



**HAL**  
open science

# Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique

Christophe Gombert

► **To cite this version:**

Christophe Gombert. Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2005. Français. NNT: . tel-00171082

**HAL Id: tel-00171082**

**<https://theses.hal.science/tel-00171082>**

Submitted on 11 Sep 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.



# REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire sont le fruit d'une collaboration entre EDF, le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG) et le Groupement d'Intérêt Economique pour Inventer la Distribution Electrique de l'Avenir (GIE IDEA).

## *Je tiens à remercier :*

M. **Xavier Guillaud** professeur à l'Ecole centrale de Lille et M. **Xavier Roboam** chargé de recherche au CNRS pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être rapporteurs de cette thèse ainsi que pour avoir consacré une partie de leurs congés afin d'évaluer ce mémoire.

M. **Seddik Bacha** pour m'avoir autant appris depuis que nous nous sommes rencontrés sur une table de travaux pratiques à l'IUT il y a déjà huit ans ! Je le remercie pour sa disponibilité ainsi que pour son soutien dans les moments difficiles où l'avenir fut quelque peu incertain. Je lui suis très reconnaissant de m'avoir proposé ce sujet de thèse. Plus qu'un professeur, qu'un directeur de thèse, ou qu'un chef d'équipe, Seddik a été tout au long de ces années un ami.

M. **Daniel Roye** pour son apport sur l'aspect scientifique, sur les systèmes temps-réel et l'informatique industrielle. Ses conversations ont été riches d'enseignements et de conseils avisés, qui m'ont éclairés et guidés dans mes travaux.

M. **François Blache** pour son aide sur la plateforme temps-réel. Ce fut un grand plaisir de travailler avec lui, pour sa bonne humeur et pour nos goûts partagés en matière de gastronomie et de vins.

M. **Jérôme Delamare** pour m'avoir grandement dépanné en me fournissant un système DSPACE sans lequel je n'aurai pas pu parvenir aux résultats expérimentaux escomptés. Pour un montagnard il est d'usage d'explorer son pays en marchant, mais j'ai pu vivre, grâce à Jérôme, l'expérience exceptionnelle de découvrir la montagne par les airs.

M. **Frédéric Gorgette** pour avoir accepté d'être membre du jury et d'avoir assuré le suivi de mes travaux pour EDF.

M. **Nouredine Hadj Saïd** pour son dynamisme à toute épreuve qu'il sait faire partager et pour m'avoir accueilli au sein du GIE IDEA qui a financé mon Master de recherche puis ma première année de thèse.

M. **Yvon Bésanger** pour avoir participé à mon encadrement et m'avoir toujours aidé lorsque j'en avais besoin.

M. **Christophe Kiény** pour ses remarques pertinentes et riches d'enseignements.

Evidemment, l'aide des membres du laboratoire fut très précieuse pour mener mes travaux à bien. Je remercie : **Jacques Davoine, Joël Guiraud, Florence Martin, Danielle Colin, Pierre Granjon, Bertrand Raison, Delphine Riu, Christophe Andrieu, Jean Barbaroux, Daniel Tomasik, Afef Lebouc, Nicolas Retière, Stéphane Catellani, Claude Brun, Daniel Ogier, Monique Boizard, Elise Riado, Patrick Eustache, ...**

Merci également à tous les doctorants et amis qui ont contribué à l'ambiance au travail et lors des temps libres. **Nicolas**, merci pour toute ton aide durant ces trois années ; **Lilya**, je te souhaite beaucoup de bonheur ; **Farid**, une nouvelle vie commence ; **Dan**, sans toi la simulation temps-réel hybride n'aurait vu le jour merci mon ami ; **Bianca**, ton sourire éclaire mes journées ; **Pierre**, pour les bons plans d'escalade, randos et VTT passés et futurs ; **Florian**, pour avoir été un très bon stagiaire et ami ; **Adèle, Cyril, Xavier, Hynek, Lionel, Marlène, Benoît, Cédric, Valérie, Diane, Jiri, Miguel, Vanya, Sylvie, Maria, Carolina, Gustavo, Olivier, Nataliya, Delcho, ...**

***Je remercie de tout mon coeur mes parents et ma famille.***

# **SOMMAIRE**



<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
-----------------------------------	----------

