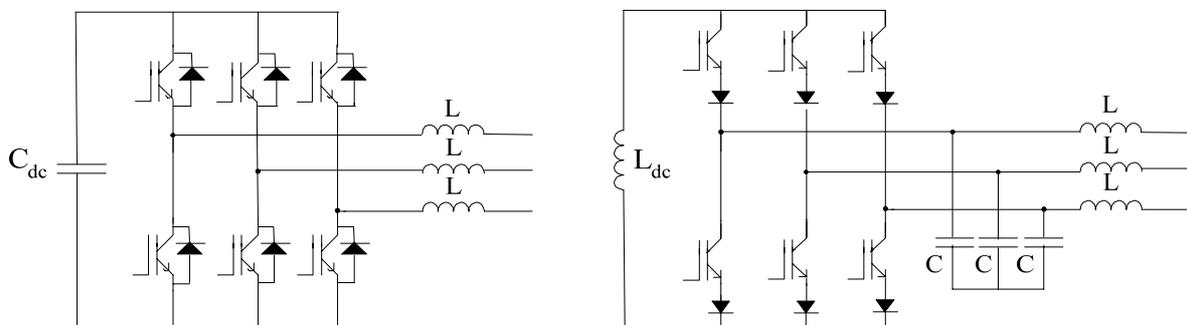


Figure 1.10. Filtre actif basé sur un onduleur de tension (à gauche) et sur un commutateur de courant (à droite).

Actuellement, même si l'on trouve des articles basés sur le commutateur de courant [TO-05], [SL-05], l'onduleur de tension est généralement préféré à cause de son meilleur rendement, de son moindre coût et de son volume plus réduit (si l'on compare le condensateur et

l'inductance du côté continu). Par ailleurs, les modules à IGBTs disponibles actuellement sur le marché sont bien adaptés aux onduleurs de tension car en général une diode en anti-parallèle est rajoutée pour chaque IGBT. Le commutateur de courant a quant à lui besoin de mettre en série avec chaque IGBT une diode anti-retour. De plus, un aspect vient clore provisoirement le choix : le commutateur de courant ne peut pas être utilisé avec des topologies multiniveaux classiques [SG-99]. En conséquence, presque tous les filtres actifs qui sont sur le marché sont composés d'onduleurs de tension [AK-05].

Ainsi, le choix le plus commun dans la plupart des applications consiste à utiliser un filtre actif triphasé basé sur un onduleur de tension sans neutre raccordé.

#### 1.4 MODELISATION D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE

Dans cette étude, on a considéré un filtre actif parallèle formé par un onduleur de tension à trois bras avec des semiconducteurs IGBTs et sans neutre raccordé. Le stockage de l'énergie du côté continu est réalisé par un banc de condensateurs. Pour raccorder l'onduleur au réseau et le commander en courant il est nécessaire d'utiliser un filtre de raccordement de nature inductive. Une solution classique consiste à insérer un filtre  $L$  pour filtrer les courants de haute fréquence.

Une autre solution consiste à utiliser un filtre  $LCL$ . Ce filtre du troisième ordre réduit davantage les harmoniques de découpage et donc une fréquence de commutation plus petite peut être utilisée. C'est un bon outil pour les applications de grande puissance où la fréquence de commutation est limitée [SV-98] [AL-02]. Cependant, les stratégies de contrôle sont plus compliquées et onéreuses car il existe des problèmes de stabilité et de résonances. Dans cette étude un filtre de connexion  $L$  a été utilisé.

La Figure 1.11 présente le schéma monophasé équivalent d'un onduleur de tension connecté au réseau avec un filtre  $L$ , structure que l'on peut considérer comme la brique de base d'un filtre actif shunt.

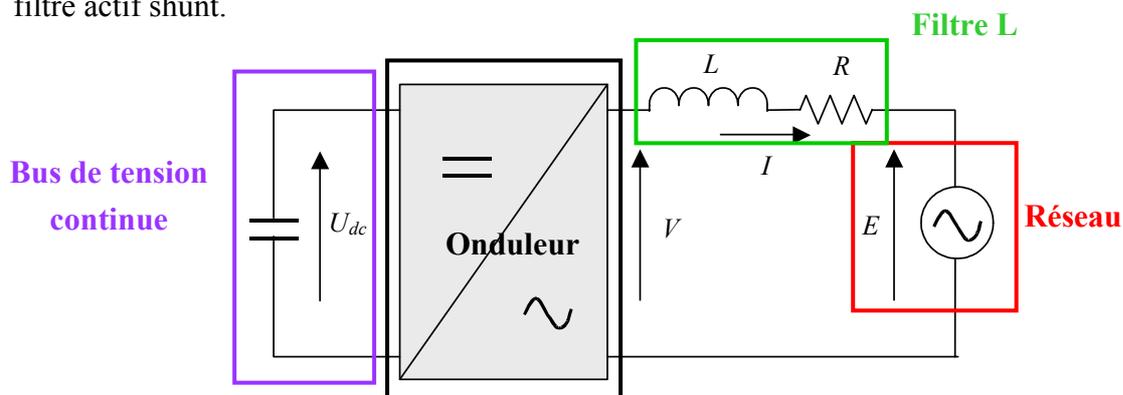


Figure 1.11. Représentation monophasée d'un onduleur de tension connecté au réseau avec un filtre  $L$ .

Si l'on néglige les chutes de tension dans les semiconducteurs, les temps morts et le reste des imperfections, l'ensemble composé de l'onduleur et du bus continu peut être considéré comme une source de tension idéale. Ainsi, le courant injecté dans le réseau est déterminé par

la différence de tensions entre le réseau et l'onduleur et les paramètres du filtre de connexion comme le montre la fonction de transfert suivante :

$$G(s) = \frac{I(s)}{\Delta V(s)} = \frac{1/L}{s + R/L} \quad (1.5)$$

Où  $L$  et  $R$  sont les paramètres du filtre de connexion.

Dans le cadre de cette étude, toutes les commandes développées pour contrôler le système sont numériques. Pour le développement des correcteurs numériques, il est plus adéquat d'utiliser le modèle du système discret plutôt que continu. On donne ainsi la fonction de transfert discrète du modèle :

$$G(z) = \frac{g}{z - d} \quad (1.6)$$

Où:

$$\left. \begin{aligned} d &= e^{-\frac{R}{L}T_e} \\ g &= \frac{1}{R}(1-d) \end{aligned} \right\} \text{et } T_e \text{ est la période d'échantillonnage.}$$

Le fait d'utiliser un système de commande numérique introduit deux retards dans le système : d'un côté le retard d'échantillonnage qui est dû au bloqueur d'ordre zéro (qui est égal à la moitié de la période d'échantillonnage) et de l'autre côté le retard de calcul du correcteur (que l'on considère égal à une période d'échantillonnage).

Afin d'éviter des problèmes de stabilité, le retard dû au calcul a été intégré au système discret à contrôler lors du réglage. La fonction de transfert discrète du filtre  $L$  en considérant le retard de calcul d'une période d'échantillonnage, est donc donnée par l'équation suivante :

$$G'(z) = \frac{1}{z} \cdot \frac{g}{z - d} = \frac{g}{z^2 - d \cdot z} \quad (1.7)$$

Les paramètres du filtre de raccordement et la fréquence d'échantillonnages considérés dans cette étude sont indiqués dans le Tableau 1.1.

Symbole	Désignation	Valeur
$L$	Inductance du filtre	3mH
$T_e$	Période d'échantillonnage	100µs

Tableau 1.1. Paramètres du système et d'échantillonnage.

## 1.5 CONTROLE GÉNÉRIQUE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE

La Figure 1.12 présente le schéma bloc du contrôle générique d'un filtre actif shunt. Ce schéma est représentatif pour toutes les structures de contrôles avec boucles imbriquées. Les parties communes sont :

- La boucle de contrôle de la tension du bus continu.
- La boucle externe d'identification des perturbations.
- La boucle interne de contrôle de courant ou de puissance.
- Le bloc de synchronisation avec le réseau.
- La modulation.

Par la suite un bref bilan de ces parties va être présenté.

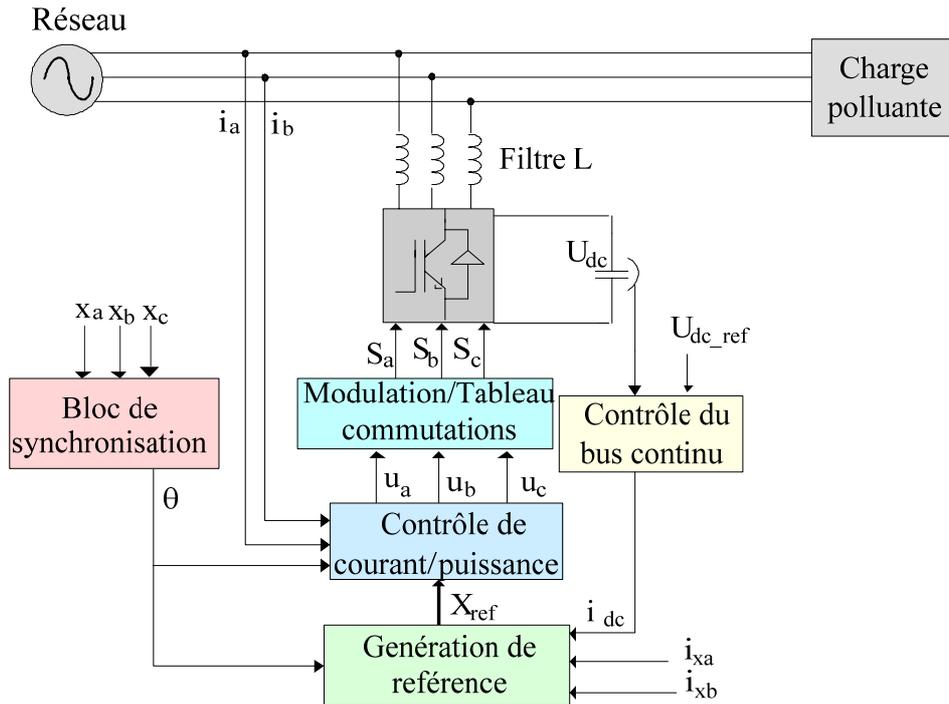


Figure 1.12. Schéma bloc de contrôle générique d'un filtre actif de puissance parallèle.

### 1.5.1 Boucle de contrôle de la tension du bus continu

L'objectif de la boucle de contrôle de la tension du bus continu est de maintenir le bus continu chargé, en compensant les pertes. Cette boucle a comme entrée : la tension de référence,  $U_{dc\_ref}$  et la tension mesurée,  $U_{dc}$  ; et donne à la sortie le courant actif,  $i_{dc}$ , nécessaire pour charger le bus à la valeur choisie. L'option la plus commune pour le contrôle de cette boucle consiste à utiliser un correcteur PI comme le montre la Figure 1.13. Il faut noter que souvent, il y a intérêt, pour des raisons de linéarité, de contrôler le carré de la tension.

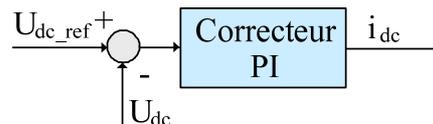


Figure 1.13. Boucle de contrôle de la tension du bus continu.

Le bus continu est généralement composé de deux condensateurs. Si l'on considère que le neutre n'est pas raccordé (voir Figure 1.14), les équations qui relient la tension des condensateurs aux courants du côté alternatif et aux fonctions de commutation sont :

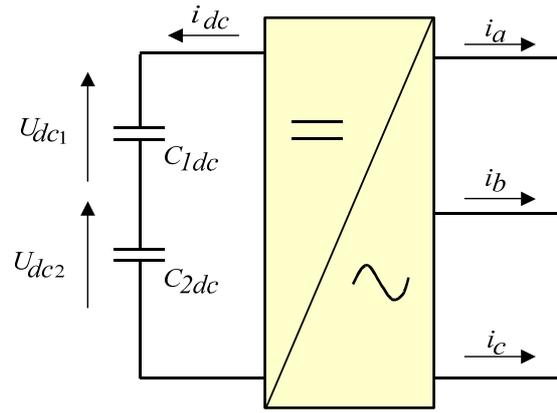


Figure 1.14. Bus continu de l'onduleur de tension sans neutre raccordé.

$$\begin{bmatrix} \frac{dU_{dc1}}{dt} \\ \frac{dU_{dc2}}{dt} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{S_a}{C_{1dc}} & \frac{S_b}{C_{1dc}} & \frac{S_c}{C_{1dc}} \\ \frac{S_a}{C_{2dc}} & \frac{S_b}{C_{2dc}} & \frac{S_c}{C_{2dc}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

## 1.5.2 Boucle externe d'identification des perturbations du courant

Cette boucle identifie les perturbations qui agissent sur le courant, laquelle identification servira à générer les références nécessaires à la compensation. Les perturbations les plus fréquentes affectant les courants dans un système triphasé sont les déséquilibres et la distorsion de la forme d'onde. La sortie de cette boucle est l'entrée de la boucle interne de contrôle (référence de courant ou de puissance).

Un point clé pour l'implantation correcte d'un filtre actif concerne la méthode d'identification temps réel des perturbations car s'il y a une erreur dans cette boucle, même avec le contrôle interne le plus performant, on ne pourra jamais compenser correctement.

Dans la littérature on trouve plusieurs méthodes qui décrivent différents algorithmes d'identification possibles. Plusieurs d'entre eux présentent une comparaison entre différentes méthodes en insistant sur les points forts et faibles de chaque méthode [RU-97] [SO-00] [SA-00] [RC-02] [ET-03] [EM-05] [AS-05] [MZ-05]. Ces méthodes se classifient dans deux groupes selon le domaine temporel ou fréquentiel de l'outil mathématique développé.

### 1.5.2.1 Méthodes du domaine fréquentiel

Les méthodes du domaine fréquentiel utilisent l'analyse de Fourier (la transformée discrète, la transformée rapide, la transformée discrète récursive, etc.) pour identifier les harmoniques de courant [AS-05]. Ces méthodes sont bien adaptées aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Par ailleurs, elles ont l'avantage d'identifier les harmoniques individuellement : elles permettent donc une compensation sélective.

Néanmoins, les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont des résultats moyens en régime transitoire et un volume de calcul et une allocation de mémoire très considérables.

### 1.5.2.2 Méthodes du domaine temporel

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

- *La puissance instantanée  $pq$*  : l'extraction des harmoniques dans cette méthode est réalisée à partir de la puissance instantanée calculée en repère fixe, en utilisant la transformée de Concordia [AK-83]. Ainsi, les puissances sont décomposées en une composante continue, liée au fondamental, et en une composante alternative, liée aux harmoniques, qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-haut.
- *Le courant instantané  $dq$*  : on transforme le courant dans un repère tournant en utilisant la transformée de Park. Ainsi, les courants sont composés d'une composante continue, liée au fondamental, et une composante alternative, liée aux harmoniques, qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-haut [AD-96] ou un filtre passe-bas [BH-98].
- *Filtrage sélectif* : ces méthodes permettent la compensation sélective des harmoniques car les harmoniques sont extraits un par un. On différencie plusieurs techniques : le filtre Notch [RA-95], les intégrateurs généralisés en repère fixe [SM-97], etc. Ces techniques ont besoin d'une connaissance du contenu harmonique du courant pour pouvoir régler correctement les filtres d'extraction.

Dans [AS-05], on remarque l'importance de l'implantation numérique de ces filtres passe haut et passe bas car ils influent considérablement dans la dynamique et la précision du filtre actif.

La méthode de la puissance instantanée  $pq$  est l'une des plus utilisées. Cependant si la tension réseau est perturbée ou déséquilibrée et s'il y a une coïncidence entre ses harmoniques et ceux du courant, il y aura un transfert de puissance active non seulement à travers des grandeurs fondamentales mais au travers des harmoniques. Ainsi, les composantes harmoniques ne seront pas identifiées par cette méthode et il y aura une erreur d'estimation des harmoniques du courant qui ne s'annule pas. Pourtant, la méthode de courant instantané  $dq$  permet d'obtenir des meilleures performances même si la tension réseau est perturbée ou déséquilibrée car la perturbation de la tension réseau n'a aucune influence sur la capacité d'identification de la méthode [ET-03].

Dans cette méthode de courant instantané  $dq$  [AD-96] [SO-00], aussi appelée *méthode synchrone*, on transforme le courant dans un repère tournant en utilisant la transformée de Park. Ainsi, la composante continue et la composante alternative des courants sont séparées en utilisant un filtre passe-haut. La séparation entre la composante fondamentale et les harmoniques devra être réalisée avec le minimum d'atténuation et de déphasage possible des harmoniques identifiés. Pour cela un filtre d'ordre élevé est souhaité. Cependant, ce type de

filtre est difficile à implanter en pratique. Ainsi, un choix simple peut être d'utiliser un filtre passe-haut de type Butterworth du 2<sup>ème</sup> ordre avec une fréquence de coupure de 10Hz.

La Figure 1.15 présente le module d'identification de la perturbation utilisé.

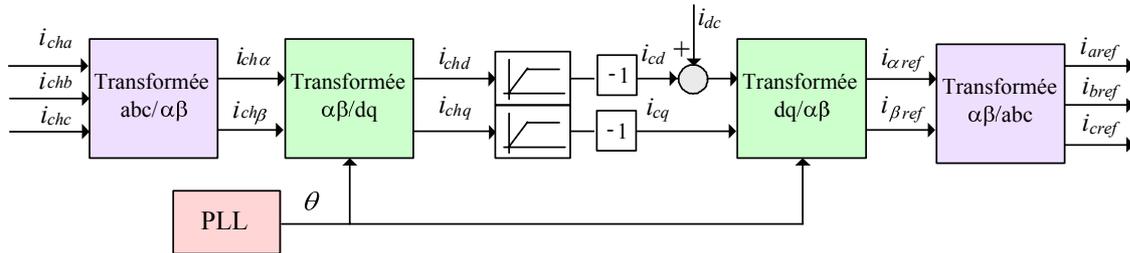


Figure 1.15. Schéma bloc de la boucle externe d'identification des perturbations du courant avec la méthode de courant instantanée  $dq$ .

### 1.5.3 Boucle interne de contrôle de courant ou de puissance

Cette boucle de contrôle a comme entrées les variables de référence et de mesure et donne les tensions qui vont au modulateur. Dans la plupart des cas, cette boucle de contrôle sert à régler les courants, avec des correcteurs à Hystérésis, correcteurs à base d'intégrateurs (comme le correcteur PI en repères tournants multiples ou le correcteur Multi-Résonant), correcteurs de type Dead-Beat, etc. Toutefois, dans le cas du Contrôle Direct de Puissance cette boucle contrôle directement les puissances instantanées.

Cette boucle est un point critique dans le contrôle du système car elle doit disposer d'une bande passante suffisante afin de pouvoir corriger, en sus du fondamental, les composantes harmoniques. Par ailleurs, dans cette boucle il faut considérer l'effet du retard de calcul de l'implantation numérique dans le réglage des correcteurs afin d'éviter des problèmes de stabilité car dans cette application la fréquence de commutation et celle de l'harmonique le plus haut que l'on veut compenser sont relativement proches. Ainsi, dans l'ensemble de l'application au filtrage actif, cette boucle devient critique car les bonnes performances du filtre dépendent surtout de la qualité des contrôles de cette boucle.

Par ailleurs, des exigences de plus en plus élevées sont demandées aux systèmes d'électronique de puissance, ce qui conforte l'intérêt d'étudier et de développer des nouvelles structures de contrôle plus performantes qui permettent d'atteindre des meilleurs résultats. Cette boucle interne de contrôle va être analysée en détail dans le chapitre suivant et elle est le noyau principal de l'étude proposée dans cette thèse.

### 1.5.4 Bloc de synchronisation

Afin d'échanger une puissance contrôlée, l'onduleur doit toujours être synchronisé avec le réseau. Le but du bloc de synchronisation est donc d'obtenir la phase de la tension instantanée du réseau. Plusieurs techniques sont utilisées, le choix le plus commun consiste à utiliser une boucle à verrouillage de phase (en anglais PLL, *Phase Locked Loop*) [HS-96]. Cependant, quelques auteurs utilisent aussi une estimation du flux virtuel [MA-04].

### 1.5.4.1 PLL

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 PLL réalise la suivi de phase de la composante directe de la tension du réseau,  $e_d$ , afin d'éliminer la composante en quadrature,  $e_q$ , ce qui se produit lorsque la phase estimée,  $\theta_{est}$ , est égale à la phase du réseau. La Figure 1.16 montre la structure classique d'une PLL triphasée [HS-96]. Elle est composée d'un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un filtre passe-bas (le correcteur) et un oscillateur (l'intégrateur).

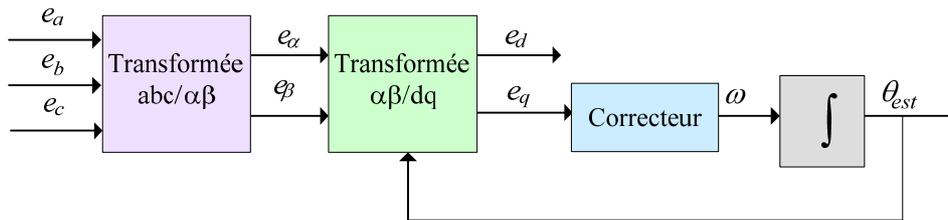


Figure 1.16. Structure classique d'une PLL triphasée.

Souvent la tension du réseau n'est pas parfaite et présente des harmoniques. Dans ce cas-là, la vitesse et l'amplitude instantanées du phaseur équivalent de la tension du réseau ne sont pas constantes. La vitesse moyenne de rotation et l'amplitude moyenne correspondront à la vitesse et l'amplitude de la composante fondamentale, tandis que les oscillations seront dues aux harmoniques.

Du fait de la nature du filtre d'une PLL, l'information de phase obtenue à sa sortie 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, c'est-à-dire, contenant tous les harmoniques. Par contre, si la bande passante est suffisamment réduite, les harmoniques seront filtrés et la sortie sera une image de la phase du phaseur équivalent de la composante fondamentale. Cette dernière méthode est la meilleure solution pour pouvoir rejeter les harmoniques qui agissent sur la phase [ET-03].

Ce fait entraîne 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. Evidemment, cette dynamique limitée provoque un ralentissement du temps de synchronisation lors de la mise en route du système.

Généralement, un correcteur PI est utilisé dans le correcteur de la PLL. Le réglage du correcteur de la PLL et la robustesse de la méthode ont été largement analysés dans [KU-97] [ET-03] [AW-04].

### 1.5.4.2 L'estimateur du flux virtuel

Initialement, l'estimation de la tension du réseau par la méthode du flux virtuel était utilisée pour améliorer le contrôle pour des systèmes avec boucles imbriquées [SX-95]. Ensuite dans [MA-01], cette technique a été utilisée pour calculer les puissances instantanées sans nécessité

des capteurs de tension. Plus tard, l'estimateur du flux virtuel a servi à se synchroniser au réseau [MA-04].

Le principe basique de cette technique de synchronisation consiste à calculer la tension du réseau à partir de l'estimation des tensions de l'onduleur et du filtre. Toutefois, afin d'améliorer la qualité du calcul et d'éviter les discontinuités de la tension de l'onduleur, l'estimation de la tension est réalisée à travers le flux virtuel.

Afin d'identifier le flux virtuel, la tension du réseau et les inductances du filtre sont considérées comme les grandeurs d'un moteur alternatif virtuel comme montre la Figure 1.17. Ainsi,  $L$  et  $R$  représentent l'inductance et la résistance du stator du moteur virtuel et donc les tensions entre phases  $e_{ab}$ ,  $e_{bc}$  et  $e_{ca}$  seront induites par un flux virtuel. L'intégration des tensions entre phases crée un vecteur de flux virtuel dans les coordonnées  $\alpha\beta$ , voir équation (1.9).

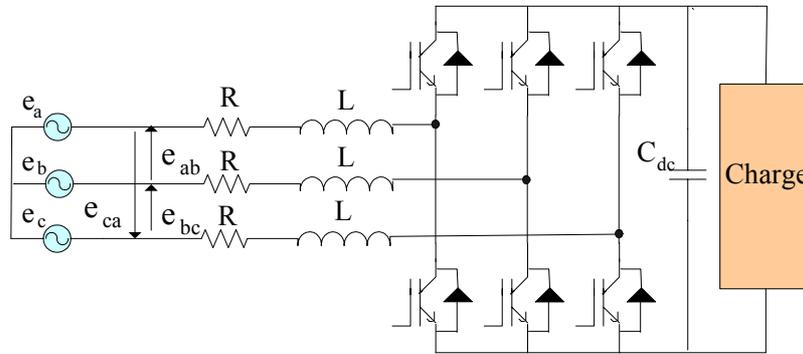


Figure 1.17. Schéma bloc d'un onduleur triphasé avec la partie alternative représentée comme un moteur AC virtuel.

$$\Psi_{\alpha} = \int e_{\alpha} \cdot dt = \int \left( v_{\alpha} - L \frac{di_{\alpha}}{dt} \right) \cdot dt \quad (1.9)$$

$$\Psi_{\beta} = \int e_{\beta} \cdot dt = \int \left( v_{\beta} - L \frac{di_{\beta}}{dt} \right) \cdot dt$$

Où  $\Psi$  est le flux virtuel,  $e$  est la tension du réseau et  $v$  est la tension de l'onduleur. La chute de tension dans la résistance a été négligée.

La tension de l'onduleur en coordonnées  $\alpha\beta$  est donnée par l'expression suivante :

$$v_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left( S_a - \frac{1}{2}(S_b - S_c) \right) \quad (1.10)$$

$$v_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c)$$

Où les variables  $S$  sont les états de commutation de chaque phase et  $U_{dc}$  la tension du bus continu.

L'expression du flux virtuel devient :

$$\Psi_{\alpha} = \int \left( \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \left( S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \right) \cdot dt - L \cdot i_{\alpha} \quad (1.11)$$

$$\Psi_{\beta} = \int \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{dc} (S_b - S_c) \right) \cdot dt - L \cdot i_{\beta}$$

Ainsi, la phase instantanée du phaseur équivalent de tension du réseau d'un système triphasé est obtenue par l'expression suivante. Un déphasage égal au quart de la période est ajouté car la tension est en quadrature avec le flux virtuel.

$$\theta = \arctan\left(\frac{\Psi_{\beta}}{\Psi_{\alpha}}\right) + 90^{\circ} \quad (1.12)$$

Cette technique permet d'obtenir de bonnes valeurs de phase même quand la tension du réseau est relativement perturbée. Par ailleurs, ce mécanisme de synchronisation permet d'éliminer les capteurs de tension et donc fait diminuer le coût de l'ensemble du système. Néanmoins, cette technique présente l'inconvénient de se connecter directement, sans une mise en marche graduelle, ce qui dans certaines applications peut être critique à cause des forts transitoires lors du démarrage (car dans les premiers instants, les valeurs des états de commutation ne sont pas connues).

### 1.5.5 Modulation

La fonction de la modulation est de déterminer les instants de commutation des interrupteurs afin d'obtenir une séquence de commutation qui présente le même spectre basse fréquence que le signal d'origine. La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) consiste à adopter une fréquence de commutation suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximale du signal de sortie souhaité, 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. L'objectif de cette commande est de diminuer les harmoniques supplémentaires et non-souhaités présents dans les courants générés par l'onduleur. Ce sujet a été largement abordé dans plusieurs études de recherche : [HO-03] [ET-03] [GO-05]. On distingue deux techniques : la MLI intersective et la MLI vectorielle. On notera à ces sujets, qu'une très intéressante monographie a été fait dans [CP-02].

#### 1.5.5.1 MLI intersective

C'est la modulation la plus classique. Elle consiste à comparer le signal de référence de tension à une porteuse haute fréquence. Le résultat de cette comparaison détermine les instants de commutation des interrupteurs et donc d'application de tensions positives ou négatives. De nos jours, la plupart des systèmes de contrôle d'onduleurs s'implantent sur des dispositifs numériques. Ainsi, une MLI avec échantillonnage régulière est souvent utilisée, où la référence de la tension reste constante pendant la période d'échantillonnage.

Différents types de MLI sont analysés dans la littérature :

- A porteuse *en dent de scie* (à gauche ou à droite) ; à porteuse *triangulaire centrée* où les deux côtés de la porteuse sont modulés, ce qui améliore considérablement les performances harmoniques ; à porteuse *aléatoire*, méthode utilisée pour réduire les bruits acoustiques des machines électriques et les interférences électromagnétiques avec les autres systèmes.
- *Synchrone* ou *asynchrone*, selon que la modulante et la porteuse sont de fréquences exactement multiples ou non. La MLI asynchrone, un cas très fréquent lors de l'application au filtrage actif, peut introduire des sousharmoniques dans la tension.
- A *échantillonnage régulier symétrique* ou *asymétrique*, selon que la référence est échantillonnée à chaque période ou à chaque demi-période. La MLI avec porteuse triangulaire à échantillonnage régulier asymétrique améliore considérablement le spectre harmonique.
- *Avec injection d'harmonique de rang 3*, pour augmenter l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur.

#### 1.5.5.2 MLI vectorielle

A la différence de la MLI intersective, dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs (afin d'obtenir en valeur moyenne une tension de référence à partir des états de commutation de l'onduleur) sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques.

Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur. En général, la valeur moyenne du vecteur de référence peut être calculée en utilisant plus d'un vecteur par cycle de modulation, par l'approximation MLI valeur moyenne. Si l'on sélectionne les vecteurs adéquats et si l'on les applique dans l'ordre correct il est possible d'obtenir une fréquence de commutation à la sortie relativement élevée avec une fréquence de commutation réduite au niveau de composante.

La modulation vectorielle diffère, entre autres choses, des techniques intersectives par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps.

## 1.6 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre on a abordé la problématique des harmoniques et les solutions possibles. On conclut, que même si les filtres actifs hybrides se présentent comme une bonne solution dans un futur proche, de nos jours, les filtres actifs parallèles apparaissent comme la solution la plus standard pour le filtrage de courants harmoniques.

Ainsi, on a retenu l'application au filtrage actif parallèle. Cette application est considérée comme très exigeante car elle implique des bandes passantes très élevées, ce qui influence

considérablement la stabilité du système. Dans ce contexte, la boucle de contrôle interne de courant ou de puissance devient critique, ce qui justifie qu'on a fait de cette boucle l'étude principale de cette thèse. Par la suite, différentes structures de contrôle avancées vont être analysées pour cette application.



## CHAPITRE 2 : STRUCTURES DE CONTROLE AVANCEES POUR DES APPLICATIONS MULTI-FREQUENTIELLES

### 2.1 NECESSITE DES STRUCTURES DE CONTROLE AVANCEES

Les évolutions techniques et réglementaires qui ont eu lieu ces dernières années sur le réseau électrique ont donné lieu à des exigences chaque fois plus élevées pour les systèmes à base d'électronique de puissance, du point de vue de l'augmentation de la tension, de la dynamique, de la bande passante, etc. Les actionneurs réseau et les systèmes de traction (ou de propulsion) en sont les exemples les plus significatifs.

Afin de surmonter les limitations technologiques des semiconducteurs au niveau des tensions et des courants de commutation, ils peuvent être regroupés en série, en parallèle ou sous forme de topologies multiniveaux et multipulse. Les techniques de commande utilisées doivent être également révisées pour vérifier que les performances exigées dans les différentes applications sont atteintes.

Dans cette thèse, on analyse des structures de contrôle avancées, et plus particulièrement les configurations multi-fréquentielles, comme par exemple le filtrage harmonique, en étudiant leur extension depuis la basse tension vers des applications de tension et puissance plus élevées (de l'ordre de quelques MWs). Ces contrôles doivent atteindre des performances très exigeantes du point de vue de la dynamique et de la bande passante dans sous contrainte de fréquence de commutation modérée et où le retard numérique devient critique.

A présent, les contrôles avancés apparaissent comme une évolution des contrôles classiques (voir Figure 2.1 et Figure 2.2) car ils sont basés sur les mêmes structures étendues ou renforcées pour la correction des signaux multi-fréquentiels. Ainsi, toutes les structures de contrôle avancées analysées dans cette étude sont numériques et travaillent à fréquence fixe.

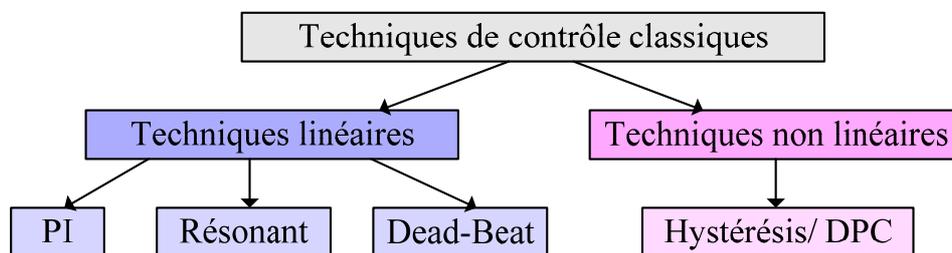


Figure 2.1. Classification des techniques de contrôle classiques.

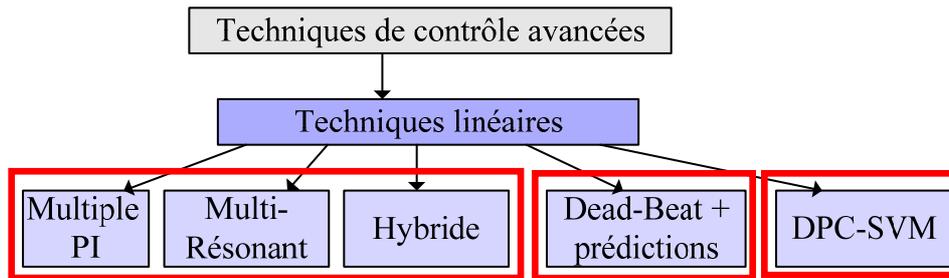


Figure 2.2. Classification des techniques de contrôle avancées.

Dans ce chapitre, on justifie dans un premier temps la nécessité d'utiliser les structures de contrôle avancées pour des applications multi-fréquentielles. Pour cela, on présente l'influence des retards de numérisation ainsi que les limitations des correcteurs classiques. Ensuite, trois structures différentes de contrôle numériques pour des applications multi-fréquentielles sont analysées en détail : les correcteurs à base d'intégrateurs, le correcteur prédictif Dead-Beat et le Contrôle Direct de Puissance.

### 2.1.1 Introduction aux correcteurs multi-fréquentiels

Il existe des applications où l'on s'intéresse à des correcteurs avec des bandes passantes élevées car en plus de la composante fondamentale, on désire également corriger les composantes harmoniques. Ces correcteurs sont appelés correcteurs multi-fréquentiels car ils sont capables de corriger des signaux composés de plusieurs fréquences. Pour les applications de contrôle de courant multi-fréquentielles, de nombreuses techniques ont été proposées.

D'un côté, plusieurs contributions proposent l'utilisation de correcteurs à base d'intégrateurs pour les applications multi-fréquentielles sous plusieurs types : PI en repères tournants multiples [SC-94], correcteurs Multi-Résonants [YU-00] et correcteurs Répétitifs [MT-02] en repère fixe et finalement correcteurs Hybrides dans un repère tournant unique [ET-03]. Ces structures de contrôle sont bien adaptées pour les applications multi-fréquentielles, comme c'est le cas du filtrage actif. Les avantages les plus importants de ce type de structure de contrôle sont la robustesse et le fait qu'il garantit une erreur statique nulle pour les harmoniques considérés. Cependant, en général, ces correcteurs ont besoin d'un volume de calcul considérable.

D'un autre côté, avec le développement des commandes numériques, le correcteur Dead-Beat a été aussi proposé pour la correction des signaux multi-fréquentiels [BU-97]. Le correcteur Dead-Beat est le correcteur numérique le plus rapide mais il présente un inconvénient bien connu : la sensibilité aux erreurs paramétriques. Par ailleurs, des techniques de compensation du retard de réponse sont nécessaires dans ce type d'applications afin de corriger les erreurs provoquées par le retard intrinsèque du correcteur dans les applications à courant alternatif. La performance du correcteur Dead-Beat est donc liée à l'exactitude du modèle du système et à celle de la technique de compensation du retard utilisée [HO-96].

D'autres publications proposent l'utilisation du correcteur à Hystérésis numérique [IN-97] [GU-00], un correcteur rapide, simple et robuste mais qui requiert des fréquences d'échantillonnage élevées pour se rapprocher des conditions de fréquence libre liées aux modes glissants idéaux.

Quelques contributions plus récentes [CI-03] proposent l'utilisation du Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle pour des applications multi-fréquentielles. Ce correcteur est très simple et est souvent proposé pour des applications mono-fréquentielles. Cependant, si la bande passante du correcteur est suffisamment large, il peut être utilisé pour des applications multi-fréquentielles peu perturbées comme il est présenté dans [LO-06b].

### 2.1.2 Influence des retards de numérisation

Les retards de numérisation provoquent un déphasage supplémentaire qui réduit la marge de phase du système et donc, influence directement la stabilité du système. L'équation (2.1) montre le déphasage supplémentaire  $\Delta\varphi$  introduit par la numérisation à une pulsation choisie.

$$\Delta\varphi = \frac{3}{2} \omega_0 \cdot T_e \cdot \frac{180}{\pi} \quad (2.1)$$

Où  $T_e$  est la période d'échantillonnage et  $\omega_0$  la pulsation choisie.

Dans les applications où la bande passante doit être élevée, ce déphasage devient très important. Par exemple, si l'on veut compenser l'harmonique 13 et avec une période d'échantillonnage est de  $100\mu s$ , le retard numérique introduit un déphasage supplémentaire de  $35^\circ$ . Dans le cas d'une période d'échantillonnage de  $200\mu s$ , le déphasage augmente jusqu'à  $70^\circ$ .

Ainsi, ce déphasage est d'autant plus important que la fréquence du signal à contrôler augmente et que la fréquence d'échantillonnage diminue. Ceci est illustré par la partie gauche de la Figure 2.3, où l'on montre la réponse fréquentielle en boucle ouverte d'un système du premier ordre (un filtre  $L$  avec les paramètres du Tableau 1.1) pour différentes périodes d'échantillonnage ( $0/100\mu s/200\mu s$ ).

Par ailleurs, ces retards peuvent aussi provoquer des phénomènes de résonance sur la réponse du système en boucle fermée [ET-03]. Dans la partie droite de la Figure 2.3, on remarque que le déphasage ajouté provoque une résonance sur la réponse en boucle fermée que le système continu ne contient pas, avec une amplitude très importante dans le cas d'une période d'échantillonnage de  $200\mu s$ .

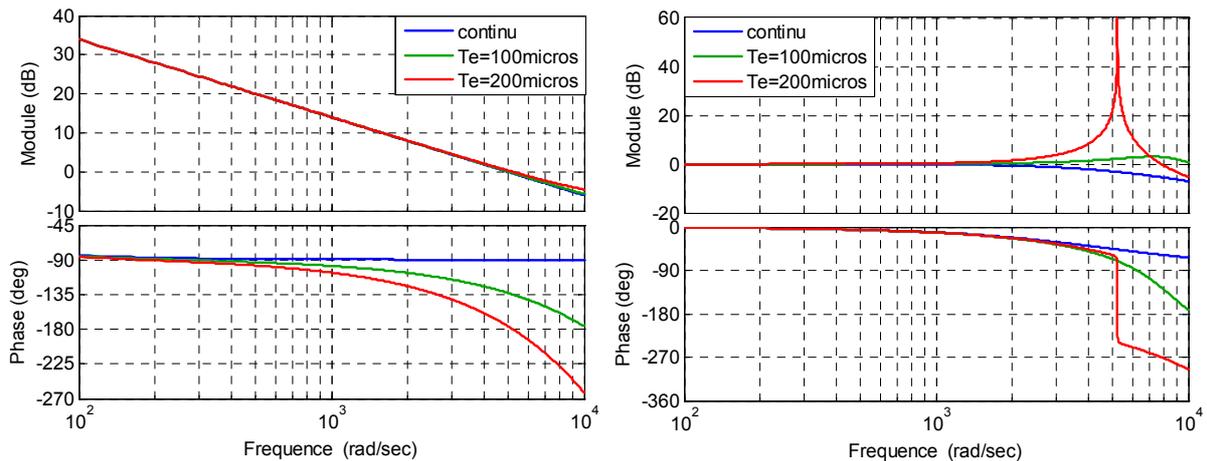


Figure 2.3. Réponses fréquentielles du système en boucle ouverte (à gauche) et en boucle fermée (à droite) avec différentes périodes d'échantillonnage du système plus un gain proportionnel.

[ET-03] exprime ce phénomène de résonance par le diagramme de *Black-Nichols* qui est réalisé à partir des combinaisons des modules et phases en boucle ouverte lesquels provoquent un gain supérieur à un en boucle fermée. On constate qu'un système continu du premier ordre n'aura jamais une résonance car sa phase maximum est de  $90^\circ$  et la zone de résonance commence à partir de cette phase. Par contre, si le système du premier ordre est contrôlé en numérique, en fonction de la phase ajoutée et du module en boucle ouverte du système, il pourra y avoir des résonances en boucle fermée.

L'auteur évoque deux manières pour éviter cette zone de résonance : d'une part en réduisant le gain du système en boucle ouverte et d'autre part en diminuant la période d'échantillonnage.

### 2.1.2.1 Prise en compte des retards de numérisation dans le réglage du correcteur

Afin de prendre en compte le retard numérique dans le réglage du correcteur, le système physique est représenté par la fonction de transfert discrète (pour considérer le retard d'échantillonnage) et par un retard additionnel d'une période d'échantillonnage (qui représente le retard de calcul). Le schéma bloc de l'ensemble du système est montré sur la Figure 2.4 :

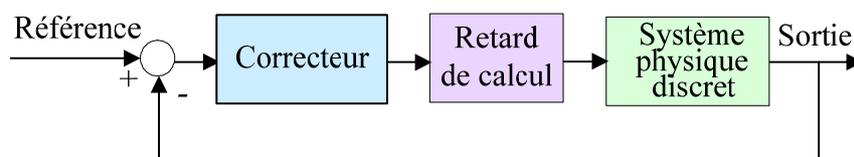


Figure 2.4. Schéma bloc de l'ensemble du système.

Pour simplifier le réglage du correcteur, on considère le retard de calcul comme une partie du système discret à contrôler.

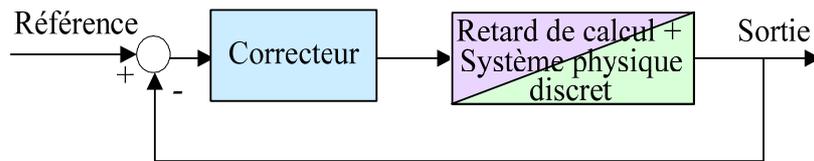


Figure 2.5. Schéma bloc du système de l'ensemble du système en considérant le retard de calcul comme une partie du système à contrôler.

Si dans le réglage du correcteur, on ne considère que le système physique continu, même si l'étude analytique présente des résultats très stables, au moment de l'implantation réelle le comportement du système peut être loin de ce qui est attendu et peut même devenir instable. D'où l'importance de considérer les retards numériques dans le réglage du correcteur. Dans l'ensemble des structures de contrôle analysées dans cette étude, ces retards ont été pris en compte.

### 2.1.2.2 Compensation de l'effet du retard de calcul

Une autre solution consiste à ne pas considérer le retard de calcul dans le réglage du correcteur et ensuite de compenser l'effet de ce retard. Pour cela, le prédictiveur de Smith est souvent utilisé. Cette technique de contrôle simple et puissante, déplace les effets du retard de calcul hors de la boucle de contrôle.

Ce prédictiveur est basé sur le modèle : il est donc très sensible aux erreurs paramétriques du système et aux erreurs d'estimation du retard. A cet effet, *le prédictiveur de Smith avec observateur d'état* a été proposé dans [PA-96]. Cette solution, plus robuste aux variations paramétriques et relativement simple, est largement utilisée [LE-97] [BJ-99] [BG-04].

La Figure 2.6 présente la structure classique du prédictiveur de Smith avec l'observateur d'état où l'erreur de la prédiction,  $er_{pred}$ , est injecté dans la boucle de commande. Cette erreur de prédiction est calculée en comparant la sortie estimée par l'observateur,  $y_{pred}$ , et son équivalent retardée.

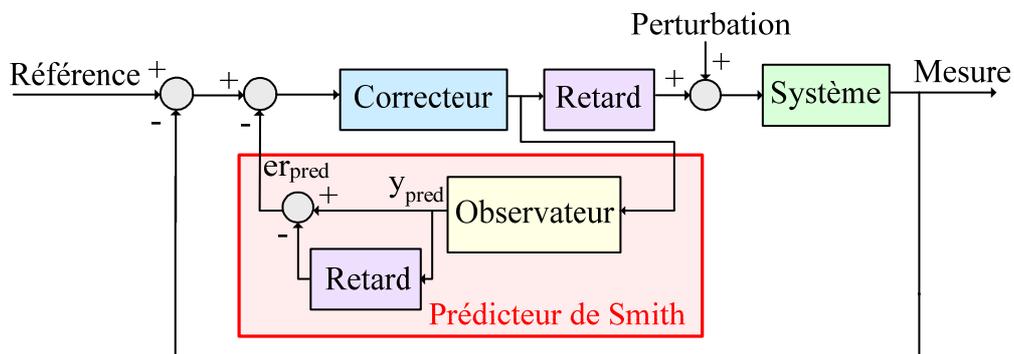


Figure 2.6. Schéma bloc de l'ensemble du système avec le prédictiveur de Smith avec l'observateur.

### 2.1.3 Limitations des correcteurs classiques

La Figure 2.1 présentée plus haut montre les techniques de contrôle numériques classiques les plus importantes [KZ-98]. On différencie d'une part les techniques linéaires avec le correcteur PI en repère fixe et en repère tournant, le correcteur Résonant et le correcteur prédictif Dead-

Beat et d'autre part les techniques non linéaires avec le contrôle à Hystérésis et le Contrôle Direct de Puissance (DPC). Ces correcteurs sont bien adaptés pour les applications uni-fréquentielles. Toutefois, ils ne sont pas toujours appropriés pour des applications multi-fréquentielles, comme on le verra par la suite dans l'analyse réalisée avec les paramètres du Tableau 1.1.

### 2.1.3.1 Correcteur PI

Le correcteur PI classique est composé d'un terme proportionnel et d'un terme intégral et il travaille en repère fixe. Ce correcteur est très utilisé dans les applications de contrôle de signaux continus. Néanmoins, il n'est pas bien adapté pour des applications de contrôle des signaux alternatifs lorsque la chaîne directe ne comporte pas d'intégrateur naturel car il ne contient un gain infini qu'à fréquence nulle [ZM-02]. La Figure 2.7 montre par exemple l'erreur de poursuite d'un PI numérique ( $k_p=15$ ,  $k_i=25000$ ,  $F_e=10\text{kHz}$ ) face à une référence de 50Hz.

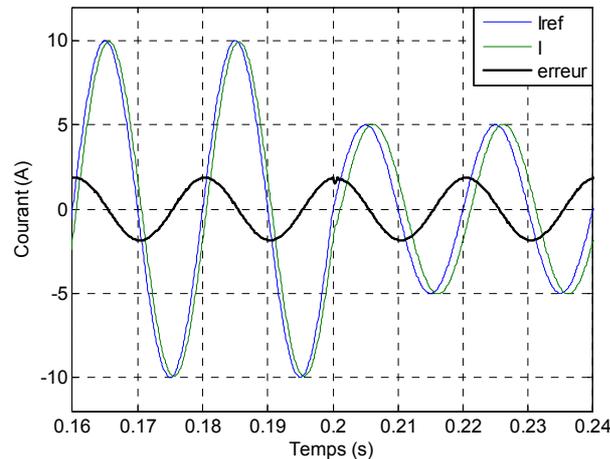


Figure 2.7. Commande en courant avec correcteur PI en repère fixe (réponse temporelle- référence alternative).

Afin d'éliminer l'erreur statique du correcteur PI classique, le correcteur PI en repère tournant est souvent utilisé. Ce correcteur est capable d'éliminer l'erreur statique des signaux alternatifs coïncidant avec la vitesse de rotation du repère, mais il présente les mêmes limitations pour les autres fréquences. La Figure 2.8 montre par exemple l'erreur de poursuite négligeable du correcteur face à une référence de 50Hz ( $k_p=15$ ,  $k_i=6000$ ,  $F_e=10\text{kHz}$ ).

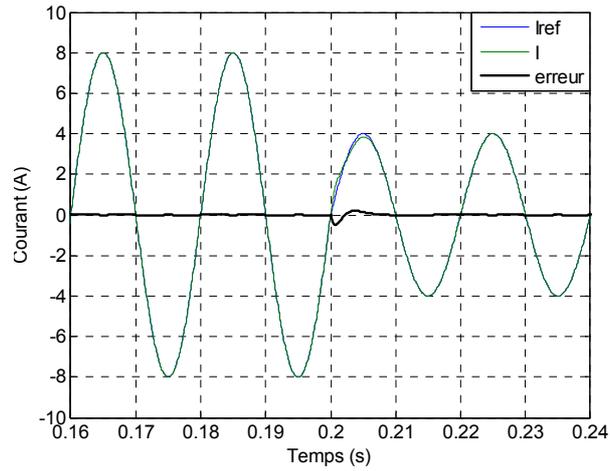


Figure 2.8. Commande en courant avec correcteur PI en repère tournant (réponse temporelle- référence alternative).

Cependant, une erreur considérable est obtenue dans la poursuite d'une référence composée par l'harmonique 7 (voir partie gauche de la Figure 2.9). Cette erreur devient de plus en plus importante au fur et à mesure que la fréquence augmente (voir Figure 2.9 à droite pour l'harmonique 13).

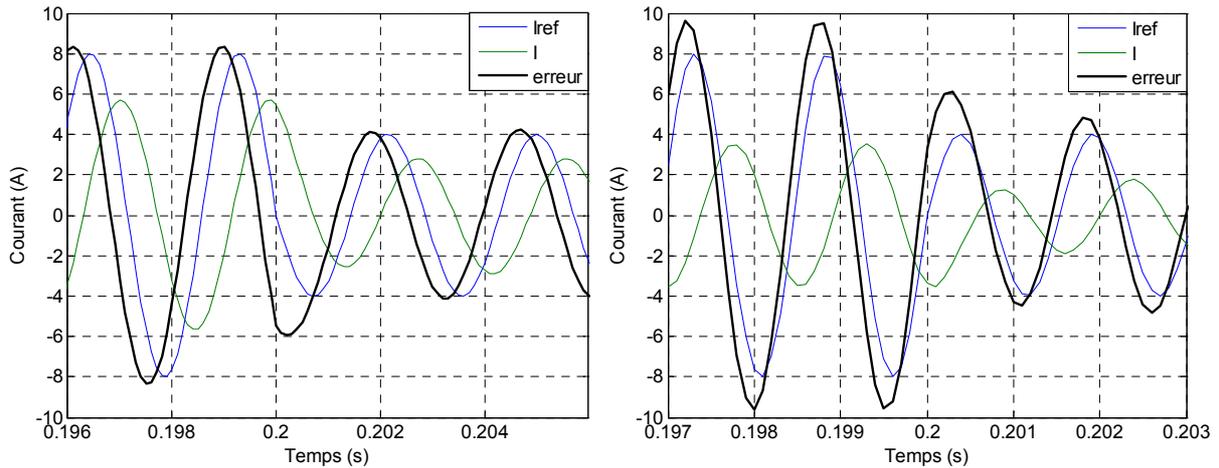


Figure 2.9. Commande en courant avec correcteur PI en repère tournant (réponses temporelles- référence pour l'harmonique 7 à gauche et pour l'harmonique 13 à droite).

La réponse fréquentielle en boucle fermée du système (voir Figure 2.10) explique le comportement observé. A la fréquence fondamentale, le module et la phase du système sont nulles, alors que pour l'harmonique 7, une atténuation et un déphasage apparaissent ; cette atténuation et ce déphasage augmentent considérablement avec l'harmonique 13.

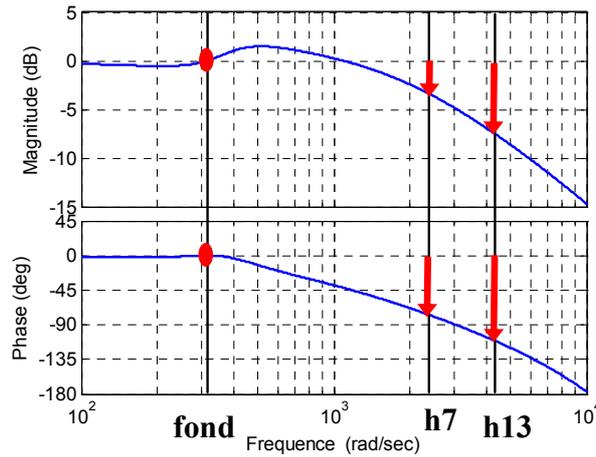


Figure 2.10. Commande en courant avec correcteur PI en repère tournant (réponse fréquentielle en boucle fermée).

De ce fait, si l'on applique une référence très perturbée composée d'une composante fondamentale (8A qui se réduit à 4A à l'instant  $t=0.2s$ ), d'harmoniques 5 et 7 (2A) et d'harmoniques 11 et 13 (1A), une erreur considérable est obtenue (voir Figure 2.11).

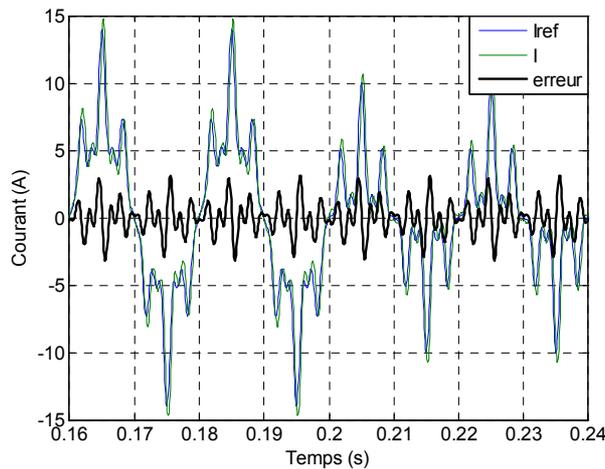


Figure 2.11. Commande en courant avec correcteur PI en repère tournant (réponse temporelle- référence très perturbée).

### 2.1.3.2 Correcteur Résonant

Le correcteur Résonant (développé en détail dans la section 2.2.2) est composé aussi d'un terme proportionnel et d'un terme résonant qui contient deux intégrateurs complexes conjugués. Ce correcteur est capable d'éliminer l'erreur statique des signaux alternatifs coïncidant avec la fréquence de résonance, tout en travaillant en repère fixe. Cependant, il ne peut pas compenser correctement le reste des fréquences harmoniques. La Figure 2.12 montre par exemple l'erreur de poursuite négligeable du correcteur face à une référence à 50Hz et l'erreur élevée produite avec la même référence non-sinusoïdale du cas précédent ( $k_p=15$ ,  $k_i=1000$ ,  $F_e=10kHz$ ).

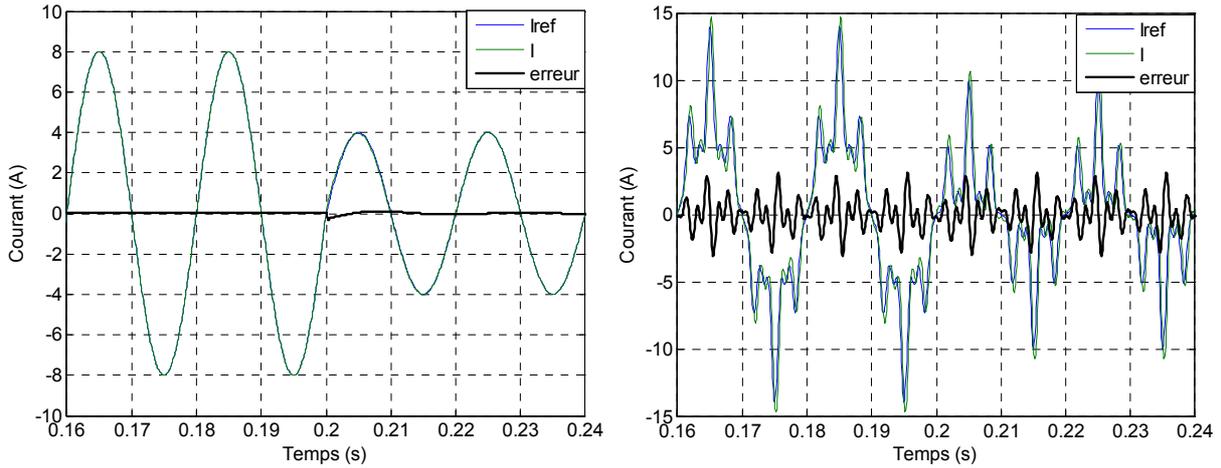


Figure 2.12. Commande en courant avec correcteur Résonant en repère fixe (réponses temporelles- référence alternative, à gauche et référence très perturbée, à droite).

### 2.1.3.3 Correcteur Dead-Beat

Le correcteur Dead-Beat est le correcteur numérique qui a la réponse la plus rapide. Il présente un retard de réponse intrinsèque de deux périodes d'échantillonnage entre la sortie et la référence. Ce correcteur est bien adapté aux applications de contrôle des signaux continus. Cependant, dans le cas de signaux alternatifs, même dans le cas d'une consigne seulement fondamentale l'erreur statique peut être considérable. D'où la nécessité d'utiliser des techniques de prédiction. La Figure 2.12 montre par exemple l'erreur de poursuite négligeable du correcteur face à une référence à 50Hz et l'erreur élevée produite avec la même référence non-sinusoidale du cas précédent ( $F_e=10\text{kHz}$  et technique RST, développé dans la section 2.3.3.1).

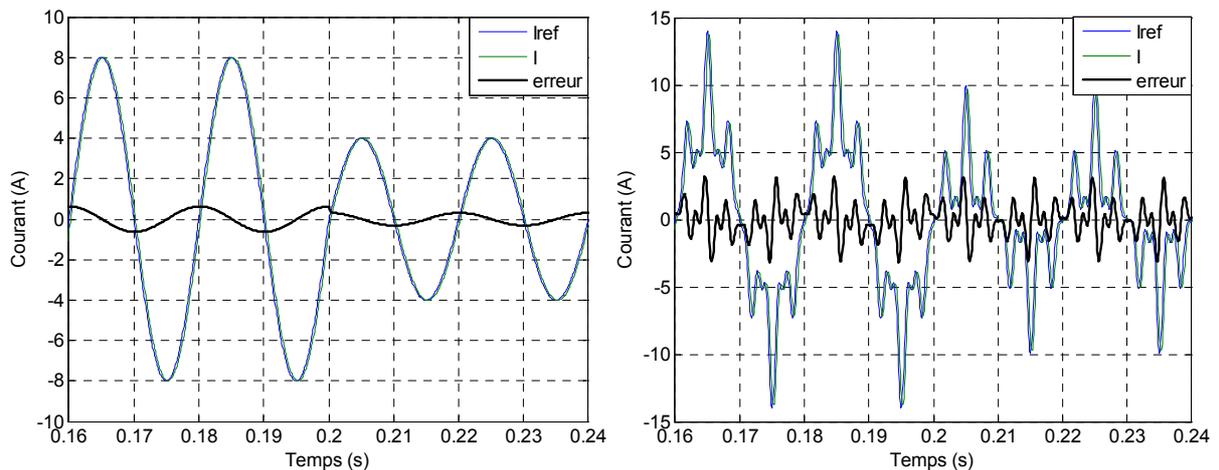


Figure 2.13. Commande en courant avec correcteur Dead-Beat en repère fixe (réponses temporelles- référence alternative, à gauche et référence très perturbée, à droite).

### 2.1.3.4 Correcteur à Hystérésis

Le correcteur à Hystérésis (ou par modes glissants) est une commande à structure variable d'une robustesse et d'une simplicité inégalée dans les conditions d'une fréquence de commutation libre et d'une commande aussi rapide. Sa version numérique présente un

fonctionnement relativement différent de celui du correcteur analogique car dans cette dernière, étant donnée un retard de réaction négligeable, l'ondulation du courant reste confinée dans la bande d'hystérésis et la fréquence de commutation reste libre, tandis que dans la commande numérique, la fréquence de commutation peut être fixe mais l'ondulation de courant peut être supérieure à la bande d'hystérésis [KZ-02]. Afin de surmonter cet inconvénient de la commande numérique, on utilise une fréquence d'échantillonnage très élevée et donc, un processeur numérique très rapide ou un dispositif programmable [IN-97].

La capacité de ces correcteurs à corriger des références non sinusoïdales est liée à leur fréquence d'échantillonnage : au fur et à mesure que cette fréquence augmente, l'erreur de réaction devient plus faible. La Figure 2.14 illustre ce phénomène pour une référence non sinusoïdale (la même que dans le cas précédent) avec une fréquence d'échantillonnage de 20kHz (à gauche) où l'erreur statique est considérable et avec  $F_e=50\text{kHz}$  (à droite) où l'erreur est plus faible.

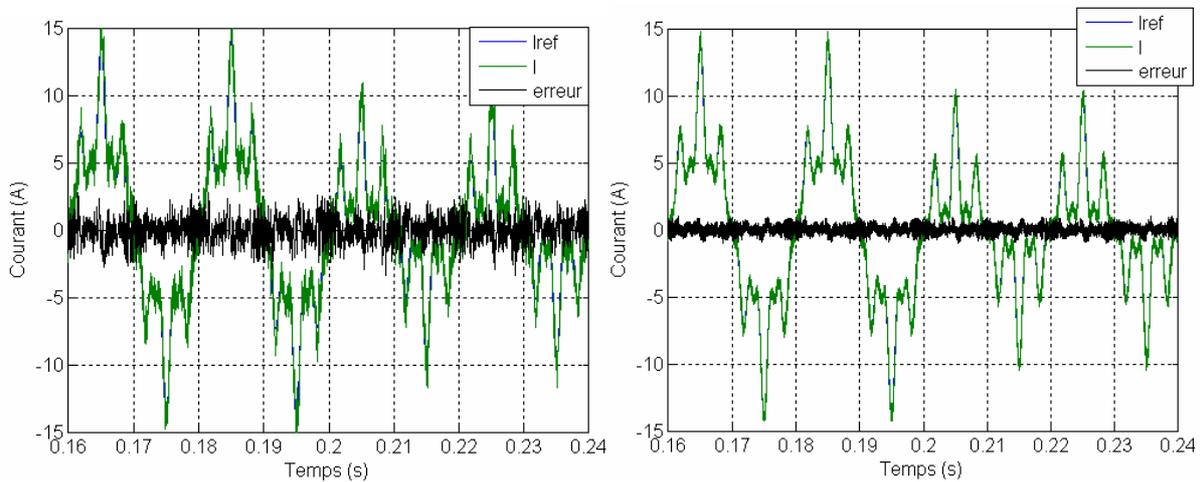


Figure 2.14. Commande en courant avec correcteur à Hystérésis (réponses temporelles- référence très perturbée, avec  $F_e=20\text{kHz}$  à gauche et avec  $F_e=50\text{kHz}$ , à droite).

### 2.1.4 Conclusions

Le fait de travailler en numérique introduit deux retards dans la commande du système (d'échantillonnage et de calcul). Ces retards provoquent un déphasage qui augmente avec la fréquence. Dans les applications mono-fréquentielles, ce déphasage est souvent négligeable. Néanmoins, pour les applications où la fréquence est plus élevée, ce déphasage devient critique. Pour cela, il est très important de considérer ces retards dans le réglage du correcteur afin d'éviter des problèmes de stabilité.

Les correcteurs classiques, qui sont généralement bien adaptés pour les applications mono-fréquentielles, ne le sont pas pour des applications multi-fréquentielles. D'où la nécessité de développer des nouvelles structures de contrôle avancées qui, de plus, intègrent les retards numériques dans le réglage.

## 2.2 CORRECTEURS A BASE D'INTEGRATEURS

Dans cette partie, trois différentes structures de contrôle à base d'intégrateurs ont été analysées. Les trois stratégies introduisent des termes intégrateurs réglés aux fréquences qui composent le signal de référence ou la perturbation considérés, pour obtenir ainsi un gain infini en boucle ouverte. Les principaux avantages de ce type de correcteurs sont la robustesse et le fait de garantir une erreur statique nulle aux fréquences désirées. Deux différents types de réglage ont été analysés : le réglage classique basé sur la réponse fréquentielle du système en boucle ouverte et le réglage par retour d'état et placement de pôles. Par la suite, on présente l'état de l'art des correcteurs à base d'intégrateur pour après détailler les structures de contrôle et les différentes méthodes de réglage.

### 2.2.1 Etat de l'art des correcteurs à base d'intégrateurs

La première référence qui introduit les correcteurs à base d'intégrateurs et les applications multi-fréquentielles date des années 90 [SC-94]. Par la suite, plusieurs contributions ont été publiées et à présent on différencie quatre types de structures multi-fréquentielles de contrôle à base d'intégrateurs.

La structure de PI en repères tournants multiples [SC-94], dérivée des applications à fréquence simple, a besoin d'un repère pour chaque harmonique et séquence (positive ou négative) à contrôler. Pour les charges spécifiques, par exemple un redresseur à diodes ou à thyristors, on peut faire des simplifications en ne considérant que quelques harmoniques et séquences (typiquement les harmoniques 5, 7, 11, 13, etc.). Cependant, le volume de calcul requis par cette structure de contrôle est loin d'être négligeable à cause des transformations liées aux multiples repères tournants.

La structure multi-résonante a été proposée comme alternative à la structure PI en repères tournants multiples [YU-00]. En utilisant ce correcteur dans un repère fixe, l'implantation permet d'économiser considérablement les opérations liées aux transformations des repères multiples. Néanmoins, le correcteur étant lui-même plus complexe (du deuxième ordre), le gain en terme de volume de calcul est limité, surtout dans le cas d'une structure à neutre raccordé.

Une nouvelle structure multi-fréquentielle basée sur un intégrateur appelée correcteur Hybride (qui travaille dans un seul repère tournant) a été présentée dans [ET-03] puis développée et implantée dans [BO-04] [ET-06] [LS-06]. Ce correcteur est une combinaison des structures multi-résonantes et PI en repères tournants multiples car il utilise un correcteur PI et certains correcteurs Résonants dans un seul repère tournant.

Le correcteur répétitif a une origine et un raisonnement différent. Originellement utilisé dans des applications comme le traitement du son par exemple dans l'industrie musicale, il a été récemment introduit dans le monde de l'électronique de puissance [ZH-00]. Il est basé sur un générateur de signaux périodiques qui à travers d'une rétroaction positive ou négative est

capable de traiter tous les harmoniques ou seulement les impairs. Il est implanté tout simplement par la somme ou la soustraction entre le signal d'entrée et la sortie retardée d'un certain retard. Sa fonction de transfert peut être représentée en forme de cosinus hyperbolique et donc par une somme infinie de termes résonants. Par conséquent il est valable pour tous les harmoniques à contrôler, simplifiant ainsi l'implantation du correcteur. Dans la plupart des cas une implantation avec rétroaction négative est préférée à cause des caractéristiques des harmoniques présents dans les applications de l'électronique de puissance [MT-02] [CO-04] [ZH-06] [ES-06].

Par la suite, on ne va analyser que les trois premiers correcteurs car dans cette thèse on a considéré l'utilisation des structures composées d'intégrateurs individuels, plutôt que les structures composées d'un intégrateur global, comme c'est le cas dans le correcteur répétitif. Pourtant, ce correcteur apparaît comme une très bonne solution pour le futur car son volume de calcul est réduit très considérablement. Ainsi, même s'il n'a pas été analysé dans cette thèse, il mérite bien une étude détaillée du fait de son potentiel.

### 2.2.2 Correcteur Multi-Résonant

Le premier correcteur analysé a été le correcteur Multi-Résonant. Ce correcteur travaille en repère fixe comme le montre la Figure 2.15.

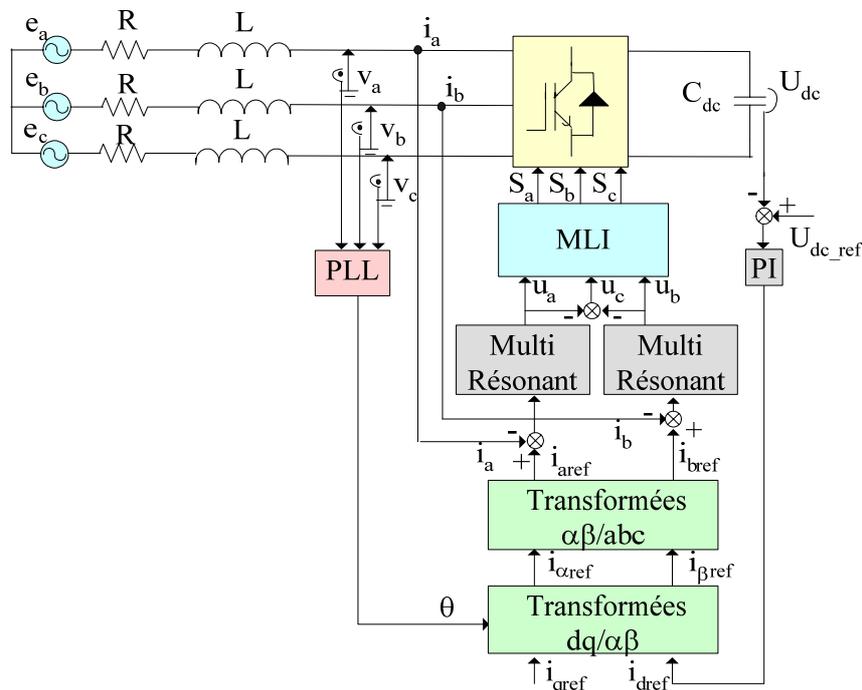


Figure 2.15. Schéma bloc d'un onduleur connecté au réseau contrôlé avec le correcteur Multi-Résonant.

#### Le correcteur Résonant

Le correcteur Résonant présente une structure similaire à celle d'un PI classique, avec un terme proportionnel et un terme résonant. Le terme proportionnel répond de façon similaire aux erreurs de toutes les fréquences. Le terme résonant contient deux pôles complexes conjugués à partie réelle nulle pour provoquer un gain théoriquement infini à la fréquence de

résonance, ce qui permet l'élimination de l'erreur statique en compensant même les effets des non-linéarités et des perturbations qui agissent à cette fréquence [ST-98]. Généralement, ce correcteur est implanté dans un repère fixe à cause de ces bonnes performances pour le contrôle des signaux alternatifs.

Le terme résonant peut être implanté avec la fonction *cosinus* ou *sinus*. Le choix le plus commun est le premier car il présente de meilleures performances du point de vue de la stabilité [FK-99], c'est-à-dire, une meilleure marge de phase, comme le montre la Figure 2.16.

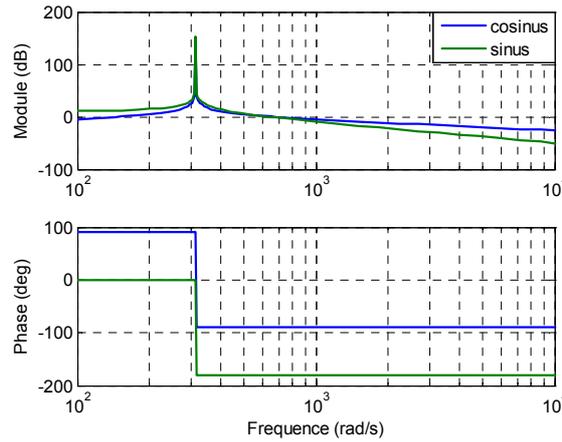


Figure 2.16. Réponse fréquentielle de l'implantation avec la fonction cosinus et sinus du correcteur Résonant.

Ainsi, la structure du correcteur avec implantation cosinus en continu est :

$$C_R(s) = k_p + \frac{2 \cdot k_i \cdot s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.2)$$

Où  $\omega_0$  est la pulsation de résonance.

Le modèle discret devient :

$$C_R(z) = k_p + \frac{a z^2 + b z}{z^2 + cz + 1} \quad (2.3)$$

Où  $a = 2 \cdot k_i \cdot T_e$ ,  $b = -2 \cdot k_i \cdot T_e \cdot \cos(\omega_0 T_e)$ ,  $c = -2 \cdot \cos(\omega_0 T_e)$  et  $T_e$  la période d'échantillonnage.

La Figure 2.17 présente le schéma bloc du correcteur résonant discret :

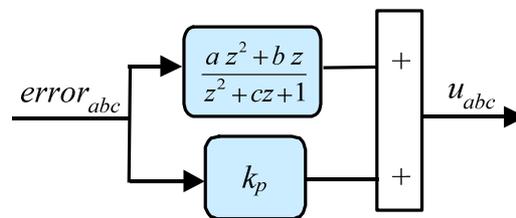


Figure 2.17. Schéma bloc du correcteur Résonant discret.

### Le correcteur Multi-Résonant

Dans le cas d'une application multi-fréquentielle, on s'intéresse non seulement à la composante fondamentale mais aussi aux harmoniques. Autant de correcteurs résonants que harmoniques à compenser sont alors nécessaires.

On a considéré les harmoniques les plus communs des charges non linéaires : le fondamental et les harmoniques 5, 7, 11 et 13. En conséquence, en plus du terme proportionnel, différents termes résonants sont ajoutés, un pour chaque harmonique à contrôler. Ainsi, le correcteur devient un correcteur Multi-Résonant. A cause de la caractéristique symétrique de la réponse fréquentielle de ce correcteur, on contrôle toujours les séquences positives et négatives des différents harmoniques comme le montre la Figure 2.18.

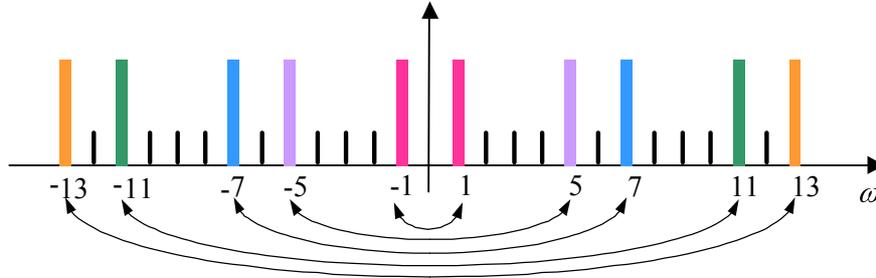


Figure 2.18. Réponse fréquentielle asymptotique du correcteur Multi-Résonant.

Ce correcteur présente deux types de configuration possibles : l'association en parallèle ou en série des modules constituants. Dans le cas d'une *association parallèle*, les termes résonants sont mis en parallèle avec le terme proportionnel. Il y a plusieurs connexions série possibles. On a considéré une association série qui est équivalente à l'association parallèle, dans laquelle les différents couples résonants/proportionnels se multiplient entre eux et enfin, où le gain total de la chaîne est corrigé par un terme proportionnel égal à :  $1/k_p^{n-1}$ . Afin de choisir la connexion la plus adéquate, on a comparé le volume de calcul des deux configurations pour le cas d'un correcteur composé de deux termes résonants (réglés à  $\omega_1$  et  $\omega_2$ ). Les équations suivantes présentent les opérations nécessaires pour chaque configuration : parallèle (2.4) et série (2.5).

$$C_{2p}(z) = k_p + \frac{a_1 z^2 + b_1 z}{z^2 + c_1 z + 1} + \frac{a_2 z^2 + b_2 z}{z^2 + c_2 z + 1} \quad (2.4)$$

$$C_{2s}(z) = \left(k_p + \frac{a_1 z^2 + b_1 z}{z^2 + c_1 z + 1}\right) \left(k_p + \frac{a_2 z^2 + b_2 z}{z^2 + c_2 z + 1}\right) / k_p \quad (2.5)$$

Où :  $a_1 = 2 \cdot k_{i1} \cdot T_e$ ,  $b_1 = -2 \cdot k_{i1} \cdot T_e \cdot \cos(\omega_1 T_e)$  et  $c_1 = -2 \cdot \cos(\omega_1 T_e)$

$a_2 = 2 \cdot k_{i2} \cdot T_e$ ,  $b_2 = -2 \cdot k_{i2} \cdot T_e \cdot \cos(\omega_2 T_e)$  et  $c_2 = -2 \cdot \cos(\omega_2 T_e)$ .