## **CHAPITRE I : L'ONDULEUR DE TENSION DANS LE RESEAU DE DISTRIBUTION**

I.1 INTRODUCTION .....	3
I.2 L'ONDULEUR DE TENSION POUR LE RESEAU .....	3
<i>I.2.1 Les systèmes de compensation</i> .....	4
I.2.1.1 La qualité d'énergie dans les réseaux.....	4
I.2.1.2 Classement par type de connexion.....	5
I.2.1.3 La connexion shunt.....	5
I.2.1.4 La connexion série.....	9
I.2.1.5 La connexion série et shunt.....	11
<i>I.2.2 Les systèmes d'interfaçage</i> .....	12
I.2.2.1 Généralités .....	12
I.2.2.2 Cas des générateurs éoliens.....	14
I.3 REPRESENTATION VECTORIELLE DE L'ONDULEUR TRIPHASE .....	15
I.4 COMMANDES MLI DES ONDULEURS DE TENSIONS .....	19
<i>I.4.1 La MLI intersective</i> .....	19
I.4.1.1 La MLI intersective Sinus avec porteuse triangulaire.....	20
I.4.1.2 La MLI intersective avec injection d'harmonique de rang 3.....	21
I.4.1.3 La MLI intersective avec porteuse aléatoire .....	22
<i>I.4.2 La MLI vectorielle</i> .....	24
I.4.2.1 Calcul des temps d'applications des vecteurs .....	24
I.5 CONCLUSION.....	30

## **CHAPITRE II : LA SIMULATION TEMPS-REEL**

II.1 INTRODUCTION .....	31
II.2 L'ASPECT TEMPS-REEL .....	31
II.3 LES GRANDES CLASSES DE SIMULATEURS TEMPS-REEL.....	33
II.3.1.1 Les simulateurs temps-réel analogiques .....	34
II.3.1.2 Les simulateurs temps-réel numériques.....	35
II.3.1.3 Les simulateurs temps-réel hybrides.....	36
II.4 LES SIMULATEURS NUMERIQUES TEMPS-REEL .....	38
<i>II.4.1 Le fonctionnement des simulateurs numériques temps-réel</i> .....	38
II.4.1.1 Méthodes d'intégration des éléments du réseau pour le temps-réel.....	38
II.4.1.2 Principe des méthodes d'intégration utilisées en temps-réel.....	38
II.4.1.3 Résolution des équations du réseau .....	42
II.4.1.4 Le parallélisme .....	43
<i>II.4.2 Le simulateur temps-réel numérique ARENE URT</i> .....	44
II.5 PROBLEMATIQUE DE LA SIMULATION NUMERIQUE TEMPS-REEL .....	46
<i>II.5.1 Relation entre le pas de temps et la taille de la simulation</i> .....	46
<i>II.5.2 Problématique du choix du pas de temps</i> .....	47
<i>II.5.3 Problématique de la simulation de dispositifs à base d'électronique de puissance</i> .....	48
II.5.3.1 Les algorithmes de détection des commutations.....	48
II.5.3.2 L'échantillonnage des signaux en entrée du simulateur.....	49
II.6 CONCLUSION .....	54

## **CHAPITRE III : MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE POUR LE TEST EN TEMPS-REEL DE SON CONTROLEUR MLI**

III.1 INTRODUCTION.....	55
III.2 MODELISATION DES SYSTEMES A BASE D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.....	56
<i>III.2.1 Présentation des modélisations pour le temps-réel</i> .....	56
III.2.1.1 Les modélisations pour l'électronique de puissance.....	56
III.2.1.2 Les finesses de représentation .....	57
III.2.1.3 Choix des hypothèses simplificatrices de modélisation.....	61
<i>III.2.2 Le modèle topologique</i> .....	62
<i>III.2.3 Le modèle moyen</i> .....	63
III.3 EXEMPLES DE MODELISATIONS POUR LE TEMPS-REEL .....	69

III.3.1 Principe de la modélisation pour ARENE URT.....	69
III.3.2 Le modèle d'onduleur de tension triphasé.....	70
III.3.2.1 Le modèle topologique de l'onduleur.....	70
III.3.2.2 Le modèle moyen de l'onduleur.....	71
III.3.2.3 Le modèle moyen de l'onduleur dans le repère de Park.....	78
III.3.3 Application au D-STATCOM commandé en MLI.....	79
III.3.3.1 Le modèle topologique du D-STATCOM.....	79
III.3.3.2 Le modèle moyen du D-STATCOM.....	80
III.3.3.3 Le modèle moyen du D-STATCOM dans le référentiel de Park.....	81
III.3.3.4 Asservissement du D-STATCOM.....	82
III.3.4 Application à un générateur éolien.....	89
III.3.4.1 Présentation du système éolien à base de Machine Synchrone (MS).....	89
III.3.4.2 Modélisation de la machine synchrone.....	90
III.3.4.3 Contrôle vectoriel de la machine synchrone.....	93
III.3.4.4 Contrôle de l'éolienne.....	93
III.3.4.5 Représentation schématique d'ensemble du système éolien.....	94
III.4 MODELISATION POUR LE TEST DE CONTROLEURS MLI EN TEMPS-REEL.....	95
III.4.1 Approche par les signaux d'entrée des modèles.....	95
III.4.2 Traitement des signaux par l'interface matérielle : analyse théorique.....	96
III.4.2.1 Principe d'extraction pour le mode moyen.....	96
III.4.2.2 Principe d'extraction pour le mode moyen harmonique.....	99
III.5 CONCLUSION.....	105

## **CHAPITRE IV : IMPLANTATION DES MODELES ET SIMULATIONS HORS TEMPS-REEL**

IV.1 INTRODUCTION.....	106
IV.2 LE D-STATCOM.....	106
IV.2.1 Programmation des asservissements du D-STATCOM.....	107
IV.2.1.1 Asservissement avec des correcteurs PI dans Park.....	108
IV.2.1.2 Asservissement avec des correcteurs résonnants.....	109
IV.2.1.3 Dispositif de génération de la MLI.....	111
IV.2.2 Simulation et validation du modèle topologique du D-STATCOM.....	112
IV.2.2.1 Réalisation des modèles topologiques.....	112
IV.2.2.2 Simulation hors temps-réel du modèle topologique du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park.....	113
IV.2.3 Simulation et validation du modèle moyen du D-STATCOM.....	117
IV.2.3.1 Modèle moyen du D-STATCOM.....	117
IV.2.3.2 Simulation hors temps-réel du modèle moyen du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park.....	118
IV.2.3.3 Simulation hors temps-réel du modèle moyen du D-STATCOM avec des correcteurs résonnants.....	122
IV.2.4 Simulation et validation du modèle moyen dans Park du D-STATCOM.....	123
IV.2.4.1 Modèle moyen dans Park du D-STATCOM.....	123
IV.2.4.2 Simulation hors temps-réel du modèle moyen dans Park du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park.....	124
IV.2.5 Influence du pas de temps de simulation sur les modèles du D-STATCOM.....	127
IV.2.5.1 Modèle moyen avec PI dans Park.....	127
IV.2.5.2 Modèle moyen avec correcteurs résonnants.....	128
IV.3 VALIDATION DU MODELE MOYEN DE D-STATCOM SUR BANC EXPERIMENTAL.....	130
IV.4 LE SYSTEME EOLIEN.....	133
IV.4.1 Le modèle moyen du système éolien dans Park.....	133
IV.4.2 Simulation hors temps-réel du système éolien.....	135
IV.4.2.1 Scénario utilisé.....	135
IV.4.2.2 Paramètres du système éolien.....	136
IV.4.2.3 Résultats des simulations.....	137
IV.5 BILAN SUR LES TEMPS DE CALCUL ESTIMES.....	141
IV.6 CONCLUSION.....	142