Les tableaux suivants présentent les opérations requises par chaque configuration. L'association série requiert deux multiplications/divisions de plus.

	+/-	x/%	m
2 Termes résonants	6	6	6
Addition $k_p$ + termes résonants	2	0	0
TOTAL	8	6	6

Tableau 2.1. Opérations requises pour la connexion parallèle du correcteur Multi-Résonant.

	+/-	x/%	m
2 Termes résonants	6	6	6
Addition $k_p$ + termes résonants	2	2	0
TOTAL	8	8	6

Tableau 2.2. Opérations requises pour l'association série du correcteur Multi-Résonant.

Le développement des équations précédentes montre que dans l'association série apparaissent plus de termes (encadrés) que dans l'association parallèle.

$$\begin{aligned}
 C_{2p}(z) &= k_p + \frac{a_1 z^2 + b_1 z}{z^2 + c_1 z + 1} + \frac{a_2 z^2 + b_2 z}{z^2 + c_2 z + 1} = \\
 &= \frac{(a_1 + a_2 + k_p) z^4 + (a_1 c_2 + a_2 c_1 + b_1 + b_2 + k_p c_1 + k_p c_2) z^3}{(z^2 + c_1 z + 1)(z^2 + c_2 z + 1)} \\
 &+ \frac{(a_1 + a_2 + b_1 c_2 + b_2 c_1 + 2k_p + k_p c_1 c_2) z^2 + (b_1 + b_2 + k_p c_1 + k_p c_2) z + k_p}{(z^2 + c_1 z + 1)(z^2 + c_2 z + 1)}
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

$$\begin{aligned}
 C_{2s}(z) &= \left(k_p + \frac{a_1 z^2 + b_1 z}{z^2 + c_1 z + 1}\right) \left(k_p + \frac{a_2 z^2 + b_2 z}{z^2 + c_2 z + 1}\right) / k_p \\
 &= \frac{(a_1 + a_2 + k_p + \boxed{a_1 a_2 / k_p}) z^4 + (a_1 c_2 + a_2 c_1 + b_1 + b_2 + k_p c_1 + k_p c_2 + \boxed{(a_1 b_2 + a_2 b_1) / k_p}) z^3}{(z^2 + c_1 z + 1)(z^2 + c_2 z + 1)} \\
 &+ \frac{(a_1 + a_2 + b_1 c_2 + b_2 c_1 + k_p c_1 c_2 + 2k_p + \boxed{b_1 b_2 / k_p}) z^2 + (b_1 + b_2 + k_p c_1 + k_p c_2) z + k_p}{(z^2 + c_1 z + 1)(z^2 + c_2 z + 1)}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Cependant, en analysant les termes supplémentaires ajoutés par la structure série, on conclut que selon la valeur du terme proportionnel,  $k_p$ , ces termes peuvent être négligés (voir l'équation (2.8)) : dans ce cas-là, les deux structures deviennent identiques. La limitation des trois termes supplémentaires vient du premier terme, qui est le plus influent et donc :

$$k_p \gg a_1 \cdot a_2 \tag{2.8}$$

Cela est vérifié dans les réponses fréquentielles en boucle ouverte et en boucle fermée du système avec un correcteur Multi-Résonant qui corrige le fondamental et les harmoniques 5, 7, 11 et 13 (voir Figure 2.19). Dans les deux cas, la réponse fréquentielle est la même dans les configurations shunt et série ( $k_p=15$ ,  $k_i=400$ ,  $F_e=10\text{kHz}$ ).

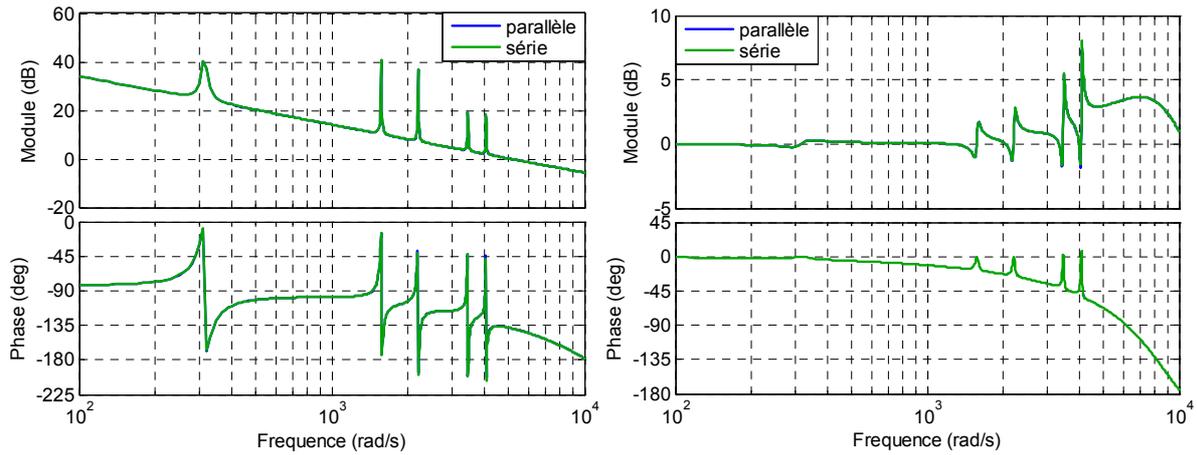


Figure 2.19. Réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et boucle fermée (à droite) pour la configuration parallèle et série du correcteur Multi-Résonant.

On peut conclure que l'association parallèle est plus adéquate que l'association série. Par la suite, on n'a considéré que l'association parallèle (voir Figure 2.20). Ainsi, l'équation du correcteur Multi-Résonant devient :

$$C_{MR}(z) = k_p + \frac{a_0 z^2 + b_0 z}{z^2 + c_0 z + 1} + \frac{a_1 z^2 + b_1 z}{z^2 + c_1 z + 1} + \frac{a_2 z^2 + b_2 z}{z^2 + c_2 z + 1} + \frac{a_3 z^2 + b_3 z}{z^2 + c_3 z + 1} + \frac{a_4 z^2 + b_4 z}{z^2 + c_4 z + 1} \quad (2.9)$$

Ou  $a$ ,  $b$ , et  $c$  sont les paramètres des termes résonants discrets à la fréquence du fondamental et des harmonique 5, 7, 11 et 13.

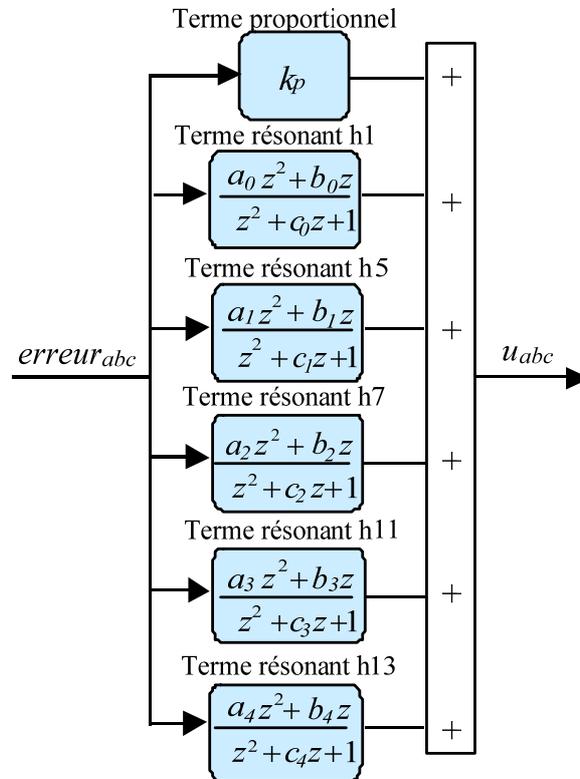


Figure 2.20. Schéma bloc du correcteur Multi-Résonant discret classique.

### 2.2.3 Correcteur PI en repères tournants multiples

Le deuxième correcteur étudié est le correcteur PI en repères tournants multiples. Le schéma bloc d'un onduleur connecté au réseau contrôlé avec ce correcteur est présenté sur la Figure 2.21.

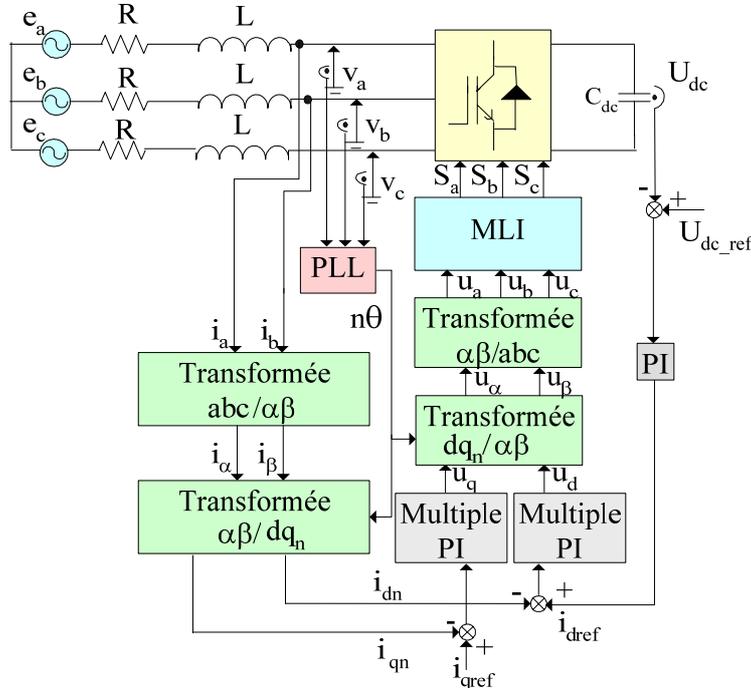


Figure 2.21. Schéma bloc d'un onduleur connecté au réseau contrôlé avec le correcteur PI en repères tournants multiples.

La Figure 2.22 montre l'effet sur la réponse fréquentielle de la connexion en repère tournant d'un correcteur PI. L'effet d'une transformation de repère est équivalent à une translation en fréquence égale à la vitesse de rotation du repère tournant ( $\omega_0$ ).

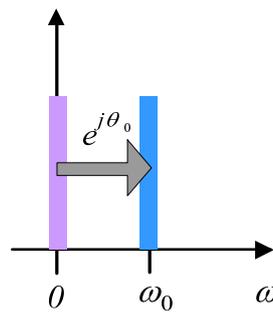


Figure 2.22. Spectre du correcteur PI implémenté dans un repère tournant.

Dans ce cas, autant de repères multiples que d'harmoniques à compenser sont nécessaires. De plus, il faut prendre compte de la séquence de chaque harmonique. Dans un système équilibré, le fondamental et les harmoniques 7 et 13 ont une séquence positive et les harmoniques 5 et 11 une séquence négative. En conséquence, en plus du repère fondamental, quatre repères tournants additionnels sont nécessaires pour éliminer les harmoniques désirés. Ainsi, la structure du correcteur continu pour le cas des harmoniques les plus communs est la suivante vue depuis le repère tournant fondamental :

$$C_{PI}(s) = k_p + \frac{k_{i1}}{s} + \frac{k_{i6}}{s + j\omega_6} + \frac{k_{i6}}{s - j\omega_6} + \frac{k_{i12}}{s + j\omega_{12}} + \frac{k_{i12}}{s - j\omega_{12}} \quad (2.10)$$

Où  $\omega_6$  et  $\omega_{12}$  sont les vitesses de rotation des repères tournants des harmoniques 5 et 7 et 11 et 13 successivement. Le modèle discret devient :

$$C_{PI}(z) = k_p + \frac{k_{i1}}{z-1} + \frac{k_{i6}}{z + e^{-j\omega_6}} + \frac{k_{i6}}{z - e^{-j\omega_6}} + \frac{k_{i12}}{z + e^{-j\omega_{12}}} + \frac{k_{i12}}{z - e^{-j\omega_{12}}} \quad (2.11)$$

On constate que la réponse fréquentielle n'est pas symétrique par rapport à l'origine (voir Figure 2.23).

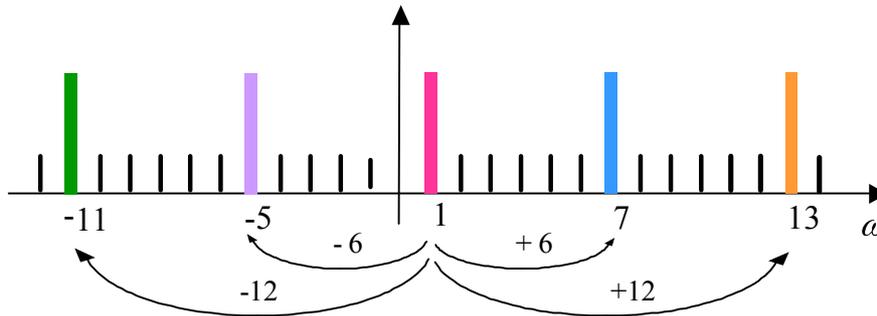


Figure 2.23. Réponse fréquentielle asymptotique du correcteur PI en repères tournants multiples.

Le schéma bloc de la structure de contrôle PI en repères tournants multiples discret est présenté sur la Figure 2.24.

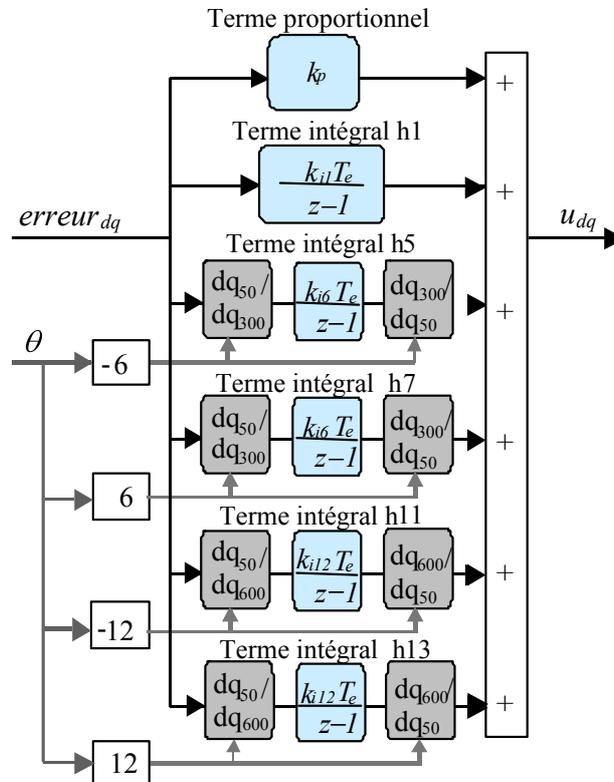


Figure 2.24. Schéma bloc du correcteur PI en repères tournants multiples.

Cependant, dans un système déséquilibré, chaque harmonique peut contenir une séquence positive, une séquence négative et même une composante homopolaire. Ainsi, pour réagir

face aux déséquilibres, il faut doubler le nombre de correcteurs et de repères, comme le montre la Figure 2.25.

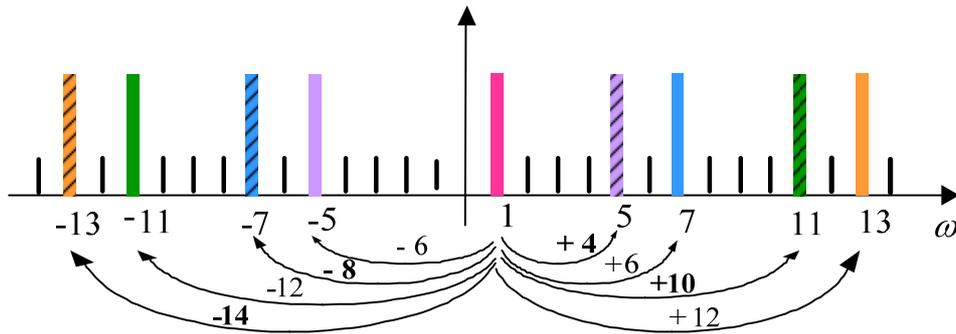


Figure 2.25. Réponse fréquentielle asymptotique du correcteur PI en repères tournants multiples pour les systèmes déséquilibrés.

### 2.2.4 Correcteur Hybride

Les deux structures de contrôle précédemment présentées, le correcteur PI en repères tournants multiples et le correcteur Multi-Résonant en repère fixe, ont été les contrôles les plus utilisés pour l'application multi-fréquentielle ces dernières années. De la combinaison de ces deux structures est issu le correcteur Hybride en repère tournant unique proposé dans [ET-03] puis développé et implanté dans [BO-04] [ET-06] [LS-06].

Ce correcteur peut être adapté au spectre harmonique du signal à contrôler en considérant seulement les séquences et les harmoniques choisis, tout comme dans le cas des PI multiples mais avec un volume de calcul bien plus réduit. De ce fait, on obtient une structure de contrôle multi-fréquentielle optimisée. La Figure 2.26 présente le schéma bloc d'un onduleur connecté au réseau contrôlé avec le correcteur Hybride.

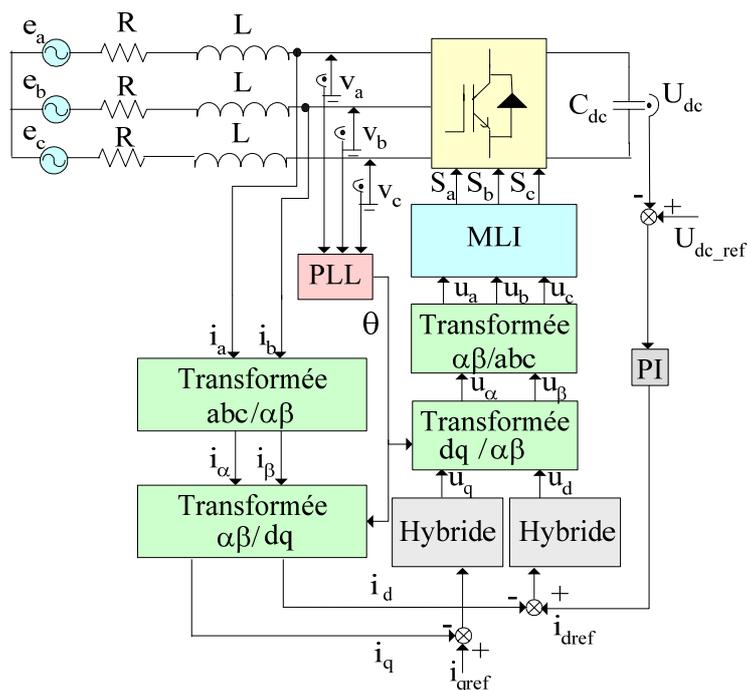


Figure 2.26. Schéma bloc d'un onduleur connecté au réseau contrôlé avec le correcteur Hybride.

La Figure 2.27 présente la structure de contrôle Hybride pour les principaux harmoniques impairs (1, 5, 7, 11 et 13), on constate qu'elle est dérivée d'un correcteur PI et de deux correcteurs résonants (adaptés aux harmoniques 6 et 12). En conséquence, un seul PI et deux termes résonants implantés dans un seul repère tournant permettent de contrôler 5 harmoniques (y compris le fondamental). Évidemment, cette technique peut être généralisée à tous les harmoniques impairs non multiples de 3.

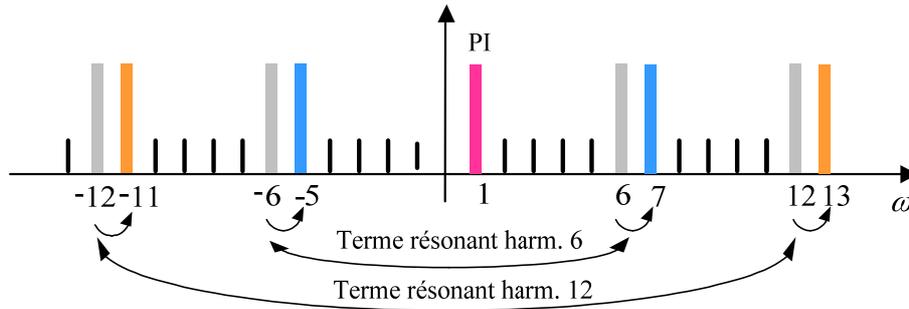


Figure 2.27. Réponse fréquentielle asymptotique du correcteur Hybride.

Le correcteur Hybride continu vu depuis le repère tournant fondamental devient :

$$C_H(s) = k_p + \frac{k_{i1}}{s} + \frac{k_{i6} \cdot 2 \cdot s}{s^2 + (\omega_6)^2} + \frac{k_{i12} \cdot 2 \cdot s}{s^2 + (\omega_{12})^2} \quad (2.12)$$

Le correcteur discret est obtenu par l'équation suivante :

$$C_H(z) = k_p + \frac{k_{i1} T_e}{z-1} + \frac{a_6 z^2 + b_6 z}{z^2 + c_6 z + 1} + \frac{a_{12} z^2 + b_{12} z}{z^2 + c_{12} z + 1} \quad (2.13)$$

Où :  $a_6 = 2 \cdot k_{i6} \cdot T_e$ ,  $b_6 = -2 \cdot k_{i6} \cdot T_e \cdot \cos(\omega_6 T_e)$  et  $c_6 = -2 \cdot \cos(\omega_6 T_e)$ .

$a_{12} = 2 \cdot k_{i12} \cdot T_e$ ,  $b_{12} = -2 \cdot k_{i12} \cdot T_e \cdot \cos(\omega_{12} T_e)$  et  $c_{12} = -2 \cdot \cos(\omega_{12} T_e)$ .

La Figure 2.28 présente le schéma bloc de la structure de contrôle de courant multi-fréquentielle hybride : un correcteur PI et deux correcteurs résonants sont combinés dans un seul repère tournant.

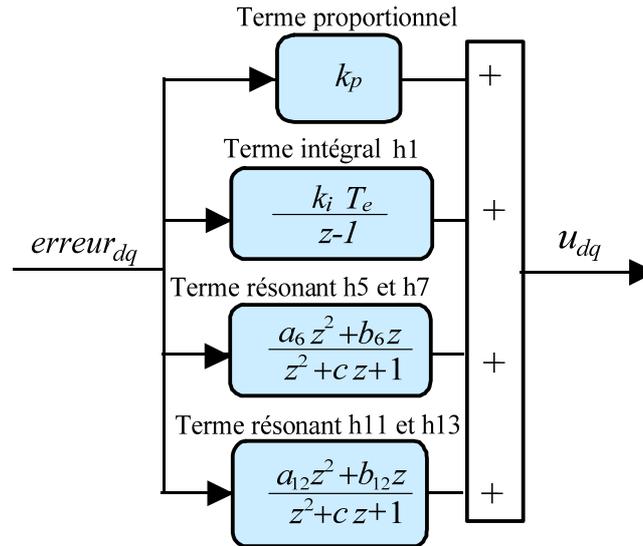


Figure 2.28. Schéma bloc du correcteur Hybride discret.

Les avantages les plus importants de cette structure sont : la simplicité, le nombre limité de correcteurs à utiliser et la nécessité d'un seul repère tournant, comme on le verra par la suite.

## 2.2.5 Différents types de réglage des correcteurs à base d'intégrateurs

Deux différents types de réglage ont été analysés : le réglage classique basé sur la réponse fréquentielle en boucle ouverte et le réglage par retour d'état avec placement de pôles. Le filtre de raccordement considéré est un filtre  $L$  et les valeurs utilisées sont celles qui ont été présentées dans le Tableau 1.1.

### 2.2.5.1 Réglage classique basé sur la réponse fréquentielle en boucle ouverte

L'objectif de cette approche est de garantir une marge de phase suffisante pour le système en prenant en compte l'effet des retards de l'implantation numérique. Dans cette méthode, le terme proportionnel est calculé à partir de la valeur choisie pour la bande passante en boucle ouverte (voir Figure 2.29) [ET-03]. En négligeant l'influence des termes intégrateurs, le paramètre proportionnel peut être calculé par l'expression suivante :

$$k_p = L \cdot \sqrt{BP_{BO}^2 + \left(\frac{R}{L}\right)^2} \quad (2.14)$$

Où  $L$  et  $R$  sont les paramètres du filtre de connexion et  $BP_{BO}$  est la bande passante en boucle ouverte. Cette valeur est identique pour les trois structures de contrôle analysées.

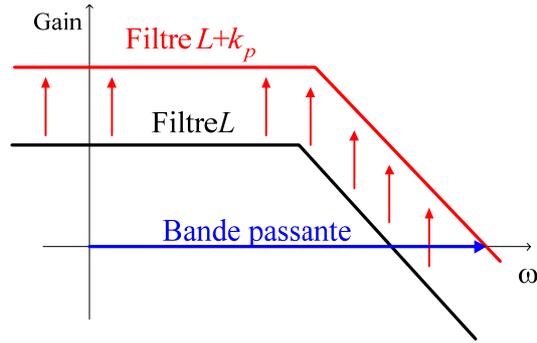


Figure 2.29. Diagramme pour l'obtention de la bande passante désirée en boucle ouverte.

La valeur de la bande passante doit être soigneusement choisie. D'une part, celle-ci doit être plus grande que l'harmonique le plus élevé que l'on veut compenser pour garantir une marge de phase suffisante. D'autre part, elle doit être suffisamment petite pour éviter une dégradation excessive de la marge de phase due aux effets des retards de l'implantation numérique. Si l'on néglige l'influence des termes intégrateurs, la marge de phase  $MP$  devient :

$$MP = 180^\circ - \arctan\left(\frac{L \cdot BP_{BO}}{R}\right) - \frac{3}{2} BP_{BO} \cdot T_e \cdot \frac{180}{\pi} \quad (2.15)$$

A partir de cette expression on peut tracer un graphique où l'on peut identifier facilement la marge de sélection de la bande passante.

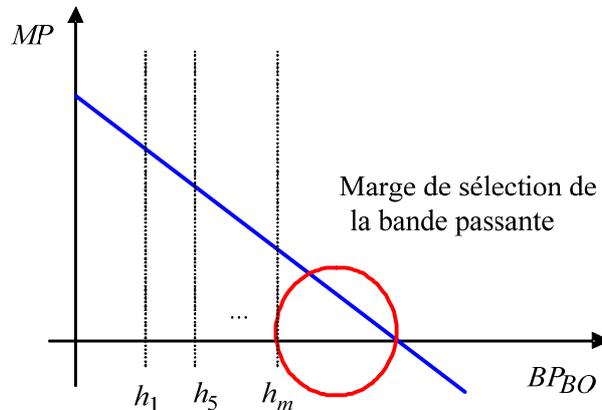


Figure 2.30. Graphique marge de phase versus bande passante en boucle ouverte.

De cette figure on déduit qu'une valeur adéquate pour la bande passante est donnée par l'expression suivante :

$$BP_{BO} = h_m + \omega_{SEC} \quad (2.16)$$

Où  $\omega_{SEC}$  est une marge de sécurité d'approximativement 1000rad/s qui est utilisée pour ne pas se rapprocher trop de la zone d'influence du dernier harmonique à compenser ( $h_m$ ) et pour augmenter la robustesse face aux erreurs paramétriques.

En ce qui concerne le réglage des termes intégrateurs, on propose une méthode qui consiste à

minimiser l'influence de ces termes sur la marge de phase du système. Par exemple, on peut établir que l'addition de phase des termes intégrateurs à la fréquence de coupure en boucle ouverte soit limitée à quelques degrés [LO-06a]. De cette façon, on s'assure que la marge de phase établie avec le terme proportionnel ne se dégrade presque pas. Différentes équations sont obtenues selon le correcteur utilisé.

Dans ce cas, on travaille avec une fréquence de commutation de 10 kHz. Ainsi, l'harmonique le plus haut que l'on peut compenser est l'harmonique 13 : on fixe donc une bande passante de 5000rad/s. Par ailleurs, on a limité l'addition de la phase des termes intégrateurs à 5°. Les critères de réglage considérés par la suite pour les trois correcteurs sont montrés dans le Tableau 2.3.

Symbole	Désignation	Valeur
$h_m$	Harmonique le plus haut	4085rad/s
$BP_{BO}$	Bande passante	5000rad/s
$\Delta\Phi$	Addition de phase	5°

Tableau 2.3. Critères de réglage des correcteurs à base d'intégrateurs.

### Implantation du correcteur Multi-Résonant

Le réglage des termes résonants du correcteur Multi-Résonant a été réalisé en partant des critères présentés dans le Tableau 2.3. Ainsi, on obtient l'équation suivant :

$$\Delta\Phi = \tan^{-1} \left( \frac{-2 \cdot BP_{BO} \sum_{n=1}^N k_{in} \cdot \prod_{\substack{x=1 \\ x \neq n}}^N (x \cdot \omega_0^2 - BP_{BO}^2)}{k_p \sum_{x=1}^N (x \cdot \omega_0^2 - BP_{BO}^2)} \right) \leq 5^\circ \quad (2.17)$$

Où  $n$  et  $x$  sont des compteurs qui représentent les différents harmoniques (1, 5, 7, etc.).

Afin de résoudre cette équation, une relation entre les coefficients intégrateurs doit être établie. Plusieurs possibilités ont été analysées : une distribution linéaire ou exponentielle selon leur distance à la fréquence de coupure, la même valeur pour tous les harmoniques, etc. Il a été démontré que ce choix n'a pas d'influence considérable sur les performances du système. Le choix le plus simple a donc été privilégié, à savoir la même valeur pour tous les harmoniques.

$$k_i = \frac{-\tan \Delta\Phi \cdot k_p \sum_{x=1}^N (x \cdot \omega_0^2 - BP_{BO}^2)}{2 \cdot BP_{BO} \sum_{n=1}^N \prod_{\substack{x=1 \\ x \neq n}}^N (x \cdot \omega_0^2 - BP_{BO}^2)} \quad (2.18)$$

Les paramètres du correcteur déduits de l'équation (2.14) jusqu'à l'équation (2.18) sont présentés dans le Tableau 2.4.

Symbole	Désignation	Valeur
$k_p$	Paramètre proportionnel	15
$k_i$	Paramètre intégrateur	400

Tableau 2.4. Paramètres de contrôle du correcteur Multi-Résonant.

Avec ces paramètres, les bonnes performances de l'ensemble du système (correcteur + système physique) ont été vérifiées dans les réponses fréquentielles en boucle ouverte et en boucle fermée.

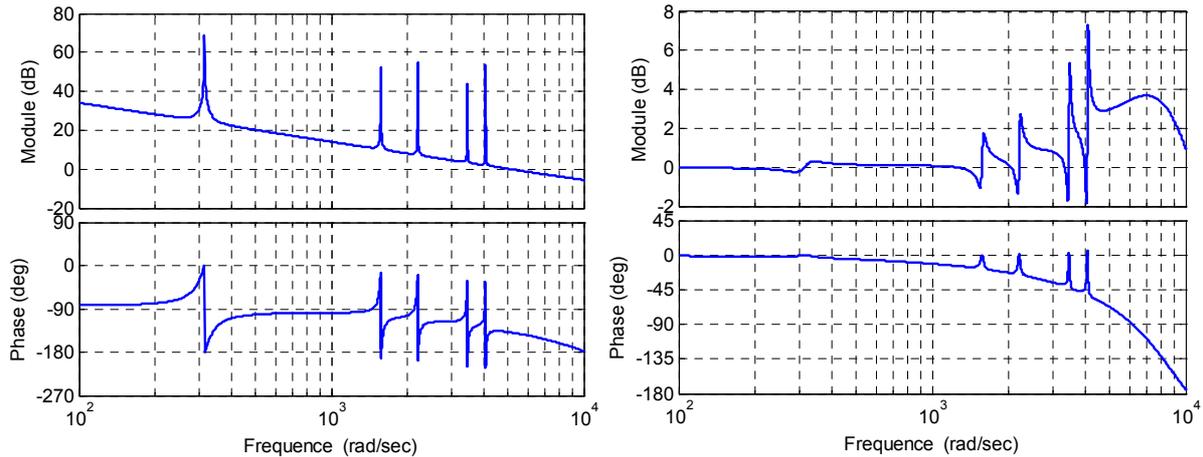


Figure 2.31. Réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et en boucle fermée (à droite) du système avec le correcteur Multi-Résonant.

La Figure 2.31 à gauche présente la réponse fréquentielle en boucle ouverte. On constate que la bande passante du système est de 5.000rad/s et que la marge de phase obtenue est relativement haute, 42°. En ce qui concerne la réponse fréquentielle en boucle fermée (Figure 2.31 à droite), même si le gain et la phase aux fréquences désirées sont nuls, il y a une résonance qui apparaît entre 4.000 et 10.000rad/s. Il sera nécessaire de vérifier après en simulation que cette résonance ne pose pas de problèmes au fonctionnement du convertisseur dans l'application choisie.

La Figure 2.32 présente la réponse temporelle au changement d'une référence très perturbée (formée par un fondamental de 8A qui se réduit à 4A à l'instant 0.5s, un harmonique 5 et 7 de 2A et un harmonique 11 et 13 de 1A) avec le correcteur Multi-Résonant réglé par le réglage classique. On constate que le régime transitoire est très rapide et que l'erreur statique est négligeable.

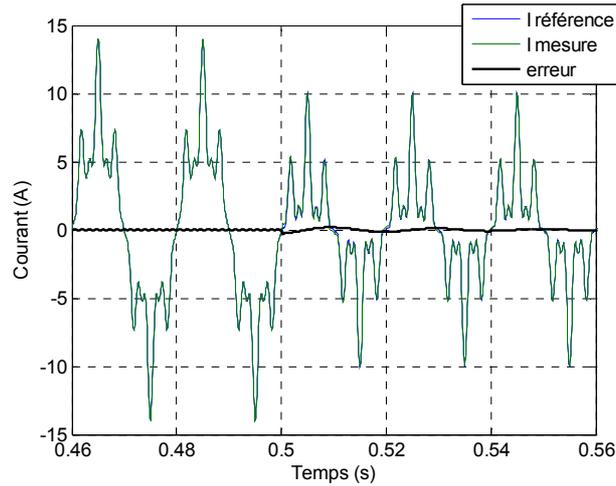


Figure 2.32. Réponse temporelle au changement d'une consigne très polluée avec le correcteur Multi-Résonnant et le réglage classique.

### Implantation du correcteur PI en repères tournants multiples

Le réglage des termes intégrateurs du correcteur PI en repères tournants multiples a été réalisé à partir des critères présentés dans le Tableau 2.3.

L'équation obtenue dans ce cas est :

$$\Delta\Phi = \tan^{-1} \left( \frac{-\sum_{n=1}^N k_{in} \prod_{\substack{x=1 \\ x \neq n}}^N (BP_{BO} \mp x \cdot \omega_0)}{k_p \cdot \prod_{x=1}^N (BP_{BO} \mp x \cdot \omega_0)} \right) \leq 5^\circ \quad (2.19)$$

Où  $n$  et  $x$  sont des compteurs qui représentent les différents harmoniques (1, 5, 7, etc.).

En choisissant également la même valeur pour tous les paramètres, on obtient :

$$k_i = \frac{-\tan \Delta\Phi \cdot k_p \prod_{x=1}^N (BP_{BO} \mp x \cdot \omega_0)}{\left( \sum_{n=1}^N \prod_{\substack{x=1 \\ x \neq n}}^N (BP_{BO} \mp x \cdot \omega_0) \right)} \quad (2.20)$$

Ainsi, les paramètres de contrôle du correcteur PI en repères tournants multiples sont :

Symbole	Désignation	Valeur
$k_p$	Paramètre proportionnel	15
$k_i$	Paramètre intégrateur	750

Tableau 2.5. Paramètres de contrôle du correcteur PI en repères tournants multiples.

Les bonnes performances de l'ensemble du système avec ces paramètres ont été vérifiées dans les réponses fréquentielles en boucle ouverte et en boucle fermée.

La réponse fréquentielle du système n'est pas symétrique : les harmoniques 1, 7 et 13 sont inclus dans la séquence positive, tandis que les harmoniques 5 et 11 sont inclus dans la séquence négative. La Figure 2.33 montre la séquence positive (à gauche) et la séquence négative (à droite) de la réponse fréquentielle en boucle ouverte. On constate que la bande passante du système est de 5.000rad/s et que la marge de phase obtenue est relativement haute, 41°.

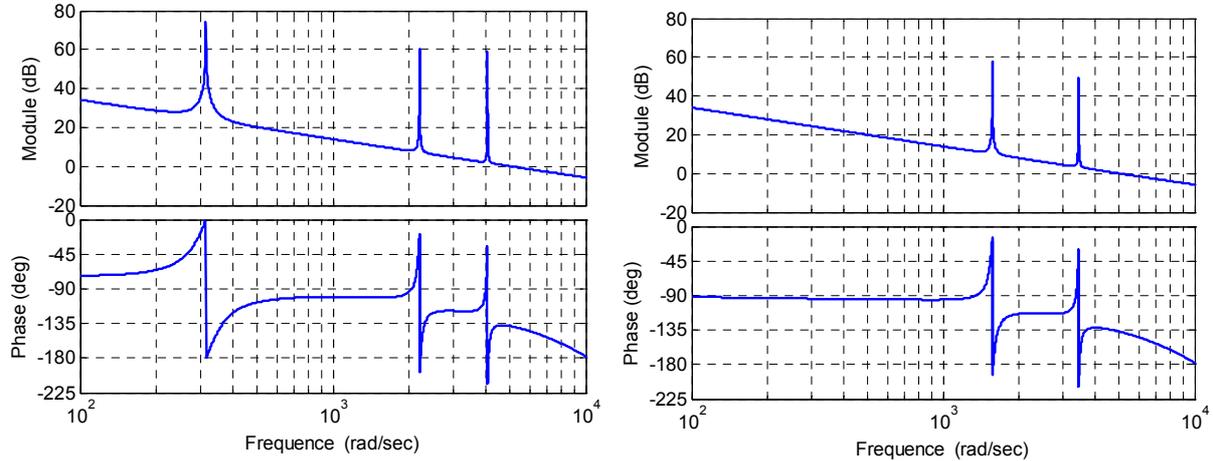


Figure 2.33. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) de la réponse fréquentielle en boucle ouverte du système avec le correcteur PI en repères tournants multiples.

La Figure 2.34 présente la séquence positive (à gauche) et la séquence négative (à droite) de la réponse fréquentielle du système en boucle fermée. Aux fréquences désirées, l'erreur statique est nulle pour ces harmoniques. Cependant, une petite résonance apparaît en haute fréquence comme dans le cas du correcteur précédent. Ainsi, il sera nécessaire de vérifier après en simulation que cette résonance ne pose pas de problèmes au fonctionnement du convertisseur dans l'application choisie.

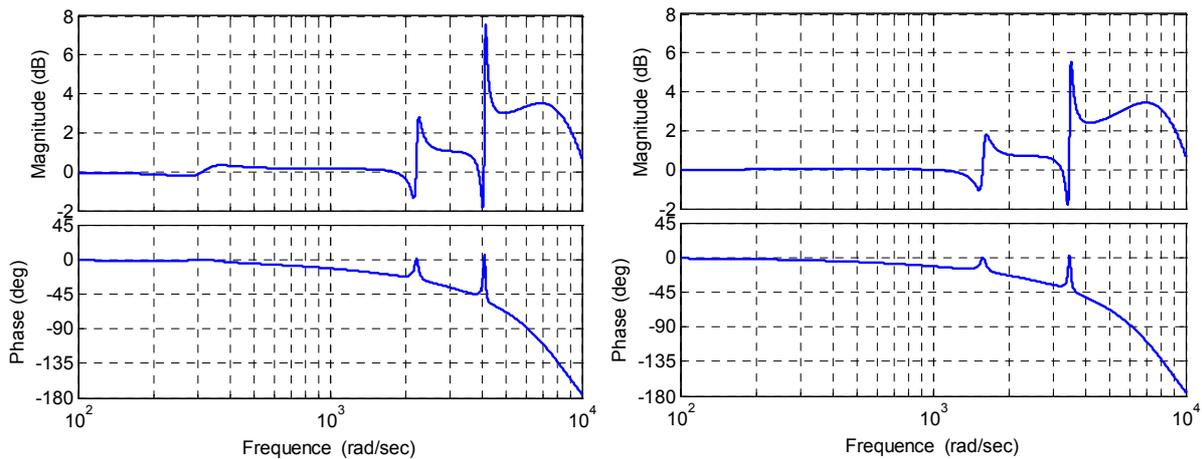


Figure 2.34. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) de la réponse fréquentielle en boucle fermée du système avec le correcteur PI en repères tournants multiples.

Dans la Figure 2.35, on observe la réponse temporelle au changement d'une référence très perturbée (la même que dans le cas précédent) pour le correcteur PI en repères tournants

multiples réglé par le réglage classique. Le régime transitoire est également très rapide et l'erreur statique négligeable.

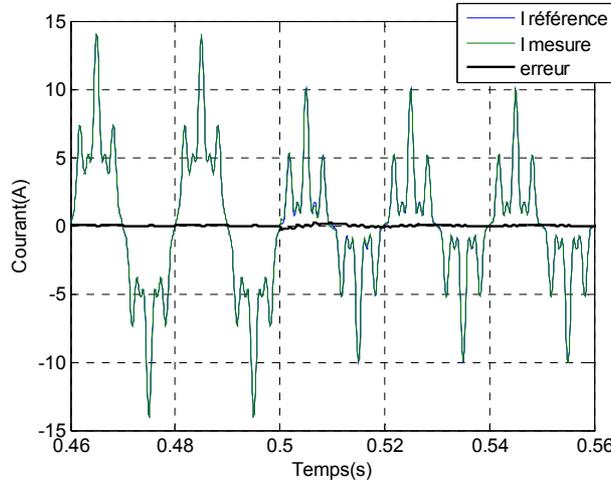


Figure 2.35. Réponse temporelle au changement d'une consigne très polluée avec le correcteur PI en repères tournants multiples et le réglage classique.

### Implantation du correcteur Hybride

Le réglage des paramètres intégrateurs du correcteur Hybride a été réalisé à partir des critères présentés dans le Tableau 2.3. Dans ce cas, on trouve l'équation suivante :

$$\Delta\Phi = 90^\circ + \tan^{-1} \left( \frac{k_p BP'_{BO} \prod_{y=1}^N (BP'_{BO}{}^2 - y\omega_0^2)}{k_{i1} \prod_{y=1}^N (BP'_{BO}{}^2 - y\omega_0^2) + 2BP'_{BO}{}^2 \sum_{n=1}^N k_{in} \prod_{\substack{y=1 \\ y \neq n}}^N (BP'_{BO}{}^2 - y\omega_0^2)} \right) \leq 5^\circ \quad (2.21)$$

où  $BP'_{BO} = BP_{BO} + 100\pi$ ,  $k_{i1}$  est le gain intégrateur du fondamental et  $n$  et  $y$  sont les compteurs qui représentent les harmoniques vus du repère tournant fondamental (6, 12, etc.).

Ainsi, le paramètre intégrateur devient (mêmes valeurs pour tous) :

$$k_i = \frac{k_p BP'_{BO} \prod_{y=1}^N (BP'_{BO}{}^2 - y\omega_0^2)}{\tan(\Delta\Phi - 90^\circ) \left( \prod_{y=1}^N (BP'_{BO}{}^2 - y\omega_0^2) + 2BP'_{BO}{}^2 \sum_{n=1}^N \prod_{\substack{y=1 \\ y \neq n}}^N (BP'_{BO}{}^2 - y\omega_0^2) \right)} \quad (2.22)$$

Les paramètres du correcteur Hybride déduits des équations précédentes sont présentés dans le Tableau 2.6.

Symbole	Désignation	Valeur
$k_p$	Paramètre proportionnel	15
$k_i$	Paramètre intégrateur	820

Tableau 2.6. Paramètres de contrôle du correcteur Hybride.

Les réponses fréquentielles en boucle ouverte et en boucle fermée sont très similaires au correcteur précédent (voir Figure 2.36 et Figure 2.37). On voit bien que dans ce cas la réponse

fréquentielle n'est pas symétrique non plus. On constate encore que la bande passante du système est de 5.000rad/s et que la marge de phase obtenue est relativement haute, 41°. En ce qui concerne la réponse fréquentielle en boucle fermée, comme dans les deux cas précédents, une résonance apparaît en haute fréquence. Il sera nécessaire de vérifier après en simulation que cette résonance ne pose pas de problèmes au fonctionnement du convertisseur dans l'application choisie.

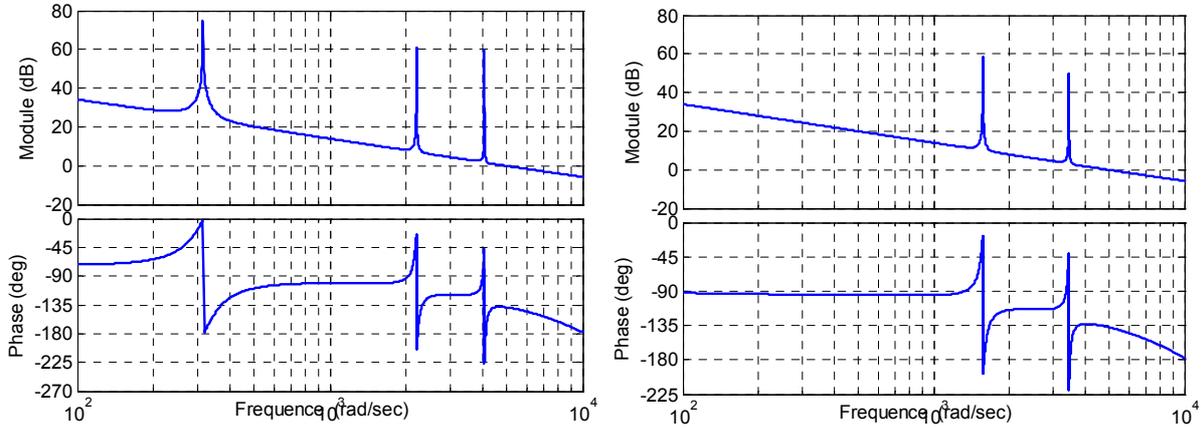


Figure 2.36. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) de la réponse fréquentielle en boucle ouverte du système avec le correcteur Hybride.

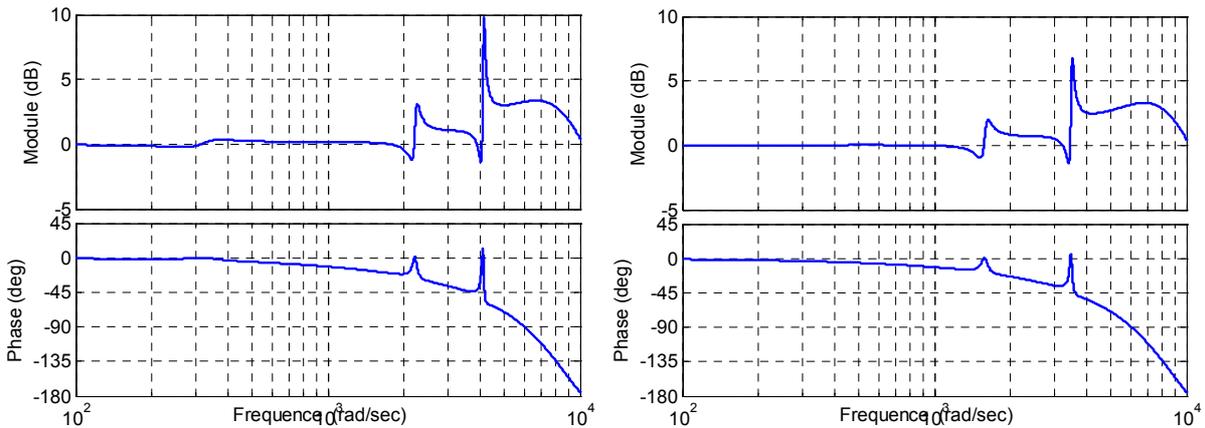


Figure 2.37. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) de la réponse fréquentielle en boucle fermée du système avec le correcteur Hybride.

Si on analyse la réponse temporelle au changement d'une référence très perturbée (la même que dans le cas précédent) avec le correcteur Hybride réglé par la méthode classique (voir Figure 2.38), on constate que le transitoire est très rapide et que l'erreur statique est négligeable.

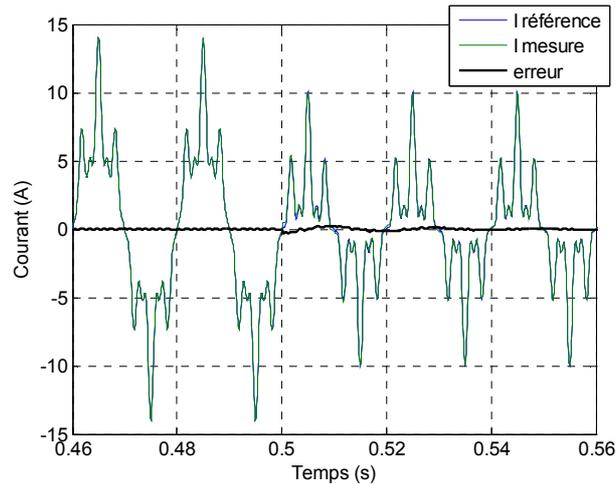


Figure 2.38. Réponse temporelle au changement d'une consigne très polluée avec le correcteur Hybride et le réglage classique.

### 2.2.5.2 Réglage par la structure par retour d'état avec placement de pôles

La plupart des études concernant les applications de contrôle de courant des correcteurs Multi-Résonants ont eu lieu en considérant la structure classique, c'est-à-dire, l'addition directe de correcteurs résonants en série ou en parallèle. Dans cette partie, une nouvelle structure a été développée en réorganisant la structure conventionnelle par retour d'état.

Le réglage par retour d'état en utilisant des correcteurs Multi-Résonants était proposé par [WL-00]. Cependant, cette étude ne considérait pas le retard numérique dans le réglage. Au cours de ce travail, une nouvelle configuration de la structure par retour d'état avec de correcteurs Multi-Résonants plus complet a été proposée. Cette configuration, d'un côté, prend en compte le retard numérique dans le calcul des gains de retour d'état et de l'autre côté, elle est plus robuste que la méthode précédente car, afin d'éviter les problèmes de stabilité, une erreur d'estimation paramétrique de  $\pm 20\%$  a été considérée lors du réglage [GA-05].

#### Présentation de la structure par retour d'état

Lorsque les variables d'état d'un système sont connues (par mesure ou par estimation), il est possible, si le système est complètement contrôlable, de fixer la dynamique du système via une matrice de gain : c'est le principe de la structure par retour d'état. Ce principe est implanté avec la technique du placement de pôles à partir d'une matrice de retour d'état.

Dans le cas d'une implantation numérique, il est essentiel de considérer les retards de numérisation pendant le processus de synthèse de la matrice de retour d'état du correcteur. Ceci est critique dans les applications où la fréquence des signaux contrôlés est proche de la fréquence d'échantillonnage, comme c'est le cas pour le filtrage actif. La Figure 2.39 présente le schéma de bloc du système générique en prenant en compte le retard de calcul.

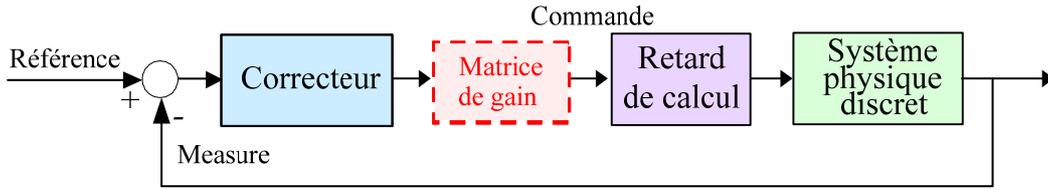


Figure 2.39. Schéma bloc de contrôle d'un système générique.

La représentation d'état discrète du système physique est la suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{pk} &= z^{-1}(\mathbf{A}_{pd} \mathbf{x}_{pk} + \mathbf{B}_{pd} u_{pk}) \\ y_{pk} &= \mathbf{C}_{pd} \mathbf{x}_{pk} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Où  $u_{pk}$  est la variable d'entrée à l'instant  $k$ ,  $y_{pk}$  est la variable de sortie à l'instant  $k$  et  $\mathbf{x}_{pk}$  est le vecteur de variables d'état du système physique à l'instant  $k$ . Si l'on considère le retard du calcul comme une partie du système physique discret à contrôler, la représentation d'état devient :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{rk} &= z^{-1}(\mathbf{A}_{rd} \mathbf{x}_{rk} + \mathbf{B}_{rd} u_{rk}) \\ y_{rk} &= \mathbf{C}_{rd} \mathbf{x}_{rk} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Où  $u_{rk}$  est la variable d'entrée à l'instant  $k$ ,  $y_{rk}$  est la variable de sortie à l'instant  $k$  et  $\mathbf{x}_{rk}$  est le vecteur de variables d'état du retard + système physique à l'instant  $k$ .

La représentation d'état discrète du correcteur est la suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{ck} &= z^{-1}(\mathbf{A}_{cd} \mathbf{x}_{ck} + \mathbf{B}_{cd} e_k) \\ y_{ck} &= \mathbf{C}_{cd} \mathbf{x}_{ck} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Où l'erreur  $e_k$  est la variable d'entrée à l'instant  $k$ ,  $y_{ck}$  est la variable de sortie à l'instant  $k$  et  $\mathbf{x}_{ck}$  est le vecteur de variables d'état du correcteur à l'instant  $k$ .

Ainsi, le schéma bloc du système peut être représenté de la forme suivante :

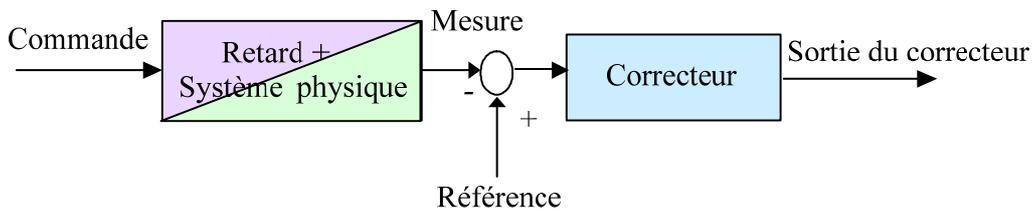


Figure 2.40. Réorganisation : le système vu du point de vue de la matrice de gain.

Cette représentation peut être réorganisée afin de faciliter le calcul de la matrice de gain. En conséquence, une nouvelle représentation du système est obtenue. Celle-ci contient deux entrées, la commande  $u_{rk}$  et la référence  $y_{rk,ref}$  et une sortie, la sortie du correcteur,  $\mathbf{x}_{ck}$ .



Figure 2.41. Représentation du système modifié.

La représentation d'état de ce système restructuré est :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{rk} \\ \mathbf{x}_{ck} \end{bmatrix} = z^{-1} \left( \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{rd} & 0 \\ -\mathbf{B}_{cd} \mathbf{C}_{rd} & \mathbf{A}_{cd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{rk} \\ \mathbf{x}_{ck} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{rd} \\ 0 \end{bmatrix} u_{rk} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{B}_{cd} \end{bmatrix} y_{rk,ref} \right) \quad (2.26)$$

Afin de garantir la stabilité du système et d'obtenir la dynamique désirée, un retour d'état est appliqué sur l'entrée  $u_{rk}$ . Cette dernière est la seule entrée du système qui peut être manipulée car la référence  $y_{rk,ref}$  est déjà établie. On choisit le signal de contrôle de la manière suivante :

$$u_{rk} = -\mathbf{K} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{rk} \\ \mathbf{x}_{ck} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Où  $\mathbf{K}$  est la matrice de gain du retour d'état.

Ensuite, le système devient un système contrôlé en boucle fermée, comme le montre la Figure 2.42.

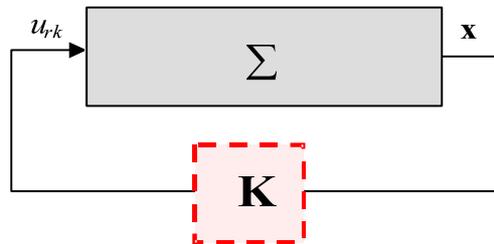


Figure 2.42. Système contrôlé en boucle fermée avec la matrice de gain de retour d'état.

En définissant  $\mathbf{K}$  comme:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{rd} \\ \mathbf{K}_{cd} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Le système de contrôle devient :

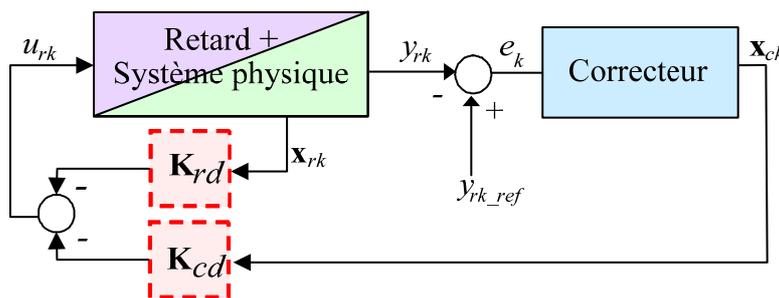


Figure 2.43. Retour d'état du système de contrôle avec les coefficients de gain distribués.

Après une nouvelle réorganisation, le système de la Figure 2.44 est obtenu.

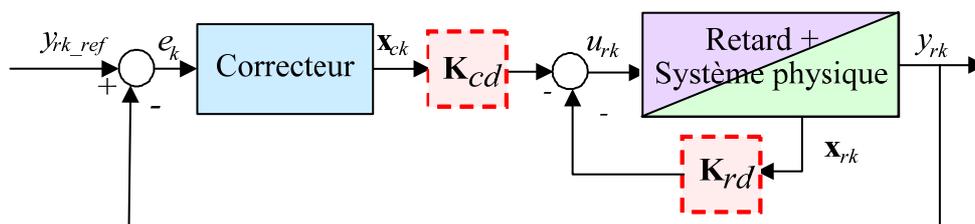


Figure 2.44. Réorganisation du système de contrôle par retour d'état avec les gains distribués.

Le système est représenté par :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{rk} \\ \mathbf{x}_{ck} \end{bmatrix} = z^{-1} \left( \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{rd} - \mathbf{B}_{rd} \mathbf{K}_{rd} & -\mathbf{B}_{rd} \mathbf{K}_{cd} \\ -\mathbf{B}_{cd} \mathbf{C}_{rd} & \mathbf{A}_{cd} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{rk} \\ \mathbf{x}_{ck} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{B}_{cd} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} y_{rk,ref} \right) \quad (2.29)$$

Les valeurs propres de la matrice  $\mathbf{A}$  sont les pôles désirés en boucle fermée du système. Si l'on choisit une matrice de gain  $\mathbf{K}$  adéquate, il est possible de placer les pôles du système en boucle fermée aux endroits désirés. Ce calcul peut être facilement réalisé avec un outil de calcul comme Matlab (avec la commande *place*).

La condition nécessaire et suffisante pour obtenir un placement de pôles arbitraire est que le système soit complètement contrôlable. Cette condition est remplie si le rang de la matrice de contrôlabilité  $\mathbf{M}$ , voir équation (2.30), est le même que le nombre de variables d'état ( $n$ ) [OG-87].

$$\mathbf{M} = [\mathbf{B} : \mathbf{A}\mathbf{B} : \mathbf{A}^2\mathbf{B} : \dots : \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}] \quad (2.30)$$

### Placement de pôles

Les emplacements possibles des pôles en boucle fermée du système sont infinis. Une étude a eu lieu pour analyser le choix de l'emplacement le plus adéquat. Dans tous les cas, la matrice de gain de retour a été déterminée de telle manière qu'en boucle fermée six paires de pôles complexes conjugués soient obtenus (dérivés des 5 paires de pôles complexes du correcteur et des 2 pôles réels du système physique plus le retard de calcul).

Un choix possible pour placer les pôles en boucle fermée consiste à considérer la *configuration Butterworth*, c'est-à-dire, en plaçant les 6 pôles complexes conjugués sur une demi cercle dans la partie gauche du plan  $s$  [SD-XX]. Un autre choix consiste à les placer sur *deux droites horizontales* avec la même partie imaginaire. On peut également placer les pôles sur *deux diagonales* comme le montre la Figure 2.45.

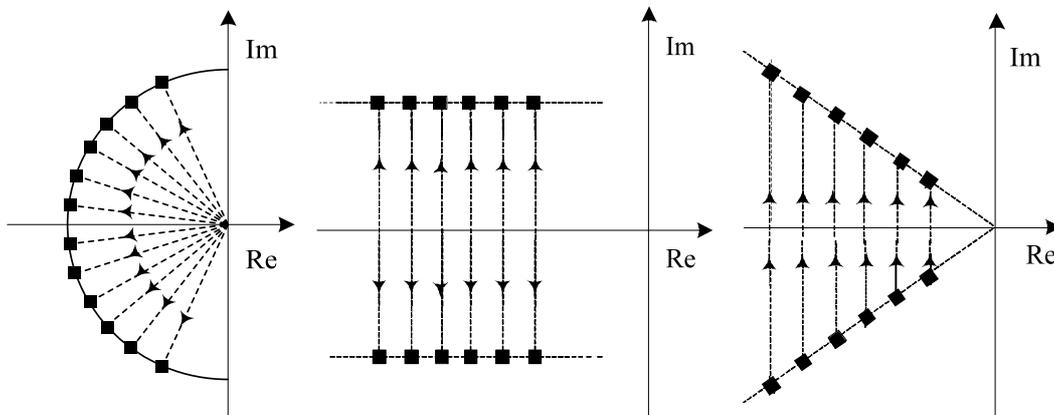


Figure 2.45. Placement de pôles en boucle fermée dans le plan  $s$  avec la configuration de Butterworth (à gauche), sur deux droites horizontales (au milieu) et sur deux diagonales (à droite).

Finalement, on peut placer aussi tous les pôles en boucle fermée sur *une droite verticale* dans le plan  $s$  [WL-00] [ZE-05]. Ce choix se présente comme la meilleure option car on peut fixer la dynamique du système et assurer une marge de stabilité, qui est une caractéristique très importante. De plus, c'est une configuration simple à régler car il ne faut fixer qu'un seul paramètre : la partie réelle  $p_r$ .

### L'observateur

Dans la pratique, toutes les variables d'état ne sont pas mesurables. C'est le cas des variables d'état du système formé par le retard et le système physique. Cela est dû au fait que la variable de contrôle retardée n'est pas accessible. L'estimation (ou observation) de ces variables d'état non mesurables est réalisée à partir de la sortie  $y_{rd}$  et de la variable de contrôle  $u_r$ , comme le montre la Figure 2.46.

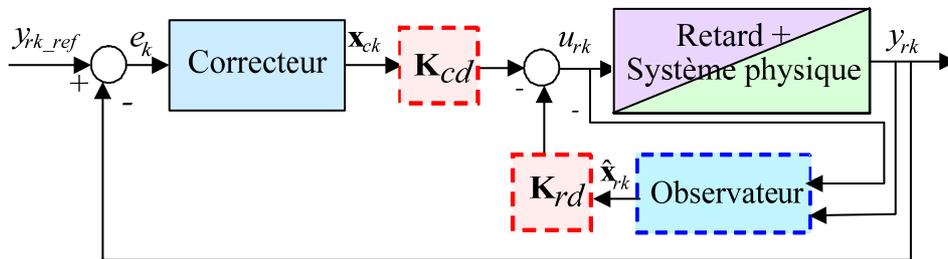


Figure 2.46. Système de contrôle avec la structure par retour d'état et l'observateur.

L'observateur peut être conçu seulement si la condition d'observabilité est remplie, c'est-à-dire, si le rang de la matrice d'observabilité  $\mathbf{M}'$  (voir équation (2.31)) est le même que le nombre de variables d'état du système observé (retard+système physique) [OG-87].

$$\mathbf{M}' = [\mathbf{C}_{rd}^T : \mathbf{A}_{rd}^T \mathbf{C}_{rd}^T] \quad (2.31)$$

L'observateur est fondamentalement une copie du système formé par le retard et le système physique : outre les mêmes matrices d'état d'entrée et de sortie  $\mathbf{A}_{rd}$ ,  $\mathbf{B}_{rd}$  et  $\mathbf{C}_{rd}$ , il a un terme supplémentaire qui calcule l'erreur entre la sortie réelle  $y_{rd}$  et la sortie estimée  $\mathbf{C}_{rd} \hat{\mathbf{x}}_o$ , comme le présente l'équation (2.32).

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_o = \mathbf{A}_{rd} \hat{\mathbf{x}}_o + \mathbf{B}_{rd} u_{rk} + \mathbf{K}_o (y_{rd} - \mathbf{C}_{rd} \hat{\mathbf{x}}_o) \quad (2.32)$$

La matrice  $\mathbf{K}_o$  est le gain de retour de l'observateur, qui est calculé afin de minimiser son influence dans la dynamique du retour d'état. La dynamique de l'observateur doit être au moins cinq fois plus rapide que la dynamique de l'ensemble du système. La Figure 2.47 présente l'ensemble du système avec l'observateur :

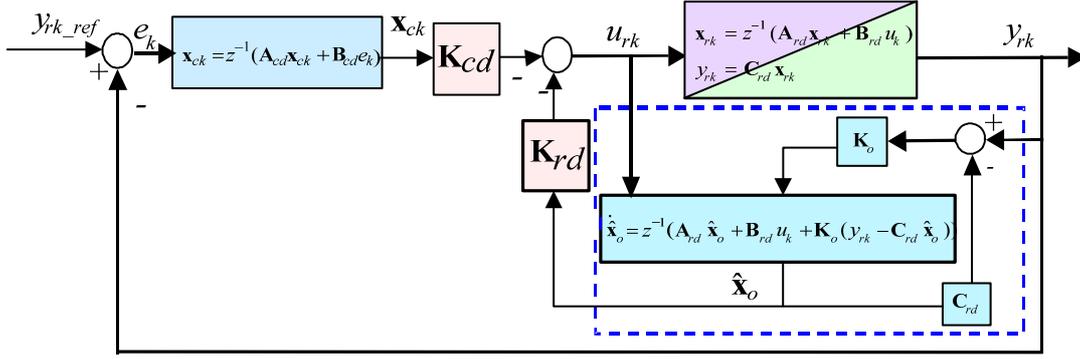


Figure 2.47. Système de contrôle réorganisé avec les coefficients de gains de retour d'état distribués et l'observateur.

### Application au correcteur Multi-Résonant

Le correcteur Résonant employé, à la différence de celui de l'équation (2.3), n'a pas de gains (ni  $k_p$  ni  $k_i$ ). Cela est dû au fait que ces termes sont indirectement inclus dans la matrice de gain de la structure par retour d'état.

Si l'on considère l'implantation cosinusoidale, les fonctions de transfert continue et discrète du terme résonant sont :

$$C_R(s) = \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \Rightarrow C_R(z) = \frac{T_e [z^2 - \cos(\omega_0 T_e) z]}{z^2 - 2 \cos(\omega_0 T_e) z + 1} \quad (2.33)$$

L'équation (2.34) montre les équations issues de l'association parallèle du correcteur Multi-Résonant :

$$C_{MR}(z) = \frac{T_e [z^2 - \cos(\omega_0 T_e) z]}{z^2 - 2 \cos(\omega_0 T_e) z + 1} + \frac{T_e [z^2 - \cos(\omega_5 T_e) z]}{z^2 - 2 \cos(\omega_5 T_e) z + 1} + \frac{T_e [z^2 - \cos(\omega_7 T_e) z]}{z^2 - 2 \cos(\omega_7 T_e) z + 1} + \frac{T_e [z^2 - \cos(\omega_{11} T_e) z]}{z^2 - 2 \cos(\omega_{11} T_e) z + 1} + \frac{T_e [z^2 - \cos(\omega_{13} T_e) z]}{z^2 - 2 \cos(\omega_{13} T_e) z + 1} \quad (2.34)$$

où  $\omega_0 = 100\pi$ ,  $\omega_5 = 500\pi$ ,  $\omega_7 = 700\pi$ ,  $\omega_{11} = 11$  et  $\omega_{13} = 1300\pi$ .

Afin de placer tous les pôles en boucle fermée sur une droite verticale, les pôles en boucle ouverte ont été déplacés horizontalement vers la droite verticale  $p_r$  dans le plan  $s$  (voir Figure 2.48). Dans le cas de pôles réels (du système et du retard de calcul), qui sont déjà sur l'axe réel, les deux pôles sont placés sur le même lieu.

$$P = [-p_r \quad -p_r \quad -p_r \pm j\omega_0 \quad -p_r \pm j\omega_5 \quad -p_r \pm j\omega_7 \quad -p_r \pm j\omega_{11} \quad -p_r \pm j\omega_{13}] \quad (2.35)$$

Où  $\omega_0 = 100\pi$ ,  $\omega_5 = 500\pi$ ,  $\omega_7 = 700\pi$ ,  $\omega_{11} = 1100\pi$  et  $\omega_{13} = 1300\pi$ .

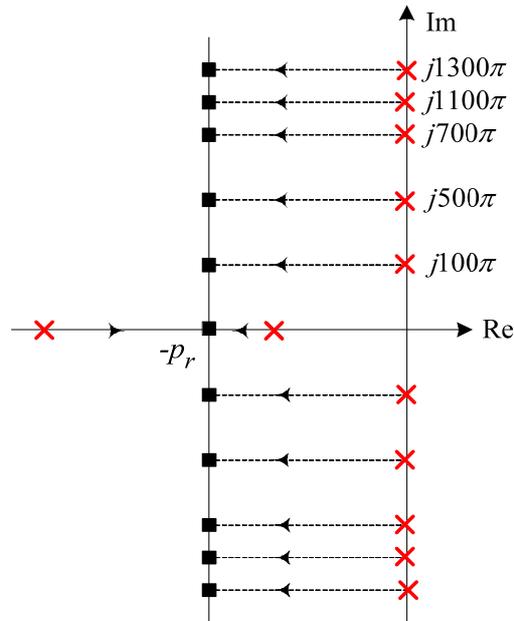


Figure 2.48. Placement de pôles en boucle ouverte (sous forme de croix) et en boucle fermée dans une droite verticale (sous forme de carrés) dans le plan  $s$  pour le correcteur Multi-Résonnant.

Le choix de la valeur de  $p_r$  a été déterminé afin d'obtenir une robustesse acceptable du système (voir Tableau 1.1) face à des erreurs d'identification de  $\pm 20\%$  des paramètres du filtre de raccordement. La plage de variation de  $p_r$  qui remplit cette condition, déterminée en analysant le lieu des pôles du système, est  $p_r = [1000, 1600]$ .

Au-dessus et au-dessous de cet intervalle, avec une erreur paramétrique de  $-20\%$ , quelques pôles en boucle fermée sont en hors du cercle unitaire et donc, le système devient instable (voir Figure 2.49).

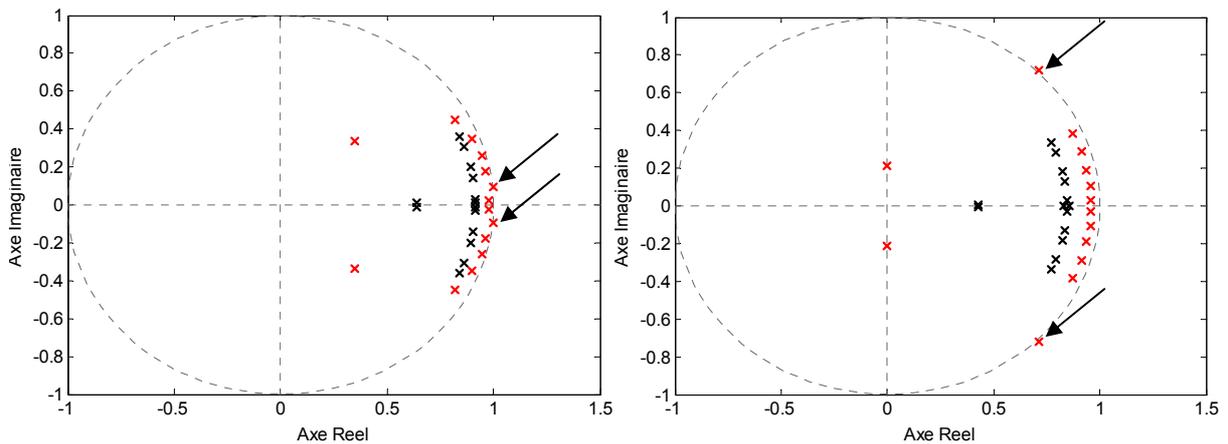


Figure 2.49. Pôles en boucle fermée dans le plan  $z$  sans erreur d'identification (foncés) et pôles avec une erreur d'identification de  $-20\%$  (clairs) avec  $p_r = 900$  (à gauche) et  $p_r = 1700$  (à droite) pour le correcteur Multi-Résonnant.

Ensuite, on a étudié la réponse fréquentielle du système en boucle fermée avec différentes valeurs de  $p_r$  comprises dans l'intervalle choisi.

Le critère pour choisir la valeur de  $p_r$  la plus adéquate dans cet intervalle a été la minimisation des phénomènes de résonances en basse fréquence (entre le fondamental et l'harmonique 5) et

en haute fréquence (à partir de l'harmonique 13). La résonance en basse fréquence diminuant lorsque la résonance en haute fréquence augmente et vice-versa (voir Figure 2.50 à gauche), il faut faire un compromis dans le choix de la valeur de  $p_r$ . La valeur de  $p_r$ , avec laquelle on obtient la courbe foncée a été choisie comme la meilleure solution (1400) car, dans ce cas, on obtient un pic de résonance en basse fréquence de 8dB et un pic de résonance en haute fréquence de 7dB. Il faut remarquer que dans le cas de déséquilibre, la résonance en basse fréquence est très dangereuse car elle provoque l'amplification de l'harmonique 3. Les résonances qui apparaissent avec ce réglage sont plus élevées, et donc plus dangereuses, que celles qui apparaissent avec le réglage classique. Le placement de pôles du système en boucle fermée dans le plan z avec  $p_r=1400$  est présenté dans la Figure 2.50 à droite.

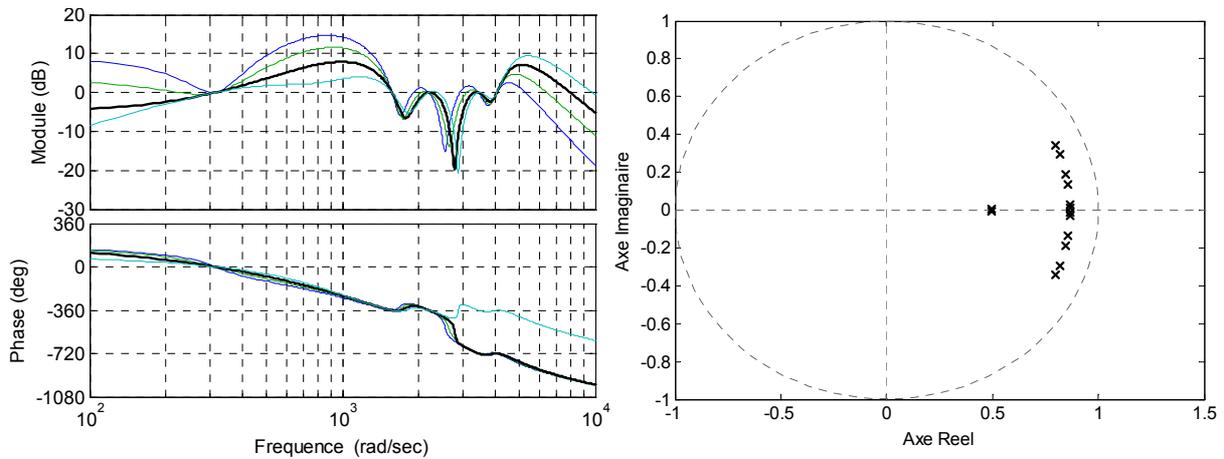


Figure 2.50. Réponse fréquentielle en boucle fermée avec différentes valeurs de  $p_r$  (à gauche) et placement de pôles avec  $p_r=1400$  (à droite) pour le correcteur Multi-Résonant.

L'observateur contient les mêmes matrices  $\mathbf{A}_{rd}$ ,  $\mathbf{B}_{rd}$  et  $\mathbf{C}_{rd}$  que le système constitué par le retard et le système physique:

$$\mathbf{A}_{rd} = \begin{bmatrix} d & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{rd} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{C}_{rd} = [0 \quad g].$$

Les pôles de l'observateur désirés en boucle fermée sont les suivants :

$$P_o = [-5p_r \pm j\omega_o] \quad (2.36)$$

où  $\omega_o = 100\pi$

La Figure 2.51 présente la réponse temporelle lors d'un changement de référence très perturbée (identique à celle montrée dans le cas du réglage classique) avec le correcteur Multi-Résonant réglé par retour d'état. On constate que la durée du régime transitoire est égale à la moitié de la période du fondamental et que l'erreur statique est négligeable.

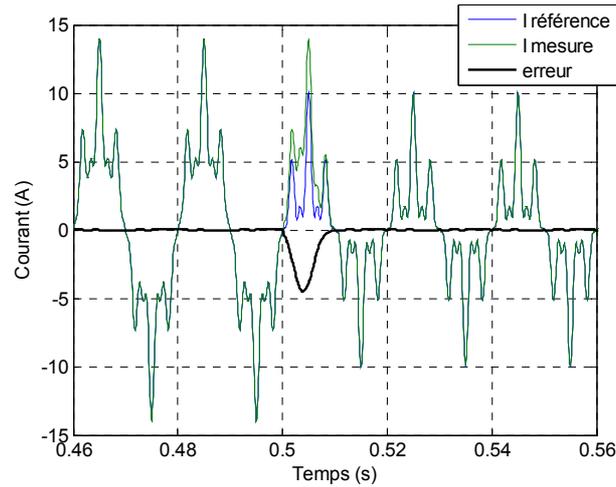


Figure 2.51. Réponse temporelle au changement d'une consigne très polluée avec le correcteur Multi-Résonant et le réglage par retour d'état.

### Application au correcteur Hybride

Dans le cas de la structure par retour d'état avec le correcteur Hybride, l'ensemble du système reste identique à celui de la Figure 2.47, seule les matrices d'état et d'entrée  $\mathbf{A}_{cd}$  et  $\mathbf{B}_{cd}$  du correcteur changent.

La structure de contrôle est celle présentée dans la partie 2.2.4. Le correcteur Hybride employé, à la différence de celui de l'équation (1.15), n'a pas de gains (ni  $k_p$  ni  $k_i$ ). Ainsi, le correcteur hybride devient:

$$C_H(z) = \frac{z-1}{z} + \frac{T_e [z^2 - \cos(\omega_6 T_e)z]}{z^2 - 2\cos(\omega_6 T_e)z + 1} + \frac{T_e [z^2 - \cos(\omega_{12} T_e)z]}{z^2 - 2\cos(\omega_{12} T_e)z + 1} \quad (2.37)$$

où  $\omega_6 = 600\pi$  et  $\omega_{12} = 1200\pi$ .

La démarche aussi est identique à celle du cas précédent : les pôles en boucle fermée sont donc placés sur une droite verticale. On obtient en boucle fermée deux paires de pôles complexes conjugués et un pôle réel triple avec la même partie réelle  $p_r$  (dérivés des 2 paires de pôles complexes et 1 pôle réel du correcteur et 2 pôles réels du système physique plus le retard).

Les pôles désirés en boucle fermée sont les suivants (voir Figure 2.52):

$$P = [-p_r - p_r - p_r - p_r \pm j\omega_6 - p_r \pm j\omega_{12}] \quad (2.38)$$

L'observateur est aussi calculé de la même manière que dans le cas précédent.

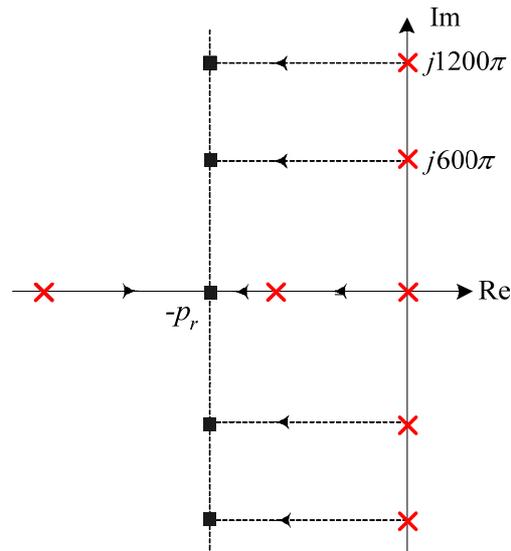


Figure 2.52. Placement de pôles en boucle ouverte (sous forme de croix) et en boucle fermée dans une droite verticale (sous forme de carrés) dans le plan  $s$  pour le correcteur Hybride.

Dans ce cas, la plage de variation de  $p_r$  qui remplit la condition de stabilité établie (erreur d'estimation paramétrique du -20%) est  $p_r=[1700, 3000]$ . Dans cet intervalle, la valeur de  $p_r$  qui minimise l'effet des résonances en basse et haute fréquence est de 2500 (voir courbe foncée de la Figure 2.53). Le placement de pôles du système en boucle fermée dans le plan  $z$  avec  $p_r=2500$  est présenté sur la Figure 2.54.

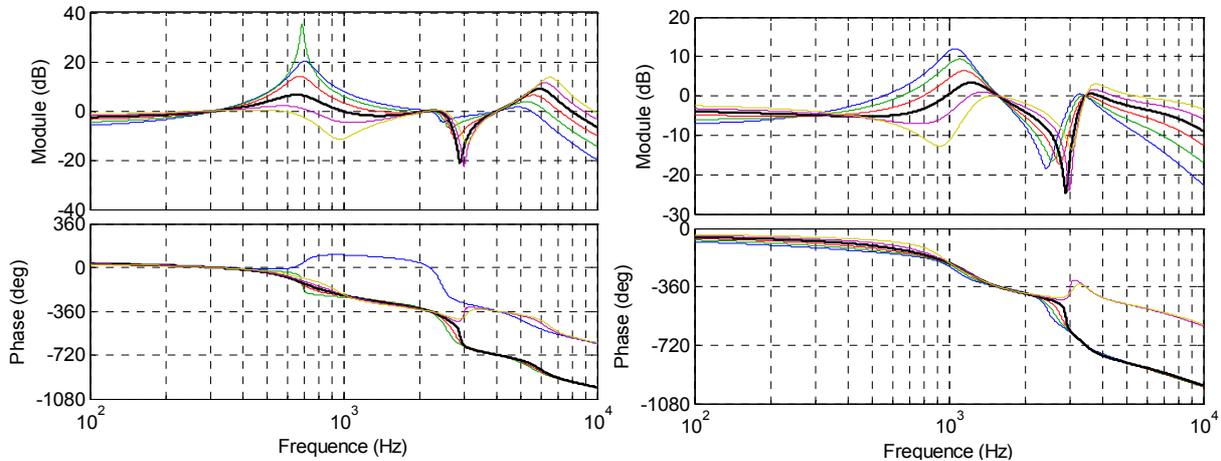


Figure 2.53. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) de la réponse fréquentielle en boucle fermée avec différentes valeurs de  $p_r$  comprises entre 1700 et 3000 avec le correcteur Hybride.

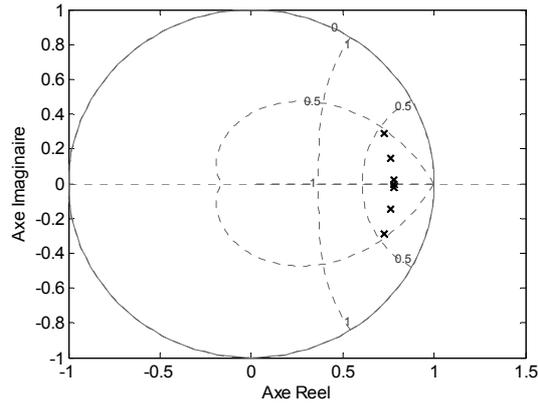


Figure 2.54. Placement de pôles en boucle fermée avec  $p_r = 2500$  avec le correcteur Hybride.

Si l'on analyse la réponse temporelle lors d'un changement de référence très perturbée (identique au cas précédent) avec le correcteur Hybride réglé par retour d'état (voir Figure 2.55), on constate que dans ce cas la durée du transitoire est égale au quart de la période du fondamental et que l'erreur statique est négligeable.

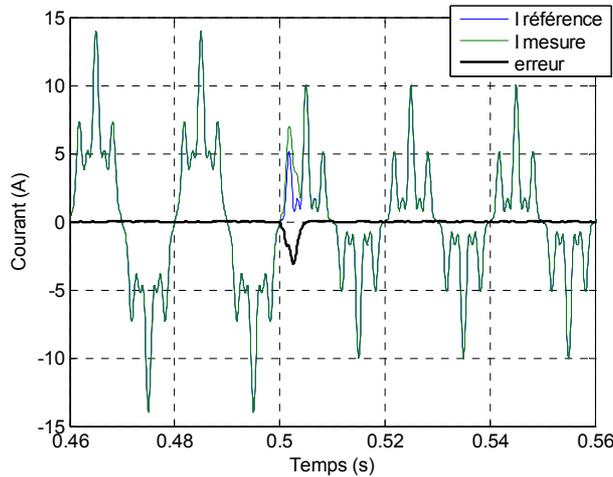


Figure 2.55. Réponse temporelle au changement d'une consigne très polluée avec le correcteur Hybride et le réglage par retour d'état.

## 2.2.6 Conclusions

Trois différents correcteurs à base d'intégrateurs ont été présentés : le correcteur Multi-Résonant en repère fixe, le correcteur PI en repères tournants multiples et le correcteur Hybride en repère tournant unique. Ce travail a permis de montrer qu'ils sont très bien adaptés pour des applications multi-fréquentielles.

Deux méthodes différentes de réglage ont été analysées : le réglage classique basé sur la réponse fréquentielle en boucle ouverte et le réglage par retour d'état avec placement de pôles. Dans les deux cas, les retards numériques ont été considérés dans le réglage des correcteurs afin d'éviter des problèmes de stabilité.

## 2.3 CORRECTEUR PREDICTIF DEAD-BEAT

La stratégie de contrôle prédictif est basée sur la prédiction, au début de chaque période d'échantillonnage, du signal de contrôle à appliquer en se basant sur la consigne, la sortie actuelle et les paramètres du système physique et ce, afin de minimiser l'erreur. Lorsque le signal de contrôle est choisi afin d'annuler l'erreur de courant à la fin de la période d'échantillonnage suivante le contrôle prédictif est appelé *contrôle à réponse pile*, plus connu par son acception anglaise *Dead-Beat Control* [KZ-02]. Il ne s'agit pas strictement d'un type de correcteur, mais plutôt d'une philosophie de réglage basée sur un type de réponse souhaitée.

L'avantage le plus important du correcteur Dead-Beat est sa rapidité car la sortie atteinte la valeur de la référence après deux périodes d'échantillonnage. Ce correcteur est considéré le correcteur numérique le plus rapide [ML-99]. Toutefois, ce retard de réponse provoque une erreur inadmissible en haute fréquence. D'où, la nécessité d'utiliser des techniques de compensation du retard de réponse.

Ce correcteur possède aussi un inconvénient relativement important : basé sur le modèle du système, il est très sensible aux variations paramétriques, aux incertitudes du système et au bruit : ceci peut provoquer des erreurs de précision [LO-05a]. Même si cela fait longtemps que les correcteurs Dead-Beat sont étudiés, c'est un problème encore très présent de nos jours. [MT-05] propose d'ajouter au système un observateur d'état. Avec un réglage adéquat des paramètres de l'observateur, les désagréments concernant les erreurs paramétriques liées au correcteur Dead-Beat sont minimisées, mais au prix d'une diminution légère de la dynamique du système et une augmentation de la complexité.

Dans cette partie, on présente d'abord un état de l'art des différents types de techniques Dead-Beat que l'on trouve dans la littérature. Ensuite, une nouvelle classification des différents types de techniques en fonction du type de réglage est proposée. Dans la suite, on présente un bref résumé de chaque structure de contrôle analysée et une comparaison des différentes méthodes. Finalement, les différentes techniques de compensation du retard de réponse sont étudiées.

### 2.3.1 Etat de l'art des techniques Dead-Beat

Les techniques Dead-Beat sont très utilisées pour des applications où l'on a besoin d'une grande dynamique, tant en repère fixe comme en repère tournant, comme c'est le cas pour le filtrage actif [ML-99] [AL-02] [OT-03] [LO-05b].

La plupart des correcteurs avec réponse Dead-Beat que l'on trouve dans la littérature sont basés sur le réglage prédictif du premier ordre. Ces correcteurs sont utilisés dans des applications de contrôle de courant d'un onduleur de tension [KA-90] [HO-96] et de filtrage actif [ML-98]. Cependant d'autres méthodes sont également proposées.

La référence [SV-98] analyse le contrôle de courant d'un onduleur connecté au réseau. Pour cela, il utilise un correcteur PI en repère tournant avec un gain de type Dead-Beat. Par la suite, cette même structure de contrôle a été utilisée pour compenser les creux de tension dans un dispositif parallèle [RN-04] [BG-04] puis série [BG-04].

Dans [AL-02], l'auteur utilise un correcteur RST en repère fixe avec réponse pile pour le contrôle de courant d'un filtre actif parallèle. Il propose un correcteur RST amélioré qui compense le retard introduit par le correcteur.

La référence [ET-03] analyse la commande en courant de l'onduleur de tension. Il propose une classification pour les différentes techniques Dead-Beat selon la méthode de réglage. Deux principales techniques sont différenciées : le réglage de pôles et le réglage en équations aux différences. Dans la méthode de réglage de pôles, il décrit le correcteur RST et la méthode d'imposition de la fonction de transfert en boucle fermée. En ce qui concerne le réglage en équations aux différences, il présente deux réglages possibles : le réglage par modèle inverse et le réglage prédictif. Dans tous ces cas, les correcteurs travaillent en repère fixe et un retard de deux périodes d'échantillonnage est obtenu entre la sortie et la référence.

Dans [OT-03], on utilise la Commande par Modèle Interne pour obtenir une réponse Dead-Beat dans une application au filtrage actif parallèle. Ce correcteur permet de placer les pôles en boucle fermée aux endroits désirés en compensant la dynamique du système. Deux différentes études ont été réalisées : tout d'abord, un correcteur avec un retard d'une période d'échantillonnage entre la sortie et la référence (le retard de calcul du correcteur est négligé) et ensuite un correcteur avec un retard de deux périodes. On constate que la Commande de Modèle Interne est équivalente à un correcteur PI classique en repère tournant.

Dans [MT-05], une source d'alimentation sans interruption (en anglais *Uninterruptible Power Supply*, UPS) est contrôlée avec une réponse Dead-Beat. Un correcteur par retour d'état est utilisé afin de placer les pôles du système à l'origine et donc, obtenir la réponse souhaitée pour le courant de l'onduleur et la tension du bus continu.

Finalement, la référence [GL-06] s'appuie sur la classification des types de correcteurs Dead-Beat de [ET-03] et analyse en détail le correcteur RST pour l'application d'un compensateur de creux de tension et interruptions brèves connecté en série avec le réseau.

### **2.3.2 Classification des techniques Dead-Beat**

Les techniques Dead-Beat peuvent être classés dans deux groupes en fonction de la stratégie de réglage utilisée (voir Figure 2.56) : réglage par fonction d'intégration explicite et réglage par fonction d'intégration implicite.

Le 1<sup>er</sup> groupe est composé des correcteurs qui ont une fonction d'intégration explicite dans la fonction de transfert : ils peuvent donc corriger le retard de réponse intrinsèque du correcteur à la fréquence pour laquelle ils ont été réglée et en régime permanent. Dans ce groupe, on

différencie deux types de correcteurs : les correcteurs classiques avec réponse Dead-Beat et la Commande par Modèle Interne, plus connu par son nom anglais *Internal Mode Control*.

Dans le 2<sup>ème</sup> groupe, on considère les correcteurs Dead-Beat qui n'ont pas des intégrateurs explicites dans la fonction de transfert. Ils répondent avec une réponse d'un retard double sur toutes les composantes fréquentielles de la consigne. On trouve principalement dans ce groupe les correcteurs basés sur la technique de réglage de pôles et la technique d'équations aux différences.

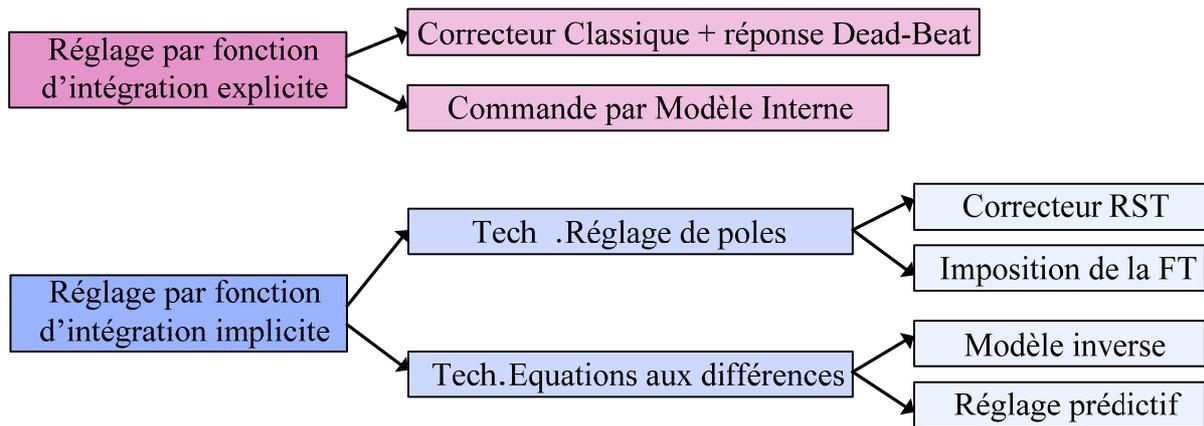


Figure 2.56. Classification des différents types de correcteurs Dead-Beat.

Par la suite, ces différentes techniques de contrôle sont analysées. L'étude théorique a été complétée avec quelques essais en simulation. Une compensation du retard idéale a été considérée dans toutes les simulations. Tous les essais ont été réalisés avec les valeurs du filtre de raccordement présentées dans le Tableau 1.1.

### 2.3.3 Correcteurs réglés par fonction d'intégration implicite

Dans cette partie, un bref résumé des quatre structures de contrôle présentées dans [ET-03] est réalisé.

#### 2.3.3.1 Techniques de réglage de pôles

Cette technique consiste à placer les pôles du système en boucle fermée à l'endroit choisi afin d'obtenir la réponse désirée. Dans cette technique, la fonction de transfert entre la sortie et la référence est analysée. Afin de considérer la perturbation, un terme de compensation doit être ajouté.

##### Le correcteur RST

Le correcteur RST consiste à ajouter au système trois paramètres de contrôle (les polynômes  $R$ ,  $S$  et  $T$ ) afin de pouvoir régler les pôles du système en boucle fermée et ainsi obtenir le comportement souhaité. C'est l'une des techniques Dead-Beat les plus utilisées [AL-02] [ET-03] [GL-06]. La Figure 2.57 présente le schéma bloc de l'ensemble du système composé par le correcteur RST, le retard du calcul et le système physique.

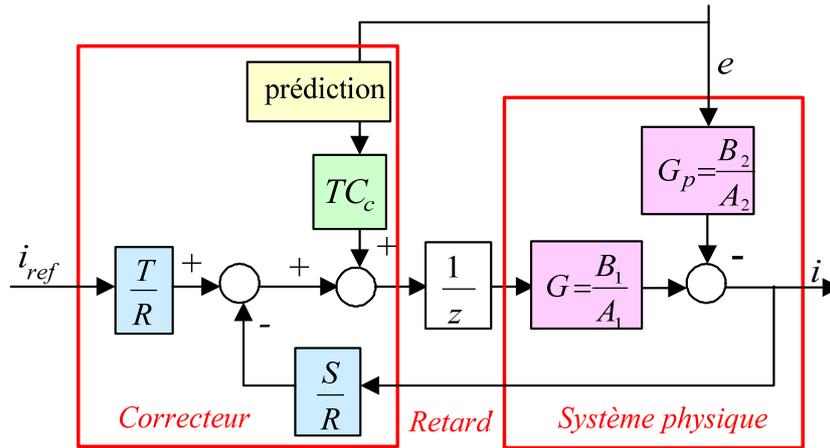


Figure 2.57. Schéma bloc de l'ensemble du système avec le correcteur RST et la compensation des perturbations.

Où  $G$  est la fonction de transfert du système physique par rapport à la référence et  $G_p$  est la fonction de transfert du système physique par rapport à la perturbation.  $B_1$ ,  $B_2$  et  $A_1$ ,  $A_2$  sont le numérateur et le dénominateur de chaque fonction de transfert.

La fonction de transfert en boucle fermée du système est la suivante :

$$I(z) = \underbrace{\left( \frac{B_1 \cdot T}{z \cdot A_1 \cdot R + B_1 \cdot S} \right)}_{H_{BFref}} I_{ref}(z) + \underbrace{\left( \frac{B_2 \cdot z \cdot A_1 \cdot R}{A_2 (z \cdot A_1 \cdot R + B_1 \cdot S)} \right)}_{H_{BFper}} E(z) \quad (2.39)$$

Le système à contrôler étant d'ordre deux (retard + système physique), deux paramètres de contrôle sont nécessaires pour régler le système en boucle fermée. De ce fait un correcteur du premier ordre a été utilisé, où les polynômes de contrôle  $R$  et  $S$  sont les suivants:

$$\begin{aligned} S &= s_0 z + s_1 \\ R &= z + r_1 \end{aligned} \quad (2.40)$$

La fonction de transfert discrète du système par rapport à la référence et par rapport à la perturbation est présentée ci-dessous :

$$I(z) = \frac{B_1(z)}{A_1(z)} V(z) - \frac{B_2(z)}{A_2(z)} E(z) = \frac{g}{z-d} V(z) - \frac{h \cdot (z+1)}{z-d} E(z) \quad (2.41)$$

Où  $d$ ,  $g$  et  $h$  dépendent des valeurs du filtre de raccordement.

Ainsi, le dénominateur du  $H_{BFref}$  correspond à l'équation suivante :

$$z \cdot A_1 \cdot R + B_1 \cdot S = z^3 + z^2(r_1 - d) + z(-d \cdot r_1 + g \cdot s_0) + g \cdot s_1 \quad (2.42)$$

Pour obtenir une réponse Dead-Beat, tous les coefficients de l'équation (2.42) doivent s'annuler.

$$\begin{aligned} s_0 &= \frac{d^2}{g} \\ s_1 &= 0 \\ r_1 &= d \end{aligned} \quad (2.43)$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$H_{BF\ ref}(z) = T \frac{B_1}{z^3} \quad (2.44)$$

Si le polynôme  $T$  est le suivant, on peut atteindre une réponse avec double retard:

$$T = \frac{z}{B_1} \quad (2.45)$$

Ainsi:

$$H_{BF\ ref}(z) = T \frac{B_1}{z \cdot A_1 \cdot R + B_1 \cdot S} = \frac{1}{z^2} \quad (2.46)$$

Afin de corriger les effets des perturbations, un terme de compensation ( $TC$ ) est ajouté au correcteur, voir l'équation (2.47). Cette expression n'étant pas causale, un retard double doit être introduit ( $TC_c$ ). On peut compenser ce retard en utilisant une technique de prédiction.

$$TC(z) = \frac{h \cdot z^2 + h \cdot z}{g} \rightarrow TC_c(z) = \frac{h \cdot z^2 + h \cdot z}{g \cdot z^2} \quad (2.47)$$

Au lieu d'utiliser ce terme additionnel, la référence [AL-02] propose de considérer l'effet de la perturbation dans le réglage des polynômes  $R$  et  $S$  et d'ajouter directement la tension réseau à la sortie calculée par ces termes.

Les paramètres du correcteur déduits de l'équation (2.40) jusqu'à (2.47) sont résumés dans le Tableau 2.7:

Polynômes de contrôle	Valeur
$R$	$z + d$
$S$	$\frac{d^2}{g} z$
$T$	$\frac{z}{g}$
$TC_c$	$\frac{h z^2 + h z}{g z^2}$

Tableau 2.7. Paramètres de contrôle du correcteur RST.

La Figure 2.58 présente les réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et en boucle fermée (à droite) de l'ensemble du système. En ce qui concerne la réponse en boucle ouverte, la bande passante du correcteur est approximativement de 5200rad/s et la marge de phase est assez élevée, 60°. L'analyse de la réponse en boucle fermée montre la réponse typique d'un réglage pile, c'est-à-dire, un module constant sur tout le spectre et un déphasage qui augmente linéairement avec la fréquence dû au retard de réponse.

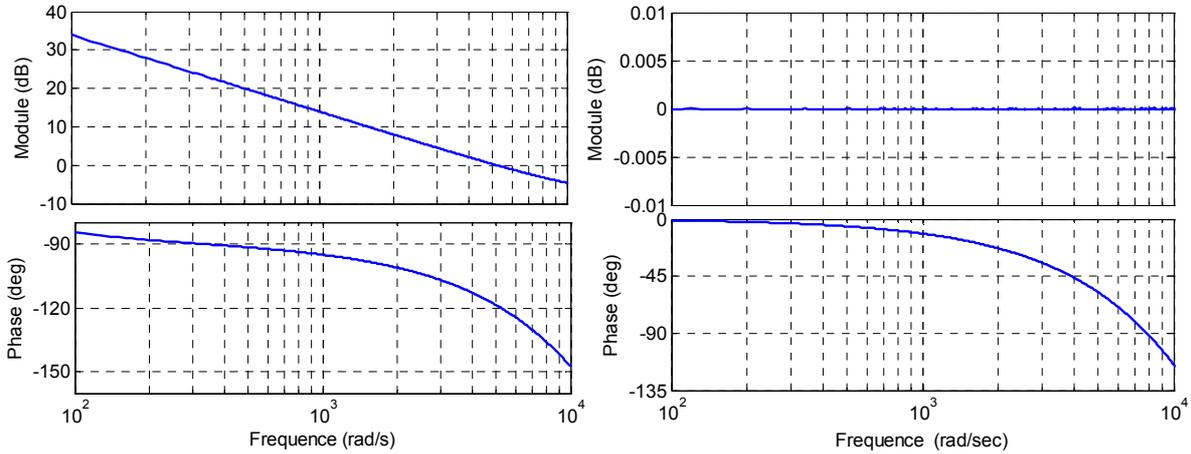


Figure 2.58. Réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et fermée (à droite) du système avec le correcteur RST.

Afin d'analyser cette technique de contrôle en simulation, la poursuite d'une référence arbitraire très polluée a été étudiée (identique à celle utilisée avec les correcteurs précédents). Au bout de 60ms la composante fondamentale a été réduite de moitié. Par ailleurs, une compensation idéale du retard de réponse a été considérée. La Figure 2.59 à gauche montre que ce contrôle a une dynamique très rapide et que l'erreur en régime permanent est nulle.

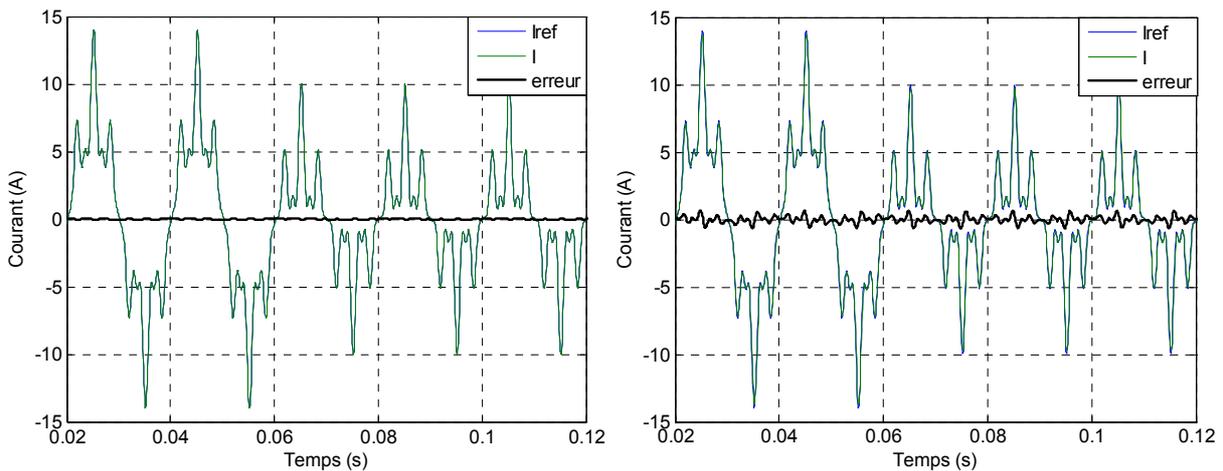


Figure 2.59. Réponses temporelles d'un changement de consigne du correcteur RST (à gauche) et avec une erreur d'estimation du 20% (à droite).

Afin d'analyser la perte de précision face aux erreurs paramétriques, la même simulation a été menée avec une erreur d'estimation du 20% sur la valeur de l'inductance. La Figure 2.59 à droite constate que l'erreur obtenue est très petite.

### Imposition de la fonction de transfert

Une autre possibilité de régler les pôles en 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,  $C_{IFT}$ , qui permettra l'obtention de la fonction de transfert souhaitée en boucle fermée : un retard double.

$$H_{BF}(z) = \frac{G'(z)C_{IFT}(z)}{1 + G'(z)C_{IFT}(z)} = \frac{1}{z^2} \quad (2.48)$$

Le retard de calcul étant considéré comme une partie du système discret à contrôler :

$$G'(z) = \frac{g}{z(z-d)} \quad (2.49)$$

Le correcteur sera donc :

$$C_{IFT}(z) = \frac{1}{z^2 - 1} \frac{1}{G'(z)} = \frac{z(z-d)}{z^2 - 1} \frac{1}{g} \quad (2.50)$$

Le correcteur obtenu est du 2<sup>ème</sup> ordre et il est basé sur le principe de compensation du pôle du système. Pour cela, le pôle du système doit être stable. Ainsi, si les paramètres du correcteur sont exacts, le système en boucle ouverte sera un intégrateur double :

$$H_{BO}(z) = \frac{1}{z^2 - 1} \quad (2.51)$$

Ce correcteur, de la même manière que le précédent, ne considère pas la perturbation dans la structure du correcteur (la fonction de transfert du système est considéré seulement par rapport à la référence). Alors, le même terme de compensation additionnel devra être ajouté,  $TC_c$ .

La Figure 2.60 montre les réponses fréquentielles en boucle ouverte et fermée du système. Même si le correcteur utilisé est différent, les réponses fréquentielles sont presque identiques à celles obtenues avec le correcteur RST. Ainsi, la bande passante boucle ouverte du système est de 5200rad/s et sa marge de phase de 60°.

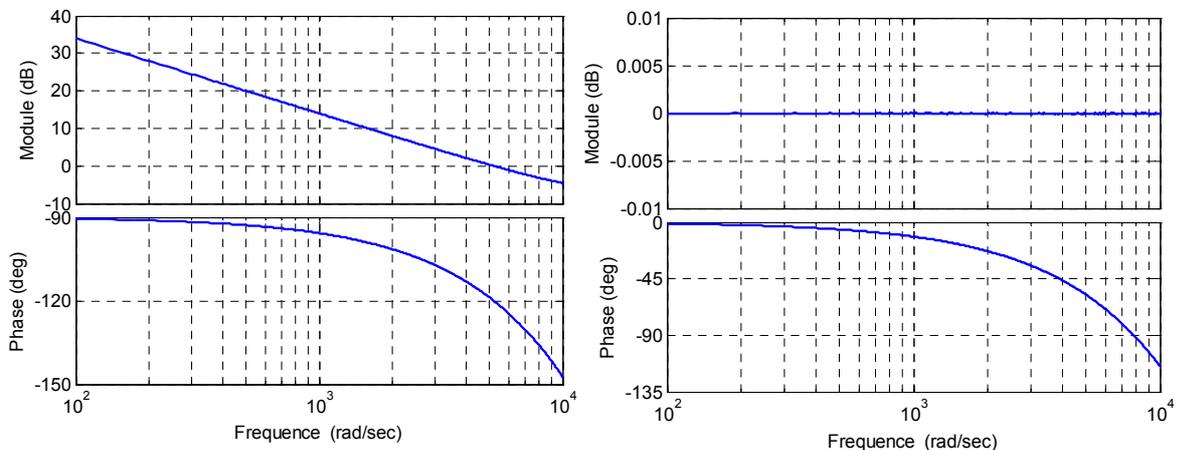


Figure 2.60. Réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et fermée (à droite) du système avec imposition de la fonction de transfert en boucle fermée.

La partie gauche de la Figure 2.61 montre que la réponse transitoire de ce correcteur (face à la même référence du cas précédent) est très rapide et que l'erreur en régime permanent est presque nulle (compensation idéale du retard de réponse). Dans le cas d'une erreur d'estimation sur la valeur de l'inductance du 20% (voir Figure 2.61 à droite), l'erreur est très faible.

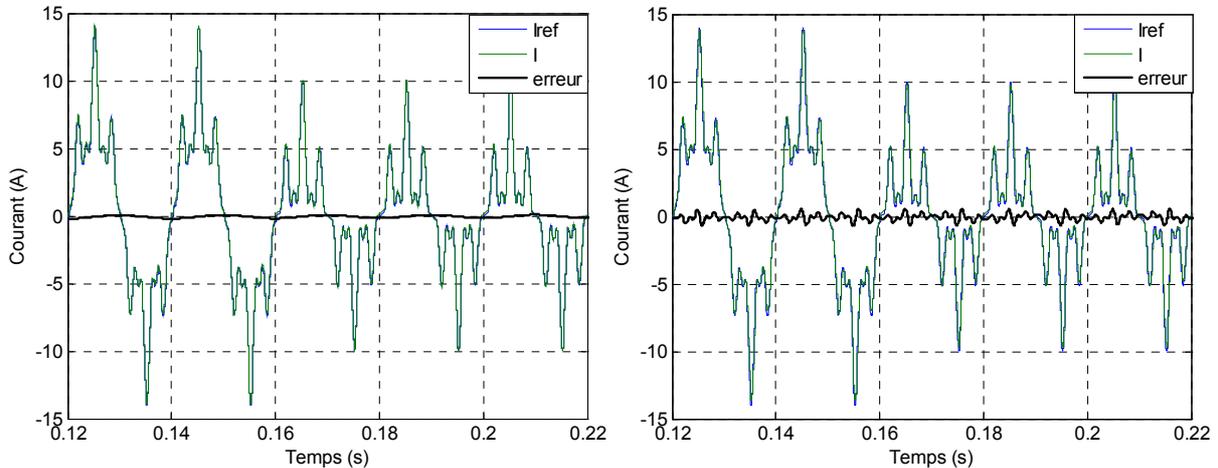


Figure 2.61. Réponses temporelles du modèle d'imposition de la fonction de transfert (à gauche) et avec une erreur d'estimation du 20% (à droite).

### 2.3.3.2 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. La référence [ET-03] présente deux types de réglage aux différences : le réglage par modèle inverse et le réglage prédictif. Dans ces méthodes la perturbation est considérée dans le réglage du correcteur : il n'est donc pas nécessaire d'utiliser un terme de compensation additionnel.

#### Le réglage par 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.

Tout au début on calcule la fonction de transfert discrète du système :

$$G(z) = \frac{g}{z - d} \quad (2.52)$$

L'équation ci-dessous détermine le courant futur en fonction de la tension actuelle (à partir de la fonction de transfert en  $z$ ) :

$$i(z)z = \frac{g \cdot z^{-1}}{1 - d \cdot z^{-1}} (v(z) - e(z)) \quad (2.53)$$

Sous forme d'équations aux différences :

$$i(k+1) = d \cdot i(k) + g \cdot (v(k) - e(k)) \quad (2.54)$$

On peut inverser cette équation 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 ( $k+2$ ) :

$$v(k+1) = \frac{i(k+2) - d \cdot i(k+1)}{g} + e_{moy}(k+1) \quad (2.55)$$

La valeur moyenne de la tension réseau est calculée avec l'extrapolation linéaire:

$$e_{moy}(k+1) = \frac{e(k+2) + e(k+1)}{2} = \frac{5 \cdot e(k) - 3 \cdot e(k-1)}{2} \quad (2.56)$$

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

$$i(k+2) = i_{ref}(k) \quad (2.57)$$

Ainsi, l'expression (2.55) devient :

$$\Delta v(k+1) = \frac{i_{ref}(k) - d^2 \cdot i(k)}{g} - d \cdot \Delta v(k) \quad (2.58)$$

Dans ce cas, la structure de contrôle est capable de rejeter les perturbations avec le terme feedforward (avec ou sans interpolation) de la tension du réseau.

La Figure 2.62 montre les réponses fréquentielles en boucle ouverte et en boucle fermée du système avec le modèle inverse. L'allure des courbes est très similaire aux réponses fréquentielles précédentes.

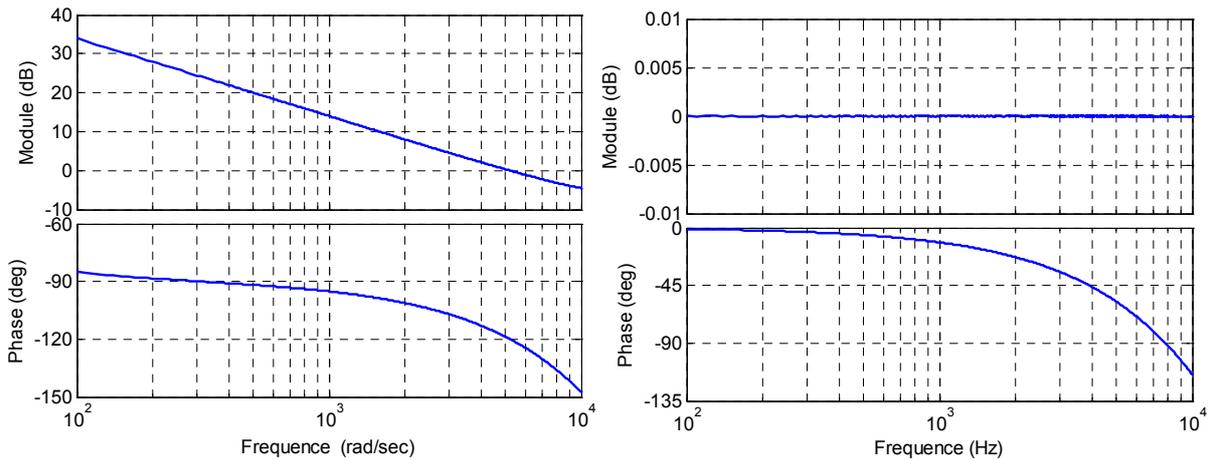


Figure 2.62. Réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et fermée (à droite) du système avec le modèle inverse.

Dans ce cas aussi, le changement d'une référence arbitraire très polluée (la même que dans le cas précédent) avec une compensation idéale du retard de réponse a été étudié. La Figure 2.63 montre que ce contrôle a une dynamique très rapide et que l'erreur en régime permanent est presque négligeable. Du point de vue de la précision, une erreur d'estimation du 20% sur la

valeur d'inductance détériore très légèrement la réponse du système comme le montre la Figure 2.63 à droite.

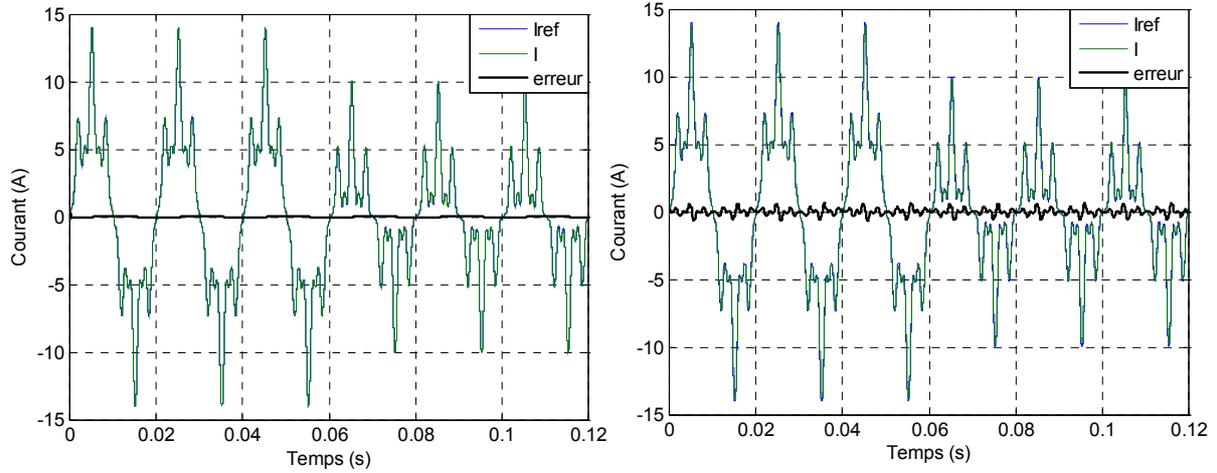


Figure 2.63. Réponses temporelles avec le modèle inverse (à gauche) et avec une erreur d'estimation du 20% (à droite).

### Le réglage prédictif

La base de cet algorithme est l'approximation de la dérivée continue par l'expression discrète suivante [HO-96] :

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k \cdot T_e) - x((k-1) \cdot T_e)}{T_e} \quad (2.59)$$

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 :

$$\Delta v(t) = v(t) - e(t) \approx L \frac{di}{dt} \rightarrow \Delta v(k) = L \cdot \frac{\Delta i(k)}{\Delta t} = L \cdot \frac{i(k+1) - i(k)}{T_e} \quad (2.60)$$

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  $(k+1)$  :

$$v(k+1) = L \cdot \frac{i(k+2) - i(k+1)}{T_e} + e_{moy}(k+1) \quad (2.61)$$

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

$$i(k+2) = i_{ref}(k) \quad (2.62)$$

$$i(k+1) = i(k) + \frac{T_e}{L} \cdot (v(k) - e_{moy}(k)) \quad (2.63)$$

Ainsi, l'expression (2.61) devient :

$$\Delta v(k+1) = L \frac{i_{ref}(k) - i(k) - \frac{T_e}{L} \cdot \Delta v(k)}{T_e} = \frac{L}{T_e} (i_{ref}(k) - i(k)) + \Delta v(k) \quad (2.64)$$

Dans ce cas aussi, la structure de contrôle est capable de rejeter les perturbations avec le terme feedforward de la tension du réseau.

Les réponses fréquentielles ont la même allure que dans les cas précédents. Toutefois, dans la réponse en boucle fermée il y a une erreur dans le module (voir Figure 2.64 à droite). Cette petite erreur de poursuite est due au fait que dans le réglage on néglige le terme résistif. Cette erreur sera d'autant plus négligeable que la valeur de la résistance est faible.

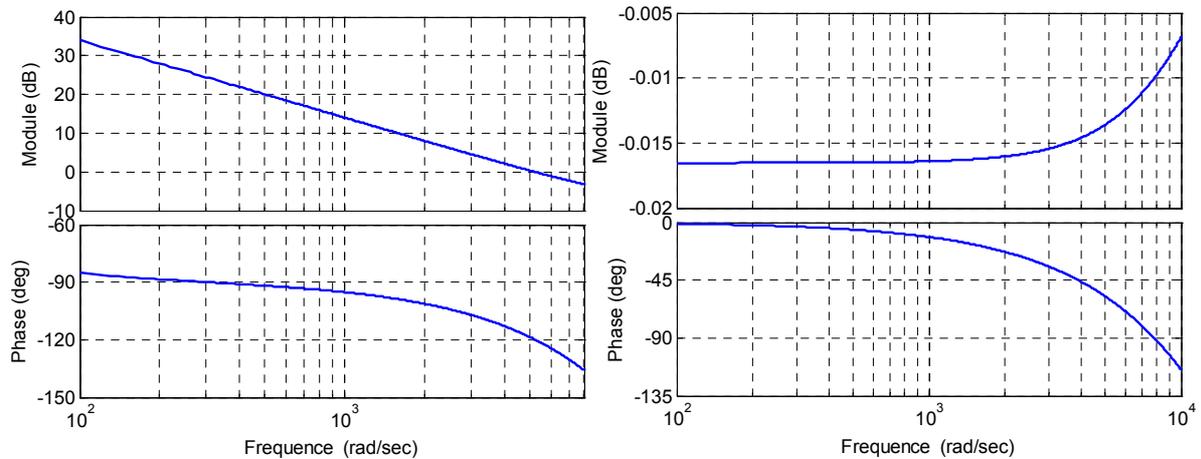


Figure 2.64. Réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et fermée (à droite) du système avec le modèle prédictif.

Par la suite, la poursuite d'une référence arbitraire très polluée a été analysée (identique au cas précédent). La Figure 2.65 montre que ce contrôle a une dynamique très rapide et que l'erreur en régime permanent est nulle. Une erreur d'estimation du 20% sur la valeur de l'inductance n'affecte pas notablement la réponse du système.

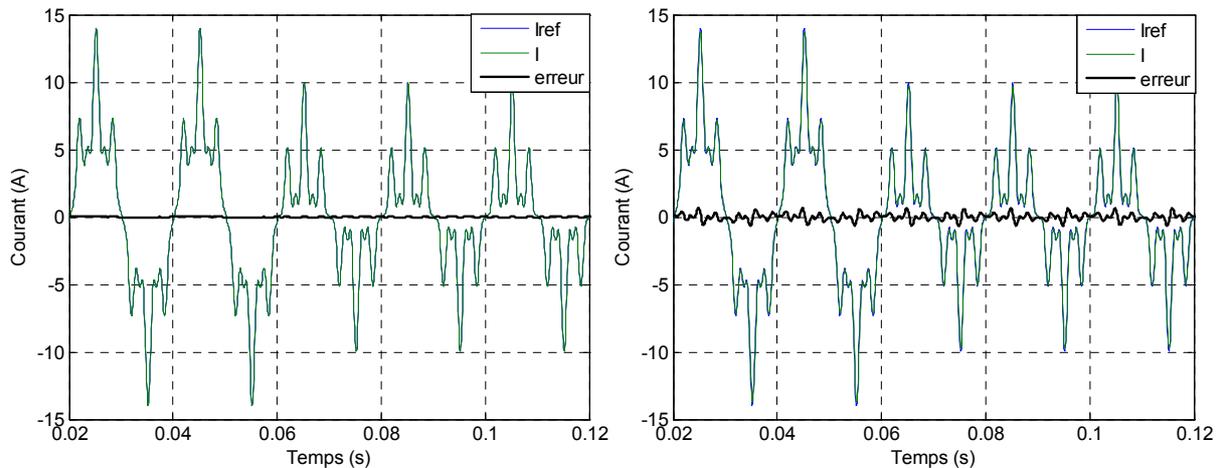


Figure 2.65. Réponses temporelles du système avec le modèle prédictif (à gauche) et avec une erreur d'estimation du 20% (à droite).

De nos jours, le réglage prédictif est devenu très répandu. [AN-05] propose une méthode de contrôle de puissance prédictif qui utilise un modèle discret du redresseur pour prédire des valeurs futures des puissances active et réactive pour tous les vecteurs de tension possibles. Le choix de l'état de commutation est réalisé par une fonction de qualité, en considérant les erreurs de puissance. L'état de commutation qui minimise cette fonction est sélectionné pour la période d'échantillonnage suivante.

La référence [GL-06] propose un contrôle direct prédictif du deuxième ordre pour un compensateur de creux de tension connecté avec un filtre  $LC$  qui travaille à fréquence de commutation réduite. Dans ce cas, dû à la fréquence de résonance élevée du filtre, proche de la fréquence de commutation, la dynamique de la tension du condensateur ne peut pas être considérée comme suffisamment lente, c'est-à-dire, qu'elle n'est pas constante dans la période (comme elle est considérée dans la plupart des études) et donc le réglage prédictif du premier ordre n'est plus valide.

### 2.3.4 Correcteurs réglés par fonction d'intégration explicite

L'autre groupe de techniques Dead-Beat considéré est composé par ceux qui contiennent un terme intégral explicite. Dans ce cas on va analyser deux types de correcteurs : les correcteurs classiques avec réponse Dead-Beat et la Commande par Modèle Interne.

#### 2.3.4.1 Correcteur classique avec réponse Dead-Beat

Cette structure de commande classique avec réponse Dead-Beat a été utilisée sous plusieurs formes comme c'est le cas de la structure par retour d'état [MT-05] ou bien un simple correcteur PI [SV-98]. Par la suite, par simplicité, on va analyser la dernière option.

Dans [SV-98] un correcteur PI en repère tournant avec une réponse Dead-Beat est présenté. La problématique liée au retard numérique est abordée par la méthode de Smith (2.1.2.2). Ainsi, on considère que la sortie est égale à la référence dans une période d'échantillonnage (hypothèse qui normalement est faite lorsque le retard de calcul est négligé) et ensuite on ajoute un terme au correcteur afin de compenser l'effet de ce retard de calcul.

La représentation du système dans le repère  $\alpha\beta$  est la suivante :

$$\begin{aligned} v_\alpha(t) &= e_\alpha(t) + R i_\alpha(t) + L \frac{di_\alpha(t)}{dt} \\ v_\beta(t) &= e_\beta(t) + R i_\beta(t) + L \frac{di_\beta(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.65)$$

Avec la transformée de coordonnées, la représentation en repère tournant  $dq$  est :

$$\begin{aligned} v_d(t) &= e_d(t) + R i_d(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} - \omega L i_q(t) \\ v_q(t) &= e_q(t) + R i_q(t) + L \frac{di_q(t)}{dt} + \omega L i_d(t) \end{aligned} \quad (2.66)$$

Si on intègre l'expression (2.66) de l'instant  $KT_e$  à l'instant  $(K+1)T_e$  et si l'on divise par  $T_e$  afin d'obtenir la valeur moyenne de cette période, l'équation devient :

$$\begin{aligned} v_d(k, k+1) &= e_d(k, k+1) + Ri_d(k, k+1) + \frac{L}{T_e}(i_d(k+1) - i_d(k)) - \omega Li_q(k, k+1) \\ v_q(k, k+1) &= e_q(k, k+1) + Ri_q(k, k+1) + \frac{L}{T_e}(i_q(k+1) - i_q(k)) + \omega Li_d(k, k+1) \end{aligned} \quad (2.67)$$

On veut que la référence soit égale à la sortie un retard près.

$$\begin{aligned} i_d(k+1) &= i_{d,ref}(k) \\ i_q(k+1) &= i_{q,ref}(k) \end{aligned} \quad (2.68)$$

En considérant une variation linéaire du courant dans la période d'échantillonnage :

$$\begin{aligned} i_d(k, k+1) &= \frac{1}{2}i_d(k) + \frac{1}{2}i_{d,ref}(k) \\ i_q(k, k+1) &= \frac{1}{2}i_q(k) + \frac{1}{2}i_{q,ref}(k) \end{aligned} \quad (2.69)$$

La tension du réseau est supposée constante dans la période :

$$\begin{aligned} e_d(k, k+1) &= e_d(k) \\ e_q(k, k+1) &= e_q(k) \end{aligned} \quad (2.70)$$

Les valeurs moyennes des tensions de l'onduleur sont considérées, pendant une période, égales aux tensions de référence ( $v_{d,ref}$  et  $v_{q,ref}$ ).

$$\begin{aligned} v_d(k, k+1) &= v_{d,ref}(k) \\ v_q(k, k+1) &= v_{q,ref}(k) \end{aligned} \quad (2.71)$$

Un correcteur PI classique a été utilisé. Afin de garantir une bonne réponse dynamique, un gain Dead-Beat est utilisé.

$$k_p = \frac{L}{T_e} + \frac{R}{2} \quad (2.72)$$

Le terme intégral est ajouté pour éliminer l'erreur statique.

$$\begin{aligned} \Delta v_{id}(k+1) &= \Delta v_{id}(k) + k_i(i_{d,ref}(k-2) - i_d(k)) \\ \Delta v_{iq}(k+1) &= \Delta v_{iq}(k) + k_i(i_{q,ref}(k-2) - i_q(k)) \end{aligned} \quad (2.73)$$

Où  $k_i$  est le gain intégral et  $T_i$  la constante de temps intégrale du correcteur.

$$k_i = k_p \frac{T_e}{T_i} \quad (2.74)$$

La sortie du correcteur est retardée d'une période d'échantillonnage dû au retard de calcul. Afin d'éviter des oscillations dans le système un terme de compensation est introduit, lequel a pour but d'éliminer la tension supplémentaire qui a été générée dû à l'erreur qui apparaît dans le courant.

$$\begin{aligned}\Delta v_{rd}(k+1) &= k_p (i_{d,ref}(k) - i_d(k)) - \Delta v_{rd}(k) \\ \Delta v_{rq}(k+1) &= k_p (i_{q,ref}(k) - i_q(k)) - \Delta v_{rq}(k)\end{aligned}\quad (2.75)$$

Ainsi, le correcteur devient :

$$\begin{aligned}v_{d,ref}(k+1) &= e_d(k) + Ri_d(k) - \frac{\omega L}{2}(i_q(k) + i_{q,ref}(k)) + k_p(i_{d,ref}(k) - i_d(k)) + \Delta v_{id}(k) - \Delta v_{rd}(k) \\ v_{q,ref}(k+1) &= e_q(k) + Ri_q(k) + \frac{\omega L}{2}(i_d(k) + i_{d,ref}(k)) + k_p(i_{q,ref}(k) - i_q(k)) + \Delta v_{iq}(k) - \Delta v_{rq}(k)\end{aligned}\quad (2.76)$$

La partie gauche de la Figure 2.66 montre la réponse fréquentielle en boucle ouverte du système. On constate que la bande passante est supérieure à 5000rad/s et que la marge de phase est autour de 60°. En ce qui concerne la réponse fréquentielle en boucle fermée (voir Figure 2.66 à droite), à partir de 1000rad/s une atténuation apparaît dans le module sur la réponse en boucle fermée. Dans le cas d'une application mono-fréquentielle cette erreur n'a pas d'importance. Toutefois, dans une application multi-fréquentielle elle peut dégrader considérablement la réponse comme on le verra par la suite.

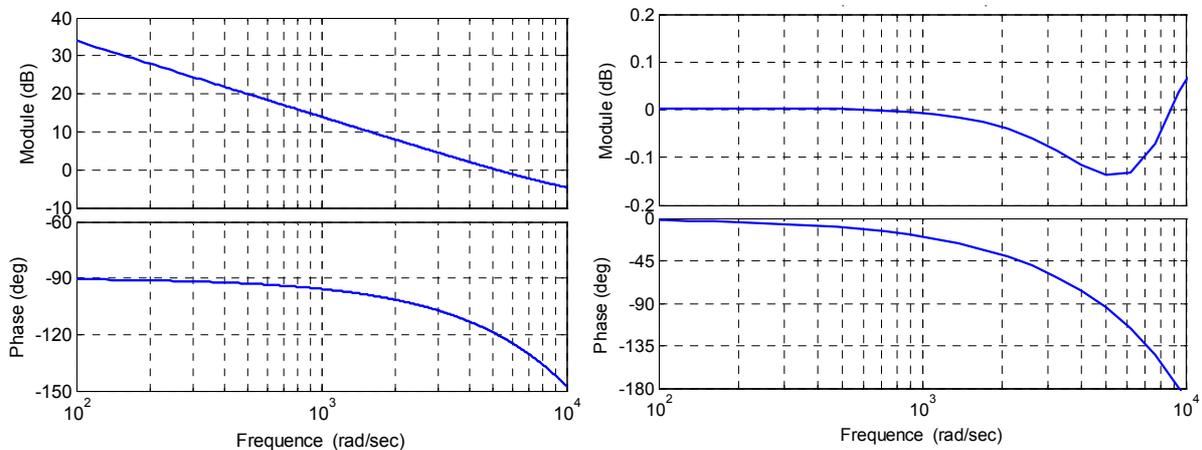


Figure 2.66. Réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et fermée (à droite) du système avec le correcteur classique PI et réponse Dead-Beat.

La Figure 2.67 à gauche montre la réponse de ce correcteur pour un signal sinusoïdal. La réponse du système est très rapide et l'erreur statique est nulle. Si l'on analyse la réponse pour une référence très polluée (identique aux cas précédents), la même que dans les cas précédents, on constate une erreur statique très importante (voir Figure 2.67 à droite). Cela est dû au fait que ce correcteur est capable d'éliminer le retard de réponse intrinsèque de ce correcteur pour la composante fondamentale, mais il ne peut pas corriger les retards de réponse de toutes les fréquences, car le correcteur a été réglé à la fréquence du fondamental. Ainsi, pour le reste de fréquences, il faudra ajouter une technique de compensation de retard.

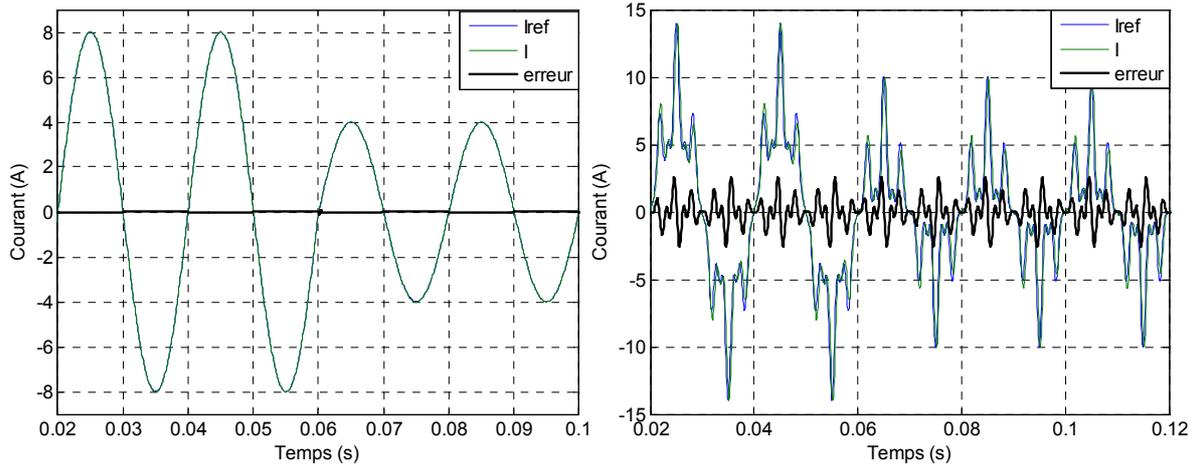


Figure 2.67. Réponses temporelles du correcteur PI avec réponse Dead-Beat pour une référence sinusoïdale (à gauche) et pour une référence très perturbée (à droite) sans compensation du retard de réponse.

La partie gauche de la Figure 2.68 présente le suivi de consigne pour la même référence très perturbée. Dans ce cas, une technique de prédiction idéale a été considérée pour toutes les fréquences harmoniques. On constate que l'erreur obtenue est faible mais non nulle car ce correcteur ne corrige pas parfaitement les composantes harmoniques.

Si l'on compare la réponse en régime permanent avec la réponse avec une erreur d'estimation de 20% (voir Figure 2.68 à droite) on constate que ce correcteur est, comme dans le reste de techniques Dead-Beat, relativement robuste car l'erreur statique n'augmente presque pas.

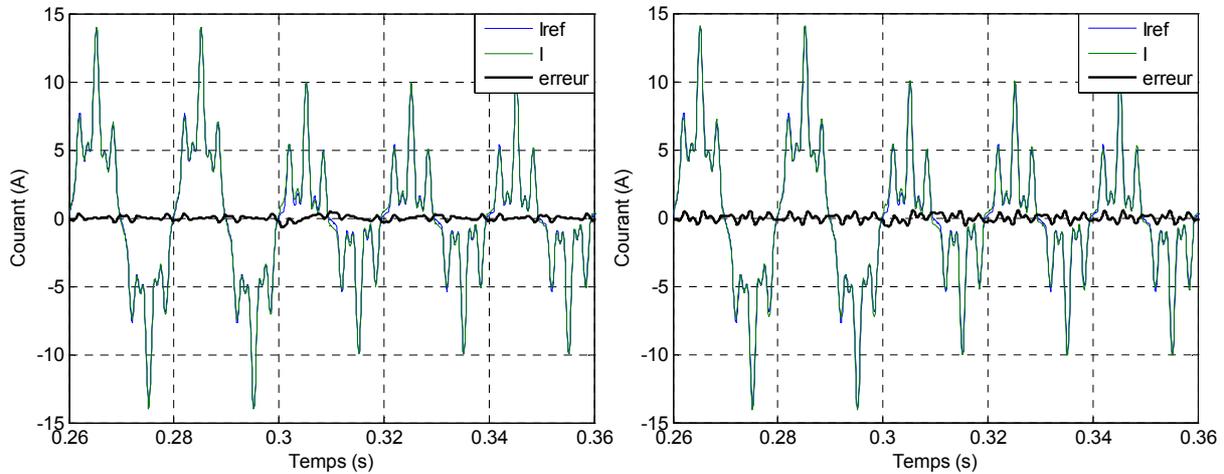


Figure 2.68. Réponses temporelles du correcteur PI avec réponse Dead-Beat pour une référence très perturbée avec compensation du retard sans erreur (à gauche) et avec une erreur d'estimation du 20% (à droite).

Ainsi, on peut conclure que ce correcteur corrige le retard de réponse de la composante fondamentale mais a besoin d'une technique de compensation pour le reste des harmoniques. Par ailleurs, il ne corrige pas parfaitement les harmoniques en hautes fréquences à cause de l'atténuation de sa bande passante.

### 2.3.4.2 Commande par Modèle Interne

La Commande par Modèle Interne, comme le reste des techniques Dead-Beat, est une technique de contrôle basée dans le modèle du système. Cependant, dans ce cas, le modèle est

implémenté dans la commande. Ainsi, le contrôle est paramétré avec les paramètres du système et avec la bande passante désirée en boucle fermée. La Figure 2.69 montre la structure de la Commande par Modèle Interne.

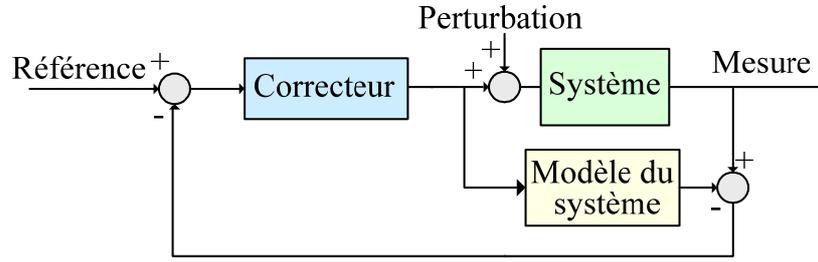


Figure 2.69. Schéma bloc de la Commande par Modèle Interne.

Si on considère que le modèle du système est précis et qu'il n'y a pas de perturbations, le modèle du système,  $\hat{G}(s)$  est égal au système lui-même  $G(s)$ . La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$H_{BO}(s) = G(s) \cdot C_{IMC}(s) \quad (2.77)$$

Où  $C_{IMC}(s)$  est la Commande par Modèle Interne.

Ainsi, la commande optimale qui annule les dynamiques du système est :  $C_{IMC}(s) = \hat{G}^{-1}(s)$ . Ce choix n'est souvent pas réalisable car la fonction est instable ou n'est pas propre. Alors, un filtre passe-bas est ajouté. L'ordre du filtre  $n$  est choisi afin d'obtenir une fonction propre. Dans ce cas, tous les pôles du filtre ont été placés à  $\alpha$ . Le correcteur devient :

$$C_{IMC}(s) = \left( \frac{\alpha}{s + \alpha} \right)^n \hat{G}^{-1}(s) \quad (2.78)$$

La structure du modèle interne est souvent regroupée (voir Figure 2.70) pour obtenir une structure de contrôle classique, où l'on peut calculer le correcteur modèle interne,  $C(s)$ .

$$C(s) = \frac{C_{IMC}(s)}{1 - C_{IMC}(s) \cdot \hat{G}(s)} = \frac{\alpha^n}{(s + \alpha)^n - \alpha^n} \hat{G}^{-1}(s) \quad (2.79)$$

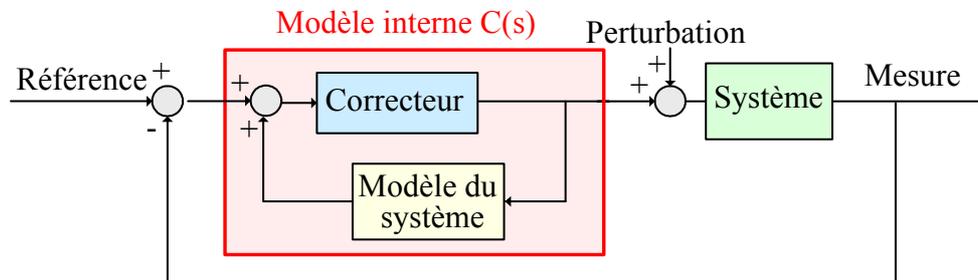


Figure 2.70. Schéma bloc de la Commande par Modèle Interne regroupé comme un correcteur classique.

Dans [OT-03], un correcteur Dead-Beat avec un retard et deux retards de réponse réglé avec la Commande par Modèle Interne en repère tournant est présenté. Dans ce cas, la fonction de transfert discrète du système est obtenue en utilisant l'approximation du rectangle inférieure, approximation qui a été prouvée comme suffisamment précise dans [SU-97] :

$$G(z) = \frac{1}{\frac{z-1}{T_e} L + R} \quad (2.80)$$

### Correcteur Dead-Beat avec un retard

Un correcteur Dead-Beat avec un retard entre la sortie et la référence d'une période d'échantillonnage est obtenu en considérant un système du premier ordre. Ainsi, le filtre ajouté est du premier ordre. Si l'on discrétise l'expression (2.79) avec l'approximation du rectangle inférieure, on obtient :

$$C_1(z) = \frac{\alpha}{\frac{z-1}{T_e}} \hat{G}^{-1}(z) \quad (2.81)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H_{BF}(z) = \frac{C_1(z)G(z)}{1 + C_1(z)G(z)} = \frac{\alpha T_e}{z-1 + \alpha T_e} \quad (2.82)$$

La réponse Dead-Beat avec un retard est obtenue pour  $\alpha=1/T_e$ . Dans [OT-03], il est prouvé que cette valeur peut être généralisée pour toutes les réponses Dead-Beat obtenues par le Modèle Interne. Le correcteur Dead-Beat avec un retard d'une période est donc :

$$C_1(z) = \frac{L}{T_e} + \frac{R}{T_e} \frac{T_e}{z-1} = k_p + k_i \frac{T_e}{z-1} \quad (2.83)$$

D'où on déduit les valeurs du gain proportionnel  $k_p$  et intégral  $k_i$ .

Il faut remarquer que ce correcteur n'est valable que pour les systèmes qui négligent le retard de calcul, c'est-à-dire, lorsque ce retard est très petit par rapport à la période d'échantillonnage [OT-03]. Ce n'est pas le cas considéré généralement : on va donc analyser le Dead-Beat avec un retard double.

### Correcteur Dead-Beat avec un retard double

Si l'on considère que le retard de calcul fait partie du système à contrôler, le système total est du deuxième ordre :

$$G'(z) = \frac{1}{z} \cdot G(z) \quad (2.84)$$

Ainsi, le correcteur devient :

$$C_2(z) = \frac{\alpha^2}{\left(\frac{z-1}{T_e}\right)^2 + 2\alpha \frac{z-1}{T_e}} \hat{G}'^{-1}(z) = \frac{\alpha^2 T_e^2}{z^2 + 2(\alpha T_e - 1)z + 1 - 2\alpha T_e} \hat{G}'^{-1}(z) \quad (2.85)$$

En remplaçant  $\alpha = 1/T_e$ , on obtient un correcteur très similaire au correcteur avec un seul retard.

$$C_2(z) = \frac{\hat{G}^{-1}(z)}{z^2 - 1} = \frac{\hat{G}^{-1}(z)}{(1 + z^{-1})(z - 1)} = \frac{z \cdot C_1(z)}{z + 1} = \frac{z}{z + 1} \left( k_p + k_i \frac{T_e}{z - 1} \right) \quad (2.86)$$

Les deux techniques (avec un seul retard ou avec un retard double) sont capables de corriger ces retards de réponse grâce au terme intégral. La Figure 2.71 montre le schéma bloc du système avec la commande par modèle interne.

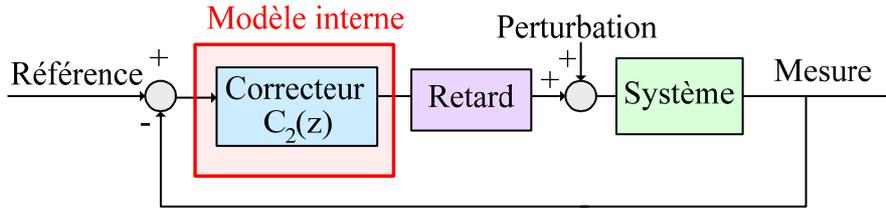


Figure 2.71. Schéma bloc du système avec le modèle interne en considérant le retard de calcul.

La partie gauche de la Figure 2.72 présente la réponse fréquentielle en boucle ouverte du système. Dans ce cas également, la bande passante est de 5200rad/s et la marge de phase de 60°. La partie droite de la même figure montre la réponse fréquentielle en boucle fermée. On constate qu'il y a une petite erreur en hautes fréquences dans le module dû à la simplification qui a eu lieu dans les termes de découplage [OT-03].

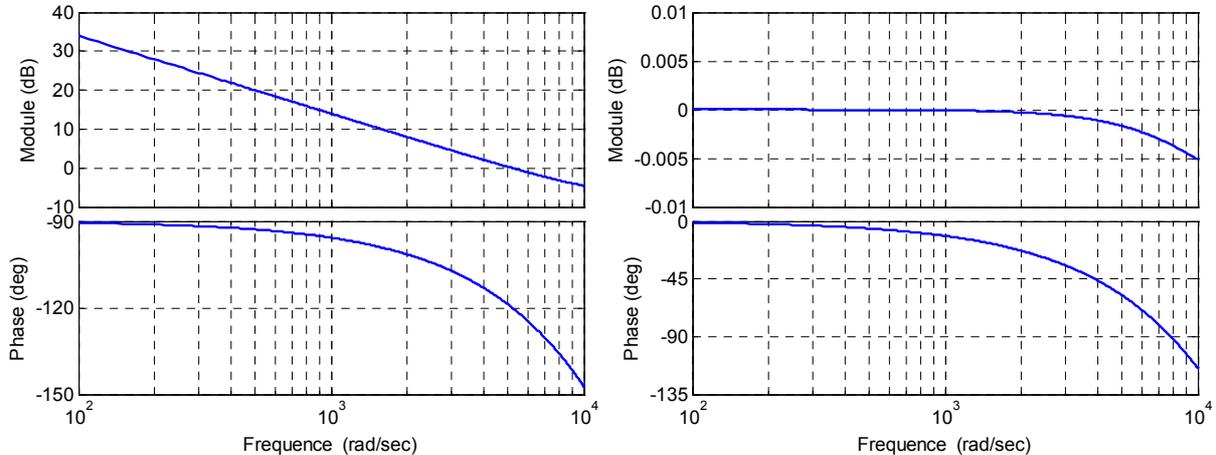


Figure 2.72. Réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et fermée (à droite) du système avec la Commande par Modèle Interne.

Si l'on analyse la réponse temporelle à un changement de consigne du fondamental (voir Figure 2.73 à gauche), on constate que deux périodes du fondamental sont nécessaires pour éliminer l'erreur de poursuite. La réponse est bien de type Dead-Beat mais en plus, comme le correcteur contient un intégrateur explicite, il est capable d'éliminer complètement (en phase et en amplitude) l'erreur statique fondamentale.

Pourtant dans le cas d'une référence arbitraire très polluée (voir Figure 2.73 à droite), l'erreur statique est très importante. Cela est dû au fait que ce correcteur, comme le correcteur classique avec réponse Dead-Beat, est capable d'éliminer le retard de réponse intrinsèque de

ce correcteur pour la composante fondamentale. Mais il ne peut corriger les retards de réponse du reste du spectre de référence, et nécessite de ce fait une technique de compensation de retard associée.

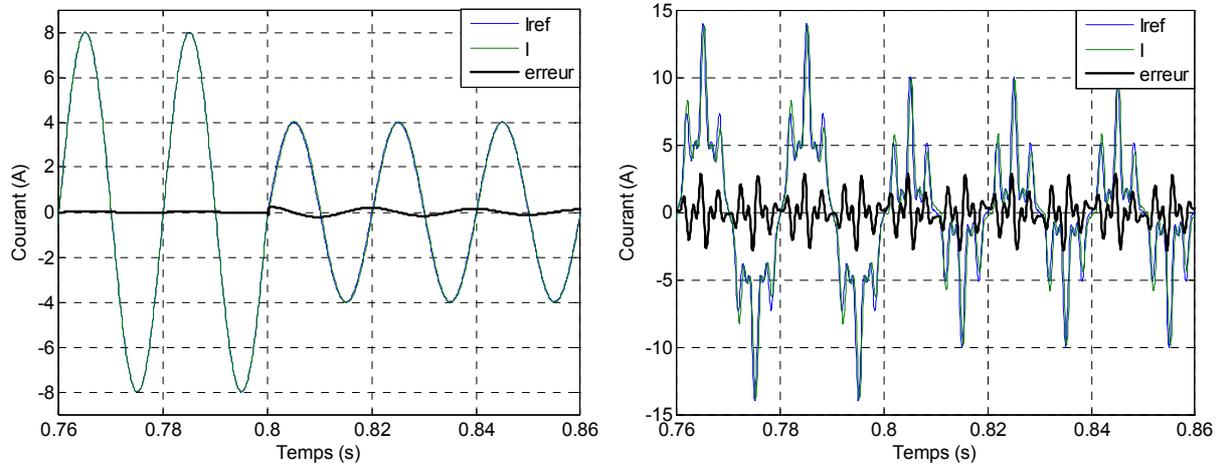


Figure 2.73. Réponses temporelles du système avec la Commande par Modèle Interne pour une référence sinusoïdale (à gauche) et pour une référence très perturbée (à droite) sans compensation du retard de réponse.

La partie gauche de la Figure 2.74 montre que ce correcteur, en utilisant des techniques de compensation idéale pour les fréquences harmoniques, présente une erreur négligeable pour les références très perturbées (on utilise la même référence que dans les cas précédents). Ce correcteur est aussi relativement robuste aux erreurs d'estimation car une variation de 20% de l'inductance n'augmente presque pas la réponse (voir Figure 2.74 à droite).

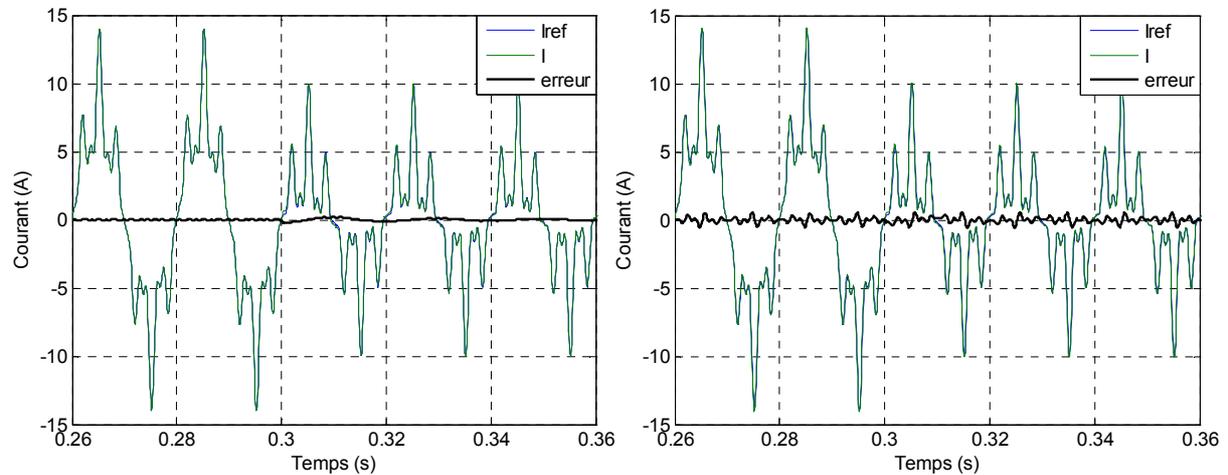


Figure 2.74. Réponses temporelles du système avec la Commande par Modèle Interne avec une référence très perturbée et compensation du retard sans erreur (à gauche) et avec une erreur d'estimation du 20% (à droite).

### 2.3.5 Comparaison de différentes techniques Dead-Beat

Afin de réaliser une comparaison des différentes techniques Dead-Beat analysées, les différentes caractéristiques de chaque structure et leurs performances sont résumées dans le Tableau 2.8. Six aspects ont été analysés: le repère de travail, la façon de compenser la perturbation, la possibilité du correcteur à compenser son retard de réponse intrinsèque, la

réponse en régime transitoire, la réponse en régime permanent et la robustesse face aux erreurs d'estimation.

	Correcteur RST	Imposition FT	Modèle inverse	Réglage prédictif	Correcteur PI	Modèle interne
Repère	Fixe	Fixe	Fixe	Fixe	Tournant	Tournant
Compensation de la perturbation	Terme additionnel	Terme additionnel	Inclue	Inclue	Inclue	Inclue
Compensation du retard intrinsèque	Non	Non	Non	Non	Oui fondamental	Oui fondamental
Régime transitoire	Très bon	Très bon	Très bon	Très bon	Très bon	Mauvais
Régime permanent	Très bon	Bon	Très Bon	Très bon	Moyen	Très Bon
Robustesse	Bonne	Bonne	Bonne	Bonne	Très bonne	Bonne

Tableau 2.8. Comparaison des différents types de techniques Dead-Beat.

Toutes les techniques avec intégrateur implicite travaillent en repère fixe tandis que les techniques avec intégrateur explicite travaillent en repère tournant. Le correcteur RST et la technique par imposition de la fonction de transfert ont besoin d'un terme additionnel pour compenser l'effet de la perturbation. Pour le reste des correcteurs, la perturbation a été considérée dans le réglage.

En ce qui concerne les performances de chaque technique, on a d'abord analysé la possibilité du correcteur lui-même à corriger le retard de réponse intrinsèque de ce type de structures. Les correcteurs qui n'ont pas un intégrateur explicite dans la fonction de transfert ne sont pas capables de corriger ce retard à la différence des correcteurs avec intégrateur explicite. Mais, il faut bien remarquer que dans ce dernier cas, ils ne peuvent pas corriger les retards de réponse de toutes les fréquences, car les deux correcteurs présentés ont été réglés à la fréquence du fondamental. Ainsi, pour le reste de fréquences harmoniques, de la même façon que dans le cas des correcteurs avec intégrateur implicite, on a besoin de compenser ce retard de réponse avec les différentes techniques de compensation.

On a ensuite analysé la réponse transitoire des correcteurs, en sachant qu'une prédiction idéale a été considérée (en cas de nécessité). Les réponses sont très rapides pour toutes les techniques sauf pour la Commande par Modèle Interne qui a besoin de plus de temps pour corriger la phase fondamentale.

On a également analysé la réponse en régime permanent : dans ce cas, l'objectif est d'analyser la bande passante de chaque correcteur. On a constaté que le correcteur PI avec réponse Dead-Beat présente une bande passante un peu plus réduite que le reste de correcteurs.

Finalement, on a analysé la robustesse face aux erreurs d'estimation des correcteurs pour une référence très perturbée. Le Tableau 2.9 présente les pourcentages de l'erreur de poursuite par rapport à l'amplitude maximale sans et avec une erreur d'estimation du 10% et 20% sur

l'inductance. Sans erreur d'estimation, tous les correcteurs sauf le PI présentent une erreur négligeable (<1%). Dans le cas du correcteur PI avec réponse Dead-Beat, l'erreur est plus importante (>3%) dû à la limitation de la bande passante.

Si l'on analyse le cas avec une erreur d'estimation du 10%, on constate que la réponse présente encore une erreur faible (<3%) pour toutes les différentes techniques sauf dans le cas du correcteur PI. Cependant, dans ce correcteur, le pourcentage de l'erreur rajoutée est plus réduit.

Enfin, pour une erreur d'estimation élevée de 20%, la réponse de tous les correcteurs devient similaire, avec une erreur relative autour de 5-6%.

Estimation	Correcteur RST	Imposition FT	Modèle inverse	Réglage prédictif	Correcteur PI	Modèle interne
Erreur de 0%	0.01%	0.95%	0.64%	0.09%	3.30%	0.30%
Erreur de 10%	2.85%	2.82%	2.85%	2.85%	4.00%	2.5%
Erreur de 20%	6.20%	6.15%	6.20%	6.20%	5.25%	5.40%

Tableau 2.9. Pourcentage de l'erreur de poursuite par rapport à l'amplitude maximale sans erreur et avec une erreur de précision de 10% puis 20%.

Ainsi, on peut conclure que des six techniques Dead-Beat analysées, les quatre qui ont un intégrateur implicite présentent de meilleures performances pour travailler sur des applications multi-fréquentielles, car la Commande par Modèle Interne présente une réponse transitoire très lente et le correcteur PI avec réponse Dead-Beat ne permet pas de compenser parfaitement toutes les composantes harmoniques. On constate également que des performances très similaires ont été obtenues entre tous les correcteurs avec intégrateur implicite.

Par ailleurs, on peut remarquer que toutes les techniques étudiées ont besoin d'une technique de compensation du retard de répons et que dans le cas des correcteurs avec intégrateur explicite, il faut séparer le fondamental (qui ne doit pas être compensé) du reste des composantes harmoniques (qui nécessitent de compenser ce retard).

### 2.3.6 Compensation du retard de réponse

Dans les applications où il est nécessaire de contrôler les composantes en hautes fréquences, comme il est le cas du filtrage actif, le retard de réponse de deux périodes d'échantillonnage introduit par le correcteur Dead-Beat n'est pas acceptable. Pourtant, ce retard étant bien connu, il doit être corrigé.

Différentes méthodes sont présentées dans la littérature afin de compenser ce retard. Deux groupes sont clairement identifiés : les méthodes de compensation de la phase et les techniques de prédiction de la consigne. Le choix de l'une d'entre elles est souvent lié à la méthode d'identification utilisée dans la boucle supérieure.

Dans la littérature, on trouve aussi d'autres méthodes de compensation moins répandues comme la compensation par le contrôle direct [SL-05] et la compensation par la fonction inverse de l'erreur [BA-03].

### **2.3.6.1 Compensation de la phase**

La première méthode de compensation analysée est la compensation de la phase. Cette technique est liée à la méthode d'identification du domaine fréquentiel de séries de Fourier car chaque harmonique doit être identifié séparément. Chaque harmonique est défini par son module et sa phase. Ainsi, à la phase de chaque harmonique un déphasage supplémentaire est ajouté afin de compenser l'influence du retard [JE-97] [OT-03].

[JE-97] propose une méthode de compensation de la phase en repère fixe et en repère tournant. La méthode en repère fixe requiert des déphasages différents pour les séquences positives et négatives. Ainsi, la méthode est relativement lourde du point de vue logicielle. En ce qui concerne la méthode en repère tournant, les deux séquences, qui tournent à la même vitesse mais en direction contraire, sont corrigées en même temps : la méthode est donc moins contraignante.

Dans [AR-95], le retard, à part un déphasage, introduit une variation supplémentaire du module dans le système. Cela est dû au fait que le retard provoque une résonance dans la réponse en boucle fermée du système : il y a alors aussi une erreur dans le gain du système.

### **2.3.6.2 Techniques de prédiction de la consigne**

Les techniques de prédiction dans la consigne sont les méthodes les plus utilisées pour compenser le retard de réponse. Ces techniques sont utilisées dans les cas où l'identification des harmoniques a lieu avec des méthodes dans le domaine temporel comme par exemple la puissance instantanée  $pq$  ou le courant instantané  $dq$ . Dans ces méthodes la composante fondamentale est séparée des composantes harmoniques par le filtrage et donc il n'y a pas une identification individuelle des harmoniques [AR-95] [OT-03]. On différencie deux types de techniques de prédiction de la consigne : la prédiction basée sur une fenêtre glissante et la prédiction basée sur des correcteurs.

#### *Prédiction basée sur une fenêtre glissante*

La caractéristique principale des techniques basées sur une fenêtre glissante est qu'elles utilisent une ou certaines périodes stockées pour prédire l'évolution d'un signal. La différence entre ces techniques dépend du traitement de l'information stockée. On peut différencier deux grands groupes : la prédiction avec capacité d'apprentissage et la prédiction par périodicité du signal d'entrée.

Dans [TA-89] [KM-95], une prédiction avec capacité d'apprentissage est proposée. Cette prédiction combine deux modules : un pour les signaux périodiques qui varient lentement et un autre pour les signaux aléatoires en hautes fréquences.

Le premier module dans [TA-89] est atteint en observant plusieurs périodes du signal et en apprenant les caractéristiques du signal pour obtenir le moindre carré de l'erreur de prédiction. Cet algorithme est complexe et le volume de calcul est élevé. D'un autre côté, dans [KM-95], pour calculer ce premier module un réseau neuronal artificiel est utilisé. Cette prédiction présente quelques avantages par rapport aux méthodes des séries temporelles statistiques : vitesse de calcul très rapide, adaptabilité aux changements de paramètres et immunité au bruit d'hautes fréquences.

Les deux références utilisent une extrapolation linéaire du premier ordre pour prédire les signaux aléatoires en hautes fréquences. Avec cette technique, une prédiction du signal d'entrée relativement précise est obtenue tant dans le régime transitoire comme dans le régime permanent. Cependant, la complexité de cette technique est considérable.

Quelques auteurs proposent l'utilisation uniquement de l'extrapolation linéaire pour prédire les signaux. Dans [BB-00], deux types de prédiction basés sur l'extrapolation linéaire sont proposées : un prédicteur modifié et un prédicteur simplifié. Toutefois, le prédicteur modifié présente des problèmes de sensibilité aux erreurs paramétriques et le prédicteur simplifié n'obtient pas des résultats aussi performants. Par ailleurs, dans [JE-97], l'auteur remarque que les techniques d'extrapolation linéaire introduisent des erreurs dans les applications où la référence change très rapidement.

Dans la littérature, ils se présentent aussi des techniques plus simples [AR-95] [BJ-99] [OT-03] [LV-05] basées sur la périodicité du signal d'entrée. Elles représentent les techniques les plus utilisées. Dans ces techniques, le signal de sortie est égal au signal d'entrée retardé d'une demi période plus deux échantillons. Cette technique, qui est beaucoup plus simple car elle n'a pas besoin de traiter l'information stockée, présente de bonnes caractéristiques dans le régime permanent mais la réponse transitoire est assez lente. Finalement, dans cette étude, on a utilisé cette technique due à sa simplicité.

Le schéma bloc de cette technique est présenté par la Figure 2.75.

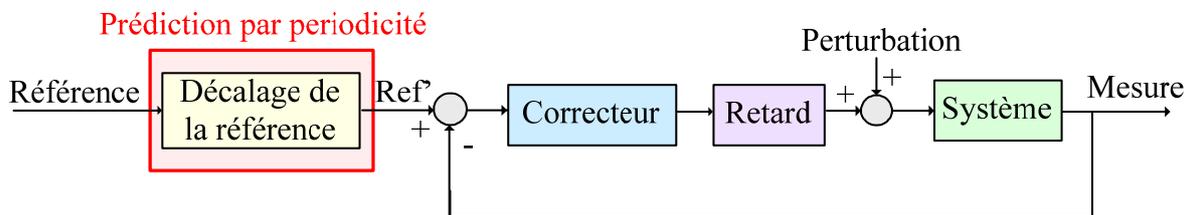


Figure 2.75. Schéma bloc du système de contrôle avec la prédiction par périodicité.

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. Dans la Figure 2.76,  $T_e$  est la période d'échantillonnage,  $T$  est la période de la référence et  $n$  est la valeur entière qui varie entre 1 et  $T/2T_e$ . Si l'on travaille avec une période d'échantillonnage de  $100\mu\text{s}$  et une période fondamentale de 20 ms, on utilise un groupe de 100 éléments. Cette

méthode de compensation consiste réellement à décaler la référence presque de la moitié de la période. En conséquence l'erreur en régime transitoire devient importante.

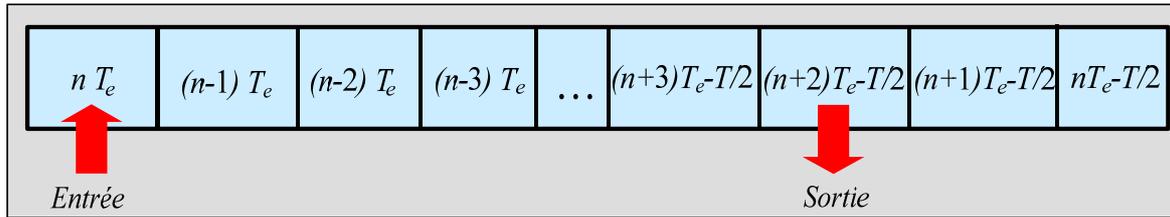


Figure 2.76. Schéma bloc de la prédiction par périodicité.

La Figure 2.77 montre les réponses temporelles d'un signal quelconque avant et après la prédiction par périodicité de deux périodes (à gauche) et de l'erreur de cette prédiction (à droite). Dans la première demi période, la sortie de la prédiction est nulle. Ensuite, le régime permanent est atteint et l'erreur devient nulle.

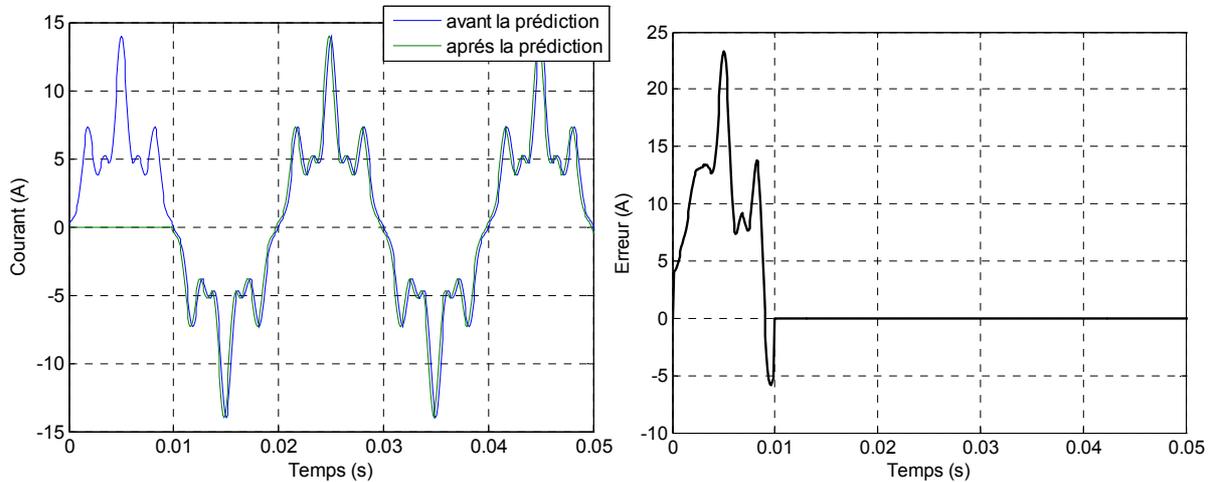


Figure 2.77. Réponses temporelles avant et après la prédiction par périodicité (à gauche) et de l'erreur de prédiction (à droite).

### Prédiction basée dans des correcteurs

En ce qui concerne les techniques de prédiction basées dans des correcteurs, ils opèrent dans la base de la minimisation de l'erreur entre la prédiction retardée et le signal d'entrée. Dans [SM-97], une prédiction basée dans un correcteur résonant est proposée. Cette technique permet d'améliorer la réponse transitoire (lorsque les paramètres sont bien réglés) mais elle requiert une bonne connaissance du spectre du signal d'entrée. Dans cette analyse une prédiction résonante a été utilisée.

Le schéma bloc du système de prédiction résonante est présenté dans la Figure 2.78. Il est très similaire au schéma utilisé dans la prédiction par périodicité.

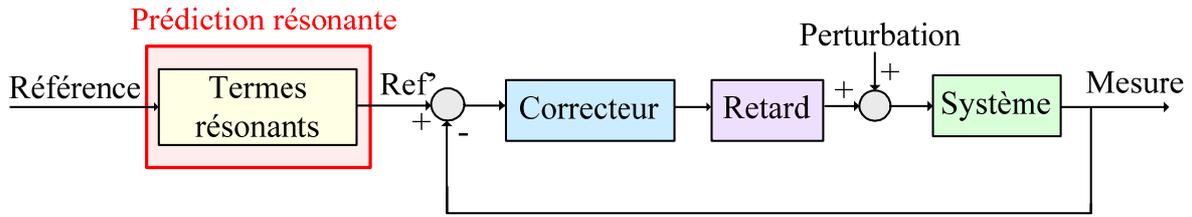


Figure 2.78. Schéma bloc du système de contrôle avec la prédiction résonante.

La prédiction résonante se base sur des termes résonants. On peut construire une boucle de prédiction dans laquelle on retarde la sortie du temps de prédiction souhaité, un retard double ici, de manière à provoquer l'annulation de l'erreur (voir Figure 2.79).

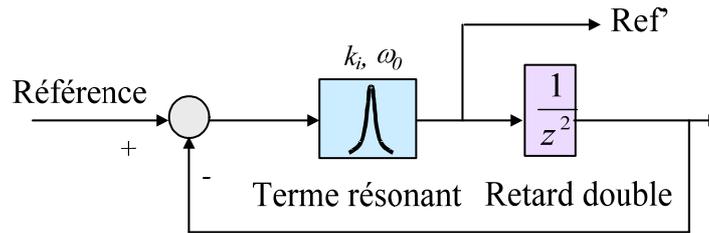


Figure 2.79. Prédiction d'un signal par un correcteur Résonant.

Ainsi, comme le montre la Figure 2.80, autant de termes résonants que d'harmoniques prédits seront nécessaires.

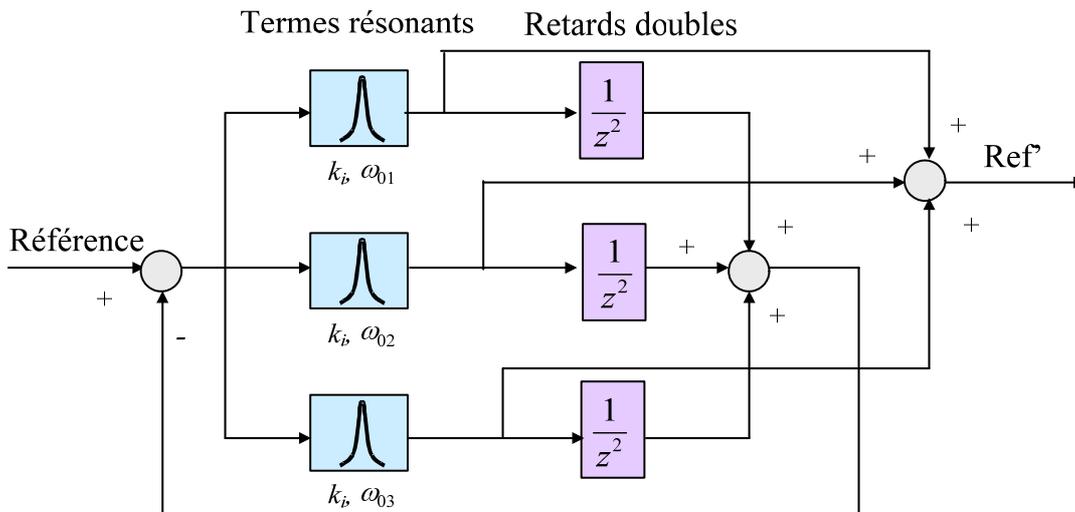


Figure 2.80. Prédiction d'un signal par un correcteur Multi-Résonant.

La Figure 2.81 montre les réponses temporelles pour un signal quelconque avant et après la prédiction avec différents paramètres de réglage du correcteur résonant. Dans la courbe à gauche un gain intégral très petit ( $k_i=100$ ) est utilisé et donc la réponse de la prédiction est lente : le régime transitoire est d'une période. Cependant, dans la courbe à droite, avec un gain assez élevé ( $k_i=900$ ) l'erreur transitoire est réduite de façon considérable (voir Figure 2.82).

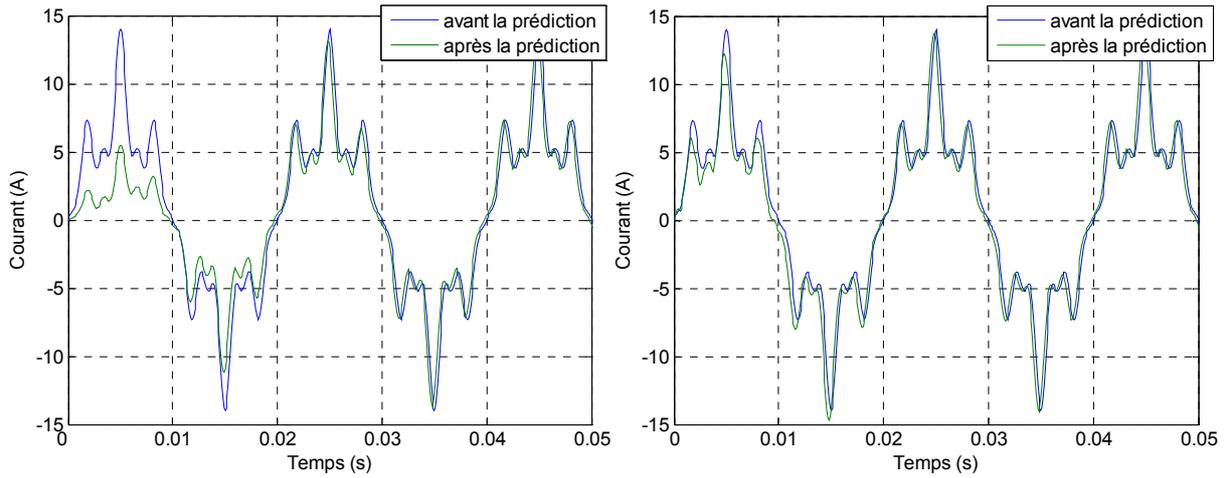


Figure 2.81. Réponses temporelles avant et après la prédiction avec le correcteur Multi-Résonant, avec  $k_r=100$  (à gauche) et avec  $k_r=900$  (à droite).

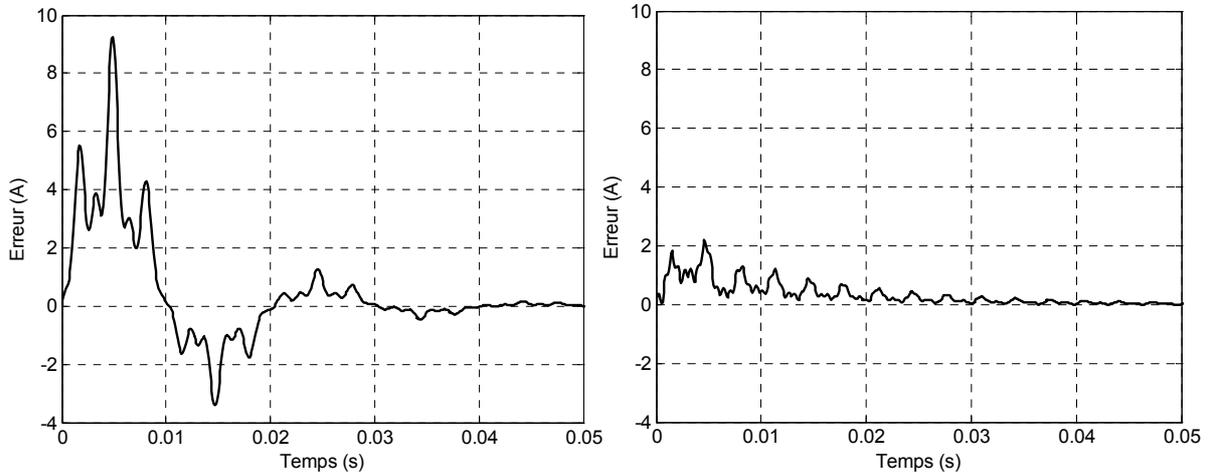


Figure 2.82. Réponses temporelles de l'erreur de prédiction avec le correcteur Multi-Résonant avec  $k_r=100$  (à gauche) et avec  $k_r=900$  (à droite).

### 2.3.7 Conclusions

Dans cette partie, une nouvelle classification des correcteurs Dead-Beat a été proposée selon la stratégie de réglage utilisée, le réglage par fonction d'intégration explicite et réglage par fonction d'intégration implicite. Ensuite, six différentes techniques Dead-Beat ont été analysées et comparées.

Le résultat de cette comparaison montre que les techniques Dead-Beat avec fonction d'intégration implicite analysées sont très bien adaptées pour les applications multi-fréquentielles. Cependant, des techniques de compensation du retard de réponse sont nécessaires afin d'éliminer le retard de réponse de deux périodes d'échantillonnage intrinsèque au correcteur Dead-Beat. Dans cette chapitre deux techniques de prédiction de la consigne ont été analysées : la prédiction par périodicité et la prédiction résonante.

## 2.4 CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE (DPC)

De nos jours, deux différentes tendances sont identifiées par les chercheurs qui travaillent sur le Contrôle Direct de Puissance.

- D'un côté, une définition générale décrit le DPC comme la structure de contrôle qui utilise directement les puissances instantanées comme variables de contrôle, en remplaçant les variables de courant utilisées dans les systèmes imbriqués. Cette définition inclut les deux types de correcteurs DPC principaux, le *DPC classique* et le *DPC avec modulation vectorielle*.
- D'un autre côté, une définition plus restrictive analyse le DPC comme le contrôle qui utilise directement les puissances instantanées comme variables de contrôle et qui n'a pas besoin d'utiliser des blocs de modulation car les états de commutation de l'onduleur sont choisis directement par un tableau de commutation. Cette définition n'inclut que le *DPC classique*.

Dans cette étude la définition la plus générale a été considérée. Ainsi, le Contrôle Direct de Puissance n'a pas de boucles internes de courant.

Dans les paragraphes suivants on résume le principe de fonctionnement de ces deux types de contrôle DPC, en analysant leur structure et en présentant les points forts et faibles de chaque contrôle. Plusieurs simulations ont été réalisées afin de vérifier les différences de chacun. Pour cela une application simple (mono-fréquentielle) a été considérée : un redresseur à prélèvement sinusoïdal (*PWM rectifier* en anglais) connecté au réseau.

### 2.4.1 Etat de l'art des techniques de Contrôle Direct de Puissance

Le principe du contrôle direct a été proposé en [TA-86] et il a été développé plus tard pour plusieurs applications. Le but était d'éliminer le bloc de modulation et les boucles internes en les remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures.

La première application développée était le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle était connue sous le nom de Contrôle Direct de Couple (*Direct Torque Control, DTC* en anglais). Dans ce cas, on contrôle le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sans aucun bloc de modulation [MN-95] [AT-97].

Ensuite, une technique similaire appelée Contrôle Direct de Puissance (en anglais *Direct Power Control, DPC*) était proposée par [NO-98] et développée après par [MA-01] pour une application de contrôle des redresseurs connectés au réseau. Dans ce cas, les grandeurs contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

Ainsi, il existe deux différents types de structures de Contrôle Direct de Puissance proposées dans la littérature. D'un côté, les références [NO-98] [AM-01] [MA-01] présentent un

contrôle non linéaire à fréquence de commutation variable, plus connu sous le nom *DPC classique*. D'un autre côté, dans [MA-04], l'auteur propose d'ajouter une modulation de type vectoriel (et donc un correcteur linéaire) pour obtenir une fréquence de commutation fixe, qui est appelé *DPC avec modulation vectorielle*.

## 2.4.2 DPC classique

L'idée principale du DPC classique est illustrée par la Figure 2.83. Les erreurs entre les valeurs de référence des puissances active et réactive instantanées et leurs mesures sont introduites dans deux comparateurs à hystérésis qui déterminent, avec l'aide d'un tableau de commutations et la valeur du secteur où se trouve la tension du réseau, l'état de commutation des semiconducteurs. La boucle de tension du bus continu est réglée avec un correcteur PI.

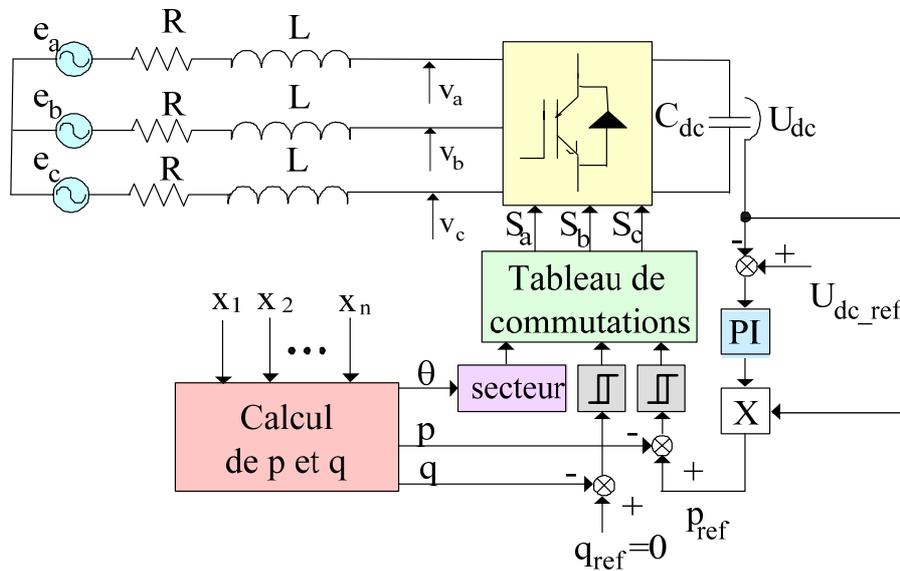


Figure 2.83. Schéma bloc de contrôle de l'onduleur connecté au réseau avec le DPC classique.

### 2.4.2.1 Tableau de commutation

Le tableau de commutations présenté dans cette partie a été développé dans [AM-01] qui utilise une technique relativement simple et divise le plan en six secteurs. D'autres auteurs divisent le plan en douze secteurs afin d'améliorer la précision [NO-98] [MA-01].

Lorsque le vecteur de tension est aligné avec le référentiel tournant choisi, la puissance active instantanée est proportionnelle à la composante directe du courant de sortie et la puissance réactive instantanée au courant en quadrature. Ainsi, pour analyser la variation de puissance, il faut analyser la variation de courant.

La variation de courant est calculée à partir de l'expression ci-dessous :

$$v = e + R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.87)$$

Où  $e$  est la tension du réseau,  $v$  est la tension de sortie de l'onduleur et  $R$  et  $L$  les paramètres du filtre de connexion de l'onduleur.

La tension de sortie de l'onduleur dépend des états de commutation de l'onduleur ( $S_a, S_b, S_c$ ). Selon les valeurs de ces variables, huit différents vecteurs peuvent être appliqués : deux vecteurs nuls et six vecteurs actifs ( $v_1, v_2, v_3, v_4, v_5$  et  $v_6$ ). Ces six vecteurs actifs divisent le plan en six secteurs ( $\gamma_1 - \gamma_6$ ). En négligeant la chute de tension dans la résistance et en considérant constante la différence entre la tension du réseau et la tension de l'onduleur dans un intervalle déterminé ( $T$ ), on obtient la variation de courant :

$$\Delta i \approx \frac{T}{L} [v(S_a, S_b, S_c) - e] \quad (2.88)$$

Le signe de ces incréments dépend de la position du vecteur de la tension du réseau ( $\bar{e}$ ) par rapport à la tension de sortie ( $\bar{v}$ ). La Figure 2.84 montre les six vecteurs ( $\bar{v} - \bar{e}$ ) en discontinu qui déterminent l'incrément de courant pour un vecteur de tension du réseau donné,  $\bar{e}_2$ .

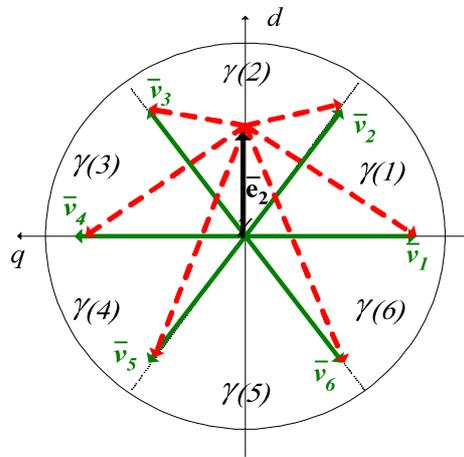


Figure 2.84. Représentation des vecteurs de tensions qui déterminent les incréments de courant.

Comme il a été dit précédemment :

$$\begin{aligned} \Delta i_d &= \Delta p \\ \Delta i_q &= -\Delta q \end{aligned} \quad (2.89)$$

Le Tableau 2.10 présente les signes des variations des puissances active et réactive instantanées pour chaque vecteur de tension de sortie de l'onduleur selon le secteur ( $k$ ) où se trouve la tension du réseau. En choisissant le vecteur de sortie adéquat, il est possible de sélectionner les signes de variation des puissances active et réactive de manière indépendante.

	$v(k-2)$	$v(k-1)$	$v(k)$	$v(k+1)$	$v(k+2)$	$v(k+3)$	$v(0,7)$
$\Delta p, \Delta q$	-,+	-,+	+,+	+,-	-,-	-,-	-,0

Tableau 2.10. Variations de  $p$  et  $q$  pour chaque vecteur de tension de sortie de l'onduleur selon le secteur ( $k$ ).

Si l'on analyse ce tableau, on constate que dans certains cas il y a plusieurs possibilités (le même incrément est obtenu en appliquant différents vecteurs). Dans ces cas, on choisira le vecteur de tension qui provoque la variation de puissance la plus faible. Ainsi, quatre vecteurs de tension sont suffisants :  $v(k-1)$ ,  $v(k)$ ,  $v(k+1)$  et  $v(k+2)$ .

Commutation optimale

L'élection du mode de commutation du convertisseur est réalisée de façon à ce que l'erreur entre la valeur de référence de la puissance active instantanée,  $p_{ref}$ , et la valeur mesurée,  $p$ , rentre dans la bande d'hystérésis  $2 \cdot \Delta p$ . De la même façon, l'erreur de la puissance réactive doit rester dans la bande d'hystérésis  $2 \cdot \Delta q$ .

Pour y parvenir, les erreurs des puissances active et réactive instantanées sont introduites dans deux comparateurs à hystérésis de deux niveaux, dont les sorties ( $dp$  et  $dq$ ) sont mises à 1 lorsqu'il faut augmenter la variable de contrôle ( $p$  ou  $q$ ) et à 0 lorsque la variable de contrôle doit rester inchangée ou doit diminuer.

$$\begin{aligned}
 dp = 1 & \quad p \leq p_{ref} - \Delta p \\
 dp = 0 & \quad p \geq p_{ref} + \Delta p \\
 dq = 1 & \quad q \leq q_{ref} - \Delta q \\
 dq = 0 & \quad q \geq q_{ref} + \Delta q
 \end{aligned}
 \tag{2.90}$$

Une fois obtenues les valeurs de  $dp$  et  $dq$  en connaissant le secteur où se trouve le vecteur de la tension, on choisit le mode de commutation optimal illustré par le tableau suivant :

$dp$	$dq$	$e$
1	1	$v(k)$
1	0	$v(k+1)$
0	1	$v(k-1)$
0	0	$v(k+2)$

Tableau 2.11. Mode de commutation optimal du DPC classique.

Détermination du secteur

Pour déterminer le secteur où se trouve la tension du réseau, il faut analyser les signes des phases de la tension réseau et appliquer une avance de phase de  $30^\circ$ , voir Tableau 2.12.

Secteur	$e_{30}(a)$	$e_{30}(b)$	$e_{30}(c)$
$\gamma(1)$	+	-	-
$\gamma(2)$	+	+	-
$\gamma(3)$	-	+	-
$\gamma(4)$	-	+	+
$\gamma(5)$	-	-	+
$\gamma(6)$	+	-	+

Tableau 2.12. Choix du secteur.

### 2.4.2.2 Calcul des puissances instantanées

La méthode classique pour calculer les puissances instantanées est la suivante :

$$\begin{aligned} p &= \text{Re}(\bar{e} \cdot \bar{i}^*) \\ q &= \text{Im}(\bar{e} \cdot \bar{i}^*) \end{aligned} \quad (2.91)$$

Où  $p$  est la puissance active instantanée (aussi appelée puissance réelle),  $q$  est la puissance réactive instantanée (aussi appelée puissance imaginaire),  $\bar{e}$  et  $\bar{i}$  sont les vecteurs de tension et courant de ligne et le symbole \* dénote le conjugué.

Ainsi, les puissances active et réactive instantanées sont calculées par l'expression ci-dessous :

$$\begin{aligned} p &= e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c \\ q &= \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) \cdot i_a + (e_c - e_a) \cdot i_b + (e_a - e_b) \cdot i_c] \end{aligned} \quad (2.92)$$

Le fait de ne pas utiliser de capteurs pour mesurer la tension peut être très intéressant afin de diminuer le coût de l'installation. Deux techniques pour réaliser le calcul des puissances instantanées sans capteurs ont ainsi été proposées.

D'un côté, dans [NO-98], on estime les tensions du réseau à partir des valeurs de la tension du convertisseur et du filtre. D'un autre côté, dans [MA-01], l'auteur propose l'estimation du flux virtuel comme méthode d'estimation des tensions du réseau sans mesures, à partir aussi des tensions du convertisseur et du filtre.

#### Calcul des puissances instantanées par estimation de la tension du réseau

Dans ce cas, la tension du réseau est estimée par l'équation (2.93). Le premier terme de l'équation représente la tension dans l'onduleur et le deuxième terme la tension dans le filtre de raccordement (le paramètre résistif du filtre a été négligé).

$$\bar{e}_{a,b,c} = U_{dc} \cdot S_{a,b,c} - L \frac{di_{a,b,c}}{dt} \quad (2.93)$$

Où :  $\bar{e}_{a,b,c}$  est le vecteur instantané de la tension du réseau estimée,  $U_{dc}$  est la tension du bus continu,  $L$  est l'inductance du filtre de connexion et  $S_{a,b,c}$  les états de commutation.

Ainsi, les puissances active et réactive instantanées sont calculées par les équations ci-dessous.

$$\begin{aligned} p &= U_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - L \left( \frac{di_a}{dt} \cdot i_a + \frac{di_b}{dt} \cdot i_b + \frac{di_c}{dt} \cdot i_c \right) \\ q &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ -U_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] - 3L \left( \frac{di_a}{dt} \cdot i_c - \frac{di_c}{dt} \cdot i_a \right) \right\} \end{aligned} \quad (2.94)$$

### Calcul des puissances instantanées par estimation du flux virtuel

Le flux virtuel, en plus d'être présent pour la synchronisation (développée dans la section 2.5.4.2), est aussi utilisé pour le calcul des puissances instantanées. Ainsi, l'intégration de la tension réseau (à partir de la tension du filtre et du convertisseur) génère un vecteur de flux virtuel dans les coordonnées  $\alpha\beta$ , voir équation (2.95). La chute de tension dans la résistance a été négligée aussi.

$$\begin{aligned}\hat{\Psi}_\alpha &= \int \hat{e}_\alpha \cdot dt = \int \left( v_\alpha - L \frac{di_\alpha}{dt} \right) \cdot dt \\ \hat{\Psi}_\beta &= \int \hat{e}_\beta \cdot dt = \int \left( v_\beta - L \frac{di_\beta}{dt} \right) \cdot dt\end{aligned}\quad (2.95)$$

Où  $\hat{\Psi}$  est le flux estimé et  $v$  la tension du convertisseur.

En considérant la tension de l'onduleur en coordonnées  $\alpha\beta$ , l'expression du flux virtuel devient la suivante :

$$\begin{aligned}\hat{\Psi}_\alpha &= \int \left( \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \left( S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \right) \cdot dt - L \cdot i_\alpha \\ \hat{\Psi}_\beta &= \int \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{dc} (S_b - S_c) \right) \cdot dt - L \cdot i_\beta\end{aligned}\quad (2.96)$$

On obtient la tension à partir du flux virtuel estimé :

$$\hat{e} = \frac{d}{dt} \hat{\Psi} = \frac{d\hat{\Psi}}{dt} e^{j\alpha} + j \cdot \omega \cdot \hat{\Psi} e^{j\alpha} = \frac{d\hat{\Psi}}{dt} e^{j\alpha} + j \cdot \omega \cdot \hat{\Psi}\quad (2.97)$$

Où  $\hat{\Psi}$  est le vecteur du flux estimé et  $\hat{\Psi}$  l'amplitude du flux estimé.

Cette méthode travaille dans les coordonnées  $\alpha\beta$ . Ainsi, les puissances instantanées sont calculées de la façon suivante :

$$\begin{aligned}p &= e_\alpha \cdot i_\alpha + e_\beta \cdot i_\beta \\ q &= e_\beta \cdot i_\alpha - e_\alpha \cdot i_\beta\end{aligned}\quad (2.98)$$

Sachant que pour des tensions presque sinusoïdales et équilibrées les dérivés de l'amplitude du flux sont nulles, les puissance actives et réactives instantanées sont calculées par l'équation ci-dessous.

$$\begin{aligned}p &= \omega \cdot (\Psi_\alpha \cdot i_\beta - \Psi_\beta \cdot i_\alpha) \\ q &= \omega \cdot (\Psi_\alpha \cdot i_\alpha + \Psi_\beta \cdot i_\beta)\end{aligned}\quad (2.99)$$

Cette méthode présente des avantages par rapport à la méthode d'estimation de la tension et par conséquence elle permet de travailler avec une fréquence d'échantillonnage plus réduite (les discontinuités de l'estimation de la tension du convertisseur sont filtrées par l'intégrateur qui se comporte comme un filtre passe-bas) et d'obtenir des meilleures performances lorsque

la tension du réseau est perturbée [MA-01]. Ainsi, cette méthode a été choisie pour les essais réalisés par la suite.

### 2.4.2.3 Implantation

Le Contrôle Direct de Puissance classique avec le calcul des puissances instantanées par estimation du flux virtuel a été implémenté dans le cas d'un redresseur à prélèvement sinusoïdal alimentant une charge résistive et connecté au réseau (voir Figure 2.85). L'objectif de ce contrôle est d'absorber un courant de bonne qualité, en garantissant un facteur de puissance unitaire et en contrôlant la tension du bus continu.

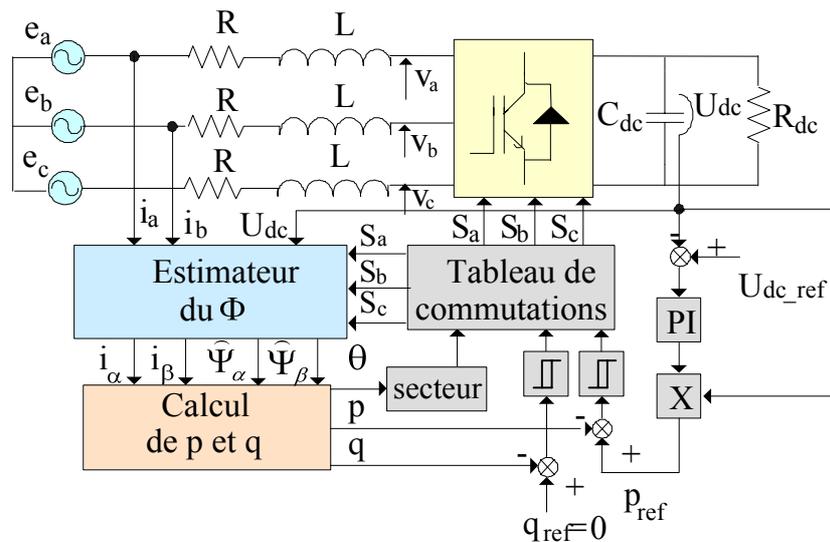


Figure 2.85. Schéma bloc d'un redresseur connecté au réseau avec une charge résistive avec le DPC classique avec calcul de  $p$  et  $q$  par estimation du flux virtuel.

Cette structure de contrôle requiert une fréquence d'échantillonnage et une inductance élevées afin de limiter la dynamique du courant et de fixer une fréquence de commutation moyenne et maximale acceptable pour le système sans augmenter excessivement la bande d'hystérésis des puissances instantanées.

Pour cela, on a considéré une fréquence d'échantillonnage de 50kHz afin de pouvoir implémenter le contrôle dans une structure de contrôle comme celle présentée en [MA-01]. De plus, on a limité la bande d'hystérésis à 1.5% de la puissance nominale. Par ailleurs, le retard de calcul a été ajouté au système lors de la simulation afin de vérifier que le système reste stable (vérification à posteriori).

Le Tableau 2.13 présente les valeurs des paramètres considérées pour le DPC classique.

Symbole	Désignation	Valeur
$L$	Inductance du filtre	12mH
$F_e$	Fréquence d'échantillonnage	50kHz
$2.\Delta p, 2.\Delta q$	Bande d'hystérésis	1.5%
$P_n$	Puissance nominale	15kW
$E$	Tension du réseau	220V
$U_{dc}$	Tension du bus continu	600V
$C_{dc}$	Condensateur du bus continu	470 $\mu$ F
$R_{dc}$	Résistance du bus continu	150/75 $\Omega$

Tableau 2.13. Paramètres d'implantation du DPC classique.

La partie gauche de la Figure 2.86 montre la tension et le courant du réseau. On constate qu'ils sont en phase et donc que le facteur de puissance est unitaire. La partie droite de la figure présente le spectre du courant du réseau, on constate surtout la présence de l'harmonique 5, 7, 11, 13 et 17. On vérifie que le courant du réseau est presque sinusoïdal avec un THD valant 4.5%.

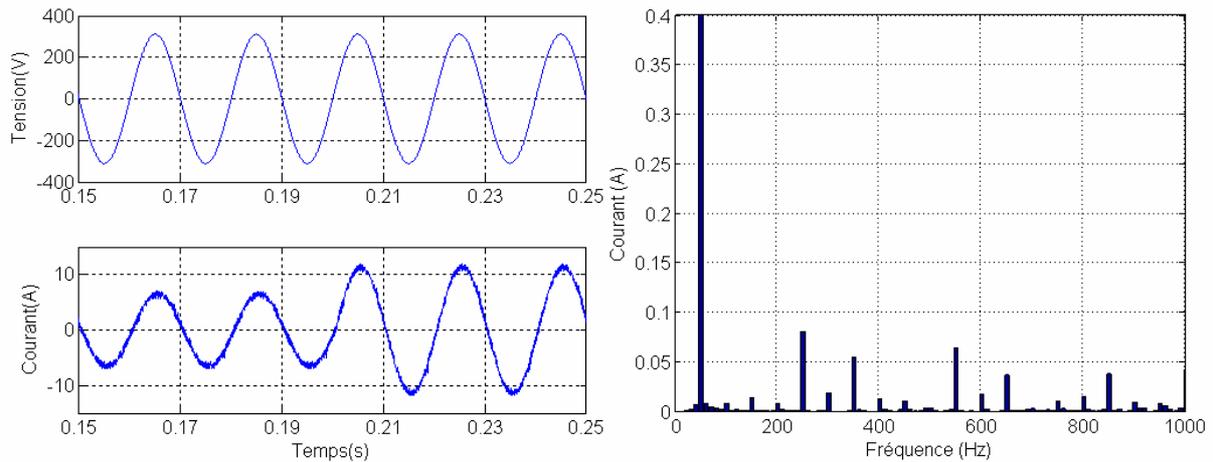


Figure 2.86. Tension et courant du réseau (à gauche) et spectre du courant du réseau (à droite) du DPC classique.

Par la suite, on montre les mêmes graphes avec une tension du réseau légèrement perturbée par l'harmonique 5 (5%), voir Figure 2.87. Les résultats sont très similaires aux précédents, avec un THD=5%. Dans ce cas, le spectre du courant du réseau fait encore apparaître.

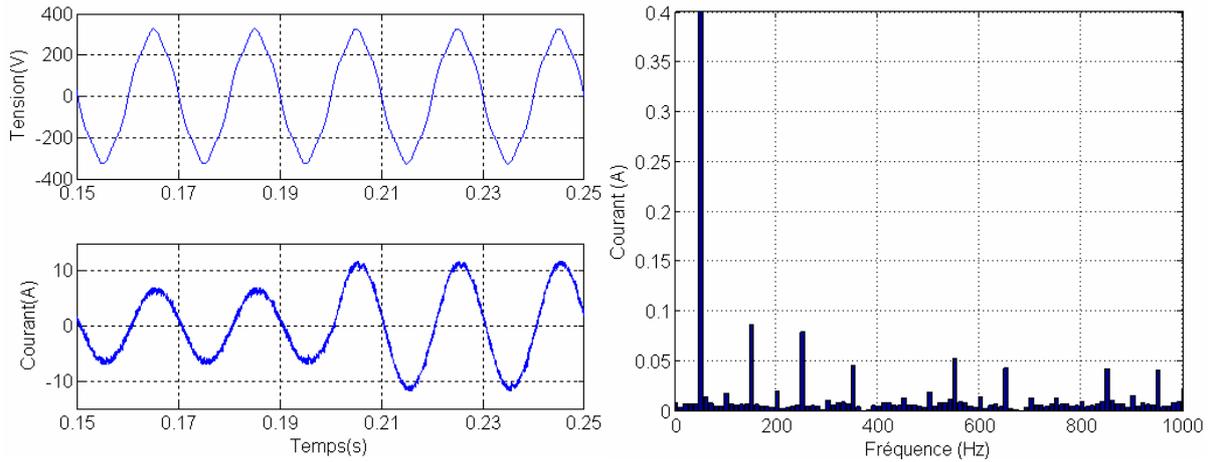


Figure 2.87. Tension du réseau perturbée et courant du réseau (à gauche) et spectre de courant du réseau (à droite) du DPC classique.

Un changement dans la charge continu ( $150\Omega/75\Omega$ ) entraîne un changement dans le courant nécessaire pour maintenir le bus continu chargé et donc dans la référence de la puissance active instantanée. Le contrôle Direct de Puissance répond très rapidement au changement de consigne de puissance comme le montre la partie gauche de la Figure 2.88. On observe que l'ondulation des puissances instantanées avant et après le changement de référence est de l'ordre de 3.5% de la puissance nominale. La partie droite de la Figure 2.88 montre la fréquence instantanée, d'où l'on constate que la fréquence de commutation moyenne est de 5kHz. Par ailleurs, on observe aussi que la fréquence de commutation maximale est de 12.5kHz, ce qui est admissible dû à sa basse fréquence de répétition.

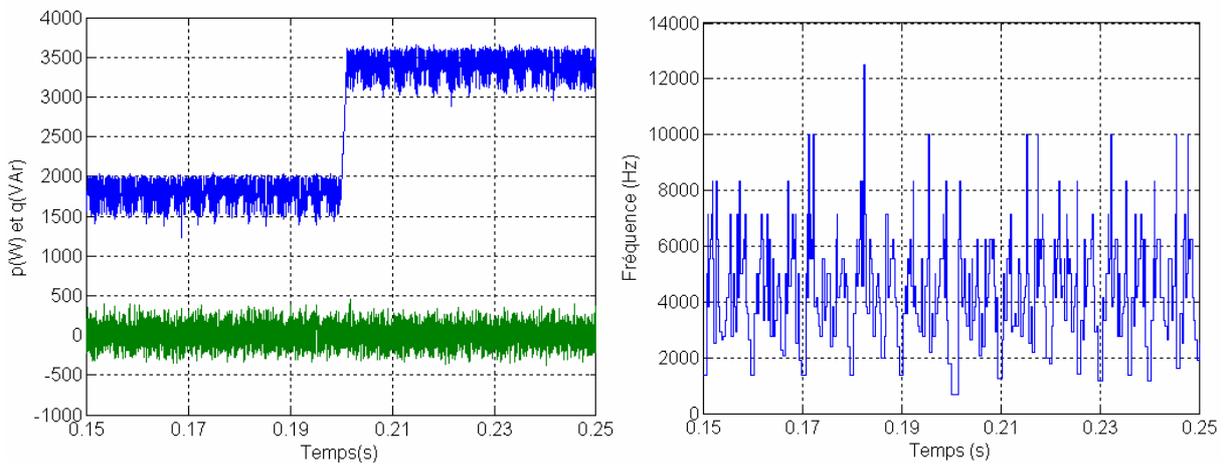


Figure 2.88. Puissances active et réactive instantanées avec le DPC classique (à gauche) et la fréquence instantanée (à droite).

#### 2.4.2.4 Conclusions

La structure de contrôle DPC classique présente quelques avantages par rapport à la structure de boucles imbriquées. Pourtant, elle a aussi plusieurs inconvénients. Par la suite, on résume les points forts et faibles de cette structure de contrôle :

Les points forts :

- Le calcul rapide des puissances instantanées permet l'obtention d'une dynamique très élevée.
- La simplicité, c'est-à-dire, la non utilisation de boucles imbriquées, ni des transformations de coordonnées ni de modulateur.

Les points faibles :

- L'emploi d'une fréquence d'échantillonnage très élevée entraîne l'utilisation d'un microprocesseur très rapide.
- La fréquence de commutation n'étant pas constante, la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme d'onde du courant acceptable.

Ces deux inconvénients compliquent considérablement l'introduction de ce contrôle dans l'industrie. Afin de surmonter les limitations de travailler à fréquence variable, on trouve dans la littérature plusieurs études sur la manière de fixer la fréquence de commutation du DPC [AM-01], mais surtout pour le contrôle DTC [KN-99]. Une bonne solution consiste à utiliser des bandes d'hystérésis variables avec un contrôle de fréquence [CH-04]. Le contrôle de fréquence permet de modifier le comportement de l'onduleur selon le régime transitoire ou permanent dans lequel il se trouve. Dans le régime transitoire, une bande d'hystérésis élevée est employée afin de limiter à une valeur maximale la fréquence. Une fois le régime permanent établi, la bande d'hystérésis est réduite jusqu'à obtenir une fréquence de commutation adéquate pour le filtrage.

Une contribution plus récente [AX-06] propose un Contrôle Direct de Puissance Prédicatif, en anglais *Predictive Direct Power Control, P-DPC*) pour l'application d'un onduleur connecté au réseau. Dans cette méthode le Contrôle Direct de Puissance classique est combiné avec une sélection prédictive de la séquence des vecteurs de tension, ce qui permet, en même temps, d'obtenir des dynamiques élevées dans le transitoires et de travailler avec une fréquence de commutation constante.

### **2.4.3 DPC avec modulation vectorielle**

Les inconvénients du DPC classique peuvent être éliminés en utilisant un modulateur de tension (au lieu d'un tableau de commutations) pour pouvoir travailler à fréquence de commutation constante [MA-04]. Dans ce cas le schéma bloc du Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle (en anglais *Direct Power Control with Space Vector Modulation, DPC-SVM*), varie légèrement par rapport au contrôle précédent (voir Figure 2.89). Au lieu de comparateurs à hystérésis, deux correcteurs PI en repère tournant sont ajoutés et dans sa sortie, après une transformation de coordonnées, une modulation vectorielle a été introduite.

Ces modifications permettent de travailler à une fréquence de commutation constante et avec une fréquence d'échantillonnage et une inductance plus réduites. Cela est dû au fait que, dans

ce cas, la dynamique du courant est déjà limitée par le modulateur. Cette méthode permet aussi d'obtenir de très bonnes dynamiques.

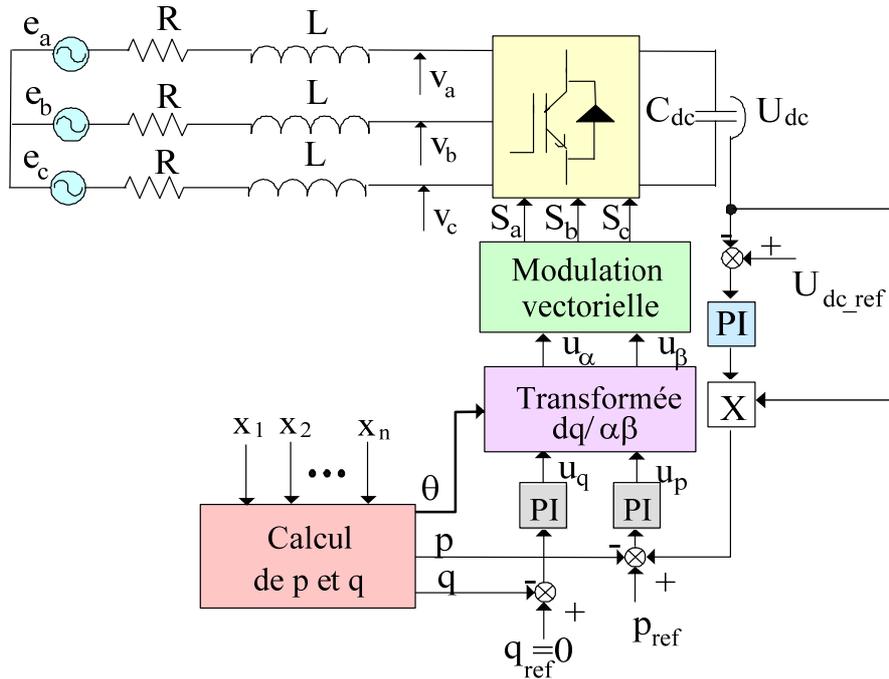


Figure 2.89. Schéma bloc d'un onduleur connecté au réseau avec le DPC avec modulation vectorielle.

Le Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle a été proposé pour le contrôle de puissance en applications mono-fréquentielles car il est composé d'un seul correcteur PI en repère tournant [MA-04]. Cependant, si la bande passante du correcteur est suffisamment large, il peut être utilisé pour des applications multi-fréquentielles pas trop exigeantes comme il est montré dans [LO-06b]. En ce qui concerne le calcul des puissances instantanées, les mêmes méthodes que celles proposées pour le cas du DPC classique peuvent être utilisées.

### 2.4.3.1 Le réglage des correcteurs des puissances instantanées

Le réglage des correcteurs des puissances active et réactive instantanées peut-être réalisé analytiquement en utilisant un modèle idéal du convertisseur [MA-03]. Dans ce cas, le réglage des correcteurs PI est réalisé dans le domaine continu sans considérer le retard de calcul. Plus tard, le retard de calcul a été ajouté dans les simulations afin de vérifier que le système reste stable (vérification à posteriori).

Le modèle dans les coordonnées  $dq$  a la forme suivante :

$$\begin{aligned} v_d &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + e_d \\ v_q &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + e_q \end{aligned} \quad (2.100)$$

Le modèle peut-être simplifié si l'on considère la tension du réseau alignée sur l'axe  $d$  :

$$\begin{aligned}
 v_d &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + E \\
 v_q &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d
 \end{aligned}
 \tag{2.101}$$

La Figure 2.90 présente le schéma bloc des boucles de contrôle des puissances active et réactive instantanées avec les correcteurs PI.

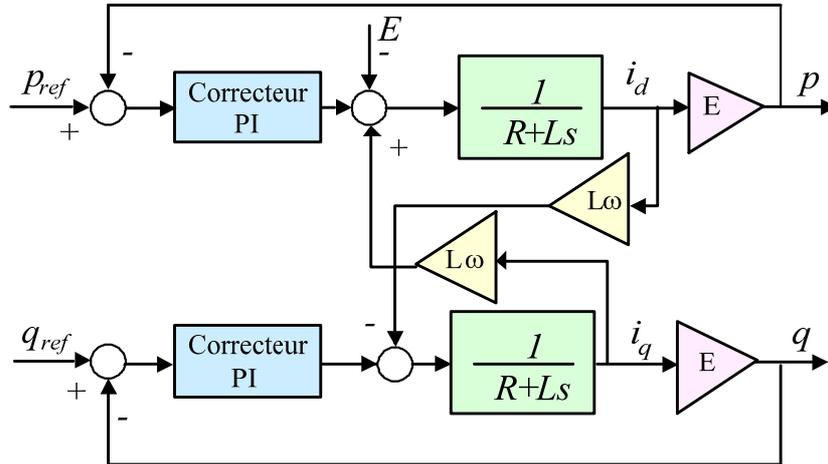


Figure 2.90. Le schéma bloc des boucles de  $p$  et  $q$  avec deux correcteurs PI.

On peut régler les paramètres du correcteur PI sur la base du théorème de superposition. La Figure 2.91 montre le schéma bloc simplifié de la boucle de contrôle de la puissance active instantanée.

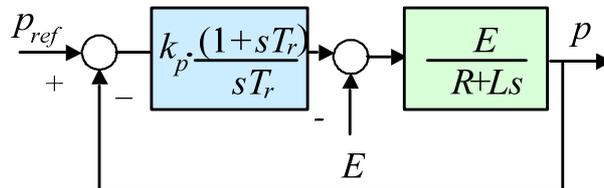


Figure 2.91. Le schéma bloc de la boucle de contrôle de la puissance active instantanée

La tension de la ligne est considérée comme une perturbation constante et devra être compensée par la partie intégrale du correcteur PI. Pour le réglage, on a considéré que le zéro du correcteur est placé sur le pôle du système :

$$T_r = \frac{L}{R} = T_{bo}
 \tag{2.102}$$

Où  $T_{bo}$  est la constante du temps du système en boucle ouverte. Avec ce réglage, le système en boucle fermée devient le suivant :

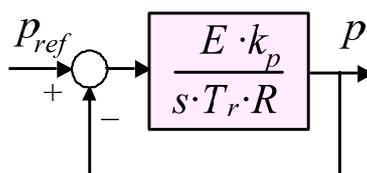


Figure 2.92. Le schéma bloc du système en boucle fermée.

Ainsi, la constante de temps du système en boucle fermée est la suivante :

$$T_{bf} = \frac{T_r \cdot R}{E \cdot k_p} \quad (2.103)$$

Cette constante de temps est utilisée dans le réglage du correcteur. Les paramètres du correcteur PI sont donnés par l'expression suivante :

$$k_p = \frac{L}{E \cdot T_{bf}} \quad (2.104)$$

$$k_i = \frac{R}{E \cdot T_{bf}}$$

La valeur de  $T_{bf}$  doit être choisie tant pour obtenir une bonne réponse comme pour éliminer l'effet du couplage entre les deux correcteurs. Le ratio  $k_p/k_i$  est constant pour différentes constantes de temps en boucle fermée est égal à la valeur de la constante de temps en boucle ouverte. Les boucles des puissances instantanées étant similaires, l'équation (2.104) est valable pour les deux correcteurs.

### 2.4.3.2 Implantation

Comme dans le cas du DPC classique, le DPC-SVM a été implanté dans un redresseur à prélèvement sinusoïdal connecté au réseau alimentant une charge résistive. Cette structure de contrôle permet de travailler à une fréquence de commutation constante et avec une fréquence d'échantillonnage et une inductance plus réduites. Ainsi, le Tableau 2.14 montre les valeurs utilisées pour l'implantation du DPC avec modulation vectorielle.

Symbole	Désignation	Valeur
$L$	Inductance du filtre	8mH
$F_e$	Fréquence d'échantillonnage	10kHz
$F_c$	Fréquence de commutation	10kHz
$P_n$	Puissance nominale	15kW
$E$	Tension du réseau	220V
$U_{dc}$	Tension du bus continu	600V
$C_{dc}$	Condensateur du bus continu	470μF
$R_{dc}$	Résistance du bus continu	150/75Ω

Tableau 2.14. Paramètres d'implantation du DPC avec modulation vectorielle.

Les paramètres du contrôle des correcteurs PI du DPC-SVM sont les suivants :

Symbole	Désignation	Valeur
$k_p$	Paramètre proportionnel	0.008
$k_i$	Paramètre intégral	0.08

Tableau 2.15. Paramètres de contrôle des correcteurs PI du DPC avec modulation vectorielle.

Les Figure 2.93 et Figure 2.94 illustrent les réponses du courant et de la puissance pour la structure de contrôle DPC-SVM. On constate que, même avec une tension du réseau légèrement perturbée, on obtient un courant presque sinusoïdal (TDH=4.7 %).

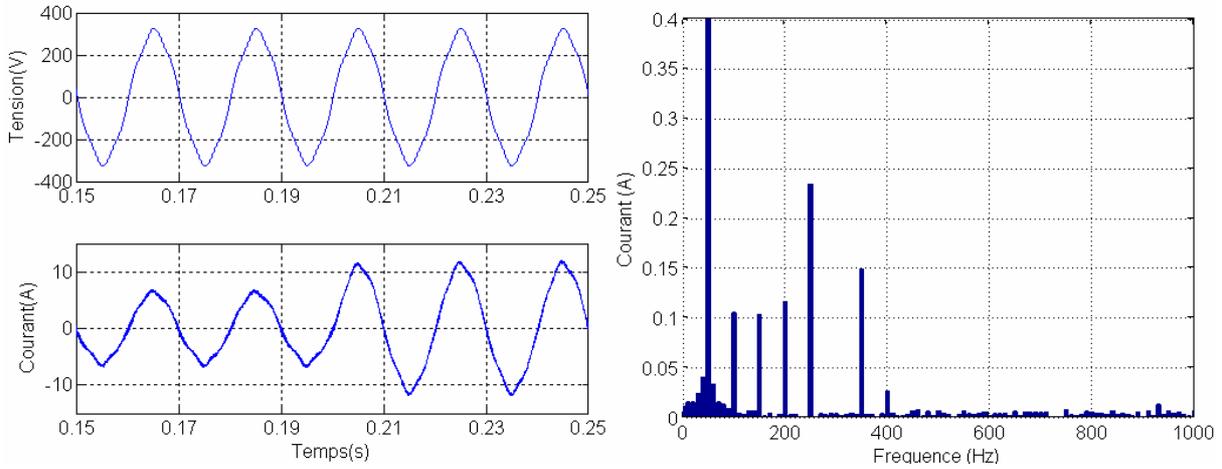


Figure 2.93. Tension et courant du réseau (à gauche) et spectre de courant du réseau (à droite) du DPC avec modulation vectorielle.

Si l'on compare la Figure 2.94 avec la Figure 2.88, on constate une grande différence au niveau des oscillations dans les puissances active et réactive instantanées. Néanmoins, cette réponse est aussi très rapide au changement de consigne de la puissance instantanée active (dû à la variation de charge dans le bus continu de 150/75Ω).

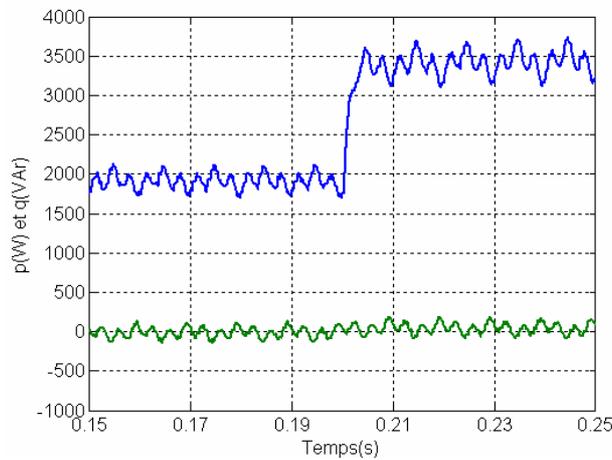


Figure 2.94. Puissances active et réactive instantanées du DPC avec modulation vectorielle.

### 2.4.3.3 Conclusions

La structure de contrôle DPC avec modulation vectorielle présente quelques avantages par rapport à la structure DPC classique. Pourtant, elle a aussi quelques inconvénients. Par la suite, on résume les points forts et faibles :

Les points forts de ce type de contrôle sont :

- Le contrôle travaille à fréquence de commutation constante.

- On peut utiliser des fréquences d'échantillonnage et des inductances plus petites car un modulateur est utilisé.
- Les correcteurs PI induisent aussi une réponse très rapide.

Néanmoins, ce type de contrôle présente aussi quelques points faibles.

- La nécessité d'utiliser les transformées de coordonnées.
- Le fait de ne pas avoir les avantages du DPC classique fait que pour certains chercheurs il n'est plus considéré comme un contrôle direct.

Il faut noter qu'une combinaison de ces deux techniques DPC est aussi envisageable, comme dans le cas du DTC proposé dans [LC-00]. L'auteur propose une méthode hybride de DTC composée de deux structures de contrôle qui travaillent en même temps. La structure linéaire est composée d'un contrôle DTC avec modulation vectorielle et travaille surtout en régime permanent. La structure non-linéaire correspond à un correcteur DTC classique et est utilisée pendant la saturation de l'onduleur, c'est-à-dire, dans les transitoires. Cette méthode contient les avantages des deux méthodes précédentes mais la complexité de l'ensemble du système est considérable. Toutefois, cette méthode présente des problèmes d'initialisation des correcteurs et de commutations brusques lors du changement entre les techniques [GL-06].

#### **2.4.4 Conclusions**

Une fois analysées les deux différentes structures de Contrôle Direct de Puissance que l'on trouve dans la littérature, le DPC classique et le DPC avec modulation vectorielle, on conclut que la dernière structure étudiée, celle qui présente les meilleures performances pour être utilisée dans des applications multi-fréquentielles réelles ou industrielles de moyenne puissance dû au fait qu'elle travaille à fréquence de commutation constante.

## CHAPITRE 3 : COMPARAISON DES STRUCTURES DE CONTROLE AVANCEES EN BASSE TENSION

### 3.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent trois différentes structures de contrôle numériques avancées ont été analysées pour des applications multi-fréquentielles. Le but de cette partie est de comparer ces différentes structures de contrôle et d'analyser le domaine d'application de chacune d'entre elles pour l'application au filtrage actif parallèle en basse tension.

Dans le cas des correcteurs à base d'intégrateurs on va comparer les trois correcteurs développés : le correcteur PI en repères tournants multiples, le correcteur Multi-Résonant et le correcteur Hybride. Entre les différentes techniques Dead-Beat analysées, on a choisi le correcteur RST avec la prédiction par périodicité et la prédiction résonante. Dans le cas du contrôle direct, on a analysé le Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM).

L'étude préliminaire du chapitre 2 nous montre que les correcteurs à base d'intégrateurs apparaissent comme une solution très robuste qui permet l'obtention de très bons résultats. Ainsi, différents types de correcteurs ont été analysés en détails afin de choisir la structure la mieux adaptée pour l'application au filtrage actif parallèle en basse tension. En ce qui concerne le correcteur Dead-Beat, ce dernier est relativement sensible aux erreurs paramétriques et, en ajoutant les techniques de prédiction, le correcteur devient assez complexe. Finalement, le contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle est un contrôle très simple au niveau du calcul mais uniquement valable pour les applications de filtrage actif peu exigeantes.

Plusieurs comparaisons de structures de contrôle de filtres actifs de puissance ont été présentées précédemment [BU-98] [CA-99] [BR-02] [LB-02]. Généralement, elles ne prennent pas en compte le principal effet de l'implantation numérique : le retard de calcul. Ce paramètre devient déterminant dans les applications multi-fréquentielles. Par ailleurs, ces comparaisons ne présentent pas d'études théoriques et la plupart présentent uniquement des résultats en simulation.

Les trois familles de correcteurs ont été comparées d'un point de vue théorique : étude du volume de calcul et de la robustesse, et d'un point de vue pratique : analyse des performances en régime transitoire et en régime permanent. Toutes les structures de contrôle ont été testées avec l'outil de simulation MATLAB/Simulink et ensuite les résultats des simulations ont été vérifiés expérimentalement.

## 3.2 TYPES D'ESSAIS EXPERIMENTAUX

Deux différents types d'essais expérimentaux ont été définis pour l'application au filtrage actif en basse tension. Le premier essai met en œuvre une application au filtrage actif très perturbée (cas A) et le deuxième essai met en œuvre une application peu perturbée (cas B). Ces essais seront plus détaillés par la suite

### 3.2.1 Application au filtrage actif très perturbée (Cas A)

Il s'agit d'une application avec pour but unique le filtrage des harmoniques générés par une charge polluante, de façon à obtenir un courant le plus sinusoïdal possible dans le réseau.

Cette application a été étudiée dans le banc d'essais du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, «*Banc Universel Pour la Distribution Electrique* » (voir Figure 3.1 et Figure 3.2). Ce banc d'essais a été conçu et construit pour tester les algorithmes de contrôle des systèmes connectés au réseau. La charge polluante utilisée est un redresseur triphasé à diodes qui consomme un courant avec un taux de distorsion harmonique d'environ 25%.

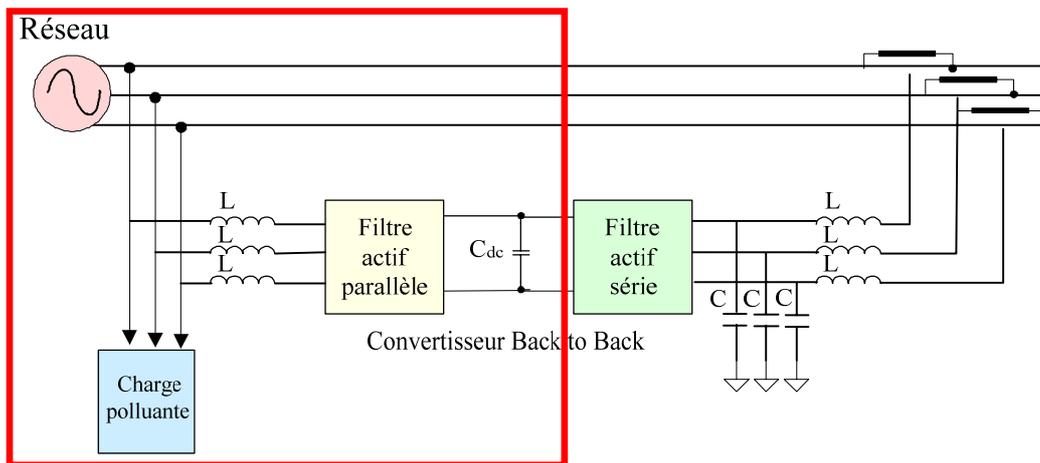


Figure 3.1. Schéma bloc du banc d'essais du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble.

Le banc est composé de deux onduleurs de tension de puissance nominale de 10kVA : un connecté en série avec le réseau et l'autre en parallèle (avec une topologie de type *back to back*). Pour ces essais, seul le système shunt a été utilisé et ce, comme un filtre actif parallèle. Le banc d'essais, côté commande, est basé sur une carte dSPACE DS 1005 PPC Controller Board, qui permet l'implantation automatique des algorithmes de contrôle directement depuis Simulink. Les paramètres utilisés pour l'implantation sont montrés dans le Tableau 3.1. Ce banc d'essais a été utilisé pour l'analyse de deux structures de commande : les correcteurs à base d'intégrateurs et le correcteur Dead-Beat.



Figure 3.2. Banc d'essais du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble.

Symbole	Désignation	Valeur
$L$	Inductance du filtre	3mH
$F_c$	Fréquence de commutation	10kHz
$U_{dc}$	Tension du bus DC	400V
$E$	Tension du réseau	180V
$R_{ch}$	Charge non linéaire	150/50 $\Omega$

Tableau 3.1. Paramètres d'implantation de l'application au filtrage actif très perturbée.

### 3.2.2 Application au filtrage actif peu perturbée (Cas B)

L'application au filtrage actif peu perturbée est une application moins exigeante. Dans ce cas, on a considéré un redresseur à prélèvement sinusoïdal, qui a donc une consommation de courant actif de base, et qui de plus profite du reliquat de puissance apparente non-utilisée pour assurer une fonction supplémentaire de filtrage actif. Ainsi, du fait du ratio élevé de la composante fondamentale du courant par rapport aux harmoniques générés, cette application peut être considérée comme un cas peu perturbé ou pas très exigeant (le taux de distorsion harmonique du courant réseau composé des harmoniques de la charge polluante et du fondamental de l'onduleur de tension est d'environ 15%).

Ces essais ont été réalisés au Laboratoire de l'Institut de Contrôle et Electronique Industriel de l'Université de Varsovie, Pologne. Le banc d'essais (voir Figure 3.3) est composé d'un onduleur commercial Danfoss VLT 5000 séries (5.2kVA) basé sur une carte dSPACE DS 1103 Board inséré dans un PC et qui a une résistance connecté à son bus continu comme charge. Le contrôleur numérique RESC/DSP basé dans deux microprocesseurs (PowerPC604e-333Mhz et TMS320F240-20MHz) et quatre convertisseurs analogiques numériques de résolution élevée (0.8 $\mu$ s –12 bit) fournissent un traitement très rapide des

calculs à virgule flottante. Les paramètres d'implantation utilisés sont montrés dans le Tableau 3.2. Ce banc d'essais a été utilisé pour l'analyse de la commande DPC-SVM.

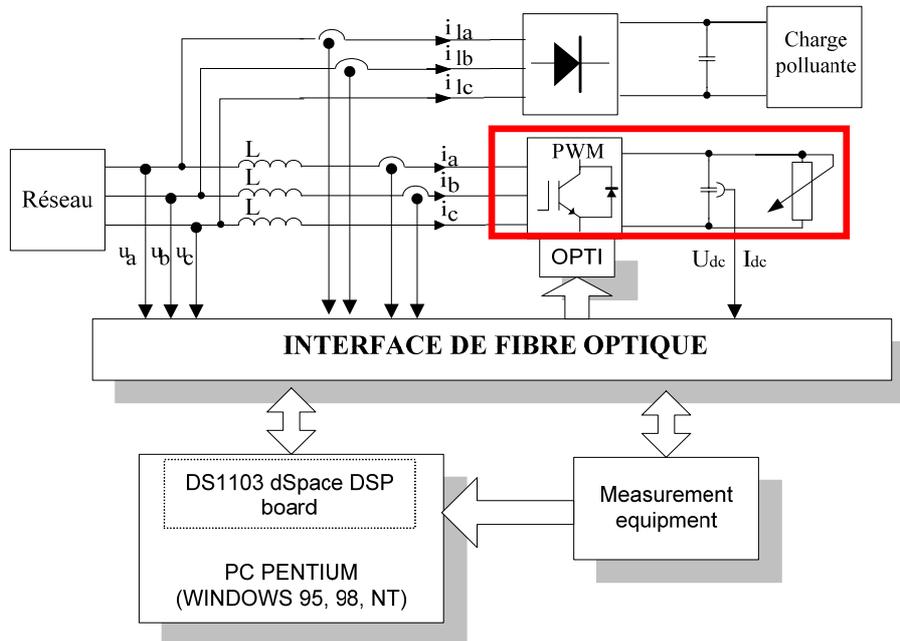


Figure 3.3. Schéma bloc du banc d'essais de l'Université de Varsovie.

Symbole	Désignation	Valeur
$L$	Inductance du filtre	10mH
$F_c$	Fréquence de commutation	10kHz
$U_{dc}$	Tension du bus DC	600/400V (simu/expé)
$E$	Tension du réseau	220/100V (simu/expé)
$R_{ch}$	Charge non linéaire	150/50 $\Omega$
$R_{dc}$	Charge de l'onduleur	150 $\Omega$

Tableau 3.2. Paramètres d'implantation de l'application au filtrage actif peu perturbée.

### 3.3 CRITERES DE COMPARAISON

Par la suite on présente les trois critères considérés dans la comparaison des correcteurs : du point de vue théorique, une étude du volume de calcul et de la robustesse et du point de vue pratique, l'analyse des performances.

En ce qui concerne l'étude du volume de calcul, seulement les opérations propres au correcteur ont été considérées ; les modules en commun et qui appartiennent donc à tous les contrôles comme le modulateur, le correcteur du bus, etc. (voir Figure 1.12) ne sont pas considérés. Ces calculs ont été faits en considérant une implantation discrète de l'algorithme et en considérant le nombre d'opérations (additions, soustractions, multiplications et divisions) et de mémoires nécessaires par la structure de contrôle. Les fonctions trigonométriques sont supposées calculées par une série de Taylor de 4 termes. Cette analyse ne considère pas le fait que le DSP/ $\mu$ C utilisé pour l'implantation de ces algorithmes peut-être

optimisé pour le calcul de quelques signaux : on ne cherche pas à calculer le temps de calcul mais plutôt le volume théorique.

Par ailleurs, l'étude de robustesse a été réalisée en supposant une erreur d'identification de  $\pm 20\%$  entre la valeur réelle de l'inductance et la valeur utilisée dans le réglage du correcteur. Pour cela on a analysé les réponses fréquentielles en boucle ouverte et en boucle fermée du système.

Finalement, les performances des différents correcteurs ont été comparées. D'un côté, et afin d'analyser la réponse transitoire, la réponse au changement d'une référence arbitraire a été analysée. Le Tableau 3.3 montre les paramètres utilisés pour une consigne arbitraire très perturbée (Cas C) et peu perturbée (Cas D). D'un autre côté, et pour étudier le régime permanent, la réponse à l'application au filtrage actif a été analysée (cas A) et (cas B) en compensant les harmoniques générés par un redresseur à diodes avec une charge résistive. Pour ces essais la méthode de courant instantané  $dq$  a été utilisée pour l'identification en temps réel des harmoniques.

Symbole	Désignation	Amplitude
$h_1$	Fondamental	8/4A
$h_5$	Harmonique 5	2A
$h_7$	Harmonique 7	2A
$h_{11}$	Harmonique 11	1A
$h_{13}$	Harmonique 13	1A

Symbole	Désignation	Amplitude
$h_1$	Fondamental	8/4A
$h_5$	Harmonique 5	0.5A
$h_7$	Harmonique 7	0.2A

Tableau 3.3. Paramètres d'une consigne arbitraire très perturbée (à gauche) et peu perturbée (à droite).

### 3.4 LES CORRECTEURS A BASE D'INTEGRATEURS

Les correcteurs à base d'intégrateurs, grâce à leur robustesse et à leurs bonnes performances, apparaissent comme la structure la mieux adaptée pour l'application au filtrage actif. Par la suite, une comparaison théorique et expérimentale sera effectuée afin de choisir la structure la mieux adaptée. Dans la partie théorique, la robustesse et le volume de calcul seront analysés, et dans la partie expérimentale la réponse transitoire, la réponse en régime permanent et la réponse aux déséquilibres de la charge seront analysées.

#### 3.4.1 Volume de calcul

Les tableaux suivants présentent le volume de calcul requis par les différentes structures de contrôle pour les configurations sans et avec neutre raccordé.

##### 3.4.1.1 Correcteur PI en repères tournants multiples

Le Tableau 3.4 et Tableau 3.5 présentent le volume de calcul requis par la structure PI en repères tournants multiples pour les configurations sans et avec neutre raccordé.

Harmoniques	+/-	x/%	m
1, 5, 7	47	56	6
1, 5, 7, 11	64	76	8
1, 5, 7, 11, 13	81	96	10
1, 5, 7, 11, 13, 17	98	116	12
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19	115	136	14
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23	132	156	16
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25	149	176	18

Tableau 3.4. Opérations requises par le correcteur PI en repères tournants multiples sans neutre raccordé.

Harmoniques	+/-	x/%	m
1, 3, 5, 7	54	64	10
1, 3, 5, 7, 9, 11	75	87	14
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13	92	107	16
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17	112	129	20
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19	129	149	22
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23	151	173	26
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25	168	193	28

Tableau 3.5. Opérations requises par le correcteur PI en repères tournants multiples avec neutre raccordé.

On constate que la structure avec neutre raccordé a besoin de beaucoup plus d'opérations que la structure sans neutre raccordé. Cela est dû au fait que dans le premier cas il faut contrôler les courants homopolaires du système (les harmoniques 3, 9, 15, 21, etc.). Ainsi, il faut ajouter des correcteurs résonants réglés à ces fréquences et le correcteur devient plus complexe.

### 3.4.1.2 Correcteur Multi-Résonant

Si on compare ces résultats avec le volume de calcul du correcteur Multi-Résonant, avec la structure classique (voir Tableau 3.6 et Tableau 3.7) et avec la structure par retour d'état (voir Tableau 3.8 et Tableau 3.9), on constate que l'utilisation de correcteur Multi-Résonant permet une réduction des opérations considérable. Cela est dû au fait que la plupart des opérations du correcteur PI en repères tournants multiples sont nécessaires pour les changements de repère (le 75% du total des additions et soustractions et le 90% des multiplications et divisions requises par le correcteur). Pourtant, le correcteur Multi-Résonant étant plus complexe (un correcteur du deuxième ordre), le gain en terme de volume de calcul est limité, surtout dans le cas avec neutre raccordé. Dans ce cas, 3 correcteurs sont nécessaires, un pour chaque phase (dans le cas sans neutre raccordé il est possible de n'en utiliser que deux). Ainsi, le nombre des opérations requises augmente considérablement.

Harmoniques	+/-	x/%	m
1, 5, 7	25	20	16
1, 5, 7, 11	33	26	20
1, 5, 7, 11, 13	41	32	24
1, 5, 7, 11, 13, 17	49	38	28
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19	57	44	32
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23	65	50	36
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25	73	56	40

Tableau 3.6. Opérations requises par le correcteur Multi-Résonant avec le réglage classique sans neutre raccordé.

Harmoniques	+/-	x/%	m
1, 3, 5, 7	48	39	30
1, 3, 5, 7, 9, 11	72	57	42
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13	84	66	48
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17	108	84	60
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19	120	93	66
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23	144	111	78
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25	156	120	84

Tableau 3.7. Opérations requises par le correcteur Multi-Résonant avec le réglage classique avec neutre raccordé.

Harmoniques	+/-	x/%	m
1, 5, 7	26	40	14
1, 5, 7, 11	34	52	18
1, 5, 7, 11, 13	42	64	22
1, 5, 7, 11, 13, 17	50	76	26
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19	58	88	30
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23	64	100	34
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25	72	112	38

Tableau 3.8. Opérations requises par le correcteur Multi-Résonant avec le réglage par retour d'état sans neutre raccordé.

Harmoniques	+/-	x/%	m
1, 3, 5, 7	51	78	15
1, 3, 5, 7, 9, 11	75	114	27
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13	87	132	33
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17	111	168	45
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19	123	186	51
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23	147	222	63
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25	159	240	69

Tableau 3.9. Opérations requises par le correcteur Multi-Résonant avec le réglage par retour d'état avec neutre raccordé.

La quantité exacte d'opérations et d'attribution de mémoire requises par le correcteur Multi-Résonant dépend du réglage du correcteur et de la structure d'implantation. Dans le cas de la structure par retour d'état on a considéré la propriété des matrices creuses. Dans tous les cas la structure classique requiert beaucoup moins de multiplications et divisions et un peu moins d'opérations de sommes et soustractions. Cependant la structure classique demande une grande attribution de mémoire.

Ainsi, pour un système quelconque, le correcteur Multi-Résonant permet une réduction considérable des opérations, surtout dans la configuration sans neutre raccordé, par rapport au correcteur PI en repère multiple. Néanmoins, il a besoin de plus d'allocation de mémoire. La structure classique a un volume de calcul plus léger que la structure par retour d'état. Cependant cette première nécessite une grande attribution de mémoire.

### 3.4.1.3 Correcteur Hybride

Les Tableau 3.10 et Tableau 3.11 présentent les opérations requises pour le correcteur Hybride réglé par la structure classique sans et avec neutre raccordé respectivement. Ensuite le Tableau 3.12 et Tableau 3.13 montrent le volume de calcul nécessaire pour le correcteur Hybride réglé par la structure par retour d'état sans et avec neutre raccordé.

Harmoniques	+/-	x/%	m
1, 5, 7	21	24	10
1, 5, 7, 11	29	30	14
1, 5, 7, 11, 13	29	30	14
1, 5, 7, 11, 13, 17	37	36	18
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19	37	36	18
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23	45	42	22
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25	45	42	22

Tableau 3.10. Opérations requises par le correcteur Hybride avec le réglage classique sans neutre raccordé.

Harmoniques	+/-	x/%	m
1, 3, 5, 7	28	30	14
1, 3, 5, 7, 9, 11	40	39	20
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13	40	39	20
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17	52	48	26
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19	52	48	26
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23	64	57	32
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25	64	57	32

Tableau 3.11. Opérations requises par le correcteur Hybride avec le réglage classique avec neutre raccordé.

Harmoniques	+/-	x/%	m
1, 5, 7	31	48	14
1, 5, 7, 11	39	60	18
1, 5, 7, 11, 13	39	60	18
1, 5, 7, 11, 13, 17	47	72	22
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19	47	72	22
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23	55	84	26
1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25	55	84	26

Tableau 3.12. Opérations requises par le correcteur Hybride avec le réglage par retour d'état sans neutre raccordé.

Harmoniques	+/-	x/%	m
1, 3, 5, 7	48	54	16
1, 3, 5, 7, 9, 11	50	69	22
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13	50	69	22
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17	62	84	28
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19	62	84	28
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23	74	99	34
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25	74	99	34

Tableau 3.13. Opérations requises par le correcteur Hybride avec le réglage par retour d'état avec neutre raccordé.

Le correcteur Hybride apparaît comme la meilleure solution dans le cas d'applications multi-fréquentielles complexes. La quantité d'opérations dues à la transformation du repère tournant devient négligeable au fur et à mesure que le nombre d'harmoniques contrôlés augmente. En ce qui concerne les structures proposées et les réglages des correcteurs, on confirme les mêmes remarques que pour le correcteur Multi-Résonant. Ainsi, la structure Hybride devient de plus en plus intéressante, par rapport à la structure Multi-Résonant, lorsque la complexité de l'application augmente.

### 3.4.2 Robustesse

Comme dans les cas précédents, l'analyse de robustesse a été réalisée en supposant une erreur d'estimation du  $\pm 20\%$  sur la valeur de l'inductance. Les correcteurs réglés selon la réponse fréquentielle en boucle ouverte ont tous les trois un comportement très similaire. La robustesse des correcteurs réglés avec la structure par retour d'état est assurée car ce critère fait partie du processus de réglage.

#### 3.4.2.1 Correcteurs réglés selon la réponse fréquentielle en boucle ouverte

Les figures qui sont montrées ci-dessous présentent les réponses en boucle ouverte et en boucle fermée du correcteur PI en repères tournants multiples, du correcteur Multi-Résonant et du correcteur Hybride. En ce qui concerne les réponses en boucle ouverte, dans les trois cas avec l'erreur la plus contraignante ( $-20\%$  d'erreur d'identification de l'inductance), la marge

de phase est supérieure à  $30^\circ$ . Ainsi, le système reste largement stable. Si on analyse les réponses en boucle fermée, même si aux fréquences désirées le gain et la phase sont nuls, on constate une augmentation du phénomène de résonance au fur et à mesure que l'erreur d'estimation augmente.

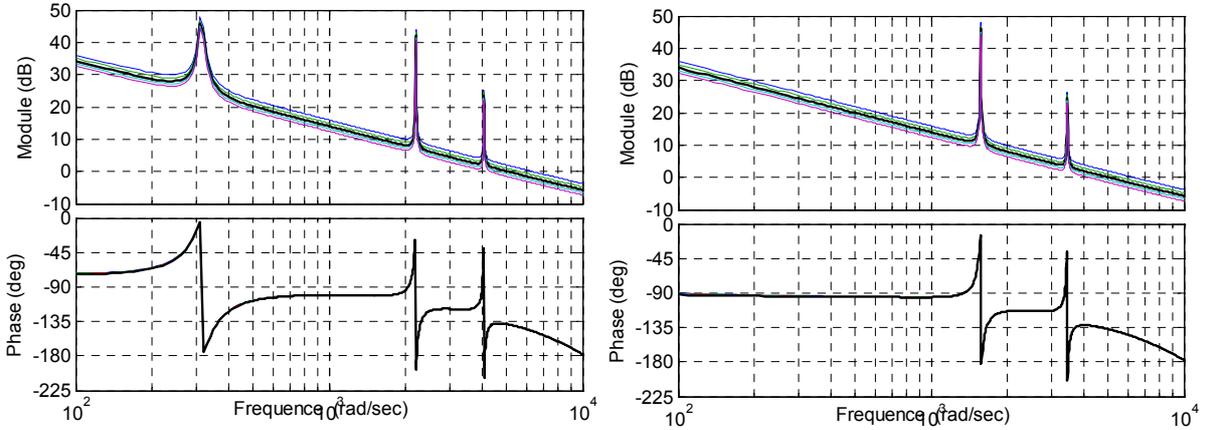


Figure 3.4. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) de la réponse fréquentielle en boucle ouverte avec une erreur d'identification de l'inductance de  $\pm 20\%$  (la courbe noire sans erreur) avec le correcteur PI en repères tournants multiples.

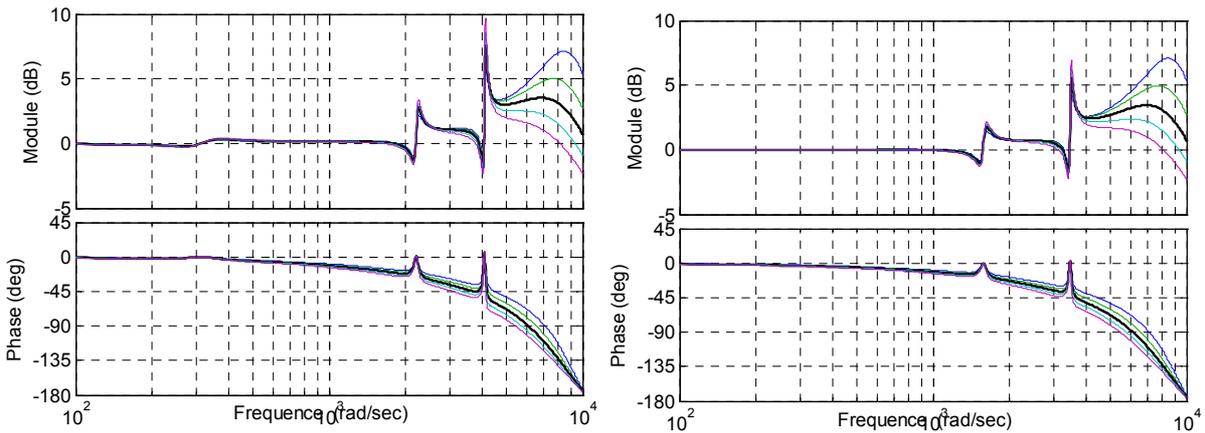


Figure 3.5. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) de la réponse fréquentielle en boucle fermée avec une erreur d'identification de l'inductance de  $\pm 20\%$  (la courbe noire sans erreur) avec le correcteur PI en repères tournants multiples.

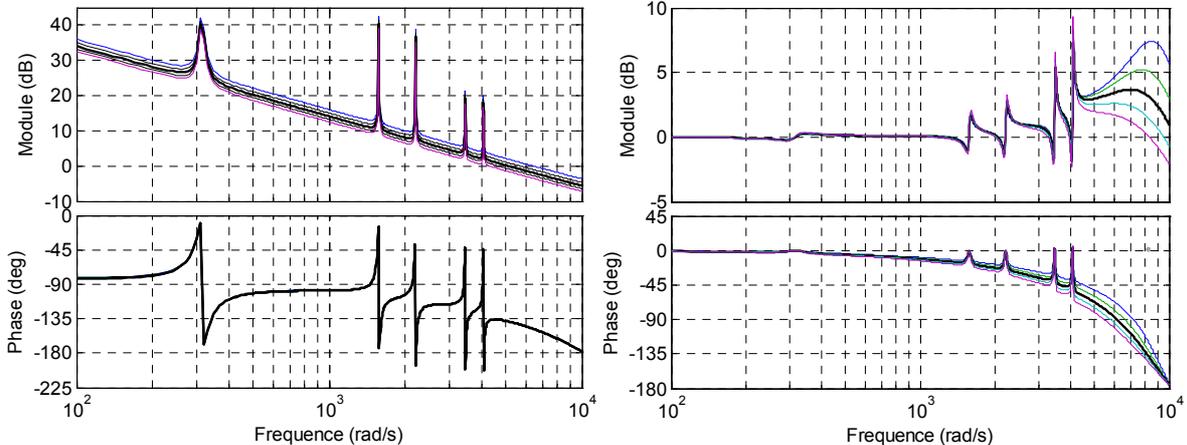


Figure 3.6. Réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et en boucle fermée (à droite) avec une erreur d'identification de l'inductance de  $\pm 20\%$  (la courbe noire sans erreur) avec le correcteur Multi-Résonant.

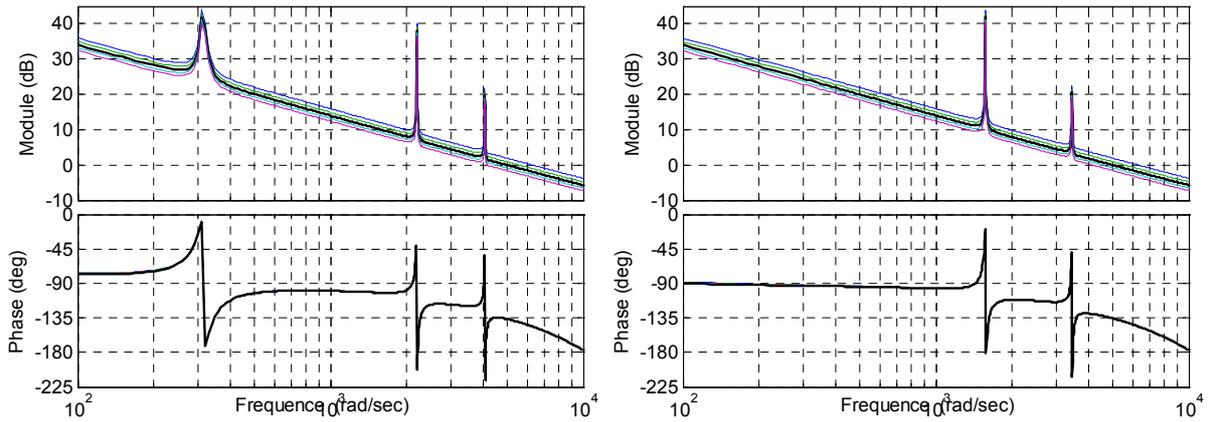


Figure 3.7. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) de la réponse fréquentielle en boucle ouverte avec une erreur d'identification de l'inductance de  $\pm 20\%$  (la courbe noire sans erreur) avec le correcteur Hybride.

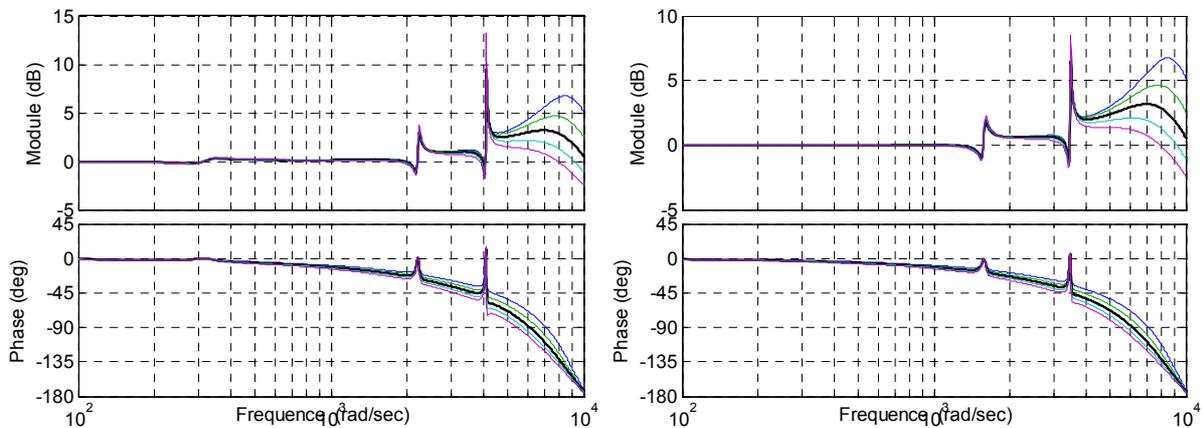


Figure 3.8. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) de la réponse fréquentielle en boucle fermée avec une erreur d'identification de l'inductance de  $\pm 20\%$  (la courbe noire sans erreur) avec le correcteur Hybride.

### 3.4.2.2 Correcteurs réglés par la structure par retour d'état

La robustesse de ces correcteurs est assurée car ce critère a été considéré explicitement dans le réglage du correcteur (voir section 1.2.5.2). La stabilité du système est validée dans toute la plage de fonctionnement. La Figure 3.9 montre les réponses temporelles en simulation du correcteur Multi-Résonant (à gauche) et Hybride (à droite) avec la structure par retour d'état avec une erreur d'identification de l'inductance de  $-20\%$ . On constate que dans les deux cas le système reste complètement stable.

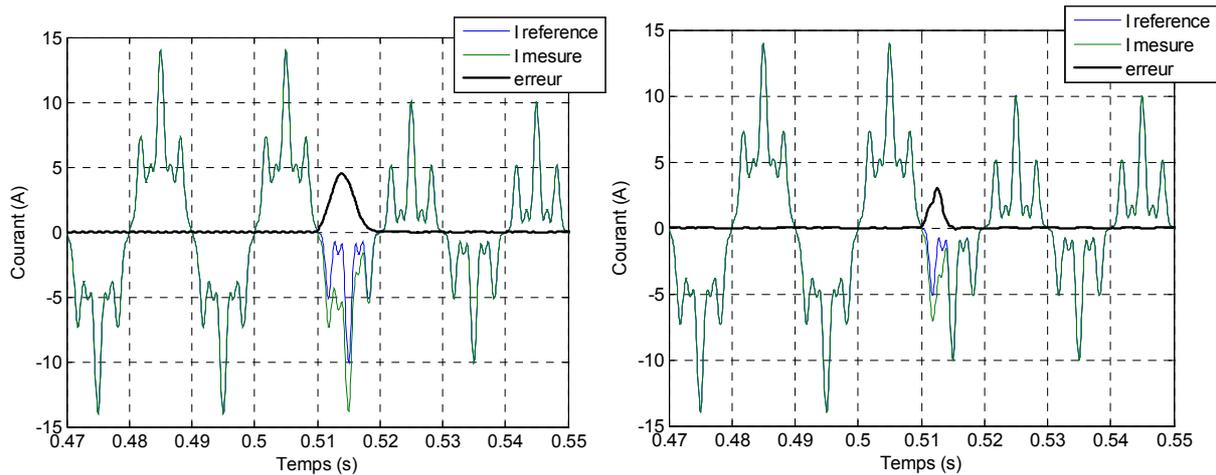


Figure 3.9. Réponses temporelles pour le correcteur Multi-Résonant (à gauche) et le correcteur Hybride (à droite) réglés par la structure par retour d'état avec une erreur d'indentification du  $-20\%$ .

### 3.4.3 Performances

Les trois correcteurs ont été testés dans trois différents types d'application. Tout au début, et afin d'analyser la réponse transitoire du système, la réponse à un changement de référence arbitraire a été étudiée. Ensuite, on a analysé le régime permanent dans l'application au filtrage actif et finalement, l'influence dans le régime permanent des déséquilibres de la charge.

#### 3.4.3.1 Référence arbitraire

Les premiers essais ont été réalisés dans une application de génération arbitraire de courant afin d'analyser le régime transitoire du système. Pour cela, un courant très perturbé (cas C) a été utilisé (voir Tableau 3.3).

Les figures présentées ci-dessous montrent les réponses temporelles des différentes structures de contrôle pour une référence arbitraire tant en simulation qu'expérimentalement. Dans tous les cas la sortie du système suit parfaitement la référence. On observe que le correcteur PI en repères tournants multiples, le correcteur Multi-Résonant et le correcteur Hybride avec le réglage classique répondent presque immédiatement et l'erreur de poursuite est négligeable (voir Figure 3.10, Figure 3.11 et Figure 3.12). Dans le cas de des correcteurs réglés par la structure par retour d'état, même si l'erreur en régime permanent est aussi très réduite, ils ont un transitoire égal à la moitié d'une période comme montre la Figure 3.13 et la Figure 3.14.

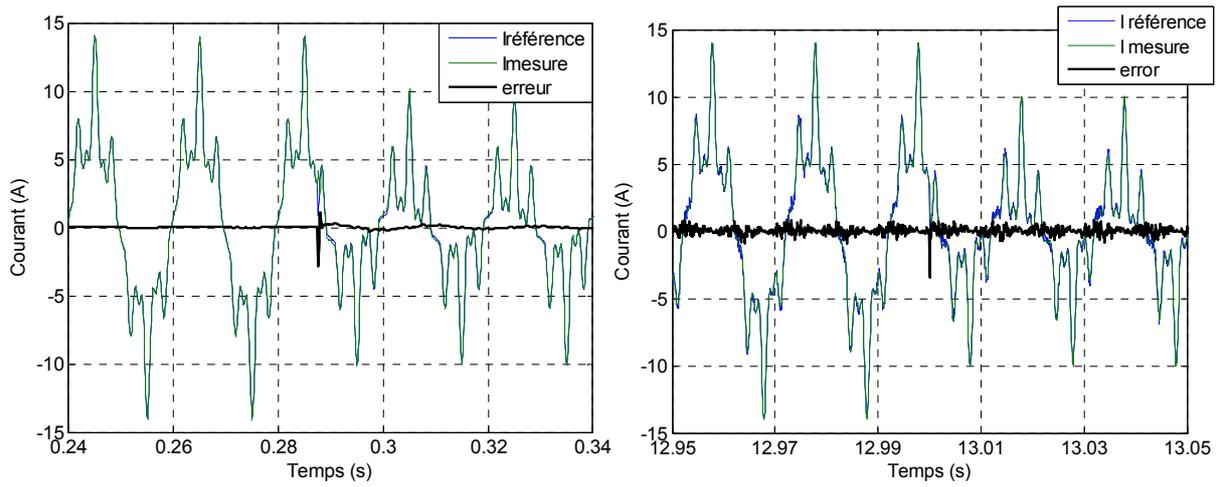


Figure 3.10. Réponse temporelle avec la structure PI en repères tournants multiples en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite).

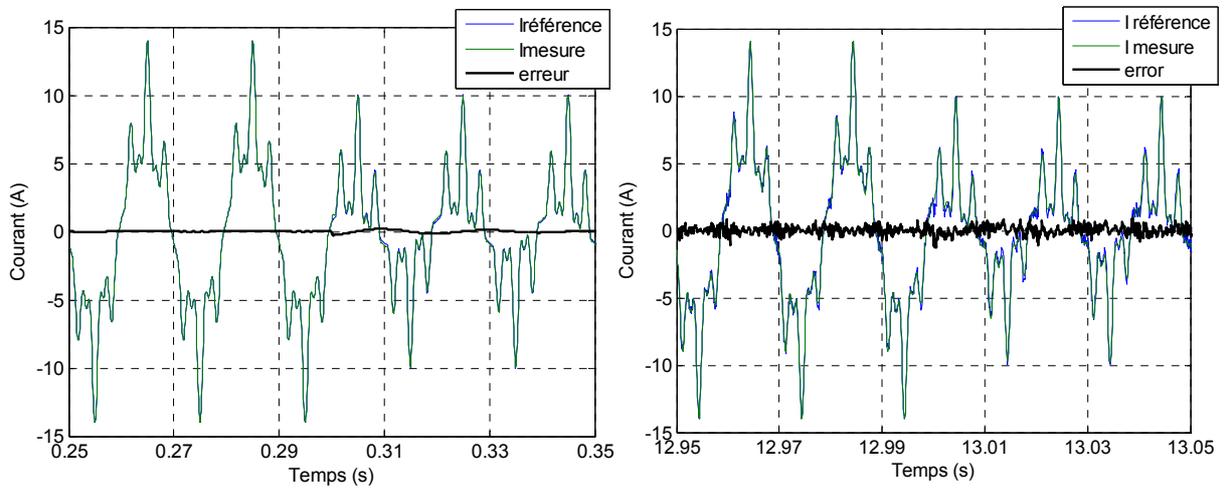


Figure 3.11. Réponse temporelle avec le correcteur Multi-Résonant avec le réglage classique en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite).

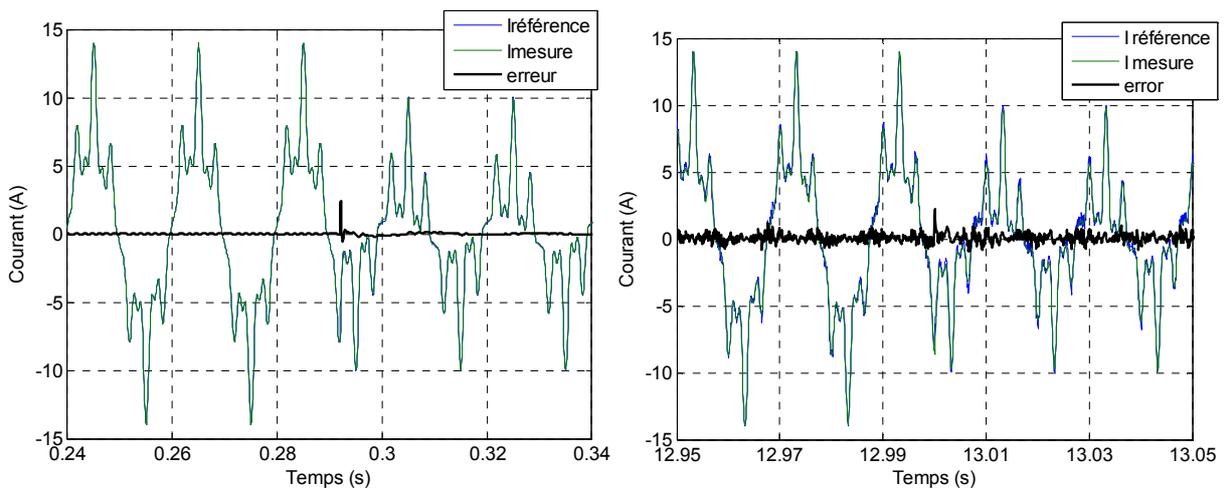


Figure 3.12. Réponse temporelle avec le correcteur Hybride avec le réglage classique en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite).

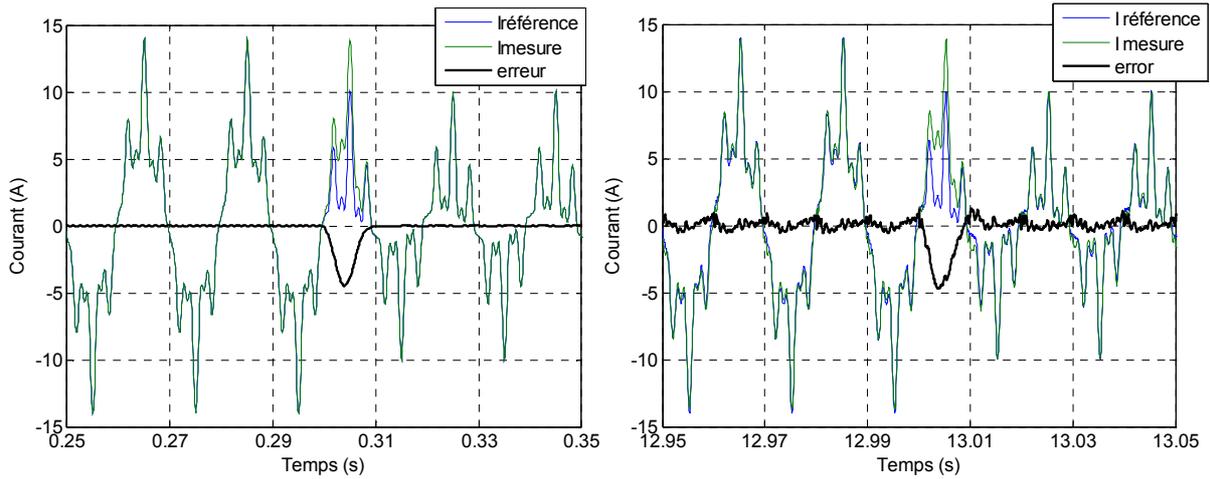


Figure 3.13. Réponse temporelle avec le correcteur Multi-Résonant avec le réglage par retour d'état en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite).

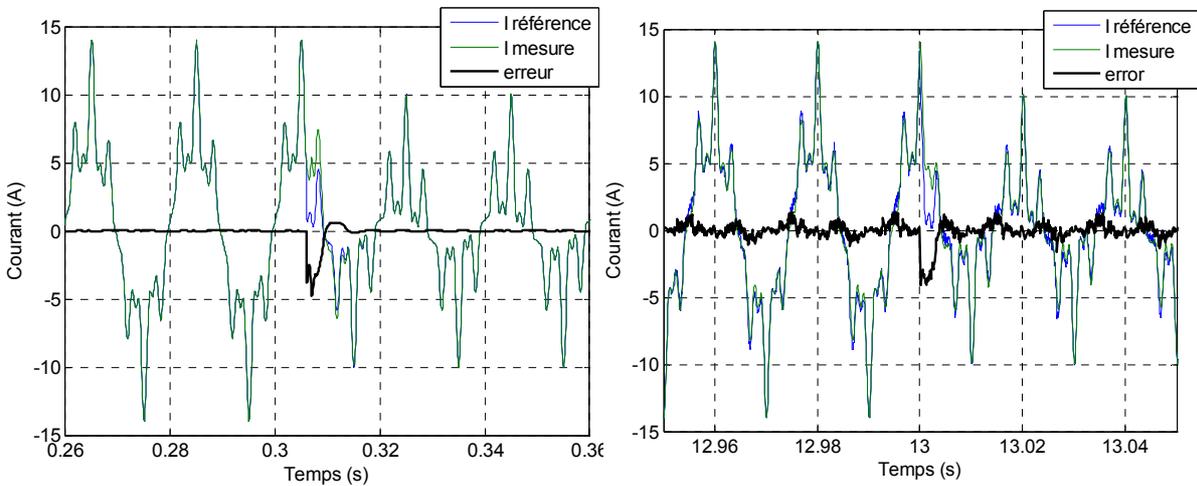


Figure 3.14. Réponse temporelle avec le correcteur Hybride avec le réglage par retour d'état en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite).

### 3.4.3.2 Filtrage actif

Les correcteurs ont été testés dans une application au filtrage actif. La partie gauche de la Figure 3.15 jusqu'à la Figure 3.19 présente le courant du réseau (courbe foncée) comparé au courant de la charge du redresseur et au courant injecté par le filtre actif obtenus expérimentalement. Sur les cinq figures le courant du réseau est presque parfaitement sinusoïdal. Cela peut être vérifié sur le zoom des spectres du courant du réseau qui sont montrés dans la partie droite de chaque figure. Dans tous les cas les harmoniques 5, 7, 11 et 13 ont été bien diminués. On peut en conclure que les trois correcteurs, tant avec le réglage classique comme avec le réglage par retour d'état, présentent de très bonnes performances pour l'application au filtrage actif (THD < 4.5%).

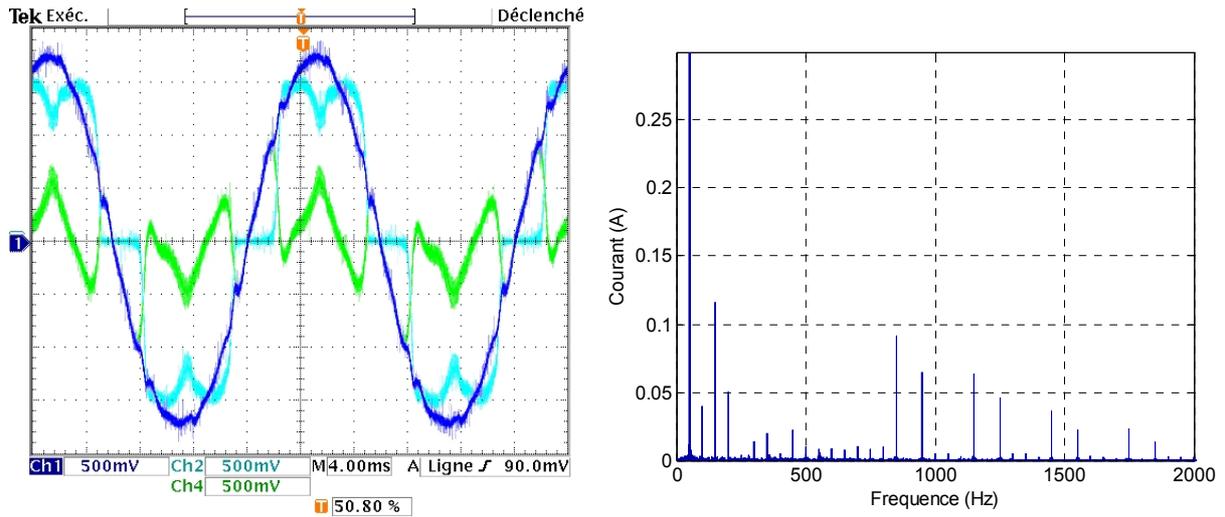


Figure 3.15. . Réponse temporelle et spectre du correcteur PI en repères tournants multiples (THD=4.56%).

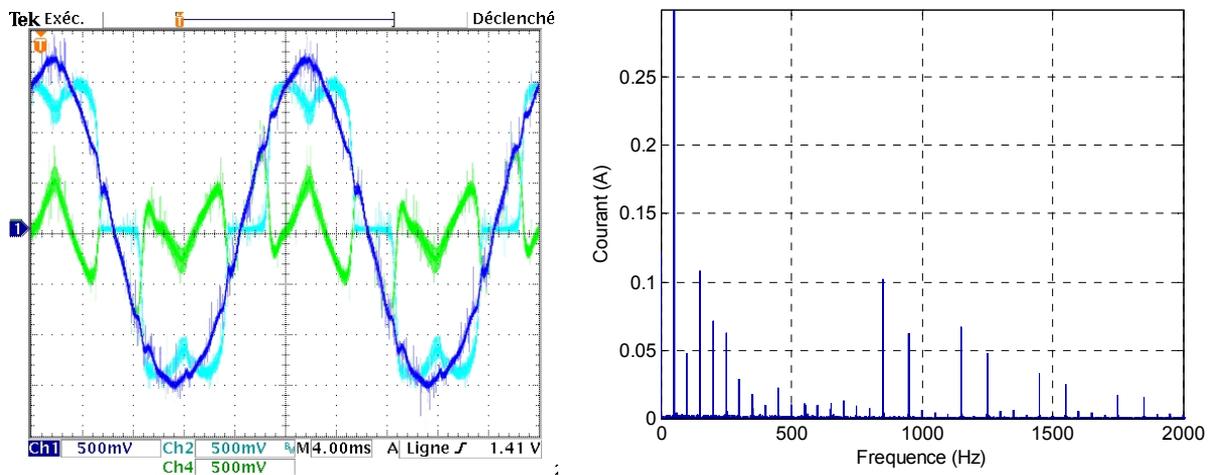


Figure 3.16. Réponse temporelle et spectre du correcteur Multi-Résonant réglé par la méthode classique (THD=4.08%).

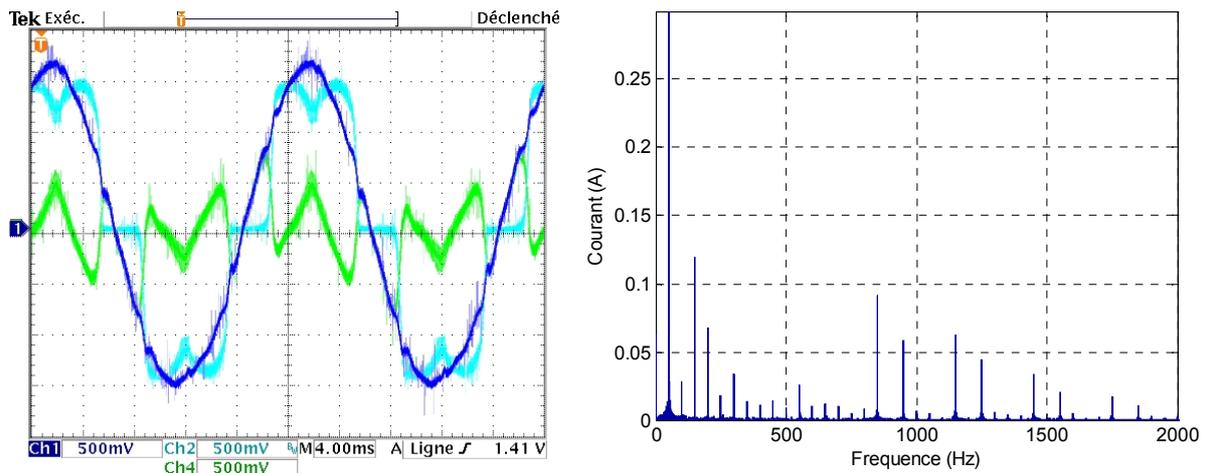


Figure 3.17. Réponse temporelle et spectre du correcteur Hybride réglé par la méthode classique (THD=3.66%).

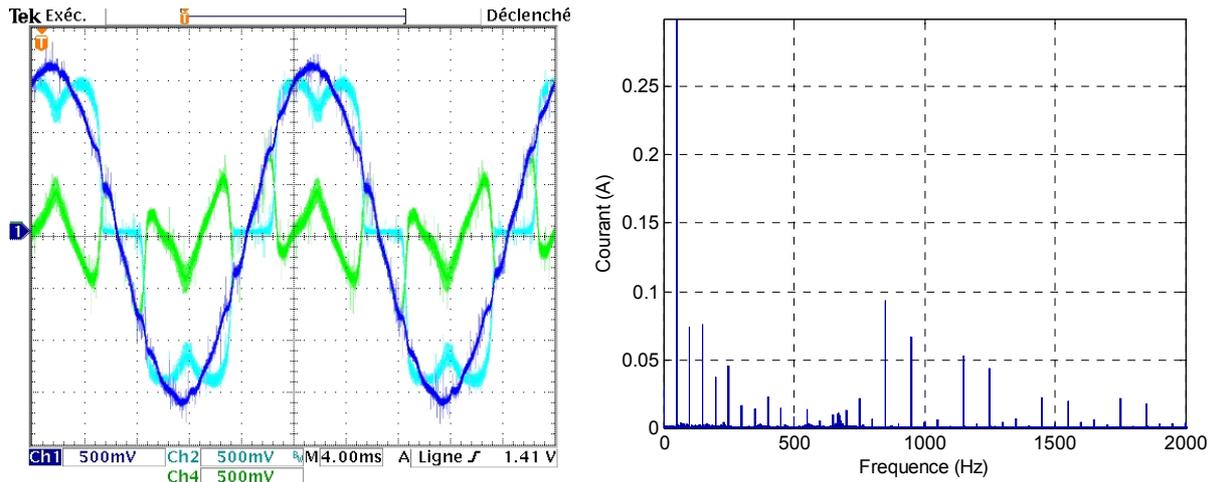


Figure 3.18. Réponse temporelle et spectre du correcteur Multi-Résonant réglé par la structure par retour d'état (THD=3.22%).

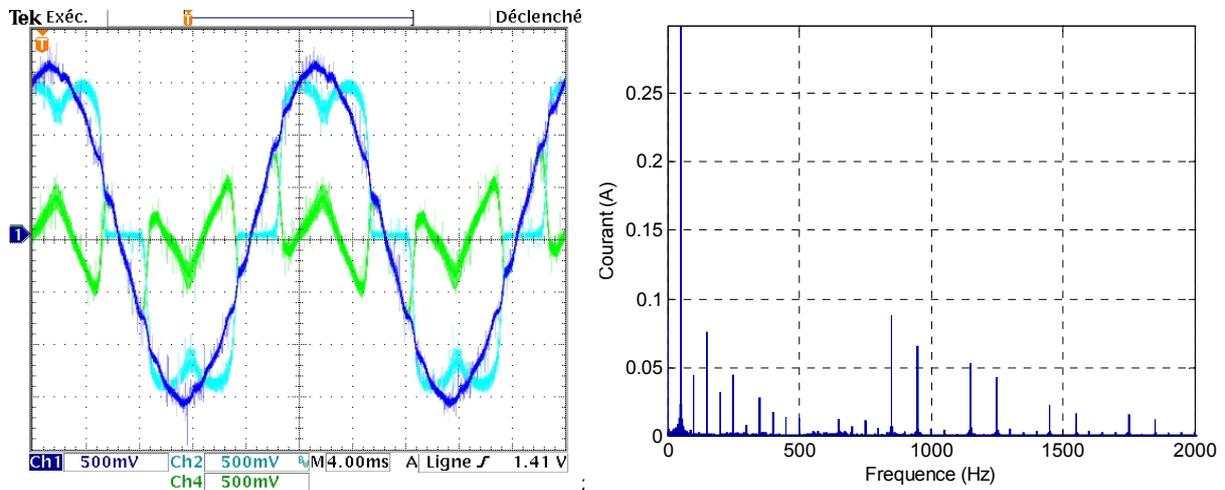


Figure 3.19. Réponse temporelle et spectre du correcteur Hybride réglé par la structure par retour d'état (THD=3.30%).

### 3.4.3.3 Déséquilibres de la charge

Les derniers essais ont été réalisés afin d'étudier la réponse de ces correcteurs face à des déséquilibres. Le déséquilibre de courant a été provoqué par la connexion d'une résistance de  $15\Omega$  en série dans la phase  $a$  de l'onduleur de tension. La Figure 3.20 montre les courants de la charge d'un système équilibré (THD=25.87%) et le spectre d'une des phases obtenus expérimentalement. On constate que la charge se compose principalement du fondamental et les harmoniques 5, 7, 11 et 13.

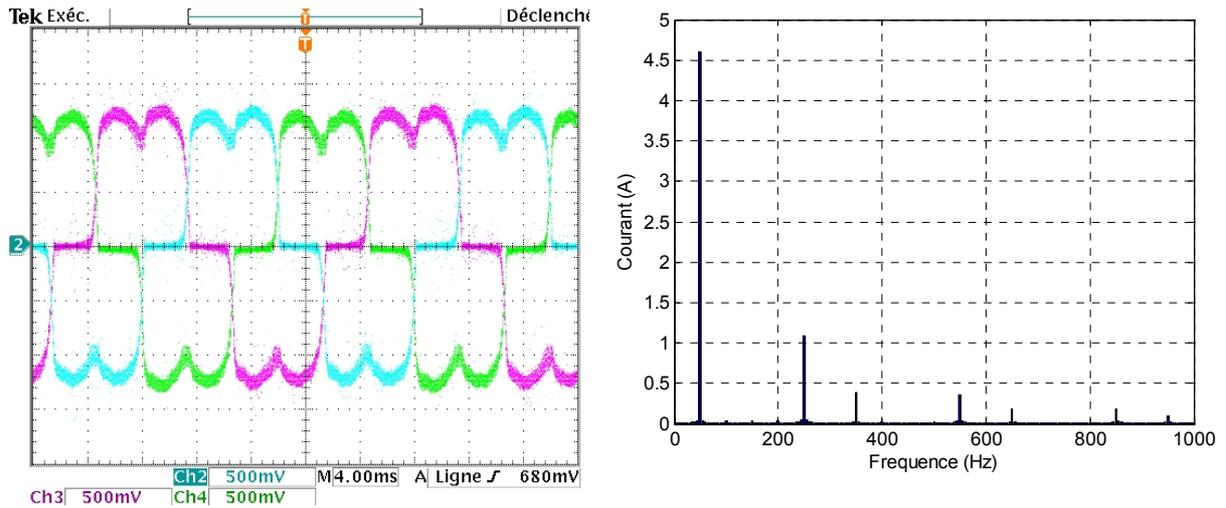


Figure 3.20. Courants de la charge du système équilibré (à gauche) et le spectre d'une des phases (à droite).

La Figure 3.21 présente les courants de la charge d'un système déséquilibré et le spectre de la phase *a* obtenus aussi expérimentalement. On voit bien que ce spectre est différent de celui de la Figure 3.20 car le fondamental et l'harmonique 5 diminuent et l'harmonique 3 apparaît.

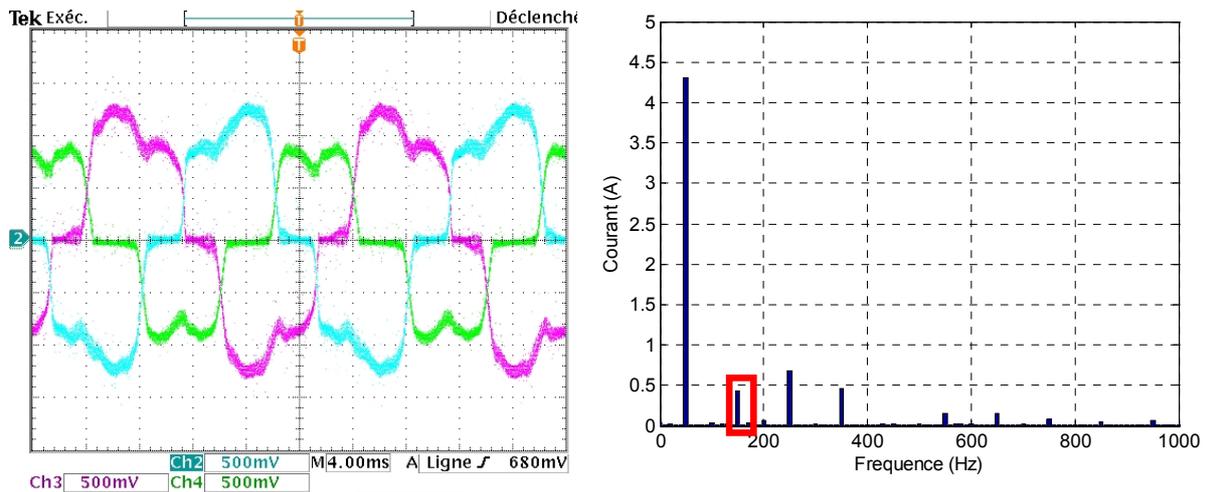


Figure 3.21. Courants de la charge du système déséquilibré (à gauche) et le spectre de la phase *a* (à droite).

Les courbes ci-dessous présentent le comportement du système face aux déséquilibres tant en simulation comme expérimentalement. Dans ce cas, les réponses de tous les correcteurs à base d'intégrateurs ne sont pas égales. Le correcteurs réglés selon la réponse fréquentielle en boucle ouverte (le correcteur PI en repères tournants multiples, le correcteur Multi-Résonant et le correcteur Hybride) répondent correctement aux déséquilibres (voir Figure 3.22, Figure 3.23 et Figure 3.24). Cependant, les réponses des correcteurs réglés par la structure par retour d'état, même si elles sont stables, n'arrivent pas à minimiser les déséquilibres (voir Figure 3.25 et Figure 3.26).

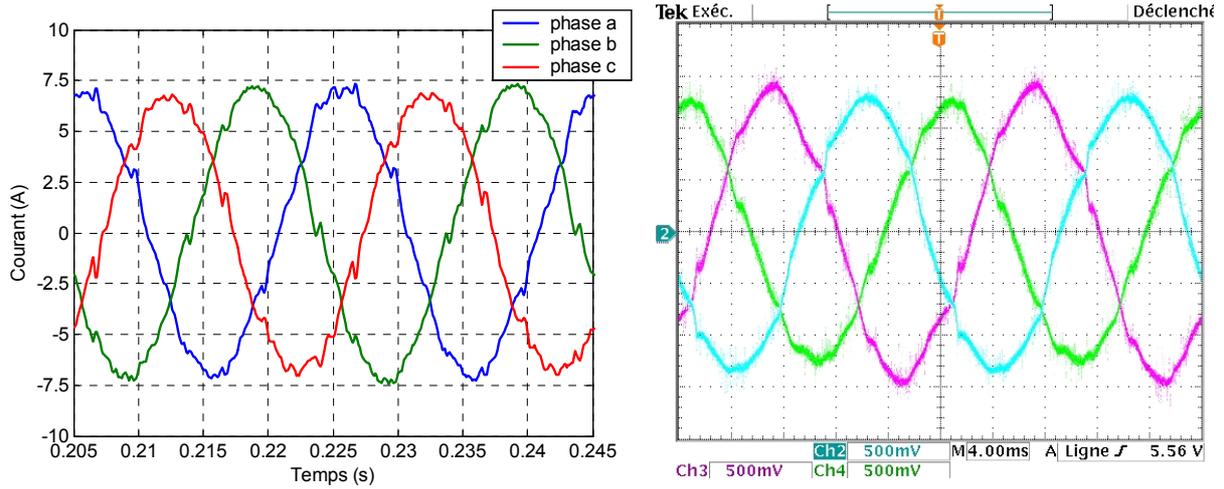


Figure 3.22. Courants du réseau pour un système déséquilibré avec le correcteur PI en repère multiple (réglage classique) en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite).

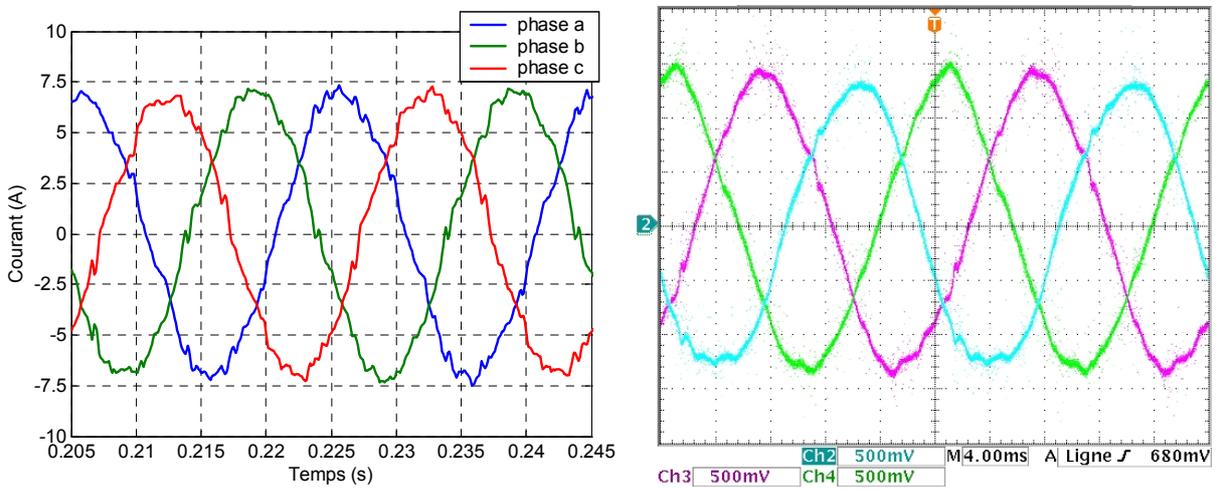


Figure 3.23. Courants du réseau pour un système déséquilibré avec le correcteur Multi-Résonant (réglage classique) en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite).

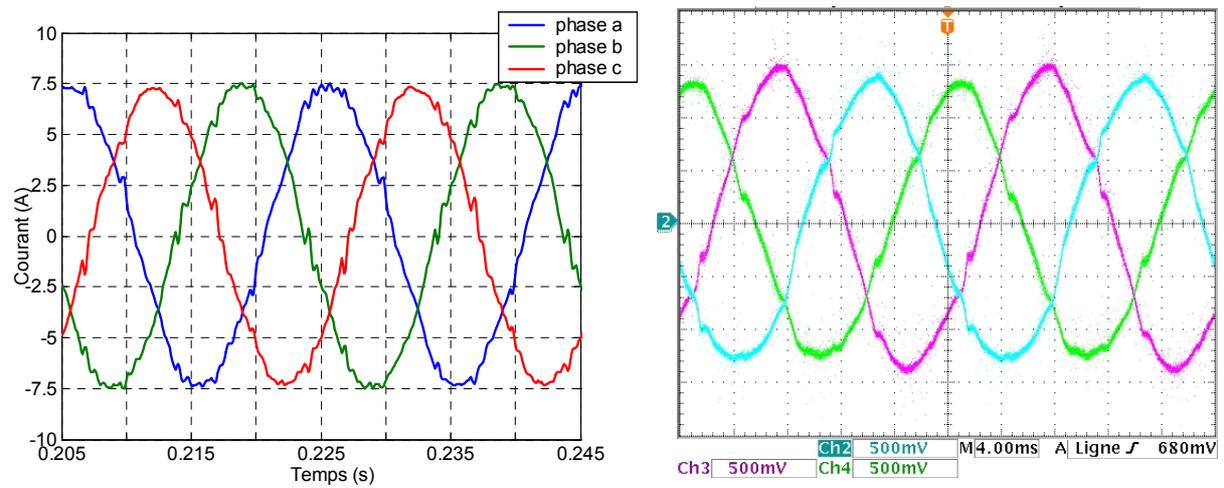


Figure 3.24. Courants du réseau pour un système déséquilibré avec le correcteur Hybride (réglage classique) en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite).

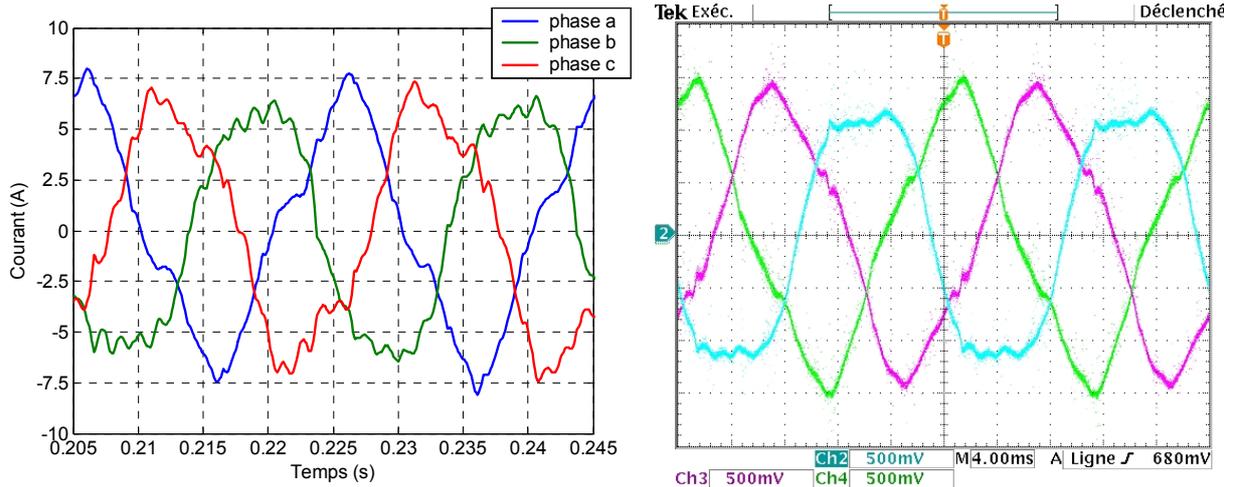


Figure 3.25. Courants du réseau pour un système déséquilibré avec le correcteur Multi-Résonant (réglage par retour d'état) en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite).

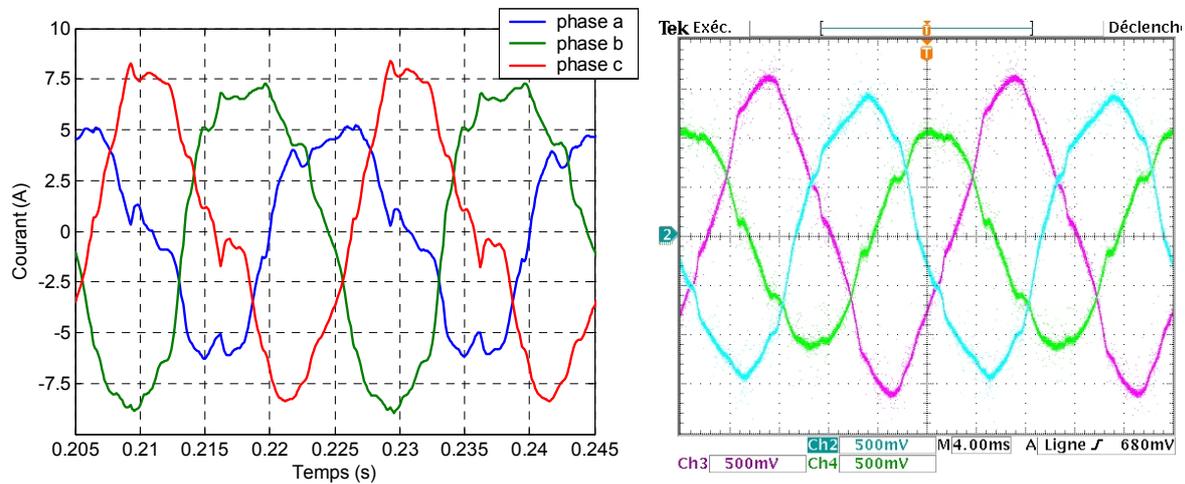


Figure 3.26. Courants du réseau pour un système déséquilibré avec le correcteur Hybride (réglage par retour d'état) en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite).

La différence de comportement des différents correcteurs face aux déséquilibres réside dans leur capacité à contrôler les harmoniques multiples de 3 générés lors du déséquilibre. Ainsi, dans le cas de la structure par retour d'état l'harmonique 3 est considérablement amplifié. Cela est vérifié dans la réponse fréquentielle en boucle fermée. La Figure 3.27 montre les réponses fréquentielles en boucle fermée obtenues avec le réglage classique (à gauche) et avec le réglage par retour d'état (à droite) dans le cas du correcteur Multi-Résonant. Dans le premier cas, à la fréquence de l'harmonique 3 (943rad/s), le gain du système est presque unitaire, il ne s'amplifie pas. Pourtant, dans le cas de la structure par retour d'état, à la fréquence de l'harmonique 3 on se trouve dans le pic d'une résonance et on obtient donc un gain d'environ 7.7dB. Ainsi, on amplifie deux fois et demie la valeur de l'harmonique 3. Ceci détériore largement la réponse de ce type de réglage face aux déséquilibres de la charge.

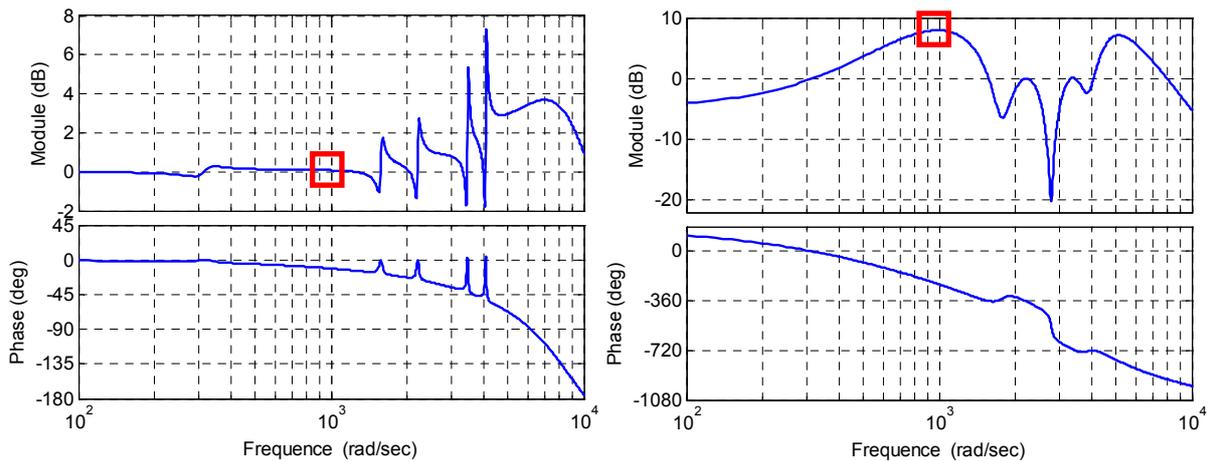


Figure 3.27. Réponses fréquentielles en boucle fermée pour le correcteur Multi-Résonant avec le réglage classique (à gauche) et avec le réglage par retour d'état (à droite).

Théoriquement, le correcteur Hybride est moins performant que le correcteur Multi-Résonant pour faire face aux systèmes déséquilibrés car il n'est pas capable de contrôler : les harmoniques non pris en compte dans la synthèse du correcteur (dans le cas d'une charge non linéaire) et les séquences de signes opposés à ceux des harmoniques considérés.

Dans le cas du correcteur Multi-Résonant, le contrôle n'est pas capable de contrôler les harmoniques non considérés, mais il n'y a pas le problème avec les séquences opposées des harmoniques considérés.

En pratique, les performances des deux correcteurs sont similaires. Toutefois, dans des applications avec des conditions de déséquilibres plus sévères (par exemple si l'on considère trois charges monophasées déséquilibrées) il peut être nécessaire d'ajouter des termes résonants additionnels au correcteur Hybride. Cela augmente le volume de calcul et en conséquence, la structure de contrôle Hybride devient moins intéressante.

### 3.5 LE CORRECTEUR PREDICTIF DEAD-BEAT

Le correcteur prédictif Dead-Beat, ou à réponse pile, est bien connu pour sa simplicité et sa sensibilité aux erreurs paramétriques. Toutefois, le fait d'ajouter des techniques de prédiction pour compenser le retard de réponse du correcteur augmente considérablement le volume de calcul de cette structure de contrôle. Par ailleurs, même si l'influence des erreurs paramétriques peut être minimisée dans les essais réalisés au laboratoire, elles posent des problèmes pour l'implantation industrielle de ce contrôle.

Par la suite, on va analyser le nombre d'opérations requises par ce correcteur avec les différentes techniques de prédiction, la robustesse face aux erreurs paramétriques et la réponse du système en régime transitoire et en régime permanent pour un correcteur de type RST avec réponse Dead-Beat.

### 3.5.1 Volume de calcul

Le Tableau 3.14 et le Tableau 3.15 présentent les opérations requises pour le correcteur RST sans ou avec neutre raccordé respectivement.

Harmoniques	+/-	x/%	m
Correcteur RST	6	10	2
Rejet de perturbation	3	2	2
Total	9	12	4

Tableau 3.14. Les opérations à réaliser pour le correcteur RST (sans neutre raccordé).

Harmoniques	+/-	x/%	m
Correcteur RST	9	15	3
Rejet de perturbation	3	3	3
Total	12	18	6

Tableau 3.15. Les opérations à réaliser pour le correcteur RST (avec neutre raccordé).

Néanmoins, ce tableau n'est pas très représentatif car, comme il a été dit précédemment, ce correcteur a besoin de techniques de compensation du retard de réponse afin de minimiser l'erreur dans les applications multi-fréquentielles. Ainsi, il est essentiel d'additionner les opérations et les mémoires nécessaires aux différentes techniques de prédiction car selon la technique utilisée les différences peuvent être considérables. Le Tableau 3.16 montre les opérations requises par la prédiction résonante sans et avec neutre raccordé.

	+/-	x/%	m
Pred. résonante h 1, 5, 7, 11, 13 (sans neutre)	99	60	80
Pred. résonante h 1, 5, 7, 11, 13 (avec neutre)	147	90	120

Tableau 3.16. Les opérations requises par la prédiction résonante sans et avec neutre raccordé.

Dans le cas de la prédiction par périodicité, les exigences dépendent de la taille de la fenêtre glissante choisie. Dans ce cas, on choisit de stocker le signal chaque  $100\mu\text{s}$  (la période du fondamental est 20 ms). Ainsi, on a besoin de 200 registres de mémoire et de 198 rotations de mémoire (à chaque pas de calcul) par phase (voire Tableau 3.17).

	Sans neutre	Avec neutre
Registres de mémoires	400	600
Rotations de mémoires	396	594

Tableau 3.17. Les mémoires requises par la prédiction par périodicité.

De plus, chaque correcteur a besoin de deux prédictions (une pour compenser le retard de réponse du correcteur et l'autre pour compenser les perturbations). Ainsi, les exigences requises pour les applications multi-fréquentielles font que la complexité de la technique Dead-Beat augmente considérablement.

### 3.5.2 Robustesse

La sensibilité du correcteur Dead-Beat par rapport aux erreurs paramétriques est vérifiée dans l'étude de robustesse. Cette étude a été faite en supposant une erreur d'estimation entre la valeur réelle de l'inductance est la valeur utilisée dans le réglage du correcteur du  $\pm 20\%$ .

La Figure 3.28 présente les réponses fréquentielles du système en boucle ouverte (à gauche) et en boucle fermée (à droite), en considérant une prédiction idéale, avec une erreur d'identification de  $\pm 20\%$ ,  $\pm 10\%$  et sans erreur (courbe noire).

La marge de phase est influencée par cette erreur (voir la réponse fréquentielle en boucle ouverte de la Figure 3.28), cependant dans ce cas le système reste stable (elle diminue de  $60^\circ$  à  $51.5^\circ$ ).

En ce qui concerne la précision (voir la réponse en boucle fermée de la Figure 3.28), il y a une perte de précision considérable en hautes fréquences. Ces erreurs sont particulièrement visibles dans la phase car avec une erreur de  $-20\%$  à la fréquence de l'harmonique 13, le module est atténué de 0.6dB et le déphasage est de  $8.8^\circ$ .

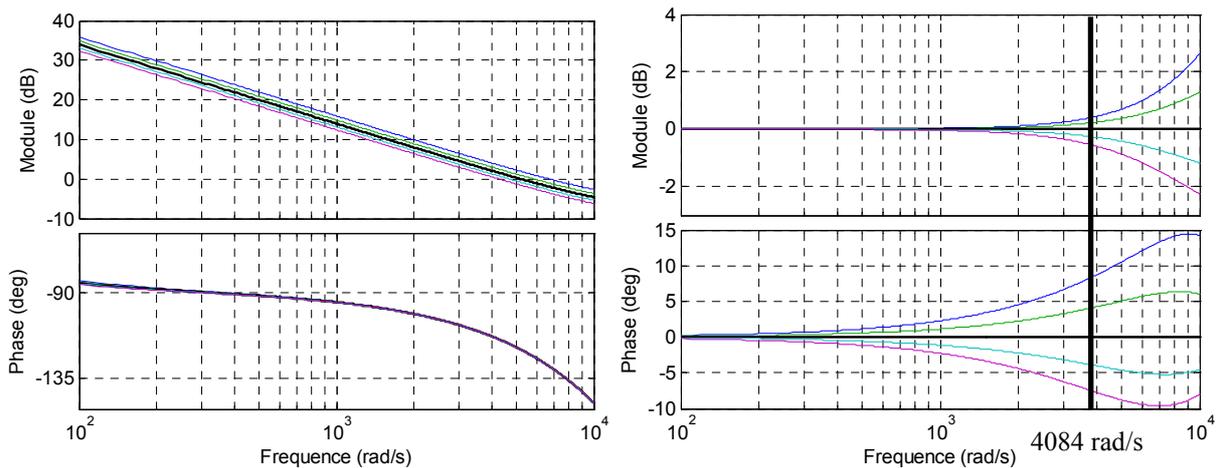


Figure 3.28. Réponse fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et en boucle fermée (à droite) avec une erreur d'estimation de l'inductance de  $\pm 20\%$  (la courbe noire sans erreur) avec le correcteur Dead-Beat.

Ce fait est vérifié dans la Figure 3.29, où l'on montre la réponse temporelle simulée de l'harmonique 13 avec une identification parfaite (à gauche) et avec une erreur d'identification de  $-20\%$  (à droite). Dans le premier cas l'erreur statique est nulle et dans le deuxième cas elle est relativement importante (16.5%).

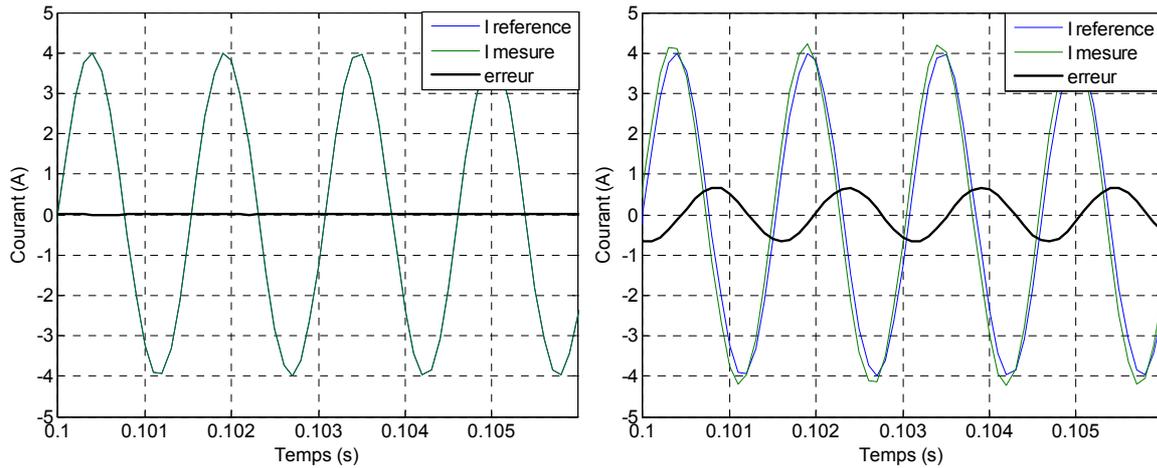


Figure 3.29. Réponse temporelle pour une référence arbitraire sans erreur d'identification (à gauche) et avec une erreur d'identification de l'inductance de  $-20\%$  (à droite).

### 3.5.3 Performances

Dans cette partie on va analyser la réponse transitoire et en régime permanent du correcteur Dead-Beat avec la prédiction résonante et la prédiction par périodicité. Pour cela on va présenter les résultats obtenus en simulation et dans les essais expérimentaux. Il est important de remarquer que les essais expérimentaux ont été réalisés dans des conditions de laboratoire, c'est-à-dire, que les erreurs paramétriques ont été minimisées en optimisant les paramètres du correcteur RST.

Afin d'analyser le régime transitoire on a étudié la réponse du correcteur à un changement de référence arbitraire très polluée (cas C) (voir Tableau 3.3), dans laquelle la composante fondamentale est changée de 8A à 4A, tant en simulation qu'expérimentalement.

La Figure 3.30 et la Figure 3.31 présentent les réponses temporelles du correcteur Dead-Beat avec prédiction résonante et prédiction par périodicité respectivement. Dans les deux cas le régime transitoire est égal à la moitié de la période. Cependant, dans le cas de la prédiction résonante l'amplitude de l'erreur transitoire est plus petite.

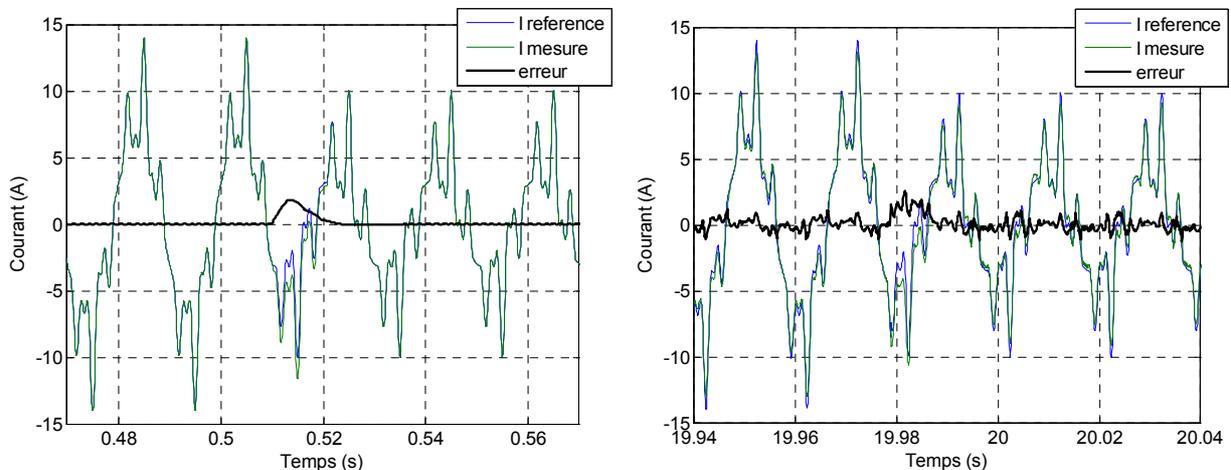


Figure 3.30. Réponse temporelle du correcteur Dead-Beat avec prédiction résonant en simulation (à gauche) et expérimentale (à droite).

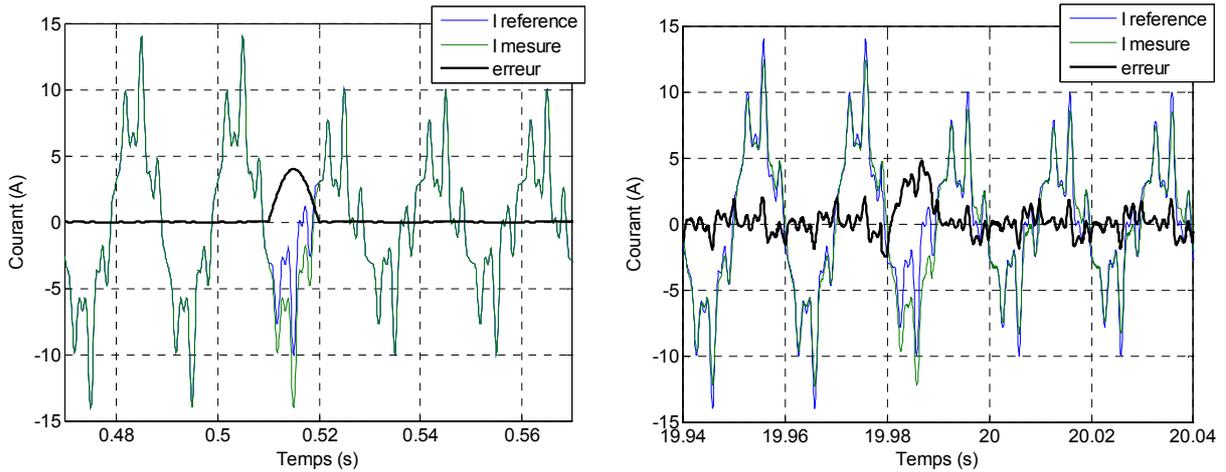


Figure 3.31. Réponse temporelle du correcteur Dead-Beat avec prédiction par périodicité en simulation (à gauche) et expérimentale (à droite).

Ensuite, afin d’analyser le régime permanent, le correcteur Dead-Beat a été testé dans l’application au filtrage actif (cas A). Les parties gauches de la Figure 3.32 et de la Figure 3.33 présentent le courant du réseau (courbe foncée), le courant de la charge et le courant injecté par le filtre pour le cas du correcteur Dead-Beat avec prédiction par périodicité et avec prédiction résonante respectivement. Dans les deux cas, même si le courant du réseau est relativement sinusoïdal (voir le zoom des spectres de la Figure 3.32 et de la Figure 3.33), le THD est environ de 6.5%.

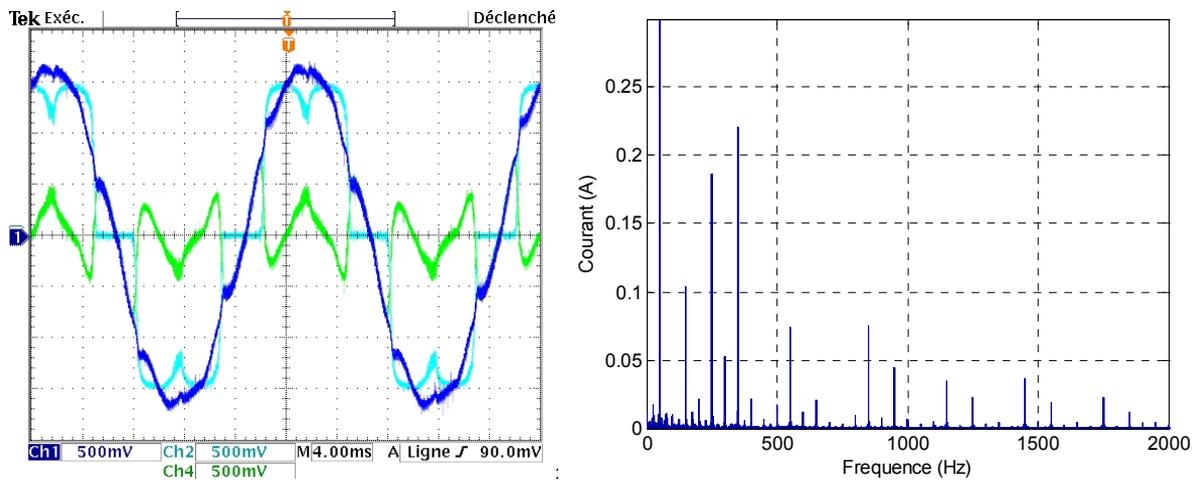


Figure 3.32. Courant du réseau (2.5A/div), courant de la charge (2.5A/div) et courant injecté par le filtre (2.5A/div) (à gauche) et le spectre du courant du réseau (à droite) pour le correcteur Dead-Beat avec prédiction par périodicité.

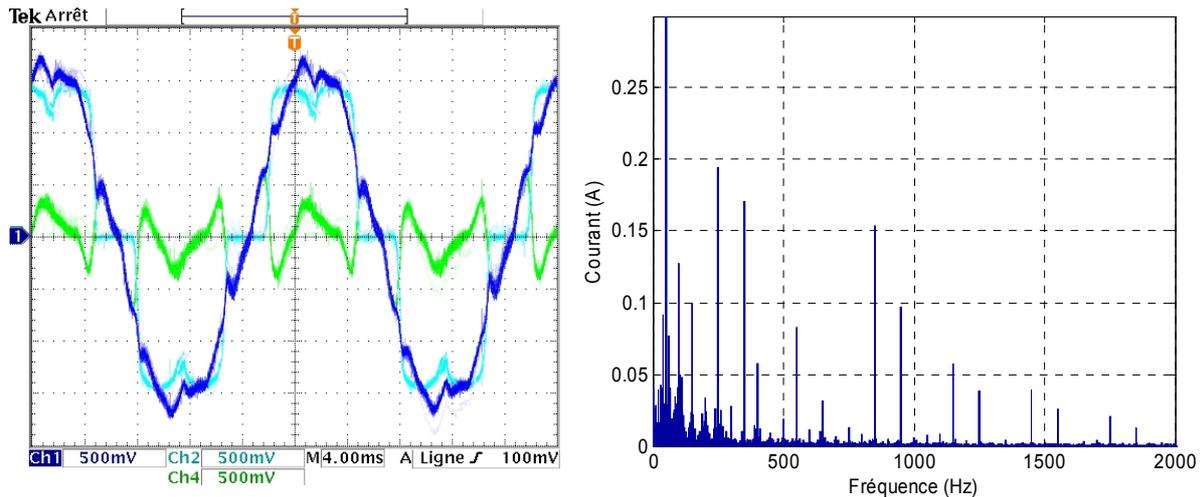


Figure 3.33. Courant du réseau (2.5A/div), courant de la charge (2.5A/div) et courant injecté par le filtre (2.5A/div) (à gauche) et le spectre du courant du réseau (à droite) pour le correcteur Dead-Beat avec prédiction résonante.

Ainsi, même si les résultats obtenus sont relativement satisfaisant, l'implantation dans l'industrie de ce correcteur pose beaucoup de problèmes (à cause des incertitudes des paramètres et leur influence sur la stabilité et la précision du système). En conséquence, on peut conclure que le correcteur Dead-Beat, malgré sa capacité à corriger les harmoniques désirés et à compenser les retards du correcteur correctement, est très sensible aux erreurs paramétriques et donc il n'est pas spécialement bien adapté pour l'application au filtrage actif.

### 3.6 LE CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE AVEC MODULATION VECTORIELLE

Un correcteur PI dans un seul repère tournant n'est capable d'éliminer parfaitement que l'harmonique pour lequel il a été réglé. Plusieurs repères tournants sont nécessaires si on veut corriger tous les harmoniques. Toutefois, si la bande passante du correcteur est suffisamment large ce contrôle peut être utilisé pour corriger des signaux peu perturbés, sans recourir à des correcteurs multi-fréquentiels. Cela permet une réduction considérable du volume de calcul. Par la suite on va analyser le volume de calcul requis, la robustesse et les performances du DPC-SVM.

#### 3.6.1 Volume de calcul

Le DPC-SVM, à part certains blocs communs liés au contrôle générique, est composé de deux correcteurs PI, un pour chaque terme de puissance, un bloc de calcul des puissances active et réactive instantanées et une multiplication pour le calcul de la puissance active instantanée de référence. Le Tableau 2.1 montre le nombre d'opérations liées au DPC-SVM.

	+/-	x/%	m
2 Correcteurs PI	4	6	2
Calcul de $p$ et $q$	2	6	0
Calcul de $p_{ref}$	0	1	0
TOTAL	6	13	2

Tableau 3.18. Les opérations requises pour le DPC-SVM.

On constate que le DPC-SVM est une structure de contrôle très simple car le volume de calcul requis est très réduit (seulement deux correcteurs du premier ordre sont nécessaires). Dans ce cas la seule différence entre le DPC-SVM avec et sans le neutre raccordé est liée au transformée de coordonnées car dans le deuxième cas il faut tenir compte de la composante homopolaire.

### 3.6.2 Robustesse

L'étude de robustesse montre que ce correcteur est relativement robuste. Une erreur d'identification entre l'inductance réelle et l'inductance utilisée dans le réglage du correcteur n'affecte presque pas la stabilité et la précision de la composante fondamentale (voir les réponses en boucle ouverte et boucle fermée dans la Figure 3.34). Par ailleurs, le contrôle direct de puissance présente une réponse relativement précise et robuste pour un intervalle moyen de fréquences. Néanmoins, la réponse est dégradée considérablement pour des fréquences plus élevées.

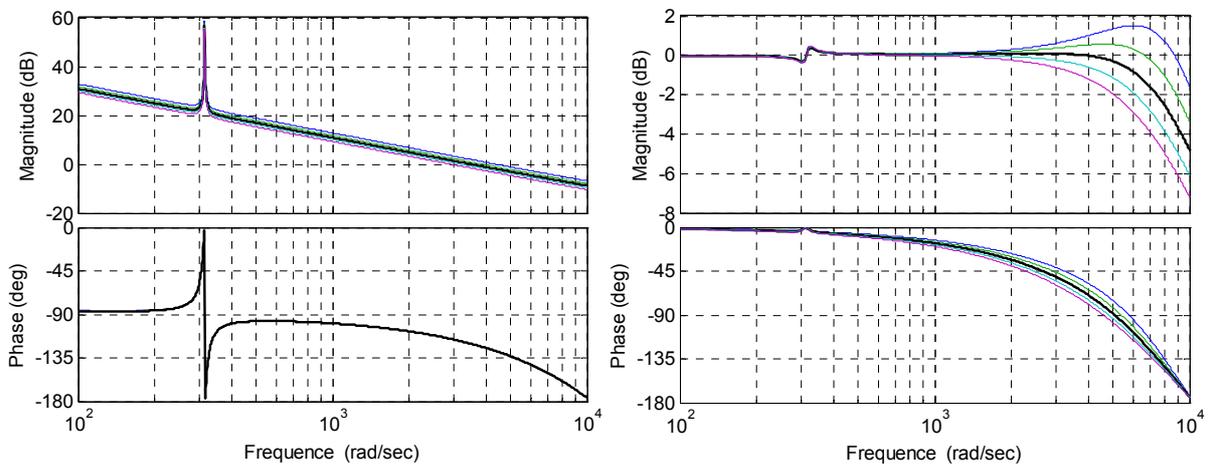


Figure 3.34: Réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et en boucle fermée (à droite) avec une erreur d'estimation de l'inductance de  $\pm 20\%$  (la courbe noire sans erreur) avec le DPC-SVM.

En outre, le fait que ce contrôle utilise dans sa boucle un correcteur PI en repère tournant provoque, comme dans le cas des correcteurs à base d'intégrateurs, l'amplification du phénomène de résonance qui apparaît en hautes fréquences.

### 3.6.3 Performances

On va d'abord analyser l'application de changement d'une référence arbitraire et ensuite l'application au filtrage actif.

#### 3.6.3.1 Référence arbitraire

La Figure 3.35 montre les réponses temporelles simulées pour une référence arbitraire peu perturbée (cas D), formée par le fondamental et les harmoniques 5 et 7 et pour une référence très perturbée (cas C) formée de plus d'harmoniques et plus perturbés (voir Tableau 3.3). On constate que l'erreur de poursuite est très petite dans le premier cas et, au contraire, elle est très importante dans le deuxième cas. On constate ainsi la limitation de ce correcteur pour contrôler des signaux très perturbés.

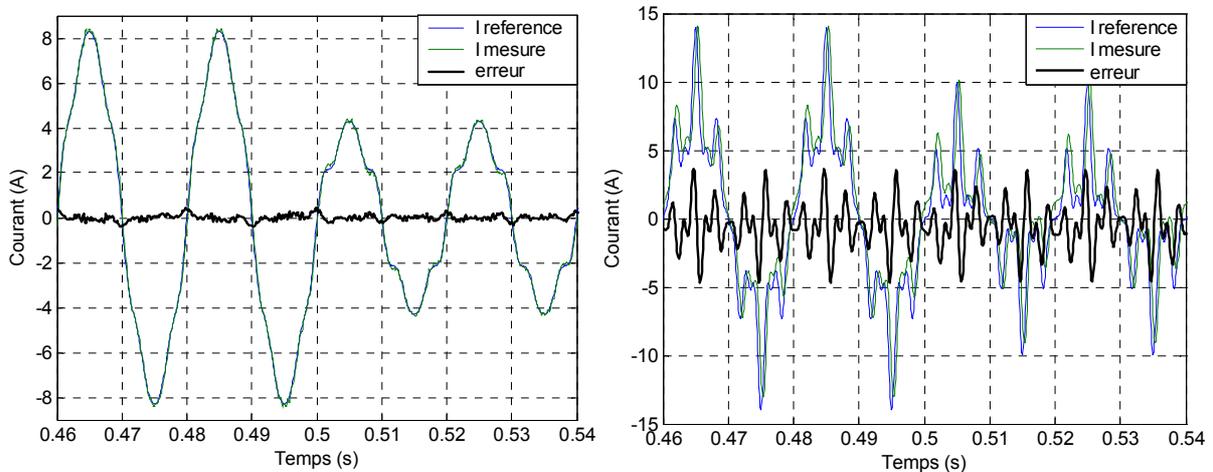


Figure 3.35: Réponses temporelles avec une référence arbitraire peu perturbée (à gauche) et très perturbée (à droite).

#### 3.6.3.2 Filtrage actif

Dans cette partie, ce correcteur a été testé dans l'application au filtrage actif. Dans un premier temps dans une application peu perturbée (cas B) et ensuite dans une application très perturbée (cas A).

##### Cas B

La Figure 3.36 montre successivement le régime permanent de la tension et le courant du réseau, le courant injecté par le filtre actif et le courant de la charge non linéaire, obtenus tant en simulation (gauche) qu'expérimentalement (droite). Le courant du réseau est presque sinusoïdal avec un THD autour de 5%.

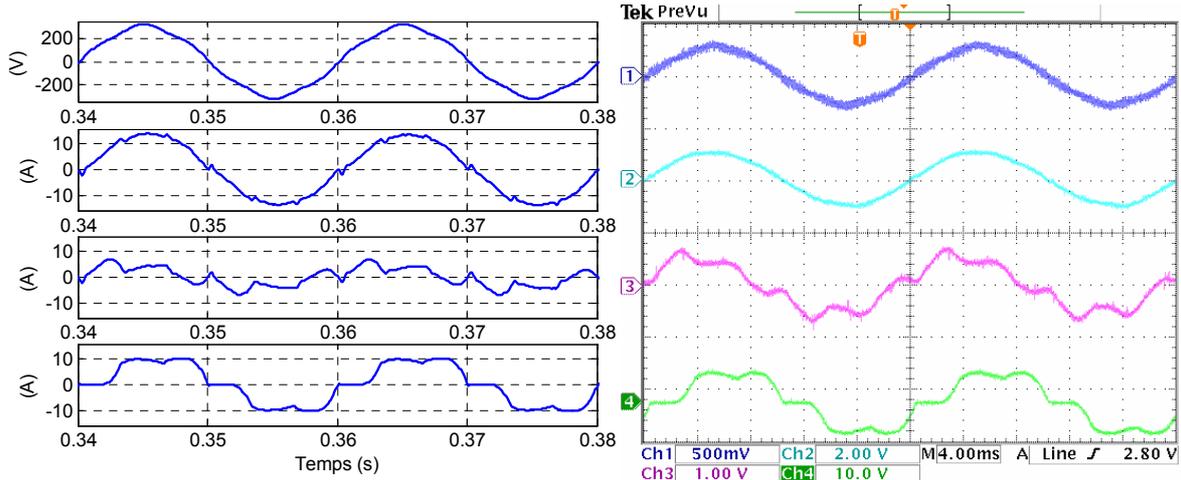


Figure 3.36. Régime permanent en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite). De haut en bas : tension du réseau, courant du réseau (20A/div), courant injecté par le filtre (10A/div) et courant de la charge non-linéaire (10A/div).

En analysant le zoom des spectres du courant du réseau sans et avec le filtre actif de la Figure 3.37, on observe (la valeur du fondamental étant de 11A) que le filtre actif élimine presque complètement l'harmonique 5 et considérablement les harmoniques 7 et 11.

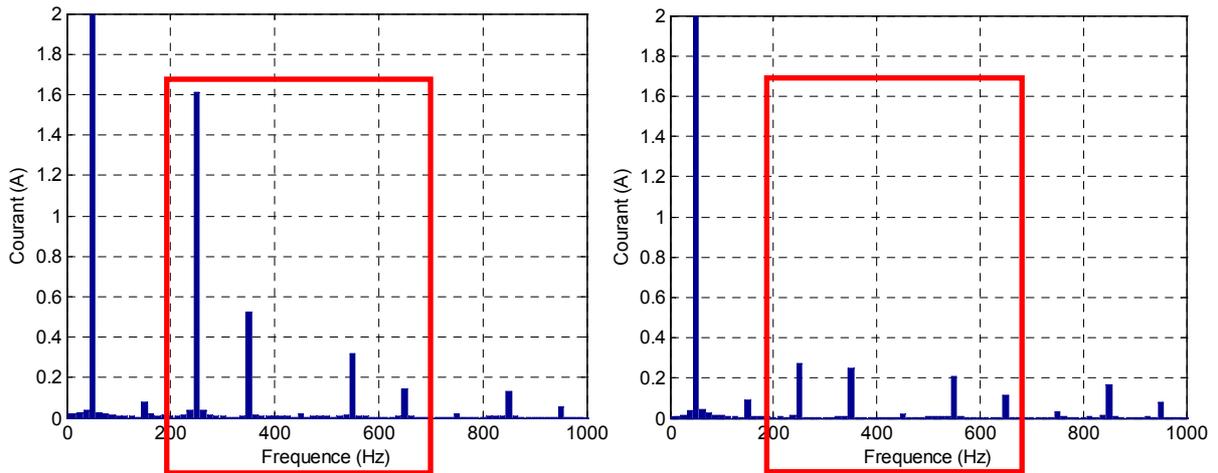


Figure 3.37. Zoom des spectres du courant du réseau sans filtre actif (à gauche) et avec filtre actif (à droite).

Par la suite, la Figure 3.38 illustre le démarrage du filtre actif et la Figure 3.39 le changement de la charge non-linéaire obtenus tant en simulation (gauche) qu'expérimentalement (droite). Dans ces courbes on vérifie la stabilité du système pendant les transitoires.

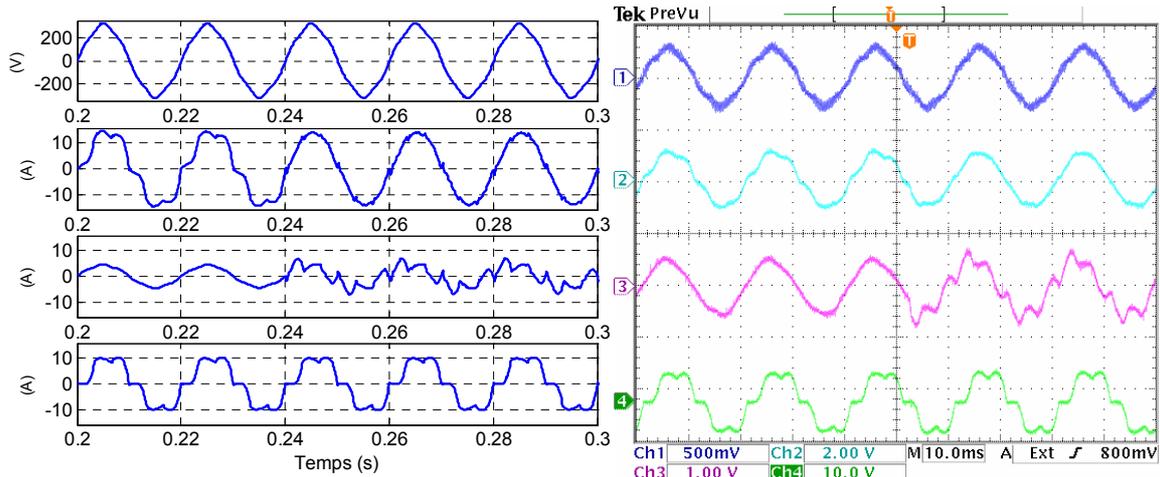


Figure 3.38. Début de fonctionnement du filtre actif en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite). De haut en bas : tension du réseau, courant du réseau (20A/div), courant injecté par le filtre (10A/div) et courant de la charge non-linéaire (10A/div).

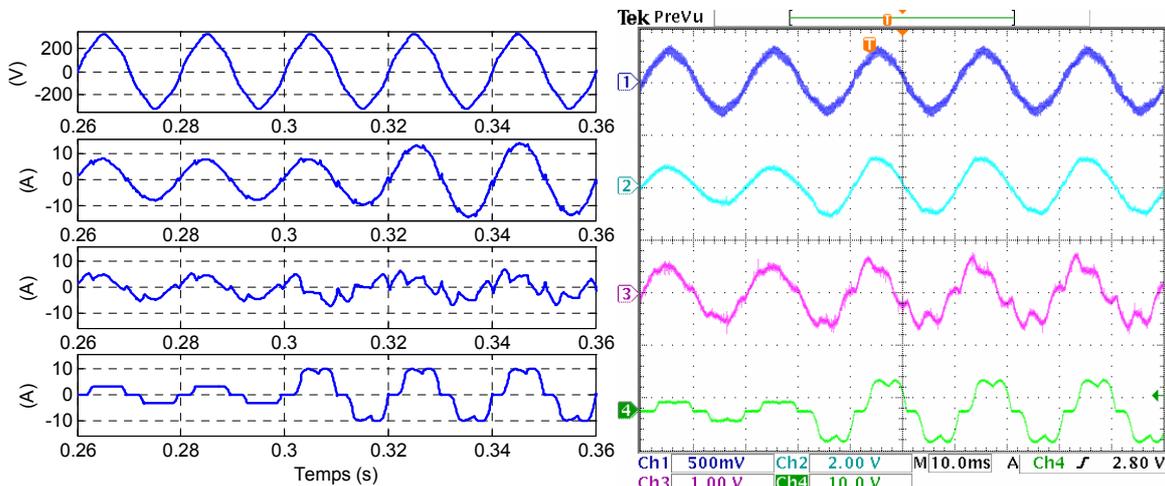


Figure 3.39. Changement de la charge en simulation (à gauche) et en expérimental (à droite). De haut en bas : tension du réseau, courant du réseau (20A/div), courant injecté par le filtre (10A/div) et courant de la charge non-linéaire (10A/div).

### Cas A

Les courbes suivantes (voir Figure 3.40) montrent la réponse du DPC-SVM pour l'application très perturbée (cas A) en simulation. Dans ce cas le THD du courant du réseau corrigé est un peu plus élevé : 9%. Le correcteur corrige les mêmes harmoniques que dans le cas précédent mais, dans ce cas, la composante fondamentale n'est pas aussi importante (7.8A au lieu de 11A) et donc la distorsion relative est plus grande. Ce fait est vérifié dans le zoom des spectres du courant du réseau sans et avec filtre actif de la Figure 3.41. On constate que l'harmonique 5 est éliminé presque complètement et les harmoniques restants sont réduits considérablement. Cependant, le THD est moins bon que dans le cas précédent.

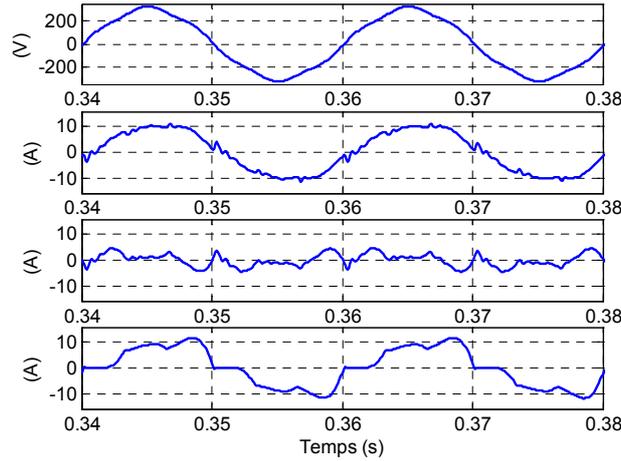


Figure 3.40. Filtrage actif en régime permanent. De haut en bas : tension du réseau, courant du réseau, courant injecté par le filtre et courant de la charge non-linéaire.

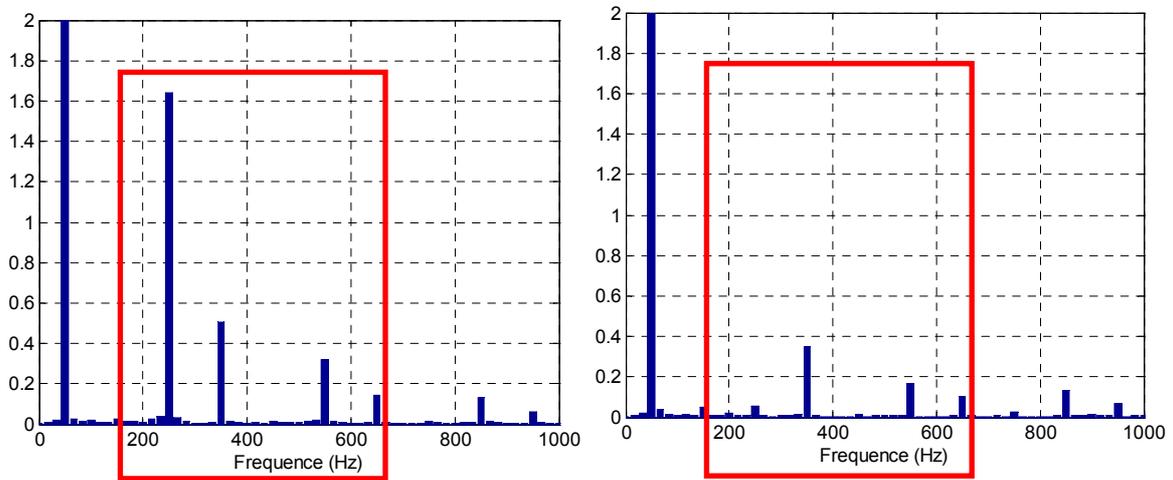


Figure 3.41. Zoom des spectres du courant du réseau sans filtre actif (à gauche) et avec filtre actif (à droite).

Bien que le courant soit un peu moins bon, le démarrage du filtre actif (à gauche) à l'instant  $t=0.24s$  et le changement de la charge non-linéaire (à droite) au bout de  $0.3s$  constatent que le système reste stable dans les transitoires simulés (voir Figure 3.42).

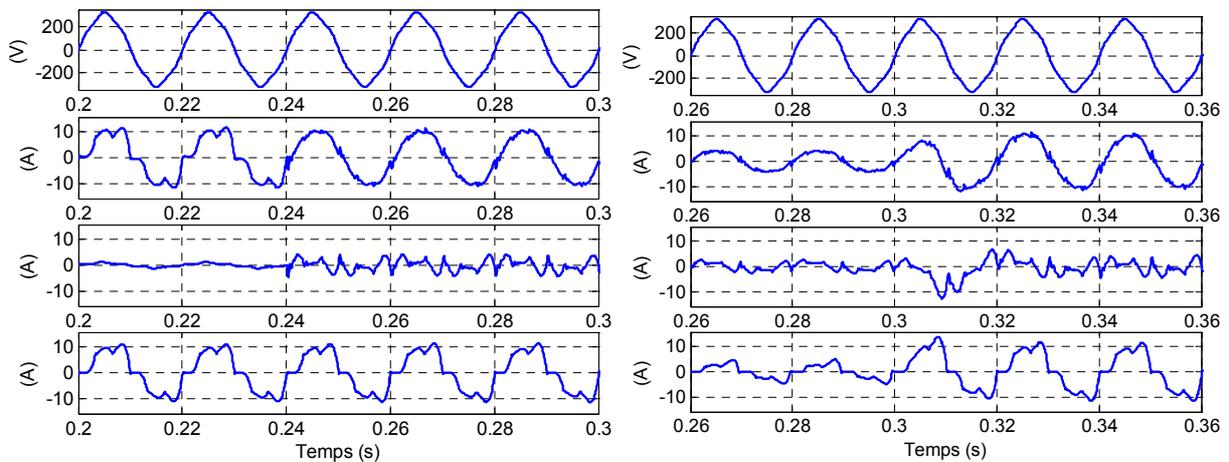


Figure 3.42. Démarrage du filtre actif (à gauche) et changement de la charge non linéaire (à droite). De haut en bas : tension du réseau, courant du réseau, courant injecté par le filtre et courant de la charge non-linéaire.

Ainsi, on peut conclure que cette structure de contrôle est bien adaptée pour les applications au filtrage actif peu perturbées car la structure du correcteur est simple et les performances sont très bonnes. Pourtant, le DPC-SVM n'est pas valide pour n'importe quelle application multi-fréquentielle car la réponse ne sera pas très performante.

### 3.7 CONCLUSIONS

Dans cette partie une comparaison entre les différentes structures de contrôle a été réalisée [LO-06c]. Dans un premier temps, les trois grandes structures de contrôle considérées dans le cadre de cette thèse ont été analysées : le contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle, le correcteur prédictif Dead-Beat et les correcteurs à base d'intégrateurs. Différents critères ont été utilisés afin de déterminer le domaine d'application de chaque structure de contrôle : analyse de la robustesse, du volume de calcul et des performances en régime transitoire et permanent.

Les correcteurs à base d'intégrateurs, même s'ils requièrent un volume de calcul considérable, grâce à leur robustesse et à leurs bonnes performances, apparaissent comme une structure très bien adaptée pour l'application au filtrage actif.

Le correcteur prédictif Dead-Beat, ou à réponse pile, est bien connu pour sa simplicité et sa sensibilité aux erreurs paramétriques. Toutefois, le fait d'ajouter des techniques de prédiction pour compenser le retard du correcteur augmente le volume de calcul de la structure de contrôle. Par ailleurs, la sensibilité aux erreurs paramétriques est critique car, même si dans les essais réalisés en laboratoire ces erreurs peuvent être minimisées, elles posent des problèmes pour l'implantation dans l'industrie.

L'étude réalisée montre que le DPC-SVM, n'étant pas spécialement adapté pour des applications multi-fréquentielles complexes, est une bonne solution dans les cas d'une application pas trop exigeante. En effet, le correcteur PI utilisé a une bande passante suffisamment large pour corriger des signaux peu perturbés et les performances obtenues sont satisfaisantes. Le Tableau 3.19 résume les conclusions précédentes.

	Robustesse	Volume de calcul	Reg. transitoire	Reg. permanent	Exigence application
<b>Correcteurs à base d'intégrateurs</b>	++	-	++	++	++
<b>Correcteur prédictif Dead-Beat</b>	-	-	++	+	++
<b>DPC-SVM</b>	+	++	++	++	-

Tableau 3.19. Comparaison des différentes structures de contrôle.

On peut signaler aussi quelques différences entre les 3 correcteurs à base d'intégrateurs analysés (PI en repères tournants multiples, Multi-Résonant et Hybride) en tenant compte en

plus des deux techniques de réglage proposées (le réglage classique et la structure par retour d'état).

Toutes les structures de contrôle sont très robustes. En ce qui concerne le volume de calcul, le correcteur PI en repères tournants multiples est le plus exigeant. Par ailleurs, la structure classique a besoin d'un peu moins d'opérations que la structure par retour d'état et le correcteur Hybride permet de diminuer le nombre d'opérations par rapport au correcteur Multi-Résonant. En ce qui concerne les réponses de ces correcteurs, même si la structure classique présente de meilleures performances dans le régime transitoire, toutes les structures de contrôle présentent de très bons résultats dans le régime permanent avec un THD<4.5%. Pour conclure, et en analysant le comportement face aux déséquilibres, les correcteurs Hybrides sont théoriquement moins adaptés pour corriger les déséquilibres car ils ne corrigent qu'une des séquences des harmoniques considérés. Cependant, dans la pratique et sur la base du cas d'étude considéré, la différence par rapport aux autres méthodes analysées est négligeable. De plus, on a pu constater que les correcteurs réglés par la structure par retour d'état, amplifient l'harmonique 3 et donc, ils ont une réponse moins intéressante [LO-06d]. On peut résumer ces idées dans le Tableau 3.20.

Ainsi, le correcteur Hybride avec le réglage classique (réglé selon la réponse fréquentielle en boucle ouverte) se présente comme la meilleure solution pour les applications multi-fréquentielles équilibrées où peu déséquilibrées. Néanmoins, dans les cas où le déséquilibre est important, le correcteur Multi-Résonant avec le réglage classique apparaît comme une solution plus adéquate, même si le volume de calcul requis est un peu plus élevé.

	Robustesse	Volume de calcul	Régime transitoire	Régime permanent	Déséquilibres
Correcteur PI repères multiples (reg. classique)	++	-	++	+	++
Correcteur Multi-Résonant (reg. classique)	++	+	++	++	++
Correcteur Hybride (reg. classique)	++	++	++	++	+
Correcteur Multi-Résonant (reg. par retour d'état)	++	+	-	++	-
Correcteur Hybride (reg. par retour d'état)	++	++	-	++	-

Tableau 3.20. Comparaison des différentes structures de contrôle à base d'intégrateurs.

## CHAPITRE 4 : ANALYSE DE LA MONTEE EN TENSION

Dans les chapitres précédents on a analysé différentes techniques de contrôle numériques pour des applications multi-fréquentielles en basse tension. On a bien vérifié que les structures de contrôle à base d'intégrateurs proposées sont très bien adaptées pour l'application au filtrage actif parallèle car elles présentent des très bonnes performances tant en régime transitoire qu'en régime permanent ainsi qu'en cas de déséquilibres.

De nos jours, l'électronique de puissance présente une évolution claire vers les applications de grande puissance, parmi lesquelles plusieurs sont reliées aux réseaux en moyenne tension. La moyenne tension est un domaine très vaste qui comprend des tensions depuis 1kV jusqu'à 50kV, et donc plusieurs applications sont possibles. En France, en général, les réseaux de distribution se connectent à 20kV [CR-91] et les équipements de traction à 25kV [SB-98]. Toutefois, les réseaux industriels se connectent à des tensions inférieures, entre 3 et 5.5kV [RE-01].

Même si les niveaux de tension des semiconducteurs augmentent aussi progressivement, les convertisseurs sont loin de pouvoir se connecter directement dans beaucoup d'applications de moyenne tension. La montée en tension peut être réalisée avec un transformateur. Pourtant, en plus du coût considérable de cet élément, les courants augmentent et donc aussi les pertes. Une solution possible pour faire face au besoin d'augmenter la puissance consiste à connecter en série ou en parallèle les différents composants du convertisseur. Cependant leur fréquence de commutation limitée ne permet pas d'obtenir des formes d'onde de qualité suffisante pour des applications plus exigeantes en bande passante. Ainsi, dans la plupart de cas, on fait appel aux topologies multiniveaux qui permettent, en même temps, d'augmenter la tension de raccordement du convertisseur et d'obtenir un spectre satisfaisant de la tension de sortie même avec des fréquences de commutation relativement réduites. Dans les applications de grande puissance une combinaison de ces deux solutions est nécessaire : topologies multiniveaux à base de cellules de commutation composées de plusieurs semiconducteurs.

Dans ce chapitre on analyse la montée en tension en abordant le sujet de la commande avec dispositifs de puissance intermédiaire et avec fréquences de modulation modérées. Pour cela, on présente d'abord un bref résumé des principales topologies et techniques de modulation des convertisseurs multiniveaux pour analyser après les deux limitations les plus importantes qu'on trouve en montant en tension : la limitation de tension et de courant des semiconducteurs et la limitation de la fréquence de commutation. Ensuite, l'application analysée est présentée : un filtre actif de 2.5MVA avec un convertisseur à trois niveaux NPC et modulation vectorielle connecté à un réseau industriel de 3.3kV. La partie suivante concerne l'analyse des structures de contrôles avancées à base d'intégrateurs pour cette application. On conclut le chapitre en présentant les résultats obtenus, tant en simulation qu'expérimentalement avec un prototype à échelle réduite.

## 4.1 CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX

Les convertisseurs multiniveaux constituent des associations de semiconducteurs et de sources de tension qui permettent d'obtenir une tension de sortie au-dessus des calibres unitaires de chaque interrupteur ainsi qu'une fréquence apparente supérieure à celle de commutation de chaque interrupteur. Les avantages les plus importants de la topologie multiniveaux par rapport à la topologie biniveaux conventionnelle sont les suivants :

- La tension de sortie est échelonnée avec au moins trois niveaux de tension et donc, elle présente un meilleur spectre fréquentiel. En conséquence, les éléments de filtrage nécessaires sont plus réduits et moins coûteux.
- L'utilisation des tensions de sortie plus élevées permet d'augmenter la puissance du convertisseur sans augmenter le courant.
- L'augmentation de la fréquence apparente de sortie permet une dynamique du système plus élevée.

Cependant ces convertisseurs présentent aussi quelques inconvénients :

- Au fur et à mesure que les niveaux de tension augmentent la structure de contrôle devient plus complexe.
- Des problèmes de déséquilibres de tension des condensateurs apparaissent.

Une révision des publications de ces dernières années nous montre que l'étude des convertisseurs multiniveaux (analyse de la topologie, contrôle, modulation, etc.) est à présent un des sujets le plus important de l'électronique de puissance.

Le développement de la technologie multiniveaux a été marqué par deux facteurs. D'un côté, l'évolution technologique des matériaux semiconducteurs permettant la réalisation de convertisseurs de puissance et de tension plus élevées. D'un autre côté, même si le contrôle des convertisseurs multiniveaux est compliqué, l'évolution des processeurs numériques de signal avec capacité de calcul et vitesse de réaction très élevée et coût réduit ont rendu possible la mise en œuvre de ce contrôle [AE-04].

### 4.1.1 Topologies multiniveaux

Les convertisseurs multiniveaux sont de plus en plus connectés dans les applications de haute puissance. Dans [RO-02] un résumé de l'évolution des topologies des convertisseurs multiniveaux est réalisé sur la base des brevets.

Le premier brevet date de 1975 [BK-75] où l'onduleur en cascade, en anglais *cascade Full-Bridge with separate DC sources*, a été défini comme « la structure qui connecte séparément un pont de diodes en série afin d'obtenir une tension de sortie échelonnée ». Son application n'est pas développée jusqu'au milieu des années 1990. A cette époque deux brevets montrent la supériorité des convertisseurs en cascade pour les applications industrielles et la commande de moteurs [HA-97] [PE-97a].

En ajoutant au convertisseur en cascade des diodes pour bloquer les sources, le convertisseur clampé par les diodes a été breveté, plus connu par son nom en anglais *diode-clamped (DC)* [BK-80]. Ce convertisseur a été aussi appelé convertisseur clampé par le neutre, (*neutral-point clamped, NPC*, en anglais), lorsqu'il était utilisé par la première fois dans la topologie à trois niveaux, dans laquelle le niveau de tension du point milieu était le point neutre. L'application NPC et son extension aux convertisseurs multiniveaux ont été développées en [XX-81].

Les derniers brevets datent des années 90 où le convertisseur à capacité flottante (dans la littérature anglo-saxonne *flying capacitor*), a été présenté d'abord en [ME-91] et ensuite dans [LL-97] [ME-98]. Ce convertisseur est composé de plusieurs cellules de commutations séparées entre elles par des capacités flottantes. Il a été initialement utilisé dans des applications de haute tension des convertisseurs DC/DC [ME-92].

Alors, à présent, les topologies des convertisseurs multiniveaux les plus développées et utilisées sont trois :

- Convertisseur clampé par les diodes
- Convertisseur à capacité flottante
- Convertisseurs en cascade

Plusieurs contributions présentent en détail les caractéristiques de chacune de ces topologies [LA-96] [ME-97] [RO-02] [WU-06]. Des nombreuses études ont été réalisées aussi sur la comparaison des différentes topologies [LA-96] [SK-99] [TN-02] [AE-04] [BE-05]. Elles sont classées en fonction du nombre de composants, du type d'application, de la qualité de la tension de sortie, du coût, etc. Chaque topologie possède plusieurs avantages et plusieurs inconvénients. Le choix de la topologie multiniveaux la plus adéquate dépend du type d'application et de son cahier des charges. Par ailleurs, dans [DM-02] [DI-04] [AE-04] [BE-05] des autres topologies plus récentes et moins développées sont analysées.

En [BE-05] l'auteur définit la topologie à trois niveaux NPC comme la topologie la plus compétente pour la plupart des applications dans la plage de tensions entre 2.3 et 4kV qui demandent des fréquences de commutation basses ou moyennes car le coût des composants passives est réduit (cette topologie utilise un condensateur du bus continu réduit et elle n'utilise pas des condensateurs additionnels). Pour obtenir des fréquences de sortie plus élevées il serait nécessaire d'augmenter le nombre de niveaux.

Ainsi, la topologie trois niveaux NPC a été choisie pour réaliser cette étude. Dans la littérature on trouve aussi d'autres auteurs qui ont choisi le convertisseur NPC pour l'application au filtrage actif : [AU-97] [SF-03] [LI-04a].

La simplicité pour passer de la topologie à deux niveaux à celle à trois niveaux (il faut seulement ajouter six diodes de clamping et 6 cellules de commutation) a fait que la topologie NPC a été largement étudiée et appliquée.

Un convertisseur clampé par les diodes à trois niveaux (voir Figure 4.1) est composé d'une source de tension continue composée en même temps de deux condensateurs continus (chacun avec une tension égale à la moitié de la source de tension). Chaque branche de l'onduleur a deux paires d'interrupteurs en série. Le point milieu de chaque paire d'interrupteurs est fixé au neutre avec des diodes de clampage (en grise).

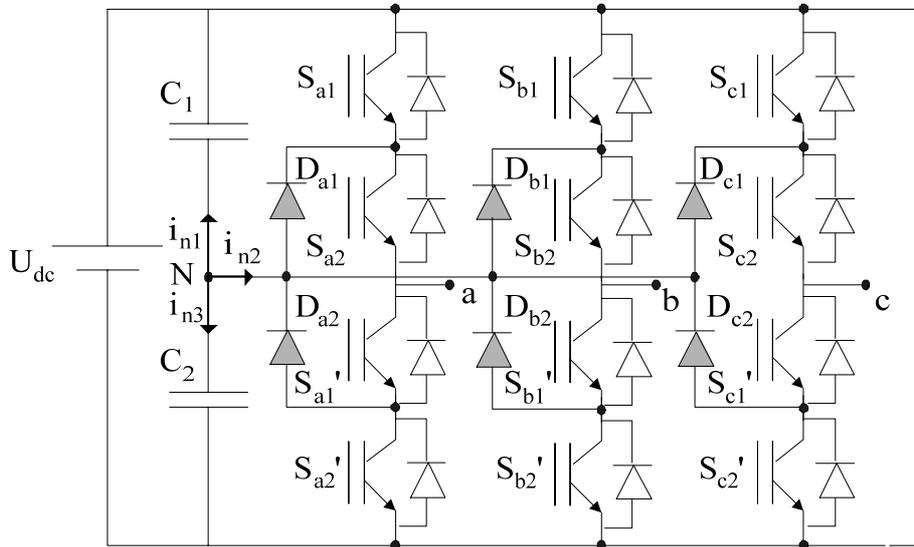


Figure 4.1. Schéma du convertisseur NPC de trois niveaux.

Ce convertisseur NPC a été le plus étudié et, même si on ne peut pas parler de standard, il est, de nos jours, le convertisseur le plus développé dans l'industrie pour des applications de commande de moteurs [RO-02] et de réseau [LR-00]. Dans le marché on trouve des dispositifs de moyenne tension avec des convertisseurs NPC fabriqués par Siemens, ABB et Alstom. La puissance de ces dispositifs varie entre 660kVA et 30MVA et utilisent des semiconducteurs IGBTs de haute tension (entre 2.3kV et 6.6kV) ainsi que des IGCTs et GTOs de 3.3kV [BE-05].

#### 4.1.2 Techniques de modulation

Les différentes méthodes de modulation mise en oeuvre dans les convertisseurs multiniveaux sont classées selon la fréquence de commutation utilisée [RO-05]. On distingue trois différents groupes (voir Figure 4.2).

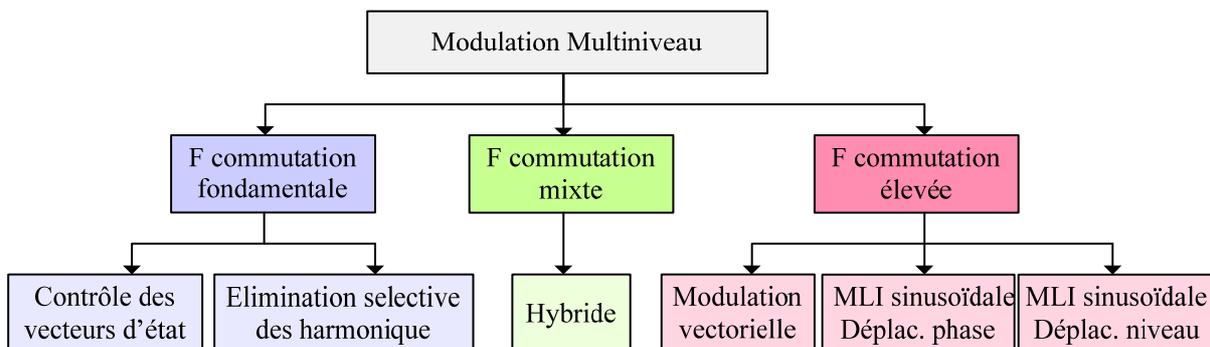


Figure 4.2. Classification des différentes méthodes de modulation multiniveaux.

D'un côté, on trouve les techniques qui travaillent avec une fréquence de commutation élevée, avec de nombreuses commutations des semiconducteurs dans une période du fondamental de la tension de sortie : la MLI sinusoïdale (avec déplacement de la phase ou du niveau) et la MLI vectorielle. Ces systèmes travaillent avec des fréquences de commutation au niveau de composant d'entre 275Hz-5000Hz [BE-05]. D'un autre côté, on trouve les méthodes qui travaillent avec une fréquence de commutation basse, une ou deux commutations par période : le contrôle des vecteurs d'état et l'élimination sélective des harmoniques. Finalement, on distingue la technique qui travaille avec une fréquence de commutation mixte : la modulation hybride. Cette technique est limitée au convertisseur en cascade où les différentes cellules travaillent avec des fréquences différentes (basses ou élevées) afin de limiter les pertes.

Une des méthodes les plus étudiées dans la littérature est la modulation vectorielle. Cette technique est adéquate pour des applications de tension et de puissance élevées car elle diminue l'ondulation du courant et permet une implantation relativement simple dans les processeurs numériques [CE-01] [PR-03]. Ainsi, par la suite on va analyser cette modulation.

La modulation vectorielle consiste à obtenir analytiquement une tension de référence (en valeur moyenne) à partir des états de commutation de l'onduleur. La modulation vectorielle présente les avantages suivants par rapport au reste des techniques de modulation :

- Cette technique de modulation est valable pour tous les types de convertisseurs multiniveaux.
- Elle contrôle directement les trois phases de l'onduleur.
- Une bonne utilisation de la tension du bus continu est atteinte car le troisième harmonique est introduit implicitement.
- Le courant de sortie a une ondulation très réduite.
- Les vecteurs redondants fournissent un degré de liberté additionnel. Ceci permet l'incorporation des fonctions complémentaires comme par exemple l'équilibrage de la tension du bus continu, la minimisation des pertes, la réduction d'harmoniques et la réduction de la tension en mode commun [AO-01].
- L'implantation physique est relativement simple avec un processeur de signaux numériques.

La Figure 4.3 montre le diagramme de vecteurs d'états pour un convertisseur à trois niveaux. Le diagramme est divisé dans six secteurs et chaque secteur est divisé en quatre régions triangulaires. Ce diagramme présente les 27 états possibles exprimés par les 19 vecteurs d'états différents et un vecteur de modulation ( $\bar{m}$ ). Ce diagramme est indépendant du type de convertisseur, mais pas du nombre de niveaux.

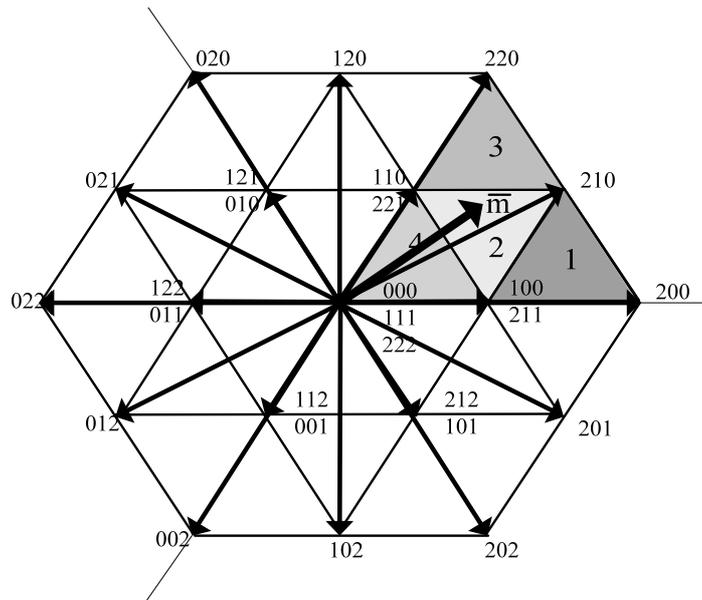


Figure 4.3. Diagramme vectoriel du convertisseur à trois niveaux.

Quatre différents types de vecteurs sont différenciés dans ce diagramme :

- Les vecteurs longs (200, 220, 020, 022, 002 et 202) qui génèrent l'amplitude de la tension de sortie la plus grande.
- Les vecteurs moyens (210, 120, 021, 012, 102 et 201) qui ont toujours une sortie connectée au point milieu du bus continu.
- Les vecteurs courts (100/211, 110/221, 121/010, 122/011, 112/001, 212/101) qui peuvent être obtenus par deux vecteurs différents.
- Les vecteurs nuls (000/111/222) qui se trouvent au milieu du diagramme. Ces vecteurs connectent les trois phases au même niveau de tension.

Initialement, la modulation vectorielle multiniveaux classique était limitée aux structures de trois niveaux car la complexité pour sélectionner les états de commutation des interrupteurs augmentait considérablement avec le nombre de niveaux. Ces dernières années plusieurs algorithmes de modulation indépendants du nombre de niveaux ont été proposés [CE-01] [PR-03].

Dans [CE-01] un nouvel algorithme dit *efficace* (indépendante de nombre de niveaux) est proposé qui, en utilisant un système de coordonnées hexagonal, choisit les trois vecteurs les plus proches et calcule leurs rapports cycliques d'une manière très efficace.

La référence [PR-03] analyse aussi différents algorithmes de modulation vectorielle multiniveaux. L'objectif de cette étude consiste aussi à développer des méthodes de modulation simples avec un volume de calcul réduit. Dans un premier temps, l'auteur propose un nouvel algorithme *itératif* qui réduit considérablement le volume de calcul car elle n'utilise ni des tableaux ni des calculs d'angles et d'opérations trigonométriques comme le reste des méthodes présentées précédemment. Ensuite, l'auteur propose un autre algorithme *basé sur la*

*géométrie*. Cette méthode est basée sur le même principe que la méthode précédente et donc elle présente tous ses avantages. Par ailleurs, elle est encore plus simple et permet la réduction du volume de calcul, qui est toujours constant, indépendamment du nombre de niveaux.

Tous les algorithmes précédents considèrent un système équilibré. Cependant, un troisième algorithme est proposé par le même auteur, la *modulation des trois dimensions*, basée aussi sur la géométrie et qui utilise quatre vecteurs de commutation (les quatre pointes d'un tétraèdre). Cet algorithme est spécialement bien adapté aux systèmes déséquilibrés ou avec 4 fils. Par ailleurs, dans [FR-06] un algorithme de modulation des trois dimensions a été proposé pour un convertisseur multiniveau à quatre bras.

Ces algorithmes sont indépendants de la topologie multiniveaux choisie. Cependant, selon la topologie choisie et le but de la modulation (équilibrer les tensions des condensateurs, éliminer la tension en mode commun, etc.) une séquence de vecteurs sera plus adéquate qu'une autre. Par la suite, on présente différentes méthodes de modulation proposées pour optimiser les séquences de commutation des convertisseurs NPC.

La plupart de ces méthodes ont pour but l'équilibrage des tensions du point milieu du bus continu. En [PO-02] l'auteur analyse deux techniques de modulation : la technique de modulation *des trois vecteurs les plus proches* (en anglais *Next Three Vectors*, NTV) et la *modulation symétrique*.

La première technique, comme son propre nom l'indique, utilise les trois vecteurs les plus proches pour calculer le vecteur de sortie. Cette technique présente plusieurs avantages lorsque le convertisseur travaille avec des périodes de modulation petites : une fréquence de commutation réduite, un bon contrôle de l'ondulation de basse fréquence des tensions des condensateurs et une implantation simple.

L'auteur propose aussi la modulation symétrique qui, au lieu de trois, utilise quatre vecteurs par séquence de modulation. Cette modulation génère un spectre de tension de sortie meilleur que celui généré par la technique NTV, même si elle travaille avec des fréquences de commutation légèrement supérieures. La modulation symétrique apparaît comme une solution adéquate lorsqu'on travaille avec des périodes de modulation large car dans cet intervalle cette méthode est capable de gérer correctement les ondulations des tensions du point milieu du bus continu.

Dans [PR-03] une méthode d'optimisation de la séquence des vecteurs est proposée afin de réduire l'ondulation de tension du point milieu du bus continu. Cette méthode, qui utilise cinq vecteurs par séquence de commutation, vérifie chaque fois les conditions avant d'appliquer chaque vecteur de la séquence de commutation, ce qui permet de réduire très significativement l'ondulation de la tension du point milieu du bus continu.

Autres méthodes qui ont des objectifs différents sont présentées par la suite. La *modulation de tension en mode commun nulle* (en anglais *zero common-mode voltage modulator*) proposée

dans [JO-02], utilise seulement les vecteurs moyens et les vecteurs nuls pour obtenir la tension de sortie. Ainsi, cette méthode assure une tension en mode commun nulle. Néanmoins, on obtient une ondulation et une distorsion harmonique plus élevées sur la tension et le courant de sortie.

Ensuite, en [BN-03] la modulation de *l'état radial* a été proposée. Cette technique n'utilise pas les vecteurs moyens pour calculer la tension de sortie car ceux-ci sont les responsables de l'augmentation des courants harmoniques dans le bus continu. De ce fait, cette modulation a pour but l'élimination de l'ondulation du courant de basse fréquence du point milieu du bus continu.

Récemment, dans [BN-05] trois méthodes de modulation vectorielle pour des convertisseurs multiniveaux NPC ont été comparées : *les trois vecteurs les plus proches, l'état radial et la modulation de tension en mode commun nulle*. L'auteur souligne que chaque méthode est très performante selon un critère, mais, en même temps, elle est moins performante selon les autres critères. En conséquence, selon la contrainte la plus importante à remplir, il faudra choisir une méthode ou une autre.

## **4.2 LIMITATIONS DE LA MONTEE EN TENSION**

Le but de cette partie est d'identifier et d'analyser les limitations qui présentent les convertisseurs de puissance lors de la montée en tension. De nos jours, des limitations techniques apparaissent lorsqu'on veut se connecter à des tensions supérieures à quelques kV dû au fait que les valeurs maximales de tension des semiconducteurs que l'on trouve sur le marché sont limitées à 6.5kV [BE-05].

Dans cette étude on a analysé les deux aspects qu'on a considéré comme critiques : la limitation de la tension et du courant des semiconducteurs et la limitation de la fréquence de commutation.

### **4.2.1 Limitations de la tension et du courant**

Les semiconducteurs ont expérimenté une grande évolution vers les applications de grande puissance, grâce au développement des IGBTs de haute puissance (HV IGBTs) et des IGCTs. A ce jour, plusieurs fabricants (ABB, Mitsubishi, Eupec) offrent sur le marché des IGBTs de 6.5kV et 600A et des IGCTs de 6.5kV et 1500A [BE-05]. Par ailleurs, ABB présente des prototypes de IGBTs de 8kV et IGCTs de 10kV et 1000A qui seront commercialisés dans un court délai [MS-04].

En conséquence, les plages de puissances et tensions qui peuvent être directement atteintes avec ces semiconducteurs sont relativement limités, et font donc nécessairement appel à des associations de semiconducteurs soit sous forme de topologies multiniveaux, soit en utilisant des cellules de commutation composées de plusieurs semiconducteurs afin de faire face aux applications de moyenne tension les plus exigeantes.

### 4.2.2 Limitation de la fréquence de commutation

La fréquence de commutation est un autre aspect critique à prendre en compte lors de la montée en tension. En général, l'augmentation de la fréquence de commutation permet de meilleures caractéristiques de courant et de tension de sortie des convertisseurs et donc des valeurs plus réduites de l'inductance du filtre de raccordement et du condensateur du bus continu. Néanmoins, la fréquence de commutation des semiconducteurs est limitée par les pertes à cause des difficultés pour l'évacuation de la chaleur produite. Ces limitations existent dans toutes les plages de tensions. Toutefois, en montant en tension elles deviennent plus importantes à cause de l'augmentation considérable des pertes. Par conséquent il est nécessaire de faire un compromis entre la fréquence minimale acceptable (du point de vue de la commande et du dimensionnement des éléments passifs) et les pertes maximales admissibles (déterminées par le système de réfrigération utilisé).

Généralement, dans les filtres actifs de moyenne tension la fréquence de commutation réelle se trouve dans le rang entre 1.2 et 5kHz et l'inductance de raccordement typique oscille entre 0.5 et 5mH.

### 4.3 DEFINITION DU CAS D'ETUDE

Par la suite on a analysé l'application d'un filtre actif parallèle de 2.5MVA connecté à un réseau industriel de 3.3kV. L'objectif est de dépolluer une zone industrielle comportant plusieurs charges non linéaires, comme des redresseurs (voir Figure 4.4 où les différentes charges polluantes ont été représentées par une charge unique).

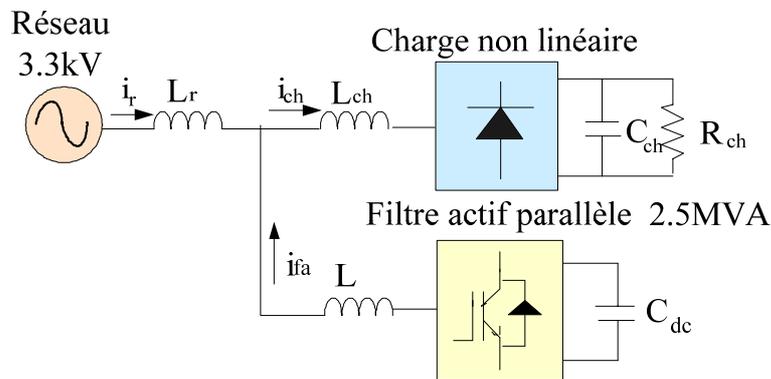


Figure 4.4. Schéma bloc du cas d'étude.

Afin de focaliser l'étude sur les limitations de la commande dans le contexte de la moyenne tension, une solution standard a été choisie : un convertisseur clampé par le neutre avec une modulation vectorielle classique. Le but, loin d'étudier la topologie et la modulation multiniveaux les mieux adaptées pour cette application, est d'observer jusqu'où arrivent les solutions standard avec des contrôles avancés.

Le premier pas consiste à calculer le courant maximal qui peut circuler par le filtre actif :

$$I_L = \frac{S}{\sqrt{3} \cdot E_L} = \frac{2.5 \cdot 10^6}{\sqrt{3} \cdot 3300} = 437 \text{A} \rightarrow I_{\max} = I_L \cdot \sqrt{2} = 618 \text{A} \quad (4.1)$$

Où  $E_L$  et  $I_L$  sont les valeurs efficaces de la tension et du courant de ligne.

Ensuite, la tension nominale du bus continu a été calculée en ajoutant à la tension du réseau ( $E_{p\_max}$  valeur maximale de phase) les chutes dans l'inductance du filtre de connexion ( $V_{ch}$ , considérés à 15% de la tension du réseau). Ainsi, on a choisi un bus de 6.5kV :

$$U_{dc} > (E_{p\_max} + V_{ch}) \cdot 2 \rightarrow U_{dc} > 3300 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot 1.15 \cdot 2 \rightarrow U_{dc} = 6.5 \text{kV} \quad (4.2)$$

La valeur de l'inductance de raccordement est :

$$X_L = \frac{V_{ch}}{I_L} = \frac{404}{437} = 0.92 \Omega \rightarrow L = 2.9 \text{mH} \quad (4.3)$$

Pour réaliser le choix du semiconducteur on a choisi la technologie IGBT. Les cellules de commutation (composées d'un ou plusieurs IGBTs) doivent supporter une tension égale à la moitié de la tension du bus continu, c'est-à-dire, à 3.25kV. On ne peut pas utiliser directement des IGBTs de 6.5kV car ils ne supportent que des courants de 600A. En conséquence, il faut connecter plusieurs semiconducteurs de ce type en parallèle ou bien utiliser des IGBTs d'une tension inférieure et de courant plus élevés connectés en série (technologie *press pack* spécialement adaptée pour la mise en série). Dans le cadre de cette étude la deuxième solution a été choisie et des IGBTs de 2.5kV et 1300A ont été retenus [AB-04].

Même si la tension maximale que peuvent supporter les semiconducteurs est de 2.5kV. Normalement, pour de raisons de fiabilité, ils ne travaillent plus qu'à la moitié de cette valeur, c'est-à-dire, à 1.25kV. Ainsi, trois semiconducteurs devront être mis en série. On remarque que, dans cette étude, on a négligé toute la problématique associée à la mise en série des semiconducteurs : les trois semiconducteurs se comportent comme un seul dispositif idéal.

Généralement, lorsqu'un semiconducteur de ce type est détruit il se met en court-circuit. Le fait de limiter à la moitié la valeur maximale de tension qu'ils doivent supporter quand ils sont ouverts leur permet de continuer à travailler, même si un semiconducteur est hors service, car la tension que supportent les deux autres semiconducteurs est encore inférieure à la valeur maximale. Cependant, la fiabilité du système se réduit.

L'application au filtrage actif est très exigeante et requiert de travailler avec des fréquences de commutation les plus hautes possibles. En considérant les pertes produites dans le système on a décidé de limiter la fréquence de commutation à 2kHz, ce qui permet d'obtenir une fréquence apparente à la sortie de 4kHz et donc de corriger en plus de la composante fondamentale, les harmoniques 5 et 7.

Par la suite on exprime les caractéristiques du modèle du convertisseur et la modulation vectorielle classique utilisés.

### 4.3.1 Modèle du convertisseur NPC

Le modèle suivant du convertisseur NPC qui considère les temps morts a été implémenté [AA-06]. Ce modèle considère que les interrupteurs ont besoin d'un temps pour se bloquer,  $2\mu\text{s}$ , même si l'ouverture des interrupteurs est instantanée comme le montre la Figure 4.5.



Figure 4.5. Schéma de la fermeture et ouverture des interrupteurs en considérant les temps morts.

Le Tableau 4.1 illustre la logique des interrupteurs de la branche  $a$ . Les options en gris montrent les états produits entre l'ordre de fermeture et l'instant de fermetures des interrupteurs. Ainsi, à partir des ordres de commande réels (en considérant les temps morts) des quatre interrupteurs de la branche  $a$  :  $m_{a1}$ ,  $m_{a2}$ ,  $m_{a3}$  et  $m_{a4}$ , on obtient la logique des interrupteurs  $S_{a1}$  et  $S_{a2}$ , qui est complémentaire à celle de  $S_{a1}'$  et  $S_{a2}'$ .

$m_{a1}$	$m_{a2}$	$m_{a3}$	$m_{a4}$	$i_a > 0$	$v_a$	$S_{a1}$	$S_{a2}$
0	0	1	1	1	$-U_{dc}/2$	0	0
0	0	1	1	0	$-U_{dc}/2$	0	0
0	0	1	0	1	$-U_{dc}/2$	0	0
0	0	1	0	0	0	0	1
0	1	1	0	1	0	0	1
0	1	1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	0	$U_{dc}/2$	1	1
1	1	0	0	1	$U_{dc}/2$	1	1
1	1	0	0	0	$U_{dc}/2$	1	1

Tableau 4.1. Logique des interrupteurs de la branche  $a$ .

Ainsi, les équations logiques pour la paire d'interrupteurs sont :

$$\begin{aligned} S_{a1} &= m_{a1} \text{ OR } (\overline{m_{a1}} \text{ AND } \overline{m_{a3}} \text{ AND } i_a < 0) \\ S_{a2} &= m_{a2} \text{ OR } (\overline{m_{a2}} \text{ AND } \overline{m_{a4}} \text{ AND } i_a < 0) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Les équations du courant de sortie du bus sont :

$$i_{n1} = S_{a1}.i_a + S_{b1}.i_b + S_{c1}.i_c \quad (4.5)$$

$$i_{n2} = (S_{a2} - S_{a1}) \cdot i_a + (S_{b2} - S_{b1}) \cdot i_b + (S_{c2} - S_{c1}) \cdot i_c \quad (4.6)$$

$$i_{n3} = -(i_{n1} - i_{n2}) = -(S_{a2} \cdot i_a + S_{b2} \cdot i_b + S_{c2} \cdot i_c) \quad (4.7)$$

Les courant sur les condensateurs du bus continu s'écrivent:

$$i_{dc1} = -i_{n1} = -S_{a1} \cdot i_a - S_{b1} \cdot i_b - S_{c1} \cdot i_c \quad (4.8)$$

$$i_{dc2} = i_{n3} = S_{a2} \cdot i_a + S_{b2} \cdot i_b + S_{c2} \cdot i_c \quad (4.9)$$

Les courant dans les IGBTs de la branche  $a$  s'expriment:

$$i_{IGBT1} = S_{a1} \cdot (i_a > 0) \cdot i_a \quad (4.10)$$

$$i_{IGBT2} = S_{a2} \cdot (i_a > 0) \cdot i_a \quad (4.11)$$

$$i_{IGBT3} = \overline{S_{a1}} \cdot (i_a < 0) \cdot i_a \quad (4.12)$$

$$i_{IGBT4} = \overline{S_{a2}} \cdot (i_a < 0) \cdot i_a \quad (4.13)$$

Les courant dans les diodes antiparallèles de la branche  $a$  s'écrivent :

$$i_{Da1} = i_{Da2} = (S_{a1} \cdot S_{a2}) \cdot (i_a < 0) \cdot i_a \quad (4.14)$$

$$i_{Da3} = i_{Da4} = (\overline{S_{a1}} \cdot \overline{S_{a2}}) \cdot (i_a < 0) \cdot i_a \quad (4.15)$$

Les courants dans les diodes de clamping de la branche  $a$  s'expriment :

$$i_{Da1\_fix} = (\overline{S_{a1}} \cdot S_{a2}) \cdot (i_a > 0) \cdot i_a \quad (4.16)$$

$$i_{Da2\_fix} = (\overline{S_{a1}} \cdot S_{a2}) \cdot (i_a < 0) \cdot i_a \quad (4.17)$$

Les équations de la tension des trois phases sont :

$$v_a = S_{a1} \cdot U_{dc1} + S_{a2} \cdot U_{dc2} \quad (4.18)$$

$$v_b = S_{b1} \cdot U_{dc1} + S_{b2} \cdot U_{dc2} \quad (4.19)$$

$$v_c = S_{c1} \cdot U_{dc1} + S_{c2} \cdot U_{dc2} \quad (4.20)$$

Les tensions par rapport au point neutre de la charge s'expriment :

$$v_{an} = \frac{2}{3} \cdot v_a - \frac{1}{3} \cdot (v_b - v_c) \quad (4.21)$$

$$v_{bn} = \frac{2}{3} \cdot v_b - \frac{1}{3} \cdot (v_a + v_c) \quad (4.22)$$

$$v_{cn} = \frac{2}{3} \cdot v_c - \frac{1}{3} \cdot (v_a + v_b) \quad (4.23)$$

### 4.3.2 Modulation vectorielle

Par simplicité on a choisi une modulation vectorielle basée sur l'algorithme *efficace*, dont la séquence de commutation est calculée par la méthode *des trois vecteurs les plus proches* [PO-02]. Par la suite on a pu constater que cette méthode, développée pour des tensions sinusoïdales, est aussi satisfaisante pour des tensions non-sinusoïdales, utilisées dans les applications multi-fréquentielles.

La seule différence concerne la définition du vecteur de référence de la tension. Ce vecteur de référence, au lieu d'être d'amplitude constante et de tourner avec une vitesse de rotation constante comme dans le cas d'une référence sinusoïdale, il a une amplitude et une vitesse de rotation variable.

Une fois défini le vecteur de référence, le reste du procédé reste le même. D'abord on normalise le vecteur, ensuite (grâce au phénomène de symétrie qui apparaît dans les six secteurs) il est intéressant d'amener toujours le vecteur de référence dans le premier secteur. Là, les rapports cycliques sont calculés par les projections du vecteur de référence et par la transformée *dq-gh*, laquelle traduit les variables de contrôle avec une paire de composantes très utiles pour la modulation. Un vecteur de référence équivalent est utilisé pour réaliser les calculs dans le premier secteur. Par ailleurs, ce vecteur équivalent présente la propriété de générer automatiquement le vecteur de référence réel en changeant l'état final des phases. La méthode est développée en détail dans l'annexe.

Par la suite on présente quelques simulations où les différences entre un vecteur de référence sinusoïdal et un autre non-sinusoïdal sont vérifiées. La figure ci-dessous montre les tensions obtenues à la sortie du correcteur de courant (les tensions de référence pour la modulation) pour une référence de courant sinusoïdale (8A) et une référence perturbée (formée par le fondamental de 8A et les harmoniques 5, 7 et 11 de 1A). A cause de l'influence des temps morts le signal de gauche n'est pas parfaitement sinusoïdal.

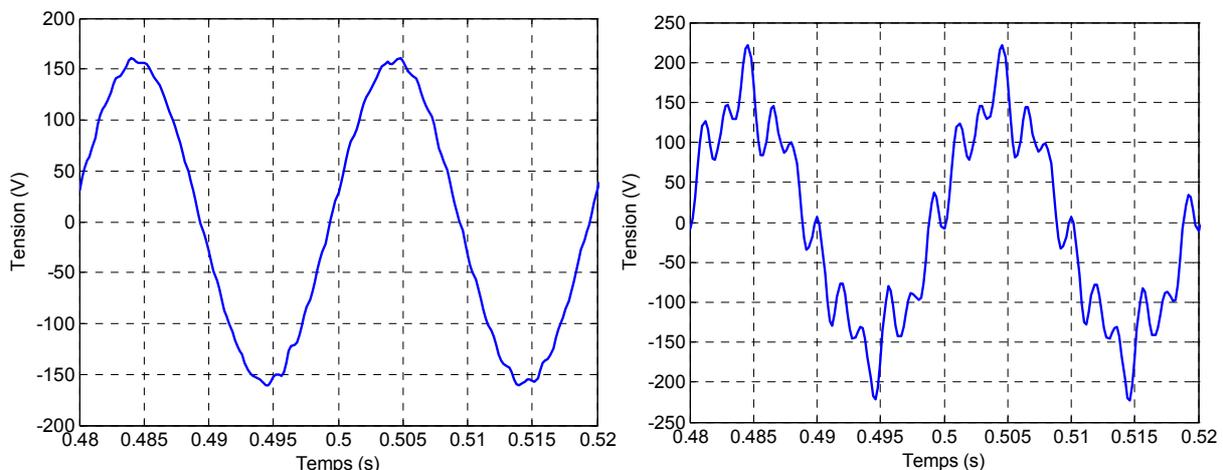


Figure 4.6. Tension de référence sinusoïdale (à gauche) et perturbée (à droite) pour la modulation.

La Figure 4.7 vérifie que le module dans le cas d'une référence sinusoïdale est presque constant et qu'il varie considérablement en cas d'une référence perturbée.

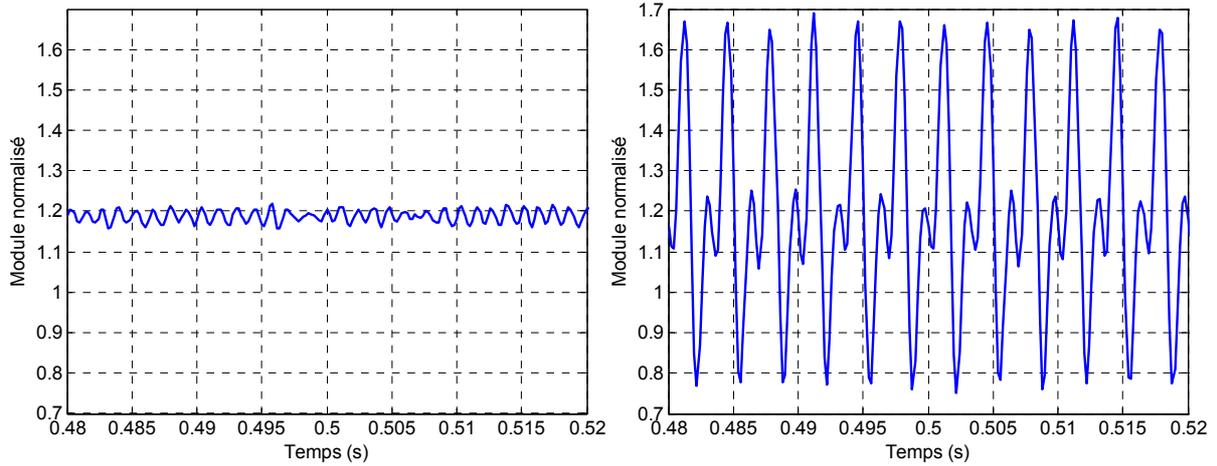


Figure 4.7. Module normalisé du vecteur de référence pour une référence sinusoïdale (à gauche) et une référence non-sinusoidale (à droite).

Dans la Figure 4.8 on constate que la vitesse de rotation dans le cas d'une référence sinusoïdale est presque constante et qu'elle devient variable en cas d'une référence perturbée.

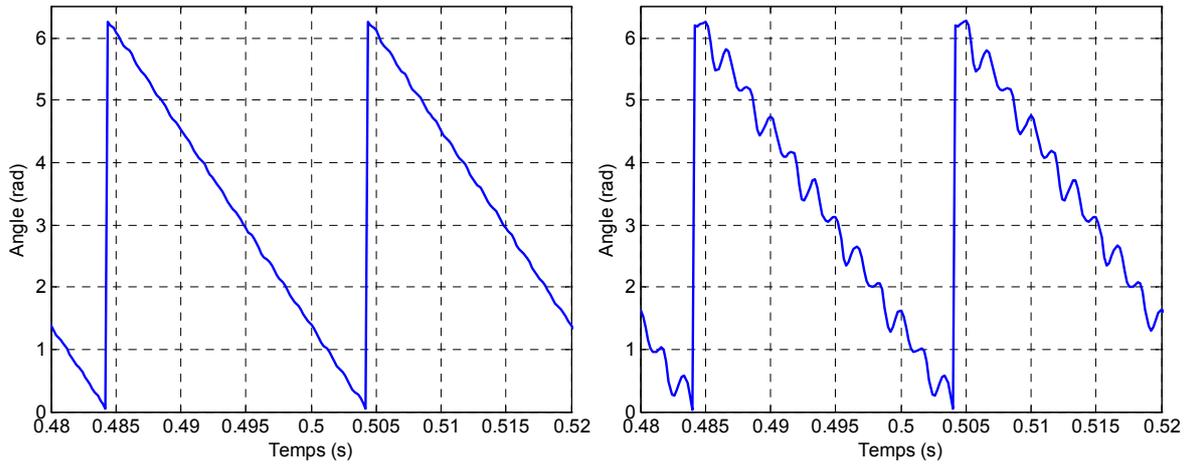


Figure 4.8. Phase du vecteur de référence pour une référence sinusoïdale (à gauche) et une référence non-sinusoidale (à droite).

Finalement, la Figure 4.9 présente les tensions composées par rapport au neutre de la charge obtenues par les deux différentes références. La principale différence entre les deux cas est l'application plus souvent d'une tension nulle dans le cas d'une référence non-sinusoidale pour ainsi générer les harmoniques demandés par le contrôle.

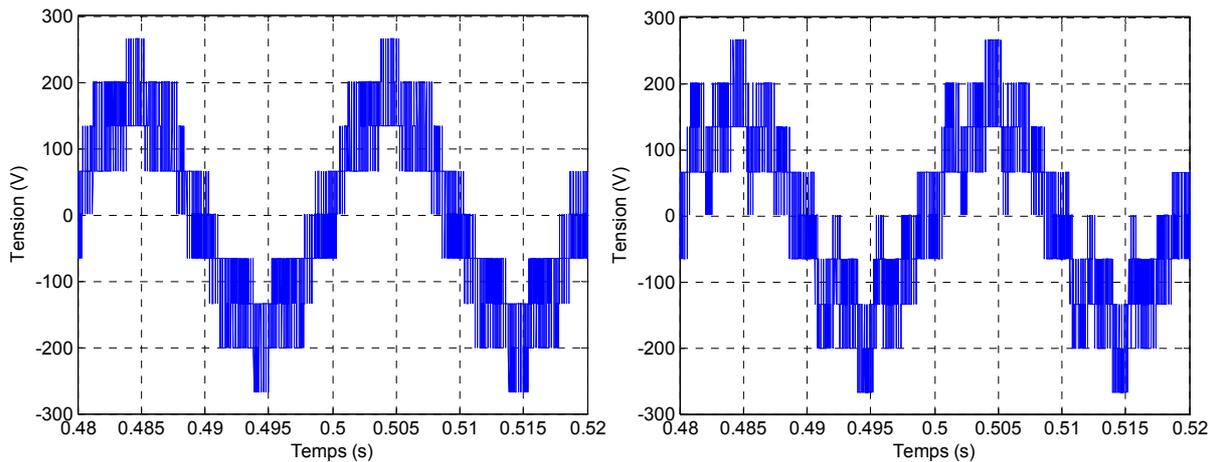


Figure 4.9. Tensions composées par rapport au neutre de la charge pour une référence sinusoïdale (à gauche) et une référence non-sinusoidale (à droite).

#### 4.4 STRUCTURES DE CONTROLE AVANCEES AVEC CORRECTEURS A BASE D'INTEGRATEURS

En basse tension on dispose des systèmes de puissance qui grâce à leur fréquences de commutation élevées peuvent reproduire fidèlement les références de tension demandées par la commande même si elles sont non-sinusoidales (évidemment à condition que le système soit correctement dimensionné et qu'il ne rentre pas en saturation). Par contre, en moyenne tension les restrictions fréquentielles de la partie de puissance font que la génération des ondes non-sinusoidales est plus compliquée. Les limitations les plus importantes pour le fonctionnement multi-fréquentiel se trouvent évidemment dans la partie de puissance, mais en plus, il y a besoin des commandes les plus performantes possibles pour essayer d'extraire le maximum des convertisseurs. L'objectif de ce chapitre est donc l'analyse des performances des structures de contrôle avancées à base d'intégrateurs sur la base du cas d'étude présenté dans la section 4.3.

Ainsi, de la même manière que dans le cas de basse tension, deux différents types de réglage ont été étudiés : le réglage basé sur la réponse fréquentielle en boucle ouverte (le réglage classique) et le réglage basé sur la structure par retour d'état. Les paramètres du système (déterminés dans la section 4.3) sont montrés dans le Tableau 4.2.

Symbole	Désignation	Valeur
$L$	Inductance du filtre	2.9mH
$F_c$	Fréquence de commutation des IGBTs	2kHz
$U_{dc}$	Tension du bus DC	6500V
$E_L$	Tension de ligne du réseau	3300V

Tableau 4.2. Paramètres de contrôle avec un convertisseur trois niveaux NPC en moyenne tension.

La fréquence de commutation des IGBTs étant 2kHz, la fréquence de commutation apparente du convertisseur est de 4kHz. Ainsi, l'objectif des différentes structures de contrôle dans ce

cas est de corriger le fondamental plus les harmoniques 5 et 7. Par ailleurs, une fréquence d'échantillonnage de 4kHz a été considérée.

### 4.4.1 Réglage basé dans la réponse fréquentielle en boucle ouverte

La même procédure présentée dans la section 1.2.5.1 a été utilisée. Le but de ce réglage étant assurer la stabilité du système, on calcule d'abord le terme proportionnel en fonction de la bande passante et les paramètres du filtre et ensuite les termes intégrateurs sont calculés en limitant leur influence dans la marge de phase du système.

Les critères de réglage considérés par la suite pour les trois correcteurs sont montrés dans le Tableau 4.3. Dans ce cas, l'harmonique le plus haut qu'on veut compenser est l'harmonique 7 et une marge de sécurité de 500rad/s a été choisie pour calculer la bande passante souhaitée, 2700rad/s. L'addition de phase des termes intégrateurs est limitée aussi à 5°.

Symbole	Désignation	Valeur
$h_m$	L'harmonique le plus haut	2200rad/s
$BP_{BO}$	Bande passante	2700rad/s
$\Delta\Phi$	Adition de phase	5°

Tableau 4.3. Critères de réglage des correcteurs à base d'intégrateurs en moyenne tension.

#### 4.4.1.1 Correcteur Multi-Résonant

La partie gauche de la Figure 4.10 montre la réponse fréquentielle en boucle ouverte du système avec le correcteur Multi-Résonant. On constate que la bande passante du système est de 2.700rad/s et qu'on obtient une marge de phase acceptable de 26°. En ce qui concerne la réponse fréquentielle en boucle fermée (Figure 4.10 à droite), aux fréquences désirées le gain et la phase sont nuls, même s'il apparaît un phénomène de résonance en haute fréquence entre 2.000 et 5.000rad/s. On analysera en détail l'influence de cette résonance sur le comportement du filtre actif à travers des résultats des simulations.

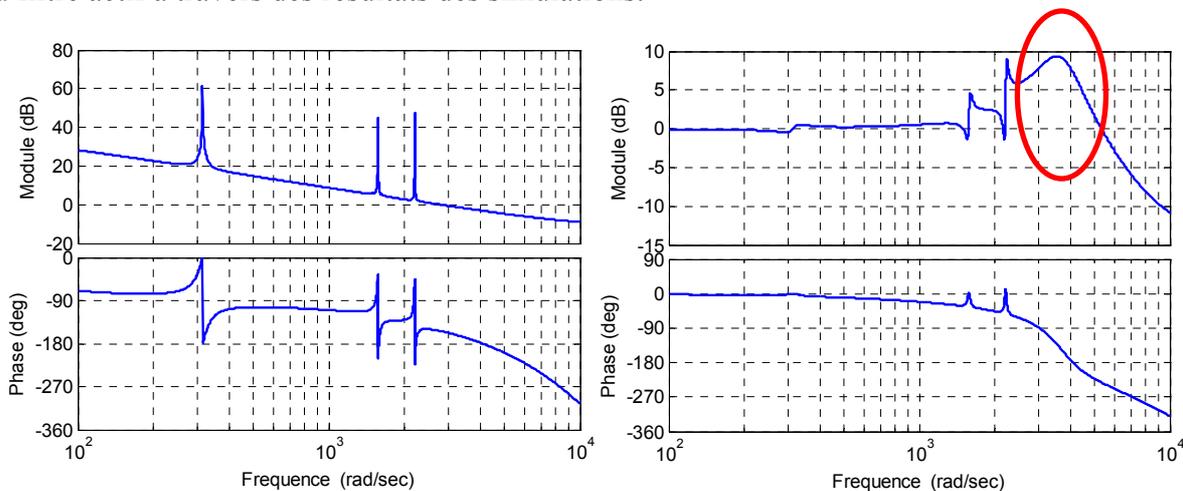


Figure 4.10. Réponses fréquentielles en boucle ouverte (à gauche) et en boucle fermée (à droite) avec le correcteur Multi-Résonant avec le réglage classique en moyenne tension.

Le Tableau 4.4 présente les paramètres de contrôle calculés pour le correcteur Multi-Résonant.

Symbole	Désignation	Valeur
$k_p$	Paramètre proportionnel	7.8
$k_i$	Paramètre intégrateur	160

Tableau 4.4. Paramètres de contrôle du correcteur Multi-Résonant en moyenne tension.

#### 4.4.1.2 Correcteur PI en repères tournants multiples

La Figure 4.11 montre la séquence positive (à gauche) et la séquence négative (à droite) de la réponse fréquentielle en boucle ouverte. On vérifie que la bande passante du système est de 2.700rad/s et que la marge de phase obtenue est acceptable, 28°. La Figure 4.12 présente la séquence positive (à gauche) et la séquence négative (à droite) de la réponse fréquentielle du système en boucle fermée. Comme dans le cas du correcteur précédent, une résonance apparaît en haute fréquence. On analysera en détail l'influence de cette résonance sur le comportement du filtre actif à travers des résultats des simulations.

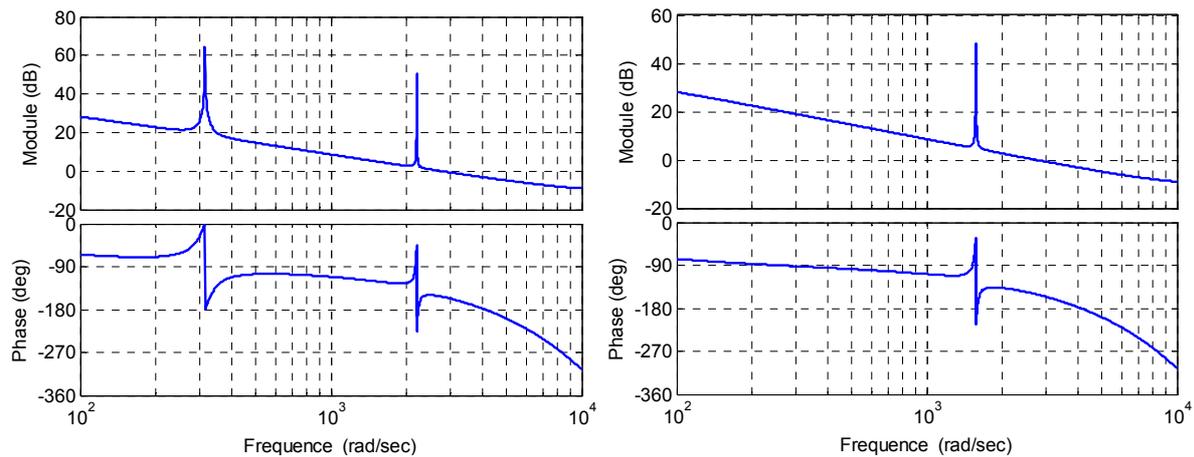


Figure 4.11. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) des réponses fréquentielles en boucle ouverte pour le correcteur PI en repères tournants multiples avec le réglage classique en moyenne tension.

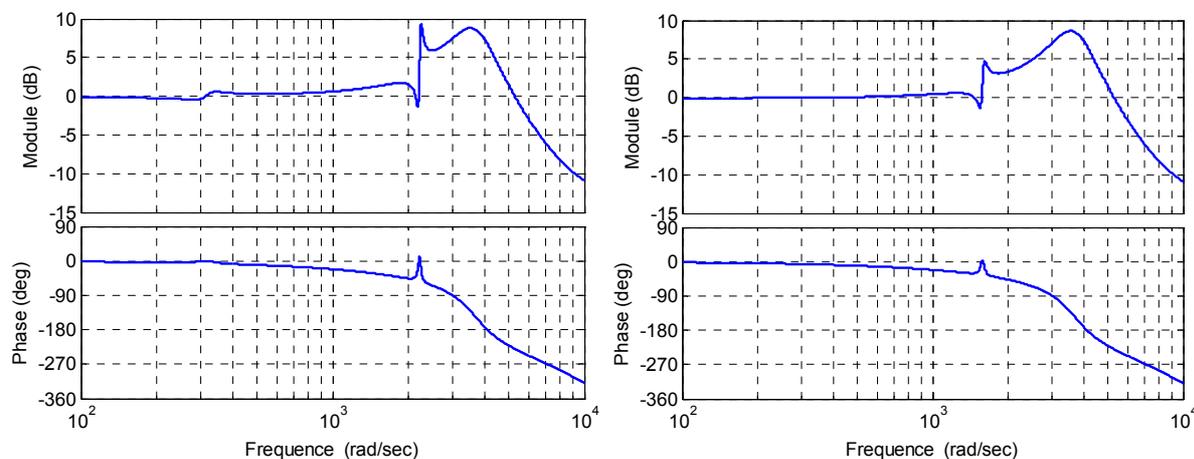


Figure 4.12. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) des réponses fréquentielles en boucle fermée pour le correcteur PI en repères tournants multiples avec le réglage classique en moyenne tension.

Le Tableau 4.5 présente les paramètres de contrôle calculés pour le correcteur PI en repères tournants multiples.

Symbole	Désignation	Valeur
$k_p$	Paramètre proportionnel	7.8
$k_i$	Paramètre intégrateur	230

Tableau 4.5. Paramètres de contrôle du correcteur PI en repères tournants multiples en moyenne tension.

### 4.4.1.3 Correcteur Hybride

Les réponses fréquentielles en boucle ouverte et en boucle fermée du correcteur Hybride sont très similaires à celles du correcteur précédent (voir Figure 4.13 et Figure 4.14), et donc les commentaires qu'on peut faire aussi.

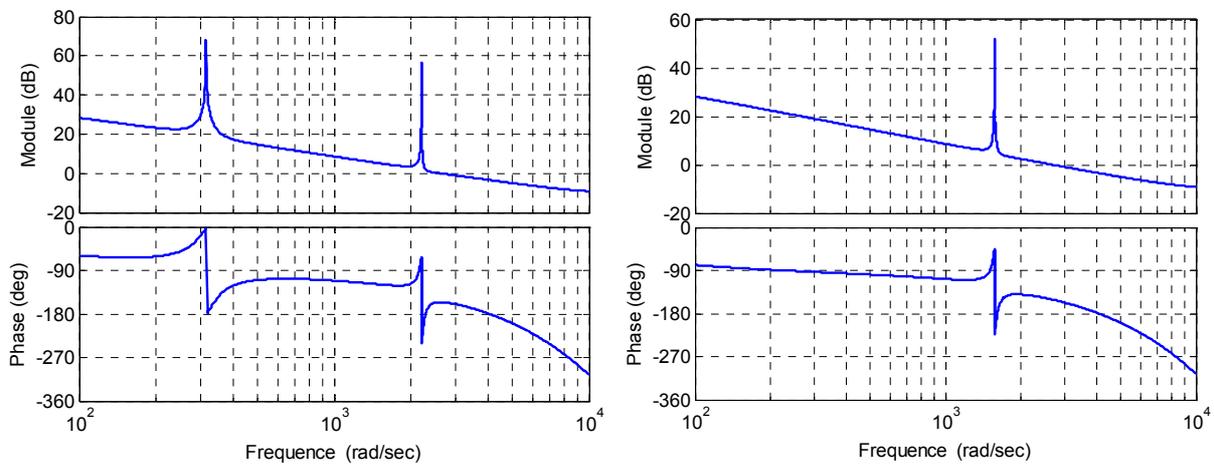


Figure 4.13. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) des réponses fréquentielles en boucle ouverte pour le correcteur Hybride avec le réglage classique en moyenne tension.

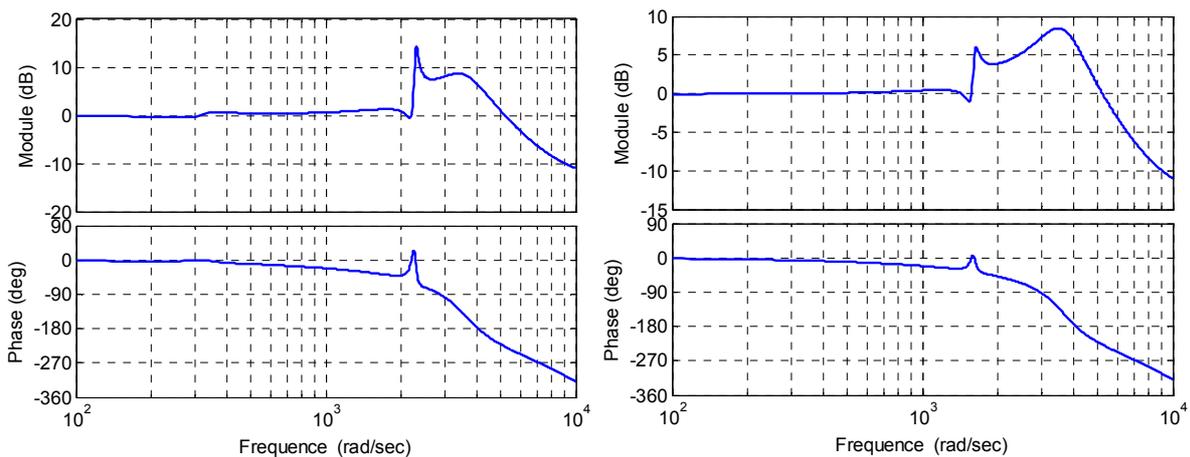


Figure 4.14. Séquence positive (à gauche) et négative (à droite) des réponses fréquentielles en boucle fermée pour le correcteur Hybride avec le réglage classique en moyenne tension.

Le Tableau 4.6 présente les paramètres de contrôle du correcteur Hybride.

Symbole	Désignation	Valeur
$k_p$	Paramètre proportionnel	7.8
$k_i$	Paramètre intégrateur	350

Tableau 4.6. Paramètres de contrôle du correcteur Hybride en moyenne tension.

### 4.4.2 Réglage par retour d'état

Cette méthode a été développée en détail dans la section 2.2.5.2. Le but est de déterminer la matrice de retour d'état afin de placer tous les pôles du système en boucle fermée sur une droite verticale (avec la même partie réelle,  $p_r$ ) et obtenir la dynamique souhaitée. Le choix de la valeur de  $p_r$  a été déterminé afin d'obtenir une robustesse acceptable du système face à des erreurs d'estimation du  $\pm 20\%$  des paramètres du filtre de raccordement.

#### 4.4.2.1 Correcteur Multi-Résonant

L'intervalle de  $p_r$  qui remplit le cahier de charge dans le cas du correcteur Multi-Résonant est  $p_r=[750, 950]$ . La partie gauche de la Figure 4.15 présente les réponses fréquentielles en boucle fermée avec différentes valeurs de  $p_r$  dans cet intervalle. Dans ce cas deux résonances apparaissent : une pour des valeurs inférieures à la composante fondamentale ( $<314\text{rad/s}$ ) et une autre dans la plage comprise entre le fondamental et l'harmonique 5 ( $314\text{-}1500\text{rad/s}$ ). On constate (notamment dans la résonance de plus basse fréquence) que la valeur de la résonance augmente lorsque la valeur de  $p_r$  diminue. Ainsi, la valeur de  $p_r$  choisie est  $p_r=900$  (on évite les valeurs des extrêmes afin d'éviter des oscillations). La partie droite de la Figure 4.15 montre le placement de pôles en boucle fermée dans le plan  $z$  avec  $p_r=900$ . On analysera en détail l'influence des résonances sur le comportement du filtre actif à travers des résultats des simulations.

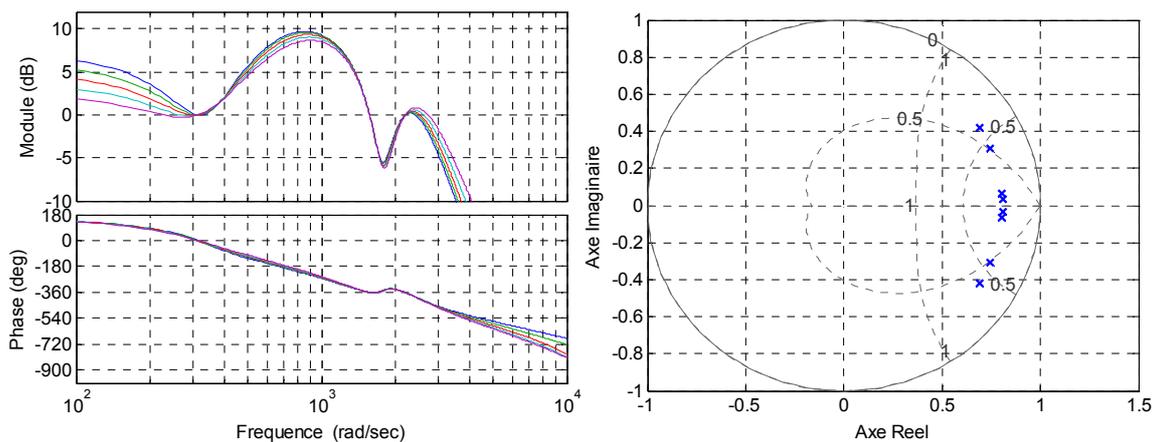


Figure 4.15. Réponse fréquentielle en boucle fermée avec différentes valeurs de  $p_r$  (à gauche) et placement de pôles avec  $p_r=900$  (à droite) pour le correcteur Multi-Résonant en moyenne tension.

#### 4.4.2.2 Correcteur Hybride

La plage de variation de  $p_r$  qui remplit cette condition pour le correcteur Hybride est  $p_r=[1450, 1700]$ . La Figure 4.16 présente les séquences positives et négatives des réponses

fréquentielles en boucle fermée avec différentes valeurs de  $p_r$  dans cet intervalle. On observe que des valeurs petites de  $p_r$  augmentent les résonances basse fréquence (entre le fondamental et l'harmonique 7). Toutefois, la résonance haute fréquence (à partir de l'harmonique 7) diminue au fur et à mesure que  $p_r$  augmente. Ainsi, en faisant un compromis entre les résonances, une valeur de  $p_r$  de 1650 a été considérée. La Figure 4.17 montre le placement de pôles en boucle fermée dans le plan  $z$  avec  $p_r=1650$ . On analysera en détail l'influence des résonances sur le comportement du filtre actif à travers des résultats des simulations.

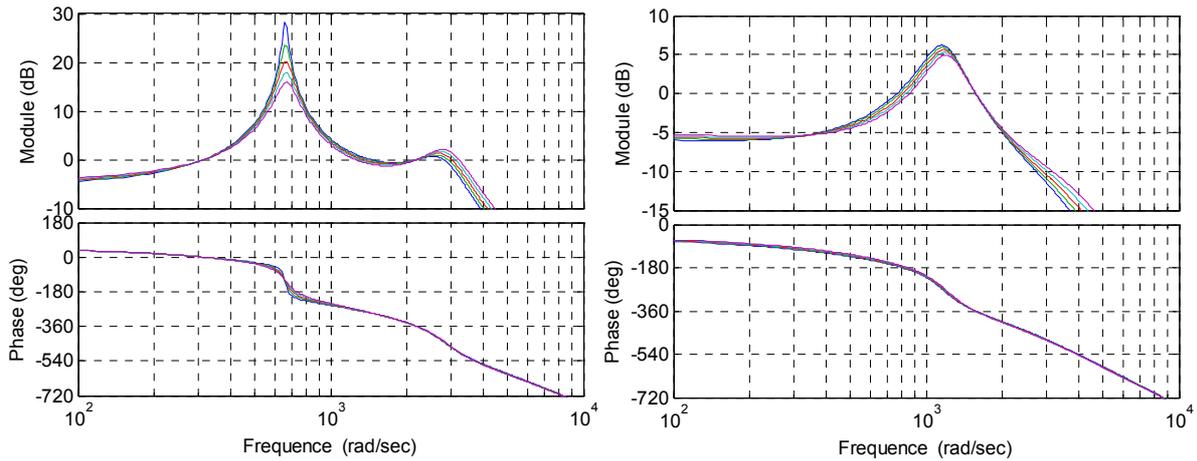


Figure 4.16. Séquence positive (à gauche) et séquence négative (à droite) des réponses fréquentielles en boucle fermée avec différentes valeurs de  $p_r$  pour le correcteur Hybride en moyenne tension.

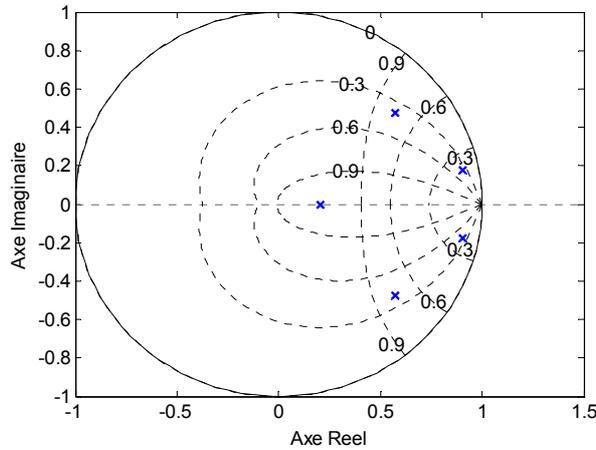


Figure 4.17. Placement de pôles en boucle fermée dans le plan  $z$  avec  $p_r=1650$  pour le correcteur Hybride en moyenne tension.

## 4.5 RESULTATS OBTENUS

Par la suite on va analyser les résultats obtenus. D'abord en simulation pour l'application particulière présentée dans la section 4.3 et ensuite les résultats expérimentaux préliminaires en échelle réduite obtenus sur le banc d'essais de l'Université de Mondragón.

## 4.5.1 Résultats en simulation

Les résultats en simulation ont été obtenus avec l'outil de simulation Matlab/Simulink et la librairie *SimPowerSystem*. Premièrement des essais pour une référence arbitraire ont été réalisés et ensuite pour l'application au filtrage actif.

### 4.5.1.1 Référence arbitraire

Afin d'analyser le régime transitoire des correcteurs le changement à une référence arbitraire formée par le fondamental plus les harmoniques 5 et 7 a été analysé (voir Tableau 4.7).

Symbole	Désignation	Amplitude
$h_1$	Fondamental	320/160A
$h_5$	Harmonique 5	40A
$h_7$	Harmonique 7	40 A

Tableau 4.7. Paramètres d'une consigne arbitraire très perturbée en moyenne tension.

Les réponses obtenues avec les correcteurs à base d'intégrateurs présentent les mêmes caractéristiques en régime transitoire que lors des essais réalisés en basse tension. Les correcteurs réglés avec le réglage classique (voir Figure 4.18 et Figure 4.19) présentent un transitoire petit et par contre ceux réglés avec la structure par retour d'état (voir Figure 4.20) ont un transitoire égal à la moitié de la période.

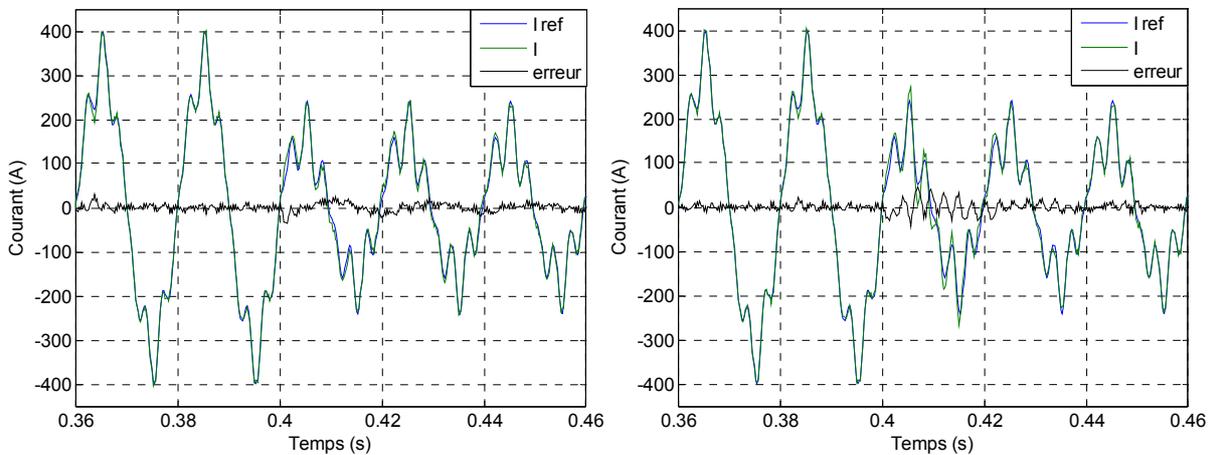


Figure 4.18. Correcteur Multi-Résonant (à gauche) et correcteur Hybride (à droite) avec le réglage classique.

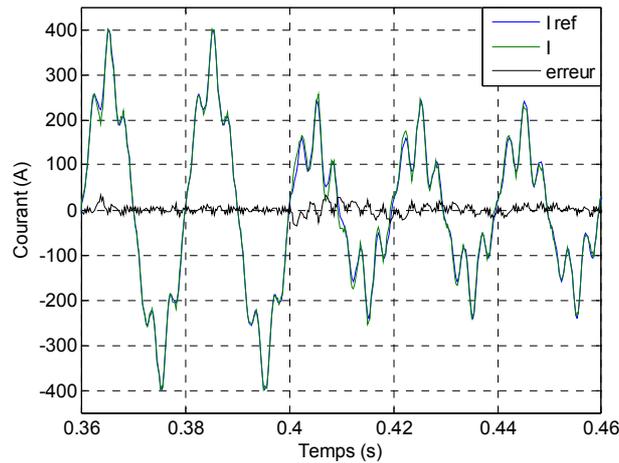


Figure 4.19. Correcteur PI en repères tournants multiples avec le réglage classique.

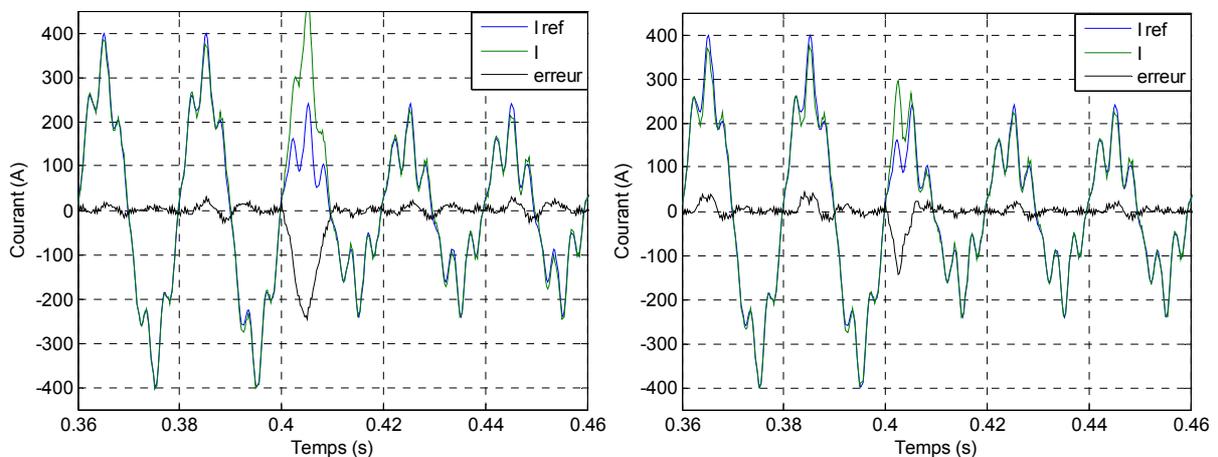


Figure 4.20. Correcteur Multi-Résonnant (à gauche) et correcteur Hybride (à droite) avec le réglage par retour d'état.

En ce qui concerne l'erreur statique, dans tous les cas il y a une erreur qui est plus importante que celle obtenue lors des essais réalisés en basse tension. Cette erreur est due à l'effet des résonances sur certains harmoniques de commutation.

Les spectres obtenus avec des correcteurs réglés avec le réglage classique sont très similaires (voir Figure 4.21 et Figure 4.22), d'où une erreur statique aussi ressemblante. Cette erreur statique est surtout due à certains harmoniques de découpage (cerclé dans les figures) et elle est, peut être, augmentée par l'effet de la résonance qui apparaît au-dessus de l'harmonique le plus haut que l'on veut compenser (montré avec un carré sur les figures). Néanmoins, dans tous les cas, aux fréquences de résonance du correcteur (fondamental plus harmoniques 5 et 7) l'erreur est négligeable.

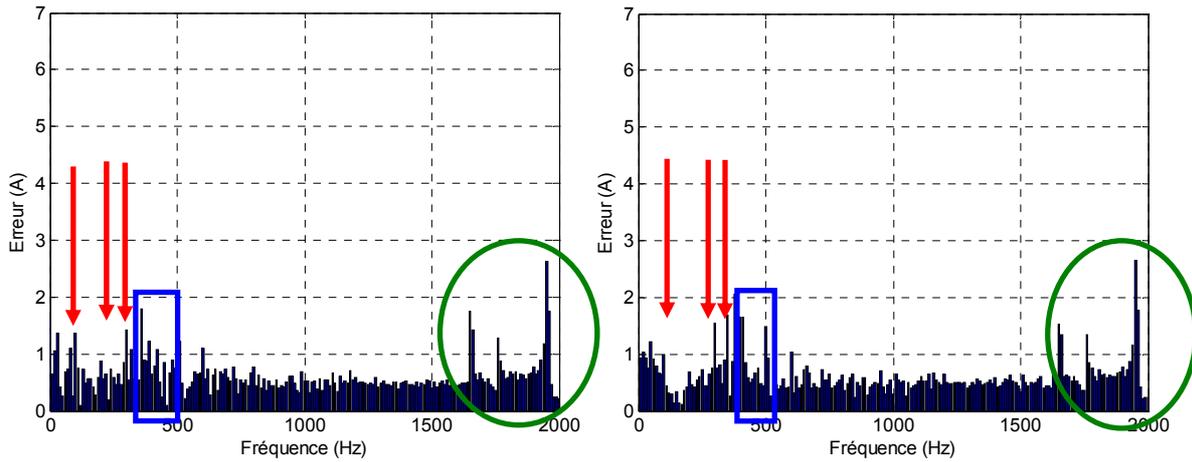


Figure 4.21. Spectres de l'erreur de courant du correcteur Multi-Résonant (à gauche) et du correcteur Hybride (à droite) avec le réglage classique.

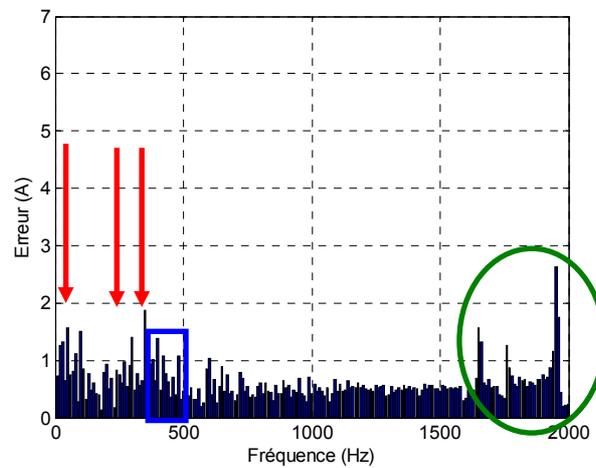


Figure 4.22. Spectre de l'erreur de courant du correcteur PI en repères tournants multiples (réglage classique).

Dans le cas des correcteurs réglés par retour d'état l'erreur statique est un peu plus élevée. Les spectres de l'erreur de courant (voir Figure 4.23) montrent que, même si aux fréquences désirées l'erreur est négligeable, dans ce réglage les harmoniques de basse fréquence (dans un carré) sont fortement amplifiés, surtout dans le cas du correcteur Hybride. Cela est dû à la résonance qui apparaît dans la réponse fréquentielle en boucle fermée des deux correcteurs.

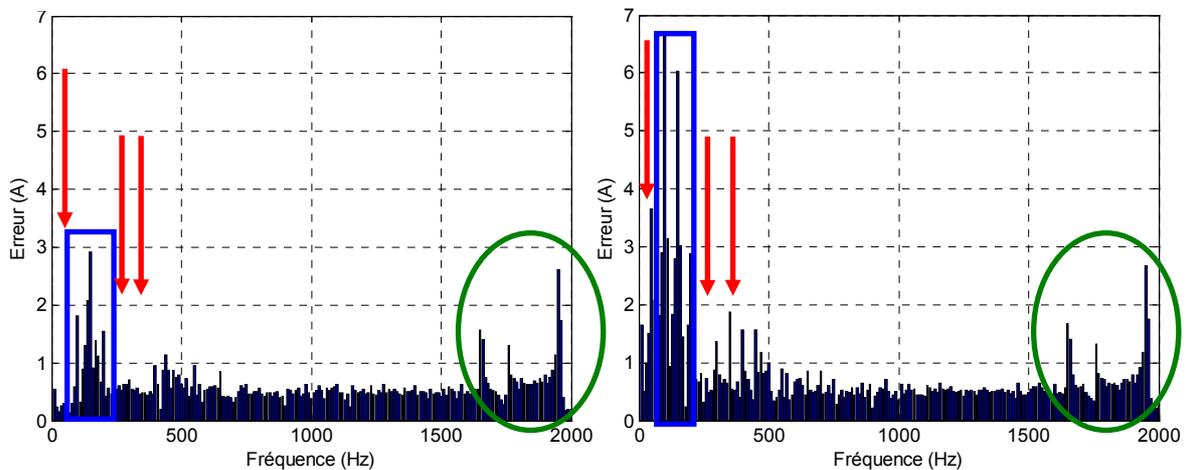


Figure 4.23. Spectres de l'erreur de courant du correcteur Multi-Résonant (à gauche) et du correcteur Hybride (à droite) avec le réglage par retour d'état.

### 4.5.1.2 Filtrage actif

Ensuite, l'application au filtrage actif a été analysée afin d'étudier le régime permanent. La charge polluante de THD autour de 18% (composée d'un redresseur à diodes,  $C=470\mu\text{F}$ , avec une charge résistive de  $25\Omega$ ) présente surtout un fondamental plus les harmoniques 5, 7 et 11 (voir Figure 4.24).

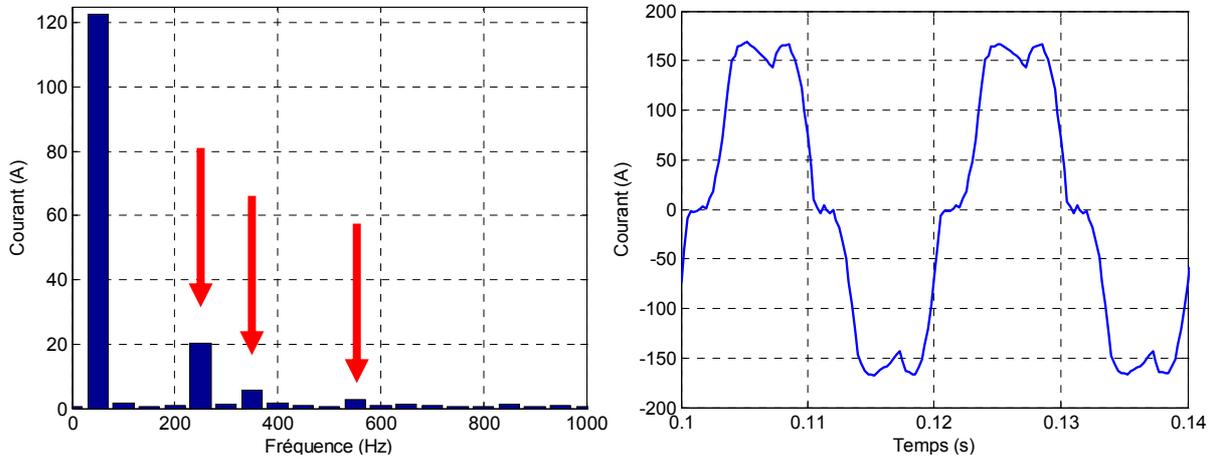


Figure 4.24. Spectre (à gauche) et réponse temporelle (à droite) du courant de la charge polluante.

Tous les correcteurs réglés avec le réglage classique présentent une réponse similaire avec un THD autour de 9%, comme le montre la Figure 4.25 et la Figure 4.26.

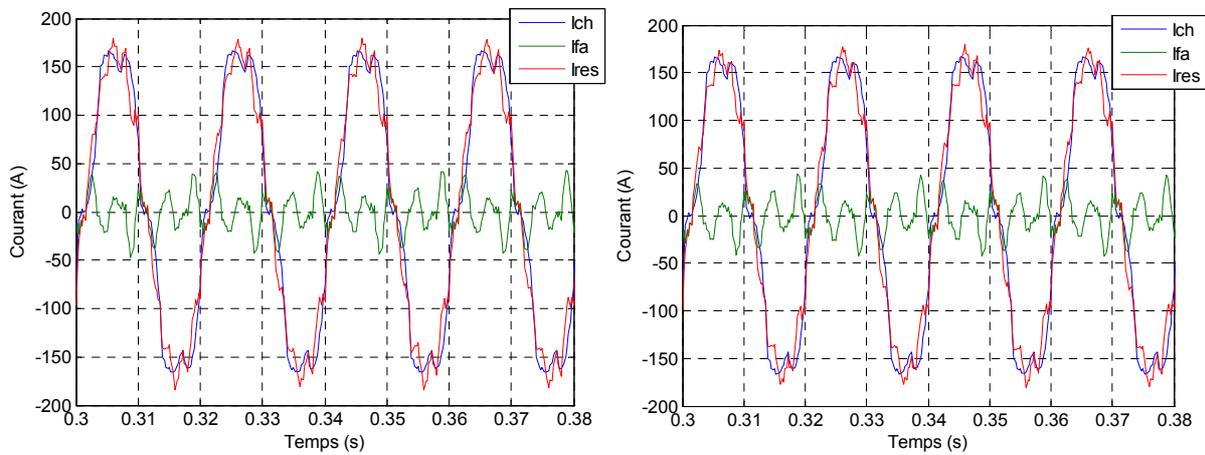


Figure 4.25. Correcteur Multi-Résonant (à gauche) et correcteur Hybride (à droite) avec le réglage classique.

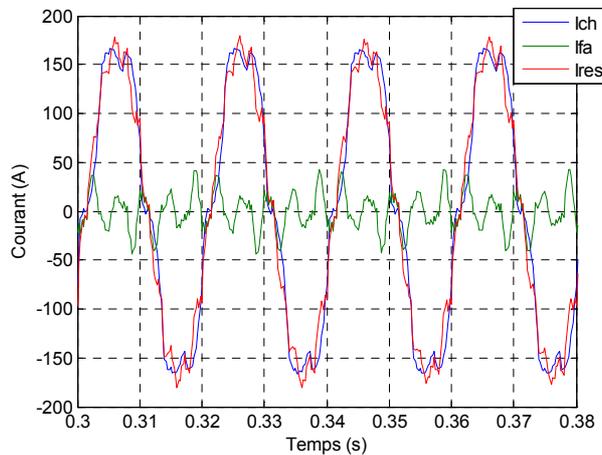


Figure 4.26. Correcteur PI en repères tournants multiples avec le réglage classique.

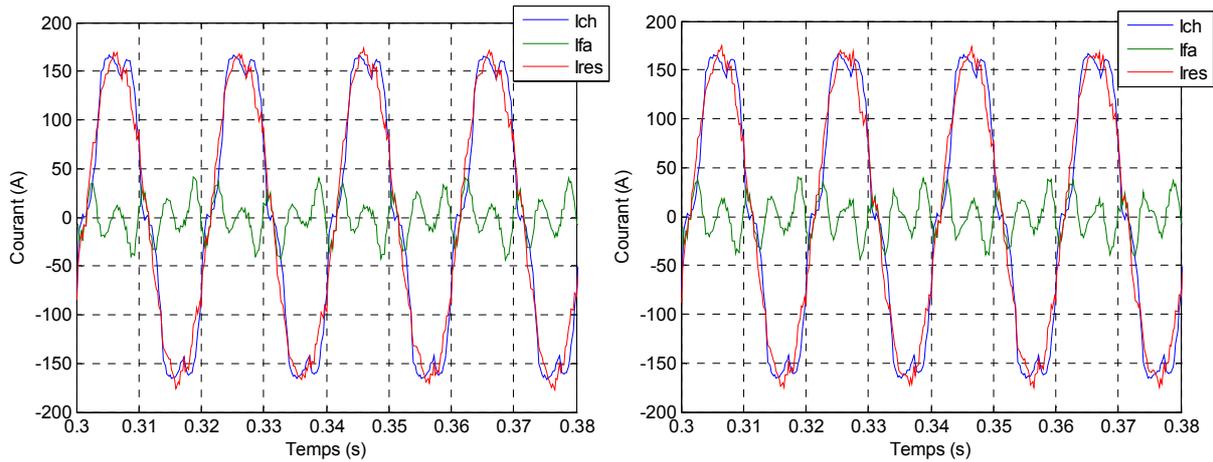


Figure 4.27. Correcteur Multi-Résonant (à gauche) et correcteur Hybride (à droite) avec le réglage par retour d'état.

En ce qui concerne le réglage par la structure par retour d'état (voir Figure 4.27), le THD obtenu est inférieur, autour de 6%. Cela est dû au fait que le réglage classique amplifie certaines fréquences (dû à la résonance qui apparaît en haute fréquence). Ainsi, le correcteur, qui corrige l'harmonique 5 et 7, amplifie les harmoniques 9 et 11 comme c'est montré en faisant un zoom sur les spectres des courants du réseau (voir Figure 4.28). Ainsi, dans ce cas particulier, le réglage par retour d'état présente des meilleures performances que le réglage classique.

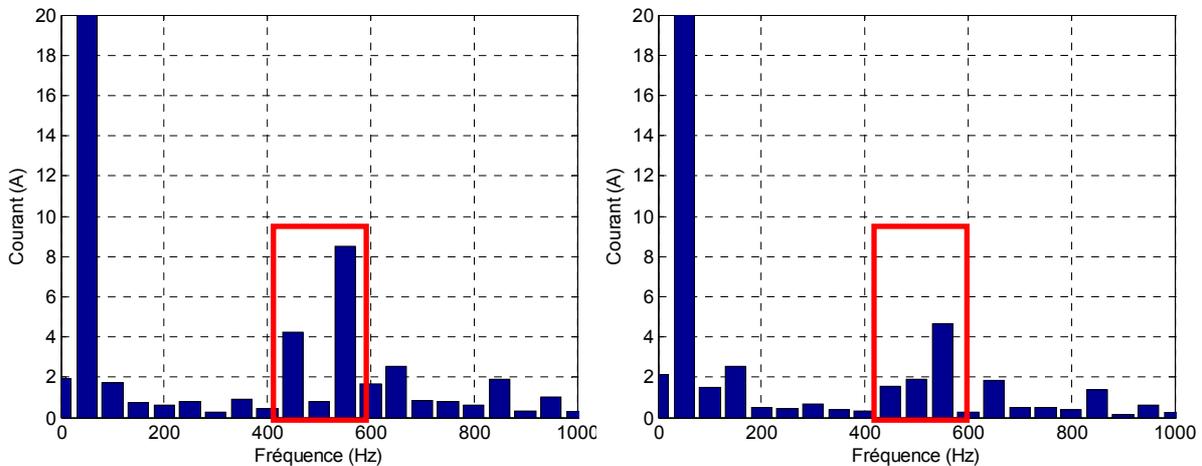


Figure 4.28. Zoom des spectres des courants du réseau avec le réglage classique (à gauche) et avec le réglage par retour d'état (à droite).

Suite aux résultats obtenus en simulation, on remarque l'importance du phénomène des résonances dans les réglages de ce type de correcteurs car les bonnes performances du système dépendent de l'influence de ces résonances dans la réponse fréquentielle en boucle fermée. En général, le réglage basé sur la réponse fréquentielle en boucle ouverte présente une résonance plus réduite. Cependant plus important que l'allure de cette résonance et la plage de fréquences où se trouve car, comme on vient de voir, le comportement du système varie considérablement.

### 4.5.2 Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux en échelle réduite ont été obtenus à partir du banc d'essais montré dans la Figure 4.29, composé d'un convertisseur clampé par le neutre dans le Laboratoire de Moyenne Tension de l'Université de Mondragón (Espagne).

Ce banc d'essais est composé d'un onduleur commercial de 12 IGBTs avec un bus de tension continue et les drivers qui contrôlent les commutations des IGBTs. Les IGBTs supportent une tension entre collecteur et émetteur de 1200V et un courant nominal de 300A. Ce banc d'essais permet de travailler avec une tension et un courant du réseau efficaces de 690V et 35A respectivement. Ainsi, la puissance apparente du dispositif est de 40kVA. Pour cela il dispose d'un bus de tension de 1200V. Le contrôle a été implanté sur une carte dSPACE DS 1103.

En conséquence, les essais sont réalisés à échelle réduite dans des conditions de tension et courant inférieurs à celles du système considéré en simulation. On peut souligner que les résultats expérimentaux préliminaires que l'on montre par la suite font partie de la mise en marche du système. Ainsi, le but de ces essais est double : d'un côté valider le banc d'essais et d'un autre côté valider les structures de contrôle avancées avec une topologie et une modulation multiniveaux standard. Plus tard, et afin de se rapprocher à la réalité des essais à échelle des systèmes avec restrictions fréquentiels, des essais expérimentaux plus proches des conditions considérées dans les simulations devront être réalisés, c'est-à-dire, avec une fréquence de commutation plus réduite.

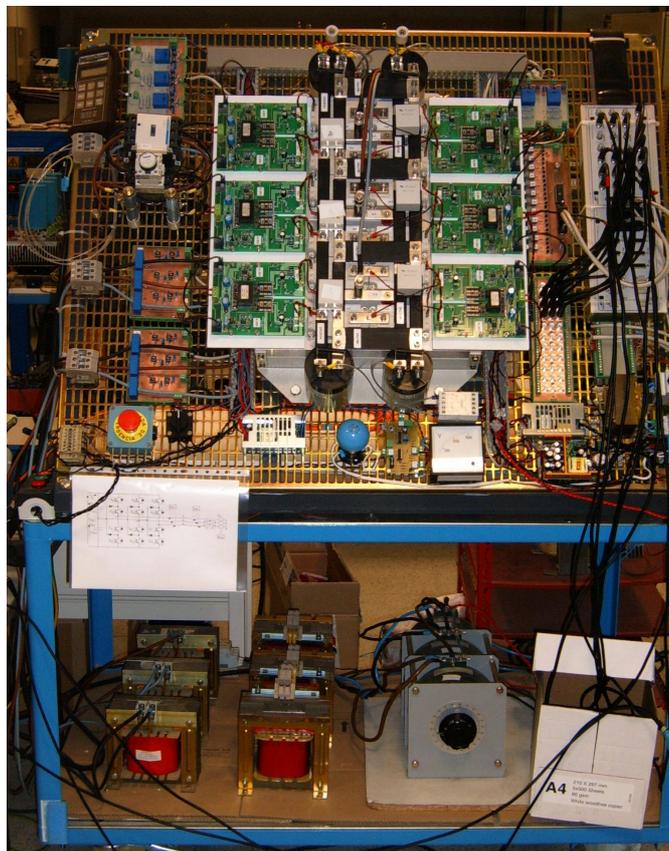


Figure 4.29. Banc d'essais du Laboratoire de Moyenne Tension de l'Université de Mondragón.

Les essais expérimentaux ont été réalisés en basse tension dans les conditions qui sont montrées dans le Tableau 3.1.

Symbole	Désignation	Valeur
$L$	Inductance du filtre	10mH
$F_c$	Fréquence de commutation	5kHz
$F_e$	Fréquence d'échantillonnage	5kHz
$U_{dc}$	Tension du bus continu	130V
$E_L$	Tension de ligne du réseau	60V
$L_{ch}$	Inductance de la charge non linéaire	4mH
$C_{ch}$	Condensateur de la charge non linéaire	470 $\mu$ F
$R_{ch}$	Résistance de la charge non linéaire	25 $\Omega$

Tableau 4.8. Paramètres d'implantation de l'application au filtrage actif avec un convertisseur NPC.

Dans cette phase de mise en marche la limitation vient de la fréquence d'échantillonnage, qui est de 5kHz. Ainsi, le correcteur est capable de corriger la composante fondamentale plus les harmoniques 5, 7 et 11.

De la même façon que dans les essais réalisés dans le chapitre précédent, les trois correcteurs à base d'intégrateurs (avec les deux types de réglage) ont été testés dans deux cas : le changement d'une référence arbitraire et l'application au filtrage actif parallèle.

#### 4.5.2.1 Référence arbitraire

Les premiers essais ont été réalisés avec le changement d'une consigne arbitraire de courant multi-fréquentielle afin d'analyser le régime transitoire du système. Pour cela, un courant très pollué (montré dans le Tableau 4.9) a été utilisé.

Symbole	Désignation	Amplitude
$h_1$	Fondamental	8/4 A
$h_5$	Harmonique 5	1 A
$h_7$	Harmonique 7	1 A
$h_{11}$	Harmonique 11	0.5 A

Tableau 4.9. Paramètres d'une consigne arbitraire très perturbée.

Les figures qu'on présente ci-dessous montrent les réponses temporelles d'une phase du courant (à gauche) et les tensions composées du convertisseur NPC ainsi que les courants des trois phases (à droite). Le correcteur Hybride corrige le fondamental plus les harmoniques 5 et 7 (car ce correcteur corrige les harmoniques par paires et comment il n'est pas capable de corriger l'harmonique 13, on perd aussi l'harmonique 11) tandis que le correcteur Multi-Résonant et le correcteur PI en repères tournants multiples corrigent aussi l'harmonique 11.

Toutes les structures de contrôle fonctionnent correctement (voir de la Figure 4.30 jusqu'à la Figure 4.34). Si on analyse l'erreur statique avant le changement de consigne, on constate que l'erreur est similaire pour tous les correcteurs. Cependant, la réponse transitoire est plus rapide dans le cas des correcteurs réglés avec le réglage classique (les trois premières figures).

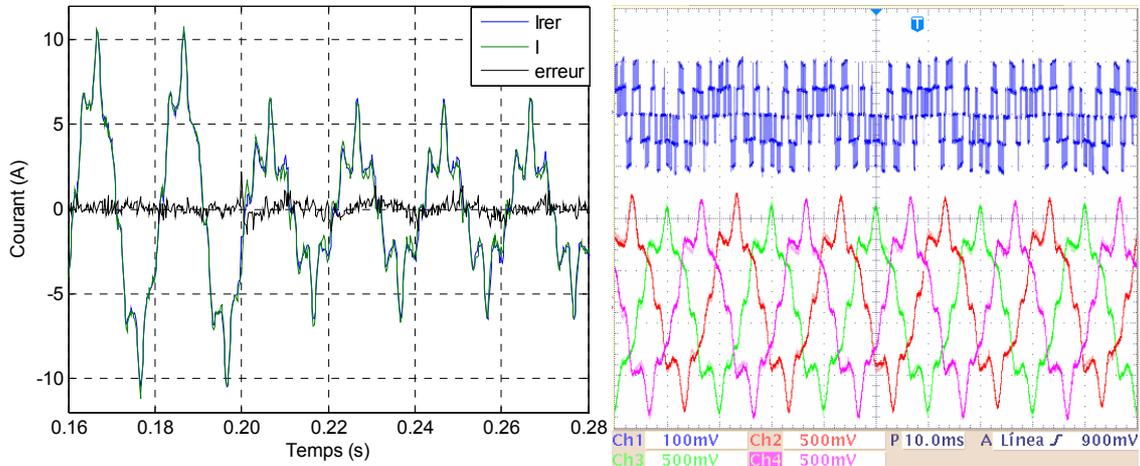


Figure 4.30. Résultats expérimentaux : changement de consigne d'une phase (à gauche) et tension composée et les courants des trois phases (à droite) avec le correcteur Multi-Résonant (réglage classique).

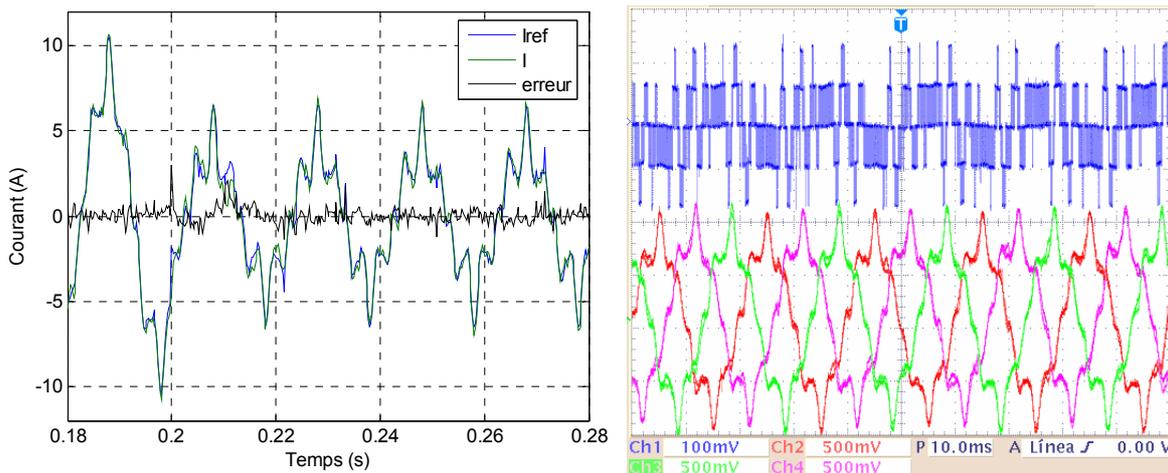


Figure 4.31. Résultats expérimentaux : changement de consigne d'une phase (à gauche) et tension composée et les courants des trois phases (à droite) avec le correcteur PI en repères tournants multiples.

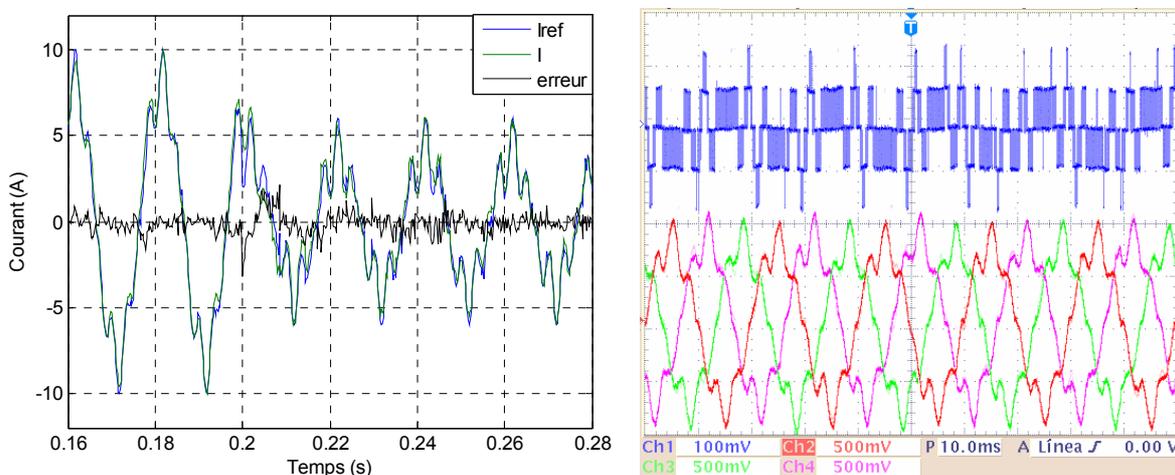


Figure 4.32. Résultats expérimentaux : changement de consigne d'une phase (à gauche) et tension composée et les courants des trois phases (à droite) avec le correcteur Hybride (réglage classique).

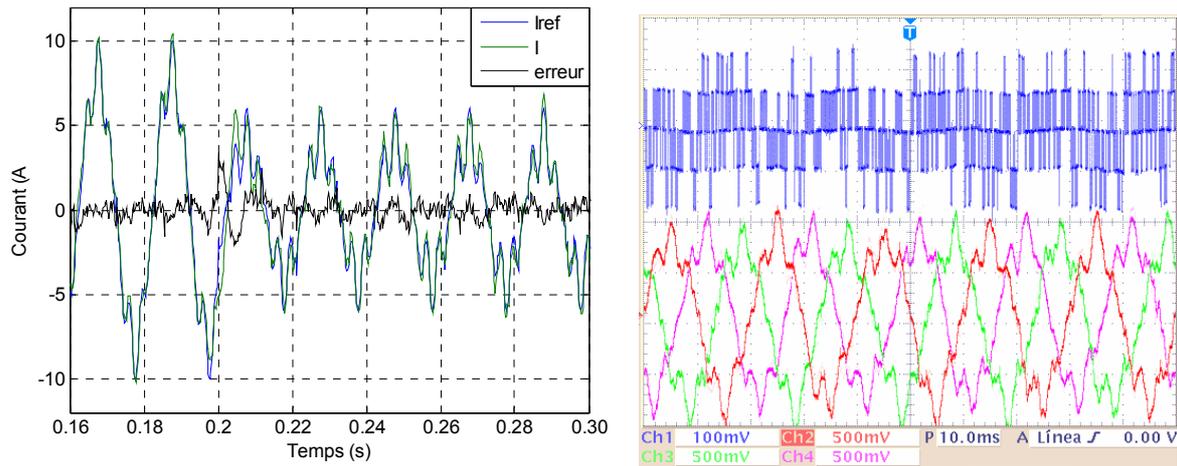


Figure 4.33. Résultats expérimentaux : changement de consigne d'une phase (à gauche) et tension composée et les courants des trois phases (à droite) avec le correcteur Multi-Résonant (réglage par retour d'état).

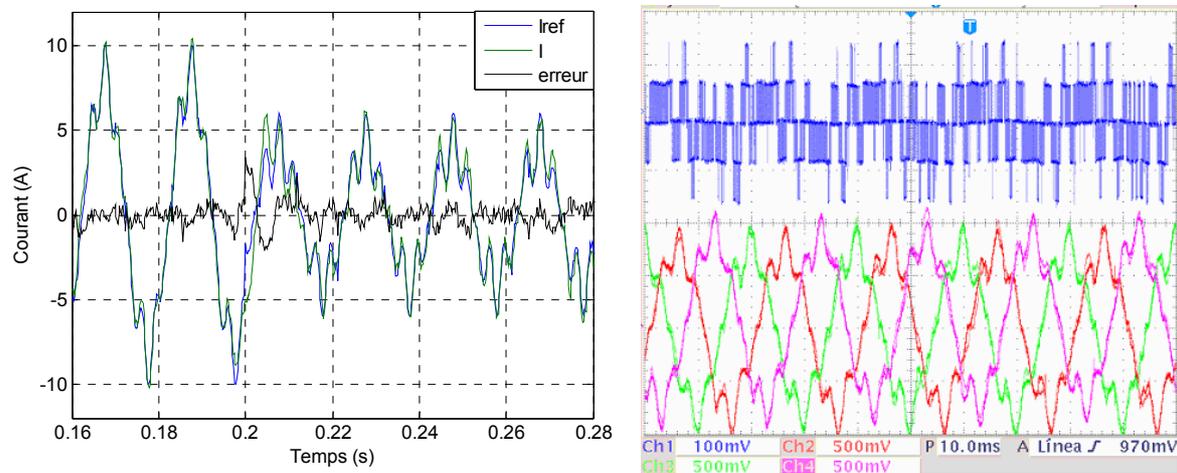


Figure 4.34. Résultats expérimentaux : changement de consigne d'une phase (à gauche) et tension composée et les courants des trois phases (à droite) avec le correcteur Hybride (réglage par retour d'état).

#### 4.5.2.2 Filtrage actif

Les essais pour l'application au filtrage actif ont été réalisés avec une charge polluante composée d'un redresseur à diodes connecté en parallèle avec un condensateur et une charge résistive (voir Figure 4.35). La référence des harmoniques a été obtenue par la méthode de courant instantané  $dq$ .

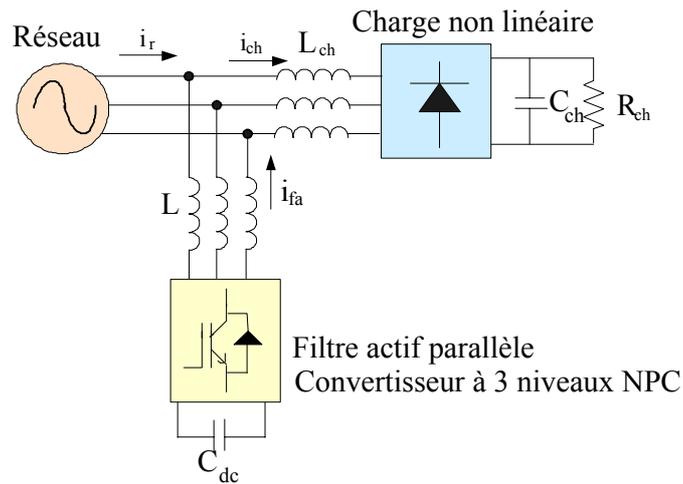


Figure 4.35. Schéma bloc du filtre actif parallèle.

Les figures ci-dessous montrent les résultats expérimentaux obtenus pour les trois correcteurs avec les deux différents réglages. La courbe à gauche montre le courant de la charge, le courant injecté par le filtre actif et le courant du réseau tracés à partir des fichiers d'aquisition et la courbe de droite ceux relevés par oscilloscope. Dans ce dernier cas on observe aussi les tensions composées du convertisseur NPC.

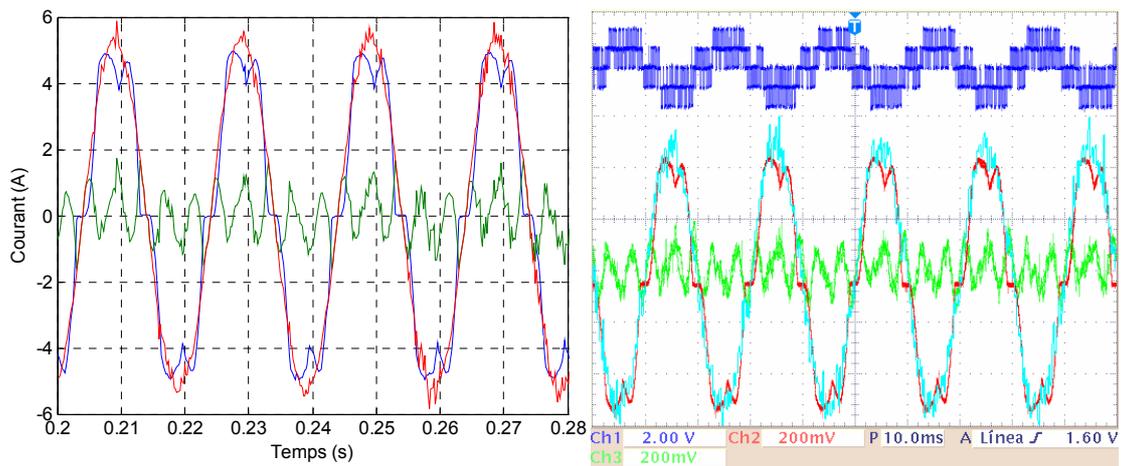


Figure 4.36. Résultats expérimentaux : tension composée, courant de la charge, courant de filtre et courant du réseau pour le correcteur Multi-Résonant (réglage classique).

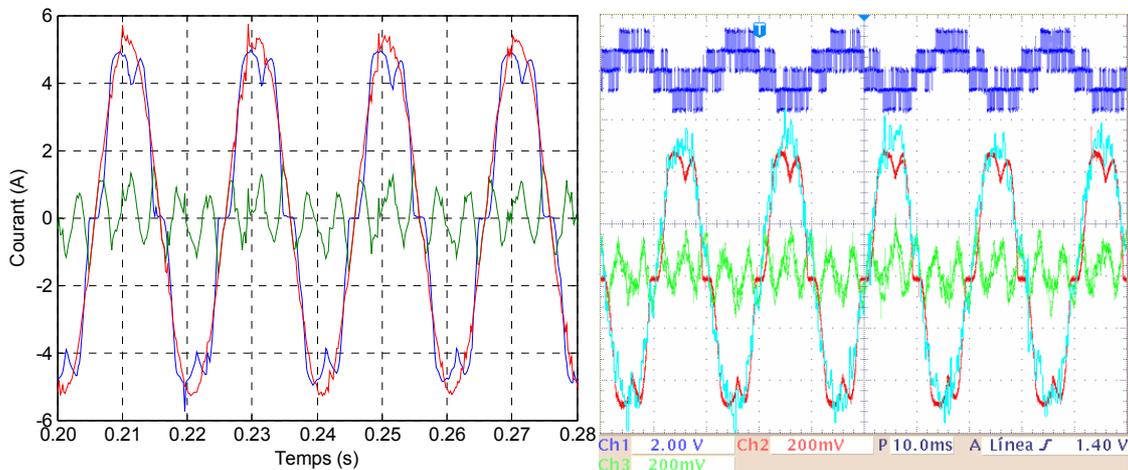


Figure 4.37. Résultats expérimentaux : tension composée, courant de la charge, courant de filtre et courant du réseau pour le correcteur PI en repères tournants multiples (réglage classique).

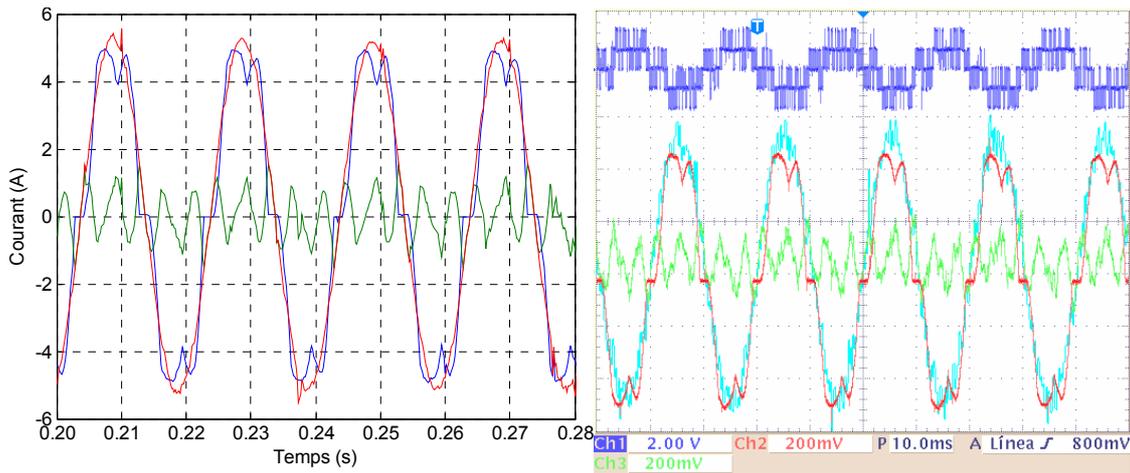


Figure 4.38. Résultats expérimentaux : tension composée, courant de la charge, courant de filtre et courant du réseau pour le correcteur Hybride (réglage classique).

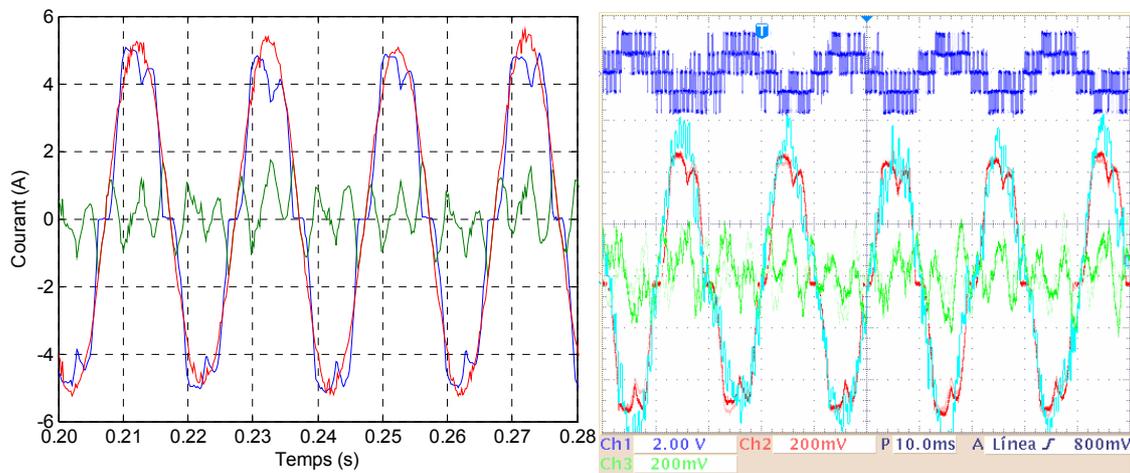


Figure 4.39. Résultats expérimentaux : tension composée, courant de la charge, courant de filtre et courant du réseau pour le correcteur Multi-Résonant (réglage par retour d'état).

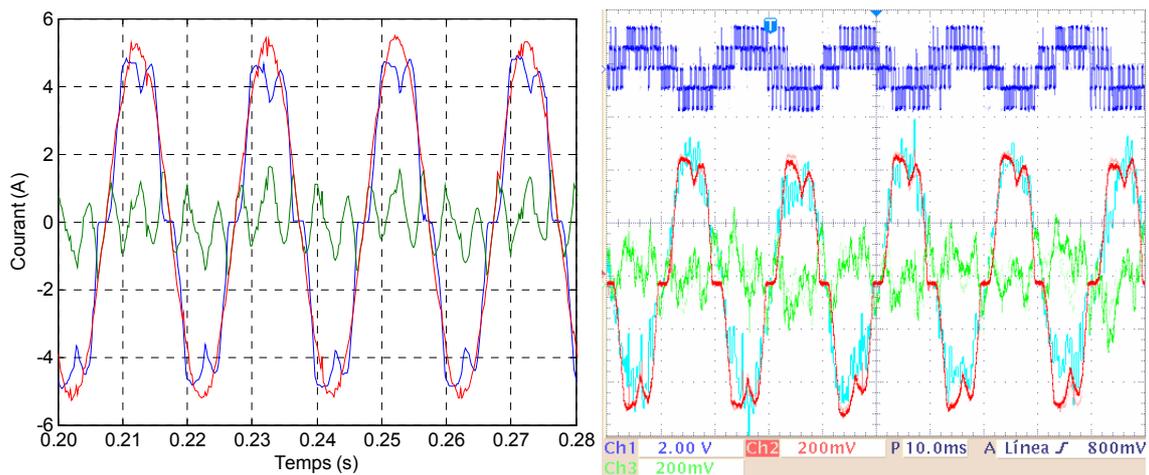


Figure 4.40. Résultats expérimentaux : tension composée, courant de la charge, courant de filtre et courant du réseau pour le correcteur Hybride (réglage par retour d'état).

Les réponses en régime permanent sont très similaires pour tous les correcteurs avec un THD de courant du réseau autour de 4% (le THD de la charge étant du 19%).

Ainsi, ces résultats montrent que tant le banc d'essais comme les structures de contrôle avancées avec une topologie NPC et une modulation vectorielle classique pour l'application au filtrage actif fonctionnent correctement. Par la suite, des essais plus réalistes, c'est à dire, avec des limitations de fréquence plus importantes, devront être réalisés afin de vérifier les résultats obtenus en simulation.

## **4.6 CONCLUSIONS**

Dans ce chapitre on a abordé le sujet de la montée en tension. Les semiconducteurs présentent des limitations sur la tension, le courant et la fréquence de commutation. Afin de surmonter ces limitations, l'association de composants est souvent utilisée. Une solution consiste à connecter en série ou en parallèle les différents composants afin de faire monter le calibre de la tension ou du courant. Une autre solution concerne les convertisseurs multiniveaux qui, outre la tension, augmentent aussi la fréquence apparente.

Ainsi, on a constaté que les convertisseurs qui travaillent à des tensions élevées présentent des limitations. On en a déduit la nécessité de développer des structures de contrôle très performantes afin de ne pas amplifier ces restrictions (car il est très difficile de les réduire).

Tout au long de ce chapitre on a montré l'influence de ces limitations de la partie de puissance sur les structures de contrôle, surtout à cause du phénomène des résonances. Ces problèmes ont été analysés et identifiés en simulation et on a ouvert la voie pour le faire expérimentalement.

Comme travail futur on envisage la nécessité de développer des structures de contrôle spécialement adaptées à la moyenne tension afin de surmonter ces limitations.

## CONCLUSION GENERALE

Cette thèse s'inscrit dans les études menées sur la commande des dispositifs d'électronique de puissance pour l'amélioration de la qualité de l'énergie. Différentes structures de contrôle numériques avancées ont été analysées et comparées (tant théoriquement que pratiquement) dans des applications multi-fréquentielles, plus concrètement dans l'application au filtrage actif parallèle.

Une première étude a été réalisée en basse tension et ensuite on a analysé les limitations qui apparaissent, au niveau de contrôle, dans la montée en tension. Pour cela on a utilisé une topologie multiniveaux. Toutes les techniques de contrôle ont été analysées avec l'outil de simulation Matlab/Simulink et ont été ensuite testées expérimentalement dans trois bancs d'essais différents au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, à l'Université de Varsovie (Pologne) et à l'Université de Mondragón (Espagne).

Ainsi, trois structures de contrôle numériques de courant ont été comparées théoriquement et expérimentalement dans l'application au filtrage actif parallèle en basse tension : les correcteurs à base d'intégrateurs, le correcteur Dead-Beat et le Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle en présentant des techniques de réglages adaptées et en remarquant les points forts et faibles de chaque structure.

Les principales conclusions et contributions liées à cette étude sont :

*Correcteurs à base d'intégrateurs :*

- Trois différentes structures de contrôle numériques multi-fréquentielles à base d'intégrateurs (le correcteur Multi-Résonant, le correcteur PI en repères tournants multiples et le correcteur Hybride) ont été comparées théoriquement et expérimentalement dans l'application au filtrage actif parallèle.
- Deux méthodes différentes de réglage adaptées (une basée sur la réponse fréquentielle - aussi appelé réglage classique - et la deuxième par retour d'état) ont été analysées.
- La méthode classique a été améliorée par rapport à [ET-03] proposant une nouvelle méthode de synthèse de la partie intégrale pour ainsi améliorer la stabilité du système. Cette méthode modifiée a été validée dans les différents types de correcteurs multi-fréquentiels à base d'intégrateurs étudiés tant en simulation qu'expérimentalement.
- La méthode par retour d'état a été améliorée par rapport à [WL-00] en considérant les retards numériques, la robustesse face aux variations des paramètres et les résonances dans le processus de synthèse du correcteur. Cette méthode modifiée a été validée dans les différents types de correcteurs multi-fréquentiels à base d'intégrateurs étudiés tant en simulation qu'expérimentalement.

- On conclut que le correcteur Hybride est la meilleure solution pour les applications multi-fréquentielles équilibrées ou peu déséquilibrées. Néanmoins, dans les cas où le déséquilibre est important, le correcteur Multi-Résonant apparaît comme une solution plus adéquate.
- De plus, les résultats montrent que le réglage classique présente des meilleures performances dans le transitoire et en présence de déséquilibres (à cause des problèmes de résonances) et requiert un peu moins de volume de calcul que le réglage par retour d'état.

*Correcteur prédictif Dead-Beat :*

- Une nouvelle classification des correcteurs Dead-Beat a été proposée selon leur forme : avec fonction d'intégration explicite ou implicite. Ensuite une comparaison de six différents types de correcteurs Dead-Beat a été réalisée. Finalement, une étude des différents types de techniques de prédiction a été présentée.
- On conclut que le correcteur Dead-Beat est capable de corriger des signaux composés des multiples fréquences si des techniques de compensation du retard de réponse sont ajoutées au prix d'une augmentation de sa complexité. En plus sa sensibilité (du point de vue surtout de la précision) face aux erreurs paramétriques est loin d'être négligeable.

*Contrôle Direct de Puissance:*

- Les techniques de Contrôle Direct de Puissance classique et avec modulation vectorielle ont été analysées, en choisissant la dernière comme base de l'étude détaillée menée postérieurement.
- Les bonnes performances et la simplicité de ce correcteur pour des applications de filtrage actif pas très exigeantes ont été constatées.

Comme conclusion générale de la comparaison entre tous les correcteurs, on conclut que les correcteurs à base d'intégrateurs, même s'ils sont un peu plus complexes, apparaissent comme la structure la mieux adaptée pour des applications multi-fréquentielles grâce à leur robustesse face à des erreurs paramétriques et leur adaptation aux spectres fréquentiels les plus complexes.

*Montée en tension :*

Une fois étudiées les techniques de commande avancées pour des applications multi-fréquentielles de basse tension leur extension vers des applications de plus grande puissance a été analysée, en tenant compte de leurs limitations (spécialement du point de vue de la fréquence de commutation). Les principales conclusions et contributions liées à cette partie de la thèse sont :

- Une étude d'un filtre actif multiniveau connecté en moyenne tension (basée sur un cas d'étude proposé) a été réalisée en simulation, où on a constaté l'influence du phénomène de résonance des différents types de réglage des correcteurs à base d'intégrateurs provoqué par la réduction de la fréquence de commutation.
- Les correcteurs à base d'intégrateurs ont été implantés expérimentalement sur un banc d'essais avec un convertisseur à trois niveaux NPC et une modulation vectorielle. Cette partie du travail, réalisée lors des travaux de mise au point du banc d'essais expérimental, n'a permis que l'obtention de résultats préliminaires qui devront être complétés par des études postérieures afin de confirmer les résultats obtenus en simulation.

En ce qui concerne la poursuite de ce travail et les perspectives ouvertes dans le même on remarque deux thématiques particulières qui méritent une étude approfondie : (a) les techniques de commande Répétitives et Prédictives et (b) l'approfondissement de l'étude liée à la montée en tension.

*a) Techniques de commande Répétitives et Prédictives :*

Du point de vue des structures de contrôle avancées, on considère qu'une étude très complète a été réalisée et que le sujet a été largement analysé. Néanmoins, ces dernières années plusieurs publications ont été consacrées à l'étude des techniques Répétitives et Prédictives, et leur comparaison peut être très intéressante avec les correcteurs présentés dans cette thèse dans le contexte particulier des applications multi-fréquentielles.

*b) Approfondissement de l'étude liée à la montée en tension :*

En ce qui concerne la montée en tension, dans cette thèse une étude préliminaire a été accomplie, ce qui ouvre la porte à plusieurs études.

- Des résultats expérimentaux avec des limitations de fréquence de commutation importantes devront être réalisés afin de vérifier les résultats obtenus en simulation.
- L'étude réalisée en moyenne tension a été une étude basée sur une topologie et une technique de modulation « standard » (non-optimisée). Ainsi, une analyse détaillée des différents types de topologies et techniques de modulation des convertisseurs multiniveaux ainsi que du filtre de connexion devra être réalisée afin de choisir la topologie et la modulation multiniveaux qui s'adaptent le mieux à l'application au filtrage actif.
- Une étude des filtres actifs hybrides devra être accomplie car, actuellement, ils apparaissent comme la meilleure solution pour les applications de filtrage actif en moyenne tension.



## REFERENCES

- [AA-06] G. Abad, S. Aurtenetxea, G. Almandoz, I. Polo. "Evaluación Experimental del Funcionamiento de un Convertidor Trinivel de tipo NPC en Aplicaciones de Ondulador Senoidal Conectado a Red". Conférence *SAAEI'06*, Gijon (Espagne), Septembre 2006.
- [AB-04] Catalogue de ABB de semiconducteurs IGBTs. Doc ; n° 554A1517-02, Mai 2004.
- [AD-96] M. Aredes. "Active Power Line Conditioners". *Thèse de l'Université Technique de Berlin (Allemagne)*, Mars 1996.
- [AD-97] M. Aredes, J. Häfner, K. Heumann. "Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Control Strategies". *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol; 12, n° 2, Mars 1997.
- [AE-04] S. Alepuz Menéndez. "Aportación al control del convertidor CC/CA de tres niveles". *Thèse de l'Université Polytechnique de Catalogne (Espagne)*, Novembre 2004.
- [AK-83] Akagi, H., Kanazawa, Y. and A. Nabae, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits". Conférence *IPEC-Tokyo'83*, p 1375-1386, Tokyo 1983.
- [AK-86] H. Akagi. "Control Strategy of Active Power Filters using Multiple Voltage-Source PWM Converters". *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. IA-22, n° 3, p. 460-465, 1986.
- [AK-95] H: Akagi, H. Fujita. "New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems". *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 10, n° 3, p. 1570-1575, Juillet 1995.
- [AK-96] H: Akagi. "New Trends in Active Filters for Power Conditioning". *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 32, n° 6, p. 1312-1322, Novembre/Décembre 1996.
- [AK-97] H. Akagi. "Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Power Distribution Systems". *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 12, n° 1, p. 354-363, Janvier 1997.
- [AK-05] H: Akagi. "Active Harmonic Filters". *Proceedings IEEE*, vol. 93, n° 12, p. 2128-2141, Décembre 2005.
- [AL-02] M. A. E. Alali. "Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques) ". *Thèse doctorale de l'Université Louis Pasteur – Strasbourg I (France)*, Septembre 2002.
- [AM-01] J. L. Rodriguez-Amenedo. "Análisis Dinámico y Diseño del sistema de control de aeroturbinas de velocidad variable con generador asíncrono de doble alimentación". *Thèse de l'Université Carlos III, Madrid (Espagne)*, 2001.

- [AN-05] P. Antoniewicz. “Predictive Direct Power Control of a Rectifier”. Conférence *PELINCEC 2005*, Varsovie (Pologne), Octobre 2005.
- [AO-01] O. Alonso, L. Marroyo, P. Sanchis. “A Generalized Methodology to Calculate Switching Times and Regions in SVPWM Modulation of Multilevel Converters”. Conférence *EPE'01*, Graz (Autriche), 2001.
- [AR-95] F. Abrahamsen, A. David. “Adjustable Speed Drive with Active Filtering Capability for Harmonic Current Compensation”. Conférence *PESC'95*, p. 1575-1580, Juin 1995.
- [AS-05] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen. “Evaluation of Harmonic Detection Methods for Active Power Filter Applications”. Conférence *APEC'05*, vol. 1, p. 635-641, Mars 2005.
- [AT-97] C. Attaianese, G. Tomasso, A. Damiano, I. Marongiu, A. Perfetto. “Direct Torque and Flux Control of Induction Motor Drives”. Conférence *PEDS'97* (Singapore), Mai 1997.
- [AU-97] V. Aburto, M. Schneider, L. Moran, J. Dixon. “An Active Power Filter Implemented with a three level NPC Voltage-Source Inverter”. Conférence *PESC'97*, vol. 2, p. 1121-1126, Juin 1997.
- [AW-04] H. Awad. “Control of Static Series Compensator for Mitigation of Power Quality Problems”. *Thèse Doctorale de l' Université de Chalmers (Suède)*, 2004.
- [AX-06] S. Aurtenetxea, M. A. Rodríguez, E. Oyarbide, J. R. Torrealday. “Predictive Direct Power Control – A New Control Strategy for DC/AC Converters”. Pour être publié à la Conférence *IECON'06*, Paris (France), Novembre 2006.
- [BA-03] B-H. Bae, S-K Sul. “A Compensation Method for Time Delay of Full-Digital Synchronous Frame Current Regulator of PWM AC Drives”. *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, n° 3, Mai- Juin 2003.
- [BB-00] S. Bibian, H. Jin. “Time Delay Compensation of Digital Control for DC Switchmode Power Supplies Using Prediction Techniques”. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, n° 5, Septembre 2000.
- [BE-05] S. Bernet. “State of the Art and Developments of Medium Voltage Converters - An Overview”. Conférence *PELINCEC 2005*, Varsovie (Pologne), Octobre 2005.
- [BG-04] M. Bongiorno; “Control of Voltage Source Converters for Voltage Dips Mitigation in Shunt and Series Configuration”. *Project de fin d'études* de l'Université de Technologie de Chalmers, Goteborg (Suède), 2004.
- [BH-96] S. Bhattacharya, D. Divan. « Active Filter Solutions For Utility Interface of Industrial Loads ». Conférence *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, vol. 2, p. 1078-1084, Janvier 1996.

- [BH-98] S. Bhattacharya, T. M. Frank, D. M. Divan, B. Banerjee. "Active Filter System Implementation". *IEEE Industry Application Magazine*, Septembre-Octobre 1998.
- [BI-69] B. M. Bird, J. F. Marsh, P. R. McLellan. "Harmonic Reduction in Multiple Converts by Triple-Frequency Current Injection". *IEE Proceeding*, vol. 116, n° 10, p. 1730-1734, 1969.
- [BJ-99] M. Bojrup. « Advanced Control of Active Filters in a Battery Charger Application ». *Thèse de l'Université de Technologie de Lund (Suède)*, 1999.
- [BK-75] R. H. Baker, L.H. Bannister. "Electric power converter". *U.S. Patent 3 867 643*, Février 1975.
- [BK-80] R. H. Baker. "Switching circuit", *U.S. Patent 4 210 826*, Juillet 1980.
- [BN-03] A. Bendre, G. Venkataramanan. « Radial State Space Vector Modulation-a >New Space Vector Technique for Reducing DC Link Capacitor Harmonic Currents in Three Level Converters ». *Conférence IAS Annual Meeting*, vol. 1, p. 684-691, Octobre 2003.
- [BN-05] A. Bendre, S. Krstic, J.V. Meer, G. Venkataramanan. "Comparative Evaluation of Modulation Algorithms for Neutral-Point-Clamped Converters". *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, n° 2, Mars-April 2005.
- [BO-04] R. I. Bojoi, G. Giovanni, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, F. Profumo. « Current Control Strategy for Power Conditioners Using Sinusoidal Signal Integrators in Synchronous Reference Frame ». *Conférence PESC'04*, vol. 6, p. 4623-4629, Juin 2004.
- [BR-02] G. Brando, a. Del Pizzo, E. Fachenda. "A Comparison Between Some Control Algorithms of Parallel Active Filtering". *IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems*. April 2002.
- [BS-96] Bastard, P. and Meunier, M. "La propagation des harmoniques dans un réseau d'énergie". *Polycopie 06358 de Supélec*. 1996.
- [BU-97] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli, R. Veronese. "Design and Fully Digital Control of Parallel Active Filters for Thyristor Rectifiers". *Conférence Industry Applications Annual Meeting*, vol. 2, p. 1360-1367, Octobre 1997.
- [BU-98] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli. "Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 45, n° 5, Octobre 1998.
- [CA-99] V. M. Cardenas, C. Nuñez, N. Vazquez. "Analysis and Evaluation of Control Techniques for Active Power Filters: Sliding Mode Control and Proportional-Integral Control". *Conférence APEC'99*, vol. 1, p. 649-654, Mars 1999.
- [CE-01] N. Celanovic, D. Boroyevich. « A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters ». *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, n° 2, Mars-April 2001.

- [CH-04] S. Chen, G. Joós. « Direct Power Control of Active Filters with Averaged Switching Frequency Regulation ». Conférence *PESC'04*, Aachen (Allemagne), 2004.
- [CI-03] M. Cichowlas, M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg. « Direct Power Control for three-phase PWM Rectifier with Active Filtering Function ». Conférence *APEC'03*, vol. 2, p. 913-918, Février 2003.
- [CL-01] H. Chahalamani. « Filtrage actif hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrones à vitesse variable » *Thèse de doctorat de l'UHP*, Nancy, Novembre 2001.
- [CO-04] R. Costa-Castello, R. Griño, and E. Fossas, "Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, n° 4, p. 1060–1068, Juillet 2004.
- [CP-02] S. L. Capitaneau. « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux niveaux » *Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de Toulouse. Novembre 2002.
- [CR-91] P. Carrive. "Réseaux de distribution. Structure et planification". *Techniques de l'Ingénieur*, traité Génie Electrique, Décembre 1991.
- [DE-01] A. Dell'aquila, P. Zancheta, M. Marinelli, M. Liserre, L. Manelli. « A Novel Dead-Beat Current Control for Shunt Active Power Filters ». Conférence *IASTED 2001*, Rhodes (Greece), Juillet 2001.
- [DI-04] K. Ding, Y.-P. Zou, Z. Wang, Z.-C. Wu, Y. Zhang. "A Novel Hybrid Diode-clamp Cascade Multilevel Converter for High Power Application". Conférence *IAS Annual Meeting*, vol. 2, p. 820-827, Octobre 2004.
- [DM-02] L. Demas, T.A. Meynard, H. Foch, G. Gateau. "Comparative Study of Multilevel Topologies: N.P.C., Multicell Inverter and S.M.C. with Igbt". Conférence *IECON'02*, vol. 1, p. 828-833, Novembre 2002.
- [DT-01] D. Detjen, J. Jacobd, R. W. De Doncker, H. G. Mall. "A New Hybrid Filter to Dampen Resonances and Compensate Harmonic Currents in Industrial Power Systems with Power Factor Correction Equipment". *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, n° 6, p. 821-827, 2001.
- [EM-05] A. Emadi, A. Nasiri, S. B. Bekiarov. « Uninterruptible Power Supplies and Active Filters ». CRC Press. ISBN 0-8493-3035-1, 2005.
- [ES-06] G. Escobar, P. R. Martínez, J. Leyva-Ramos, P. Mattavelli, "A Negative Feedback Repetitive Control Scheme for Harmonic Compensation", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 53, n° 4, août 2006.

- [ET-03] I. Etxeberria-Otadui, "Sur les Systèmes de l'Electronique de Puissance dédiés à la Distribution Electrique – Application à la Qualité de l'Energie," *Thèse* de l'Institut Nationale Polytechnique de Grenoble (France), Septembre 2003.
- [ET-06] I. Etxeberria-Otadui, A. López de Heredia, H. Gaztañaga, S. Bacha and R. Rezero. "A Single Synchronous Frame Hybrid (SSFH) Multi-Frequency Controller for Power Active Filters". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. Pour être publié en Octobre 2006.
- [FK-99] S. Fukuda and T. Yoda, "Investigation of Current Controller for Single-Phase PWM Converters base on the Internal Mode Principal," Conférence *EPE'99*, Lausanne (Suisse), 1999.
- [FR-06] L. G. Franquelo, M. A. Prats, R. C. Portillo, J. I. León Galvan, M. A. Perales, J. M. Carrasco, E. Galván Díez, J. L. Mora Jiménez. "Three-Dimensional Space-Vector Modulation Algorithm for Four-Leg Multilevel Converters Using *abc* Coordinates". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 53, n° 2, Avril 2006.
- [FU-91] H. Fujita, H. Akagi. "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems-Series Connection of Passive and Active Filters". *IEEE Trans. on Industrial Application*, vol. 27, p. 1020-1025, 1991.
- [GA-05] H. Gaztañaga, A. López de Heredia, I. Etxeberria-Otadui, S. Bacha, X. Guillaud, J. Guiraud, R. Rezero. "Multi-Résonant State Feedback Current Control Structure with Pole Placement Approach". Conférence *EPE'05*, Dresde (Allemagne), Septembre 2005.
- [GL-06] J. I. Galarza. "Control de un Compensador de Huecos e Interrupciones Breves de Estructura Monoconvertidor" *Thèse* de l'Université Polytechnique de Mondragón (Espagne). Avril 2006.
- [GO-05] C. Gombert. "Simulation Temps-Réel des Dispositifs d'Electronique de Puissance Dédiés aux Réseaux d'Energie Electrique. *Thèse* de l'Institut Polytechnique de Grenoble, Septembre 2005.
- [GR-90] W. M. Grady, M. J. Samotyj, A. H. Noyola. "Survey of Active Power Line Conditioning Methodologies". *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 5, n° 3, Juillet 1990.
- [GU-00] S. Guffon. « Modèles et Commandes de filtres actifs de puissance ». *Thèse* de doctorat de l'INPG, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Juillet 2000.
- [GY-76] L. Gyugyi, E. C. Strycula. "Active AC Power Filters". Conférence *IAS Annual Meeting*, p. 529-535, 1976.
- [HA-97] P. W. Hammond. "Medium voltage PWM drive and method". *U.S. Patent 5 625 545*, April 1997.

- [HO-96] D.G. Holmes and D.A. Martin, "Implementation of a direct digital predictive current controller for single and three phase voltage source inverters," *Conférence IAS Annual Meeting*, p. 906-913, 1996.
- [HO-03] D. G. Holmes, T. A. Lipo. "Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice". *IEEE Wiley Inter-Science*, 2003. ISBN 0-471-20814-0.
- [HS-96] G. C. Hsieh, J. C. Hung. "Phase-Locked Loop Techniques – A Survey". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 43, n° 6, Décembre 1996.
- [HU-02] S. Hui, Z. Ji-Yan, L. Wei-Dong. "A Novel Active Power Filter Using Multilevel Converter with Self Voltage Balancing". *Conférence PowerCon'02*, vol. 4, p. 2275-2279, Octobre 2002.
- [IE-92] IEEE STD 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems". – IEEE 519 working Group. 1992.
- [IN-97] D.M.E. Ingram, S.D. Round, "A Fully Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter. *Conférence PEDS'97*, vol. 2, p. 744-749. Mai 1997.
- [IZ-05] R. Inzunza, H. Akagi. "A 6.6 kV Transformerless Shunt Hybrid Active Filter for Installation on a Power Distribution System". *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, n° 4, Juillet 2005.
- [JE-97] S-G. Jeong, M-H. Woo. « DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control ». *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, n° 3, Juin 1997.
- [JO-02] A. v. Jouanne, S. Dai, H. Zhang. « A Multilevel Inverter Approach Providing DC-Link Balancing, Ride-Through Enhancement, and Common-Mode Voltage Elimination ». *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, n° 4, Août 2002.
- [JU-05] C. Junling, J. Xinjian, Z. Dongqi, D. Likuan, Y. Beige. "High Power Hybrid Active Power Filter for Medium-voltage Distribution Network". *Conférence ICEMS*, vol. 2, p. 1381-1386, Septembre 2005.
- [KA-90] T. Kawabata, T. Miyashita, Y. Yamamoto. "Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter". *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 5, p. 21-28, Janvier 1990.
- [KM-95] F. Kamran, T. G. Habetler. « An Improved Deadbeat Rectifier Regulator Using a Neural Net Prédicteur de ». *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 10, n° 4, Juillet 1995.
- [KN-99] J.-K. Kang, S.-K. Sul. "New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency". *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, n° 5, Septembre-Octobre. 1999.
- [KU-97] V. Kaura, V. Blasco. "Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions". *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 33, p. 58-63, Janvier-Février 1997.

- [KZ-98] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters; A Survey," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 45, n° 5, p. 691-703, Octobre 1998.
- [KZ-02] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg. "Control in Power Electronics. Selected Problems". *Academic Press*. 2002.
- [LA-96] J.S. Lai, F.Z. Peng. "Multilevel Converters – A new Breed of Power Converters". *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 32, n° 3, Mai 1996.
- [LA-97] J.-S. Lai, T. S. Key. « Effectiveness of Harmonic Mitigation Equipment for Commercial Office Buildings ». *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 33, n° 4, p. 1104-1110, Juillet-Août 1997
- [LB-02] M. Labben-Ben Braiek, F. Fnaiech, K. Al-Haddad, L. Yacoubi. "Comparison of Direct Current Control Techniques for a three-phase Shunt Active Power Filter". Conférence *ISIE'02*, vol. 4, p. 1217-1222, Juillet 2002.
- [LC-00] C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg. "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, n° 1, p. 122-130, 2000.
- [LE-97] J-W. Lee. « An Intelligent Current Controller using Delay Compensation for PWM Converters ». Conférence *EPE'97*. Trondheim (Norvège), 1997.
- [LI-04a] B-R. Lin, H-K. Chiang, K-T. Yang. "Shunt Active Filter with Three-Phase Four-Wire NPC Inverter". *IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, vol. 2, p.II.281-II.284, Juillet 2004.
- [LI-04b] B. R. Lin, T. Y. Yang. "Three-level Voltage-Source Inverter for Shunt Active Filter". *IEE Proc.-Electr. Power Application*, vol. 151, n° 6, Novembre 2004.
- [LL-97] J. P. Lavieville, P. Carrere, T. Meynard. "Electronic Circuit for Converting Electrical Energy and a Power Supply Installation Making Use Thereof". *U.S. Patent 5 668 711*, Septembre 1997.
- [LO-05a] A. López de Heredia, H. Gaztañaga, I. Etxeberria-Otadui, S. Bacha, R. Rezero. "Evaluation of Stationary Frame and Fixed Switching Frequency Digital Current Control Techniques for Power Active Filters". Conférence *EPE'05*, Dresde (Allemagne), Septembre 2005.
- [LO-05b] A. López de Heredia, H. Gaztañaga, I. Etxeberria-Otadui, S. Bacha, R. Rezero. "A Comparative Study of Stationary Frame and Fixed Switching Frequency Digital Current Control Techniques for Power Active Filters". Conférence *PELINCEC 2005*, Varsovie (Pologne), Octobre 2005.
- [LO-06a] A. López de Heredia. « A Multi-Résonant Current Control Technique for Power Active Filter ». *Révue polonaise Przegląd Elektrotechniczny*. Février 2006.

- [LO-06b] A. López de Heredia, P. Antoniewicz, I. Etxeberria-Otadui, M. Malinowski, S. Bacha. « A comparative Study between the DPC-SVM and the Multi-Resonant Controller for Power Active Filter Applications ». Conférence *ISIE'06*, Québec (Canada), Juillet 2006.
- [LO-06c] A. López de Heredia, I. Etxeberria-Otadui, M. Malinowski, S. Bacha, D. Roye. « Comparison of Integrator-based and Dead-Beat Controllers for Shunt Power Active Filter ». Pour être publié à la Conférence *IECON'06* Paris (France), Novembre 2006.
- [LO-06d] A. López de Heredia, H. Gaztañaga, I. Etxeberria-Otadui, S. Bacha, X. Guillaud. « Comparison and Analysis of Multi-Resonant Current Control Structures ». Pour être publié à la Conférence *IECON'06* Paris (France), Novembre 2006.
- [LR-00] T. Larsson, B. Catering-Schnitzner. "SVC Light: a Utility's Aid to Restructuring its Grid". Conférence *Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 4, p. 2577-2581, 2000.
- [LS-06] M. Liserre, R. Teodorescu, F. Blaabjerg. « Multiple Harmonics Control for Three-Phase Grid Converter Systems With the Use of PI-RES Current Controller in a Rotating Frame ». *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 21, n° 3, p. 836-841, Mai 2006.
- [LU-95] S. Loudot, H. Pouliquen, T. Meynard, Y. Chéron. "Active Current Filter for MV/HV Networks". Conférence *EPE'95*, vol.1, p. 1129-1134, Séville (Espagne).
- [LV-05] E. D. Lavers, P. W. Lehn. « A Benchmark System for Digital Time-Domain Simulation of an Active Power Filter ». *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 20, n° 1, Janvier 2005.
- [MA-01] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen S., F. Blaabjerg, G. D. Marques. "Virtual Flux Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers". *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 37, n° 4, p. 1019-1027, 2001.
- [MA-03] M. Malinowski, G. Marques, M. Cichowlas, M. P. Kazmierkowski : « New Direct Power Control of Three-Phase PWM Boost Rectifiers under Distorted and Imbalanced Line Voltage Conditions ». Conférence *ISIE'03*, vol. 1, p.438-443, Juin 2003.
- [MA-04] M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski "Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 51, n° 2, p. 447-454, April 2004.
- [ME-91] T. Meynard, H. Foch. "Brevet français n° 91.09582, depot international PCT (Europe, Japon, USA, Canada) n° 92/00652 du 8 juillet 1992". 1991.
- [ME-92] T. Meynard, H. Foch. « Multi-level Choppers for High Voltage Application ». *Eur. Power Electronics Drives J.*, vol. 2, n° 1, p.41, Mars1992.
- [ME-97] T. Meynard, M. Fadel, N. Auoda. "Modeling of Multilevel Converters". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, n° 3, Juin 1997.

- [ME-98] T. Meynard, J. P. Lavieville, P. Carrere, J. Gonzalez, O. Bethoux. "Electronic circuit for converting electrical energy". *U.S. Patent 5 706 188*, Janvier 1998.
- [MI-04] H. Miranda, V. Cardenas, J. Pérez, C. Nuñez. "A Hybrid Multilevel Inverter for Shunt Active Filter Using Space Vector Control". Conférence *PESC'04*, Aachen (Allemagne), 2004.
- [ML-98] L. Malesani, P. Mattavelli, S. Buso. "Dead-Beat Current Control for Active Filters". Conférence *IECON'98*, p. 1859-1864, Août 31-Sept. 4 1998.
- [ML-99] L. Malesani, P. Mattavelli, S. Buso. « Robust Dead-Beat Current Control for PWM Rectifiers and Active Filters ». *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, n° 3, p. 613-620, Mai-Juin 1999.
- [MN-95] Manninen V., "Application of Direct Torque Control Modulation Technology to a Line Converter". Conférence *EPE'95*, p. 1292-1296, Sevilla (Espagne), 1995.
- [MS-04] A. M. Massoud, S. J. Finney, B. W. Williams. "Practical Issues of Three-Phase, Three-Wire, Voltage Source Inverter-Based Shunt Active Power Filters". Conférence *Harmonics and Quality of Power 2004*, p. 436-441, 2004.
- [MT-02] P. Mattavelli, F. P. Marafao. « Selective Active Filters using Repetitive Control Techniques ». Conférence *ISIE'02*, vol. 4, p. 1223-1228, Juillet 2002.
- [MT-05] P. Mattavelli. "An Improved Deadbeat Control for UPS Using Disturbance Observers". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, n° 1, Février 2005.
- [MZ-05] J. M. Maza Ortega, M. Perales Esteve, M. Burgos Payan, A. Gomez Exposito, L. Garcia Franquelo. "Reference Current Computation Methods for Active Power Filters: Accuracy Assessment in the Frequency Domain". *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, n° 2, Mars 2005.
- [NO-98] Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi, "Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors". *IEEE Trans. on Industrial Application*, vol 34, p. 473-479, 1998.
- [OG-87] K. Ogata, "Discrete-Time Control Systems". *Prentice-Hall International Editions*. 1987.
- [OT-03] R. Ottersten, « On Control of Back-To-Back Converters and Sensorless Induction Machine Drives » *Thèse de l'Université de Technologie de Chalmers, Goteborg (Suède)*, 2003.
- [PA-96] Z. J. Palmor. « Time- Delay Compensation – Smith Prédicteur de and its Modifications ». *The Control Handbook*. CRC Press and IEEE Press, 1996.
- [PE-88] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae. « A Novel Harmonic Power Filter ». Conférence *PESC'88*, p. 1151-1159, avril 1988.

- [PE-90] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae. « A Study of Active Power Filters Using Quad-Series Voltage-Source pWM Converters for Harmonic Compensation ». *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 5, n° 1, p. 983-990, Novembre-Décembre 1990.
- [PE-97a] F. Z. Peng, J. S. Lai. "Multilevel cascade voltage-source inverter with separate DC sources". *U.S. Patent 5 642 275*, Juin 1997.
- [PE-97b] F. Z. Peng, J. W. McKeever, D. J. Adams. "A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems". *Conférence IAS Annual Meeting*, p. 1316-1321, New Orleans (États Unis), Octobre 1997.
- [PO-02] J. Pou i Fèlix. "Modulation and Control of Three-Phase PWM Multilevel Converters", *Thèse Doctoral de l'Université de Catalunya (Espagne)*, Novembre 2002.
- [PR-03] M. A. Prats. "Nuevas Técnicas de Modulación Vectorial para Convertidores Electrónicos de Potencia Multinivel". *Thèse de l'Université de Séville (Espagne)*, 2003.
- [RA-95] M. Rastogi, n. Mohan, A. A. Edris. "Filtering of Harmonic Current and Damping of Resonances in Power Systems with a Hybrid-Active Filter". *Conférence APEC'95*, p. 607-612, 1995.
- [RA-05] M. Rastogi, P. W. Hammond, S. R. Simms. "Multi-level Active Filter for Medium Voltage Applications". *Conférence PEDS'05*, vol. 2, p. 1508-1513, Novembre 2005.
- [RC-02] S. Rechka, T. Ngandui, X. Jianhong, P. Sicard. "A Comparative Study of Harmonic Detection Algorithms for Active Filters and Hybrid Active Filters". *Conférence PESC'02*, vol. 1, p. 357-363, 2002.
- [RE-01] J. Repérant. "Réseaux électriques industriels. Ingénierie". *Techniques de l'Ingénieur*, traité Génie Electrique, Août 2001.
- [RI-03] D. Rivas, L. Morán, J. W. Dixon, J. R. Espinoza. "Improving Passive Filter Compensation Performance with Active Techniques". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 50, n° 1, p. 161-170, Février 2003.
- [RN-04] C. Rong. "Analysis of a STATCOM for Voltage Dip Mitigation". *Project de Master de Recherche de l'Université de Technologie de Chalmers, Goteborg (Suède)*, Décembre 2004.
- [RO-02] J. Rodríguez, J.-S. Lai, and F. Zheng Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, n° 4, p. 724-738, August 2002.
- [RO-05] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Lezana, S. Kouro. "Tutorial on Multilevel Converters". *Conférence PELINCEC 2005, Varsovie (Pologne)*, Octobre 2005.

- [RU-97] S. D. Round, D. M. E. Ingram. "An Evaluation of Techniques for Determining Active Filter Compensating Currents in Unbalanced Systems". Conférence *EPE'97*, vol. 4, p. 4.767-4.772, Trondheim (Norvège), 1997.
- [SA-00] A. Sariñana. « Commande à structure variable par cycles limites contrôlés ». Thèse de doctorat de l'INPG, Laboratoire d'automatique de Grenoble, Novembre 2000.
- [SB-98] V. Sabaté. "Traction électrique ferroviaire. Convertisseurs et moteurs". *Techniques de l'Ingénieur*, traité Génie Electrique, Mai 1998.
- [SC-94] C. D. Schauder, and S. A. Moran, "Multiple reference frame controller for active filters and power line conditioners," *United States Patent 5,309,353*, Mai 1994.
- [SD-XX] S. Saucedo. "Diseño para la ubicación de polos". Polycopte du cours de l'ESIME-IPN.
- [SE-99] S. Senini, P. Wolfs. "Análisis and Comparison of New and Existing Hybrid Active Filter Topologies for Current Harmonic Renoval". Conférence *AUPEC/EECON'99*, Darwin (Australie), Septembre 1999.
- [SF-03] M. Saeedifard, A. R. Bakhshai, P. Jain. "An Active Power Filter Implemented with a Three-Level NPC Converter in Conjunction with the Classification Technique". Conférence *CCGEI'03*, Montréal (Canada), Mai 2003.
- [SG-99] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra. "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, n° 5, p. 960-971, Octobre 1999.
- [SH-02] D. Shen, P. W. Lehn. "Fixed-frequency space vector-modulation control for three phase four-leg active power filters". *Proc. Inst. Elect. Eng, Elect. Power Application*, vol. 149, p. 268-274, Juillet 2002.
- [SI-03] M. Saitou, N. Matsui, T. Shimizu. « A Control Strategy of Single-phase Active Filter Using a Novel d-q Transformation ». Conférence *IAS Annual Meeting*, vol. 2, p. 1222-1227, Octobre 2003.
- [SK-99] Y. Shakweh, E.A. Lewis. "Assessment of Medium Voltage PWM VSI Topologies for Multi-Megawatt Variable Speed Drive Applications". Conférence *PESC'99*. vol. 2, p.965-971, 1999.
- [SL-05] M. Salo, H. Tuusa. « A New Control System With a Control Delay Compensation for Current-Source Active Power Filter ». *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, n° 6, Decembre 2005.
- [SM-97] O. Simon, H. Spaeth, K.P. Juengst and P. Komarek. "Experimental Setup of a Shunt Active Filter Using a Superconducting Magnetic Energy Storage Device". Conférence *EPE'97*, Trondheim (Norvège), 1997.

- [SN-01] B. M. Song. “Voltage Balancing Techniques for Flying Capacitors used in Soft-Switching Multilevel Active Power Filters”. *Thèse de la Faculté de l’Institut Polytechnique de Virginia (Etats Unis)*, 2004.
- [SO-00] V. Soares, P. Verdelho, G. D.Marques. “An Instantaneous Active and Reactive Current Component Method for Active Filters”. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, n° 4, Juillet 2000.
- [SR-03] S. Srianthumrong, H. Akagi. “A Medium-Voltage Transformerless AC/DC Power Conversion System Consisting of a Diode Rectifier and a Shunt Hybrid Filter”. *IEEE Trans. on Industrial Application*, vol. 39, n° 3, p. 874-882, Mai/Juin 2003.
- [SS-71] H. Sasaki, T. Machida. “A New Method to Eliminate AC Harmonics Currents by Magnetic Compensation”. *IEEE Trans. on Power Application System*, vol. 90, n° 5, p. 2009-2019, Septembre-Octobre 1971.
- [ST-98] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu and T. Kataoka, “A New Control Strategy for Voltage Type PWM Rectifiers to Realize Zero Steady State Error in Input Current,” *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 34, n° 3, p. 480-486, Mai-Juin 1998.
- [SU-97] S. K. Sul, J. W. Choi. “New control concept – minimum time current control in the three-phase pwm converter”. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, n° 2, p. 124-131, Janvier 1997.
- [SV-98] J. Svensson. “Grid-Connected Voltage Source Converters- Control Principles and Wind Energy Applications”. *Thèse de l’Université de Technologie de Chalmers, Goteborg (Suède)*, 1998.
- [SX-95] P. J. M. Smidt, J. L. Duarte. « An Unity Power Factor Converter without Current Measurement ». Conférence *EPE’95*, Séville (Espagne), p. 3275-3280, 1995.
- [TA-86] I. Takahashi, T. Noguchi. “A new Quick-reponse and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”. *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-22, n° 5, p. 820-827, 1986.
- [TA-89]. I. Takahashi and M. Nunokawa, “Prediction control for a Cycloconverter of a Power Distortion Compensation System”. *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 25, n°. 2. Mars-Avril 1989.
- [TN-01] P. C. Tan, R. E. Morrison, D. G. Holmes. “Voltage Form Factor Control and Reactive Power Compensation in a 25-kV Electrified Railway System Using a Shunt Active Filter Based on Voltage Detection”. *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, n° 2, Mars/Avril 2003.

- [TN-02] P. C. Tan, P C Loh, D. G. Holmes, R. E. Morrison: “Application of Multilevel Active Power Filtering to a 25 kV Traction System”, Conférence *AUPEC’92*, Melbourne (Australie), 2002.
- [TO-05] H. P. To, F. Rahman, C. Grantham. “Time Delay Compensation For a Current-Source Active Power Filter Using State-Feedback Controller. Conférence *IAS Annual Meeting*, vol. 2, p. 1213-1219, Octobre 2005.
- [WE-94] Z. Wenyan, G. Asplund. « Active DC Filter for HVDC Systems ». *IEEE Trans. On Computer Applications in Power*, vol. 7, n° 1, p. 40-44, Janvier 1994.
- [WL-00] M. Wulveryck, “Contrôle de courants alternatifs par correcteur résonnant multifréquentiel. Application à la commande de systèmes électrotechniques non linéaires”, *Thèse de l’Université de Lille 1 USTL (France)*, Juin 2000.
- [WU-06] B. Wu. « High Power Converter and AC Drives ». Wiley-IEEE Press, 2006.
- [XX-81] ---. “Bridge converter circuit”, *U.S. Patent 4 270 163*, Mai 1981.
- [YU-00] X. Yuan, J. Allmeling, W. Merk and H. Stemmler, “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,” Conférence *IAS Annual Meeting*, Roma (Italie), 2000.
- [ZE-05] J. Zeng, Ph. Degobert, D. Loriol, J. P. Hautier. « Robust Design of the Self-tuning Resonant Controller for AC Current Control Systems ». Conférence *ICIT’05*, p. 783-788, Décembre 2005
- [ZH-00] K. Zhou, K.-S. Low, and D. Wang. “Periodic Errors Elimination in CVCF PWM DC/AC Converter Systems: A Repetitive Control Approach,” *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 147, n° 6, p. 694–700, Novembre 2000.
- [ZH-06] K. Zhou, K.-S. Low, D. Wang, F.-L. Luo, B. Zhang, Y. Wang, “Zero-Phase Odd-Harmonic Repetitive Controller for a Single-Phase PWM Inverter”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 21, n° 1, Janvier 2006.
- [ZM-02] D. N. Zmood. “A systematic Development of Improved Linear Regulators for Sinusoidal Power Converters”. *Thèse de l’Université de Monash, Victoria (Australie)*, Juin 2002.



## ANNEXE

### MODULATION VECTORIELLE MULTINIVEAUX CLASSIQUE

La procédure complète pour calculer la modulation vectorielle multiniveaux des trois vecteurs les plus proches développé avec un algorithme efficace développé dans [PO-02] est présenté par cette annexe.

#### Calcul des rapports cycliques

Cette méthode est basée dans les projections du vecteur de référence. Les vecteurs  $\bar{p}_1$  et  $\bar{p}_2$  sont les projections du vecteur de référence  $\bar{m}$  dans le segment qui unit l'extrémité de  $\bar{v}_3$  à  $\bar{v}_1$  et à  $\bar{v}_2$  respectivement (voir Figure A.1).

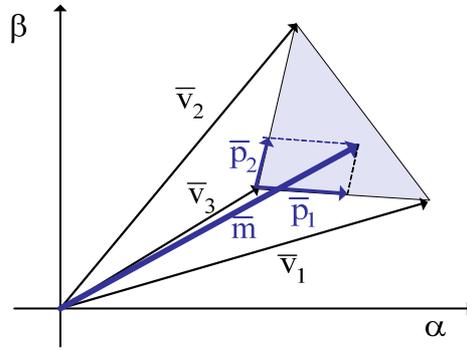


Figure A.1. Projection du vecteur de référence.

Alors, le vecteur  $\bar{m}$  est défini de la manière suivante :

$$\bar{m} = v_3 + \bar{p}_1 + \bar{p}_2 \quad \Rightarrow \quad \bar{m} = v_3 + \bar{p}_1 \frac{\bar{v}_1 - \bar{v}_3}{l_1} + \bar{p}_2 \frac{\bar{v}_2 - \bar{v}_3}{l_2} \quad (\text{A1.1})$$

où  $l_1$  et  $l_2$  sont les longueurs des vecteurs  $\bar{v}_1 - \bar{v}_3$  et  $\bar{v}_2 - \bar{v}_3$  respectivement. L'expression précédente modifiée devient :

$$\bar{m} = \frac{\bar{p}_1}{l_1} \bar{v}_1 + \frac{\bar{p}_2}{l_2} \bar{v}_2 + \left(1 - \frac{\bar{p}_1}{l_1} - \frac{\bar{p}_2}{l_2}\right) \bar{v}_3 \quad (\text{A1.2})$$

Alors, les rapports cycliques suivants sont déduits :

$$d_1 = \frac{p_1}{l_1}, \quad d_2 = \frac{p_2}{l_2}, \quad \text{et} \quad d_3 = 1 - \frac{p_1}{l_1} - \frac{p_2}{l_2} \quad (\text{A1.3})$$

Si le diagramme vectoriel utilisé est normalisé et s'il dispose des régions triangulaires avec des longueurs unitaires, le calcul des rapports cycliques est simplifié :

$$d_1 = p_1, \quad d_2 = p_2, \quad \text{et} \quad d_3 = 1 - p_1 - p_2 \quad (\text{A1.4})$$

Le calcul des rapports cycliques de cette manière est très pratique. Néanmoins, cette méthode n'est valable que pour les systèmes où les tensions des condensateurs sont équilibrées.

La longueur maximale du vecteur de référence est de 2 unités. Cependant, en régime permanent, sa longueur est limitée à  $\sqrt{3}$  car des longueurs plus grandes ne peuvent pas être générées par la modulation. Il faut alors normaliser le vecteur de référence,  $\bar{m}_n$ . La Figure A.2 montre comment le vecteur de référence normalisé est décomposé en deux vecteurs ( $\bar{m}_1$  et  $\bar{m}_2$ ) dans les axes de  $0^\circ$  et  $60^\circ$ . Les longueurs de ces nouveaux vecteurs sont :

$$m_1 = m_n \left( \cos \theta_n - \frac{\sin \theta_n}{\sqrt{3}} \right) \quad m_2 = 2 m_n \frac{\sin \theta_n}{\sqrt{3}} \quad (\text{A1.5})$$

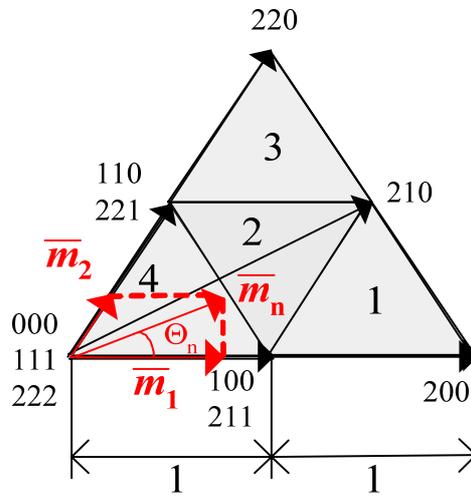


Figure A.2. Projection du vecteur de référence dans le premier secteur.

Comme l'on a montré précédemment, dans cette région les rapports cycliques sont :

$$d_{100/211} = m_1, \quad d_{110/221} = m_2, \quad \text{et} \quad d_{111} = 1 - m_1 - m_2 \quad (\text{A1.6})$$

Même s'il y a trois vecteurs nuls possibles, on choisit la combinaison 111 car celle-ci obtient les meilleures séquences en termes de fréquence de commutation.

Le Tableau A.1 résume les rapports cycliques dans les différentes régions du premier secteur.

Cas	Région	Rapports cycliques
$m_1 > 1$	1	$d_{200} = m_1 - 1, d_{210} = m_2$ et $d_{100/211} = 2 - m_1 - m_2$
$m_1 \leq 1, m_2 \leq 1$ et $m_1 + m_2 > 1$	2	$d_{100/211} = 1 - m_2, d_{110/221} = 1 - m_1$ et $d_{210} = m_1 + m_2 - 1$
$m_2 > 1$	3	$d_{210} = m_1, d_{220} = m_2 - 1$ et $d_{110/221} = 2 - m_1 - m_2$
$m_1 \leq 1, m_2 \leq 1$ et $m_1 + m_2 \leq 1$	4	$d_{100/211} = m_1, d_{110/221} = m_2$ et $d_{111} = 1 - m_1 - m_2$

Tableau A.1. Rapports cycliques des différentes régions d'un secteur.

### La transformée de coordonnées dq/gh

Une fois calculés les rapports cycliques dans le premier secteur, il faut les calculer pour le reste des secteurs. Pour cela on utilise la transformée de coordonnées  $dq-gh$ . Avec cette transformée les signaux passe d'un repère tournant orthogonal (composantes  $dq$ ) à un repère stationnaire non orthogonal (composantes  $gh$ ), voir équation (A1.7). Ces nouveaux axes de référence, séparés par  $60^\circ$ , sont les axes qui limitent le premier secteur.

$$\begin{bmatrix} m_g \\ m_h \end{bmatrix} = k \frac{\sqrt{2}}{V_{dc}/(n-1)} \begin{bmatrix} \sin(\theta_r + 2\Pi/3) & \cos(\theta_r + 2\Pi/3) \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} \quad (\text{A1.7})$$

où  $\theta_r$  est l'angle de référence de la cordonnée et  $k$  le coefficient pour que sur les nouveaux axes, le diagramme vectoriel s'adapte à l'hexagone de deux unités.

La Figure A.3 montre la représentation graphique de la transformée  $dq-gh$ .

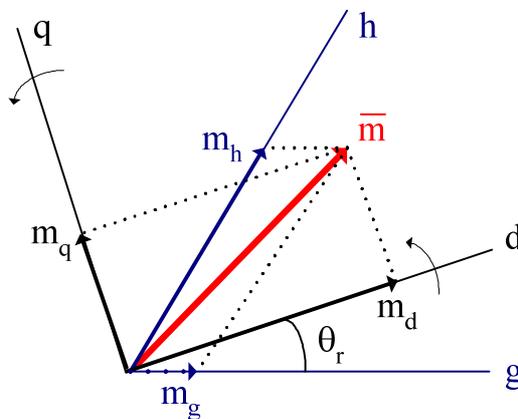


Figure A.3. Représentation graphique de la transformée  $dq-gh$ .

A partir des valeurs de  $m_g$  et  $m_h$ , on peut identifier le secteur où se trouve le vecteur de référence. Par ailleurs, on peut identifier aussi les composantes  $m_1$  et  $m_2$  du vecteur équivalent dans le premier secteur comme montrent la Figure A.4 et le Tableau A.2.

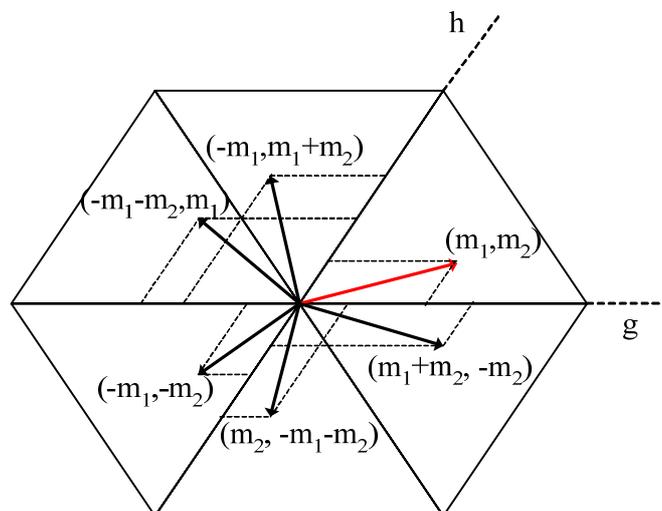


Figure A.4. Composantes  $gh$ , les équivalences dans le premier secteur.

Composantes $gh$	Secteur	Composantes équivalentes dans le 1 <sup>er</sup> secteur
$m_g \geq 0 \quad m_h \geq 0$	1	$m_1 = m_g \quad m_2 = m_h$
$m_g < 0 \quad m_h \geq 0 \quad m_g + m_h \geq 0$	2	$m_1 = -m_g \quad m_2 = m_g + m_h$
$m_g < 0 \quad m_h \geq 0 \quad m_g + m_h < 0$	3	$m_1 = m_h \quad m_2 = -m_h - m_g$
$m_g < 0 \quad m_h < 0$	4	$m_1 = -m_h \quad m_2 = -m_g$
$m_g \geq 0 \quad m_h < 0 \quad m_g + m_h < 0$	5	$m_1 = -m_g - m_h \quad m_2 = m_g$
$m_g \geq 0 \quad m_h < 0 \quad m_g + m_h \geq 0$	6	$m_1 = m_g + m_h \quad m_2 = -m_h$

Tableau A.2. Détermination du secteur et les composantes  $m_1$  et  $m_2$  dans le premier secteur.

### Les vecteurs réels

Une fois définie la séquence la plus adéquate pour obtenir une fréquence de commutation réduite pour les vecteurs du premier secteur, le pas suivant consiste à appliquer les rapports cycliques calculés aux vecteurs correspondants. Pour cela, il faut connaître le secteur où se trouve le vecteur de référence. Cela peut être réalisé simplement avec un changement dans les états des phases (voir Tableau A.3). De cette façon, la séquence de vecteurs obtenue dans chaque secteur garde la même fréquence de commutation que la séquence originale définie dans le premier secteur.

1 <sup>er</sup> secteur	2 <sup>ème</sup> secteur	3 <sup>ème</sup> secteur	4 <sup>ème</sup> secteur	5 <sup>ème</sup> secteur	6 <sup>ème</sup> secteur
$a$	$a \rightarrow b$	$a \rightarrow c$	$a \rightarrow c$	$a \rightarrow b$	$a$
$b$	$b \rightarrow a$	$b \rightarrow a$	$b$	$b \rightarrow c$	$b \rightarrow c$
$c$	$c$	$c \rightarrow b$	$c \rightarrow a$	$c \rightarrow a$	$c \rightarrow b$

Tableau A.3. Changements des états de la phase de sortie selon le secteur où se trouve le vecteur de référence.

### Vecteurs redondants pour équilibrer la tension des condensateurs

On choisit l'un des deux vecteurs courts possibles afin de maintenir les tensions des condensateurs équilibrées. Pour cela, il faut connaître la direction du courant instantané et le déséquilibre de la tension réelle. Comme toute la modulation est calculée dans le premier secteur, le Tableau A.4 présente les deux cas qu'il faut analyser.

Choix entre 100 et 211			Choix entre 110 et 221		
$v_{c1} > v_{c2}$	$i_a' > 0$	$y_1$	$v_{c1} > v_{c2}$	$i_c' > 0$	$y_2$
0	0	0 (100)	0	0	1 (221)
0	1	1 (211)	0	1	0 (110)
1	0	1 (211)	1	0	0 (110)
1	1	0 (100)	1	1	1 (221)
1	1	0 (100)	1	1	1 (221)

$$y_1 = (v_{c1} > v_{c2}) \oplus (i_a' > 0)$$

$$y_2 = (v_{c1} > v_{c2}) \oplus (i_c' > 0)$$

Tableau A.4. Critères pour choisir entre les vecteurs courts.

Si le vecteur de référence se trouve dans le premier secteur les courants  $i_a'$  et  $i_c'$  de ce tableau seront  $i_a$  et  $i_c$  respectivement. Toutefois, si le vecteur est dans un autre secteur il faut trouver l'équivalence. Le Tableau A.5 montre les équivalences de courant pour les différents secteurs.

Equivalence	1 <sup>er</sup> sext.	2 <sup>ème</sup> sext.	3 <sup>ème</sup> sext.	4 <sup>ème</sup> sext.	5 <sup>ème</sup> sext.	6 <sup>ème</sup> sext.
$i_a'$	$i_a$	$i_b$	$i_b$	$i_c$	$i_c$	$i_a$
$i_c'$	$i_c$	$i_c$	$i_a$	$i_a$	$i_b$	$i_b$

Tableau A.5. Les courants équivalents pour réaliser les calculs dans le premier secteur.

Par la suite on montre les séquences des vecteurs du premier secteur qui minimisent la fréquence de commutation (voir Tableau A.6). Ces séquences dépendent du choix des vecteurs courts afin de garantir l'équilibrage des tensions du bus continu. Le tableau montre également le nombre de changements entre vecteurs consécutifs. Le pire cas se trouve dans les régions 2 et 4 avec quatre pas de commutation ; dans le reste de séquences, deux pas de commutation sont requis.

Région	Vecteurs courts	Séquences	Changements
1	100	100-200-210 // 210-200-100	2 // 2
	211	200-210-211 // 211-210-200	2 // 2
2	100-110	100-110-210 // 210-110-100	2 // 2
	100-221	100-210-221 // 221-210-100	4 // 4
	211-110	110-210-211 // 211-210-110	2 // 2
	211-221	210-211-221 // 221-211-210	2 // 2
3	110	110-210-220 // 220-210-110	2 // 2
	221	210-220-221 // 221-220-210	2 // 2
4	100-110	100-110-111 // 111-110-100	2 // 2
	100-221	100-111-221 // 221-111-100	4 // 4
	211-110	110-111-211 // 211-111-110	2 // 2
	211-221	111-211-221 // 221-211-111	2 // 2

Tableau A.6. Séquences des vecteurs dans le premier secteur.

Tous les calculs étant réalisés dans le premier secteur, seulement 4 régions sont considérées pour la modulation (au lieu des 24 régions si on considère tout le diagramme). En conséquence, la plupart des opérations sont réalisées en comparant quelques conditions dans de petits tableaux. Finalement, une séquence adéquate des vecteurs est choisie afin d'obtenir une fréquence de commutation faible.



## NOTATIONS

$a, b, c$  : paramètres du correcteur à base d'intégrateurs discret

$d, g, h$  : paramètres du système discret.

$dp, dq$  : sorties des comparateurs à Hystérésis

$\bar{e}$  : vecteur de la tension de ligne

$e_k$  : variable d'entrée du correcteur dans l'instant  $k$

$er_{pred}$  : erreur du Prédicteur de Smith

$e$  : tension instantanée de phase du réseau

$\hat{e}$  : tension instantanée de phase du réseau estimée

$e_{moy}$  : tension de phase du réseau moyenne dans une période d'échantillonnage

$h_m$  : harmonique le plus haut que l'on veut compenser

$\bar{i}$  : vecteur du courant de ligne

$i$  : courant instantané de phase de l'onduleur

$i_{ref}$  : courant de référence de l'onduleur

$i_c$  : courant compensé de la boucle d'identification

$i_{dc}$  : courant actif nécessaire pour charger le bus continu

$i_{ch}$  : courant de la charge non-linéaire

$i_r$  : courant du réseau

$i_{fa}$  : courant injecté par le filtre actif

$i_{fp}$  : courant absorbé par le filtre passif

$i_n$  : courants dans les condensateurs du bus continu

$i_{IGBT}$  : courants dans les IGBTs

$i_d$  : courant dans les diodes antiparallèles

$i_{d_{fix}}$  : courant dans les diodes de clamping

$k_p$  : paramètre proportionnel

$k_i$  : paramètre intégrateur

$m$  : ordres de commutation réelles des commutation en considérant les temps morts

$\bar{m}$  : vecteur de référence pour la modulation vectorielle multiniveaux

$n, x, y$  : compteurs qui représentent les différents harmoniques

$p_r$  : partie réelle des pôles

$p$  : puissance active instantanée ou puissance réelle

$p_{ref}$  : puissance active instantanée de référence

$q$  : puissance réactive instantanée ou puissance imaginaire

$q_{ref}$  : puissance réactive instantanée de référence

$r_1$  : paramètre du polynôme de contrôle R

- 
- $s_0$  et  $s_1$  : paramètres du polynôme de contrôle  $S$   
 $u$  : tension instantanée de phase de sortie des correcteurs  
 $u_{pk}$  : variable d'entrée du système physique dans l'instant  $k$   
 $u_{rk}$  : variable d'entrée du retard de calcul plus le système physique dans l'instant  $k$   
 $u_{rk}$  : variable de commande  
 $v$  : tensions instantanées de phase de l'onduleur  
 $v_{af}$  : tension injectée par le filtre actif série  
 $v_N$  : tensions instantanées de phase par rapport au point neutre de la charge  
 $y_{ck}$  : variable de sortie du correcteur dans l'instant  $k$   
 $y_{pk}$  : variable de sortie du système physique dans l'instant  $k$   
 $y_{rk}$  : variable de sortie du retard plus le système physique dans l'instant  $k$   
 $y_{rk,ref}$  : variable de référence dans l'instant  $k$   
 $y_{pred}$  : variable de sortie sans considérer le retard de calcul du prédicteur de Smith  
 $z_{r, x, y}$  : impédance du réseau  
 $A_1$  : dénominateur de la fonction de transfert du système physique par rapport à la référence  
 $A_2$  : dénominateur de la fonction de transfert du système physique par rapport à la perturbation  
 $B_1$  : numérateur de la fonction de transfert du système physique par rapport à la référence  
 $B_2$  : numérateur de la fonction de transfert du système physique par rapport à la perturbation  
 $BP_{BO}$  : bande passante en boucle ouverte  
 $BP_{BO}'$  : bande passante boucle ouverte par rapport au repère tournant fondamental  
 $C$  : condensateur du filtre de raccordement du commutateur de courant  
 $C_{dc}$  : condensateur du bus continu  
 $C_{ch}$  : condensateur de la charge non linéaire  
 $C$  : fonction de transfert d'un correcteur classique  
 $C_1$  : fonction de transfert d'un correcteur classique avec la Commande par Modèle Interne sans considérer le retard de calcul  
 $C_2$  : fonction de transfert d'un correcteur classique avec la Commande par Modèle Interne en considérant le retard de calcul  
 $C_{PI}$  : fonction de transfert du correcteur PI en repères tournants multiples  
 $C_R$  : fonction de transfert du correcteur Résonant  
 $C_{MR}$  : fonction de transfert du correcteur Multi-Résonant  
 $C_{2p}$  : fonction de transfert de deux correcteurs Résonants en parallèle  
 $C_{2s}$  : fonction de transfert de deux correcteurs Résonants en série  
 $C_H$  : fonction de transfert du correcteur Hybride  
 $C_{IMC}$  : fonction de transfert de la Commande par Modèle Interne  
 $C_{IFT}$  : fonction de transfert du contrôle par imposition de la fonction de transfert
-

$D$  : diode de clamping  
 $E$  : Tension de phase efficace du réseau  
 $E_L$  : Tension de ligne efficace du réseau  
 $E_{p\_max}$  : Tension de phase maximale du réseau  
 $F_c$  : fréquence de commutation  
 $F_e$  : fréquence d'échantillonnage  
 $G$  : fonction de transfert du système physique (un filtre  $L$ ) par rapport à la référence  
 $G_p$  : fonction de transfert du système physique (un filtre  $L$ ) par rapport à la perturbation  
 $\hat{G}$  : fonction de transfert du modèle du système physique (un filtre  $L$ )  
 $G'$  : fonction de transfert du système physique (un filtre  $L$ ) plus le retard de calcul  
 $H_{BO}$  : fonction de transfert de l'ensemble du système en boucle ouverte  
 $H_{BF}$  : fonction de transfert de l'ensemble du système en boucle fermée  
 $H_{BFref}$  : fonction de transfert de l'ensemble du système en boucle fermée par rapport à la référence  
 $H_{BFper}$  : fonction de transfert de l'ensemble du système en boucle fermée par rapport à la perturbation  
 $I$  : amplitude du courant  
 $I_L$  : courant de ligne efficace du réseau  
 $I_{max}$  : courant de ligne maximal du réseau  
 $L$  : inductance du filtre de raccordement  
 $L_{ch}$  : inductance de connexion de la charge non linéaire  
 $L_{dc}$  : inductance du côté continu du commutateur de courant  
 $P_n$  : puissance nominale  
 $P$  : pôles en boucle fermée de l'ensemble du système  
 $P_0$  : pôles en boucles fermées de l'observateur  
 $P_R$  : point de raccordement  
 $R$  : résistance du filtre de raccordement  
 $R_{ch}$  : résistance de la charge non linéaire  
 $R_{dc}$  : résistance de la charge continue du redresseur à prélèvement sinusoïdal  
 $R, S$  et  $T$  : polynômes de contrôle du correcteur RST  
 $S$  : puissance apparente  
 $S_{a,b,c}$  : états de commutation des interrupteurs du convertisseur de tension  
 $T_e$  : période d'échantillonnage  
 $T$  : période du signal de référence  
 $T_{bo}$  : constante de temps du système en boucle ouverte  
 $T_{bf}$  : constante de temps du système en boucle fermée

$T_i$  : constante de temps intégrale du correcteur PI  
 $T_n$  : constante de temps du correcteur PI  
 $TC$  : terme de compensation pour corriger les effets des perturbations  
 $TC_c$  : terme de compensation causale pour corriger les effets des perturbations  
 $U_{dc}$  : tension instantanée du bus continu  
 $U_{dc\_ref}$  : tension de référence du bus continu  
 $V_{ch}$  : chute de tension dans le filtre de raccordement (une inductance)  
 $X_L$  : impédance du filtre de connexion  
 $X_{ref}$  : référence de la boucle de courant ou de puissance  
 $\mathbf{A}_{pd}, \mathbf{B}_{pd}, \mathbf{C}_{pd}$  : matrices de la représentation d'état discrète du système physique  
 $\mathbf{A}_{rd}, \mathbf{B}_{rd}, \mathbf{C}_{rd}$  : matrices de la représentation d'état du retard et du système physique discret  
 $\mathbf{A}_{cd}, \mathbf{B}_{cd}, \mathbf{C}_{cd}$  : matrices de la représentation d'état discrète du correcteur  
 $\mathbf{K}$  : matrice de gain du retour d'état  
 $\mathbf{K}_{rd}$  : matrice de gain du retour d'état du retard plus le système physique  
 $\mathbf{K}_{cd}$  : matrice de gain du retour d'état du correcteur  
 $\mathbf{K}_o$  : matrice de gain du retour d'état de l'observateur  
 $\mathbf{M}$  : matrice de contrôlabilité  
 $\mathbf{M}'$  : matrice d'observabilité  
 $\mathbf{x}_{ck}$  : vecteur des variables d'état du correcteur dans l'instant  $k$   
 $\hat{\mathbf{x}}_o$  : vecteur des variables d'état estimés du système formé par le retard et le système physique  
 $\mathbf{x}_{pk}$  : vecteur des variables d'état du système physique dans l'instant  $k$   
 $\mathbf{x}_{rk}$  : vecteur des variables d'état du retard plus le système physique dans l'instant  $k$   
 $\alpha$  : pôle du filtre passe bas de la Commande par Modèle Interne  
 $\Delta\varphi$  : Déphasage supplémentaire introduit par la numérisation  
 $\Delta\Phi$  : Addition de phase des termes intégrateurs  
 $\Delta p, \Delta q$  : variation des puissances active et réactive instantanées  
 $\Delta i$  : variation du courant  
 $\Delta v$  : variation de la tension entre l'onduleur et le réseau  
 $\Delta v_i$  : Terme intégral du correcteur PI avec réponse Dead-Beat  
 $\Delta v_r$  : Terme de compensation du retard de calcul du correcteur PI avec réponse Dead-Beat  
 $\phi$  : phase du courant  
 $\theta$  : phase du phaseur instantanée de la tension du réseau  
 $\theta_{est}$  : phase estimée de sortie de la PLL  
 $\gamma$  : secteurs du Contrôle Direct de Puissance

$\Psi$  : flux virtuel

$\widehat{\Psi}$  : flux virtuel estimé

$\widehat{\Psi}$  : vecteur du flux virtuel estimé

$\omega$ : vitesse de rotation

$\omega_0$ : pulsation de résonance choisie

$\omega_{sec}$ : marge de sécurité

### ABREVIATIONS

DPC : Contrôle Direct de Puissance

DTC : Contrôle Direct de Couple

DPC-SVM : Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle

MLI : Modulation en largeur d'impulsions

MP : marge de phase

NPC : Convertisseur clampé par le neutre

NTV : Trois vecteurs les plus proches

THD : Taux de distorsion harmonique