## **CHAPITRE V : CONCEPTION DU BANC EXPERIMENTAL ET RESULTATS DE SIMULATION TEMPS-REEL**

V.1 INTRODUCTION.....	143
V.2 CONCEPTION DE L'INTERFACE MATERIELLE.....	143
<i>V.2.1 Caractéristiques.....</i>	<i>143</i>
<i>V.2.2 Méthodes d'extraction des composantes des MLI.....</i>	<i>146</i>
<i>V.2.3 Communication avec ARENE URT.....</i>	<i>148</i>
V.2.3.1 Génération d'un signal MLI haute fréquence suivi d'un filtrage passe bas.....	148
V.2.3.2 Liaison numérique directe.....	151
V.2.3.3 Utilisation d'un convertisseur Numérique / Analogique.....	152
V.2.3.4 Choix de la communication.....	153
<i>V.2.4 Interface en mode moyen.....</i>	<i>153</i>
V.2.4.1 Résultat d'extraction.....	153
V.2.4.2 Etude du retard de traitement de l'interface.....	156
<i>V.2.5 Interface en mode moyen harmonique.....</i>	<i>157</i>
V.2.5.1 Résultat d'extraction avec un signal MLI à 3kHz.....	158
V.2.5.2 Résultat d'extraction avec un signal MLI à 10kHz.....	160
V.3 TEST TEMPS-REEL DU CONTROLEUR DE D-STATCOM.....	163
<i>V.3.1 Mise en oeuvre de la simulation temps-réel.....</i>	<i>163</i>
V.3.1.1 Réalisation du contrôleur MLI de D-STATCOM.....	163
V.3.1.2 Réalisation de la simulation en temps-réel avec ARENE URT.....	166
<i>V.3.2 Tests en temps-réel du dispositif.....</i>	<i>167</i>
V.3.2.1 Test de validation pour un contrôleur moyen de D-STATCOM.....	167
V.3.2.2 Tests de contrôleurs MLI de D-STATCOM.....	170
V.4 SIMULATION TEMPS-REEL HYBRIDE.....	182
<i>V.4.1 Présentation des objectifs et du dispositif simulé.....</i>	<i>182</i>
<i>V.4.2 Simulation hybride temps-réel du système éolien MASDA.....</i>	<i>184</i>
V.4.2.1 Courant injecté au réseau par l'éolienne.....	184
V.4.2.2 Création d'un creux de tension sur le réseau simulé.....	185
V.5 CONCLUSION.....	186
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>187</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>189</b>
<b>ANNEXES.....</b>	<b>195</b>
<b>LEXIQUE.....</b>	<b>202</b>



# **INTRODUCTION GENERALE**



Si l'électronique de puissance est couramment utilisée dans l'industrie : pour piloter les machines tournantes, pour la commande des actionneurs, l'alimentation de charges..., son champs d'application s'est élargi dans un premier temps au réseau de transport électrique, il s'agit des système FACTS (Flexible AC Transmission System). Le nouveau contexte énergétique a dans un second temps ouvert des possibilités très larges au niveau de la distribution électrique. Les nouveautés sont essentiellement la dérégulation du marché de l'électricité et la politique énergétique visant à promouvoir les énergies renouvelables. Ainsi l'électronique de puissance a un potentiel énorme pour entre autres :

- l'interfaçage des producteurs au réseau, comme par exemple pour : les systèmes éoliens, les systèmes photovoltaïques, les micro-turbines, les piles à combustibles... ;
- l'interfaçage de réseaux et la distribution en courant continu ;
- l'amélioration de la qualité d'énergie du réseau. Ces dernières permettent de résoudre certains problèmes liées aux perturbations en tension ou courant pouvant être néfastes pour les producteurs et/ou au bon fonctionnement du réseau en lui-même ;
- le réglage des flux énergétiques actifs et réactifs transitant dans les lignes.

Dans ce contexte, l'étude et la simulation des applications à base d'électronique de puissance présentent un intérêt tout particulier. Des questions se posent alors, comme par exemple : quels seront les impacts des nouveaux dispositifs d'électronique de puissance sur les réseaux électriques, sur les producteurs et les autres équipements ? Comment vont interagir ces dispositifs d'électronique de puissance entre eux ? Comment les différents niveaux de contrôle/commande vont interagir entre eux via les dispositifs contrôlés ? Comment des perturbations sur le réseau vont elles nuire aux bon fonctionnement de ces dispositifs ?...

La principale difficulté pour répondre à ces interrogations est que ces études sont à réaliser à la fois sur les convertisseurs d'électronique de puissance, sur leurs systèmes d'asservissements et de contrôles et ce, dans l'environnement du réseau auquel ils seront connectés : l'approche doit être de type « système ». Par approche système, on entend l'agencement et le dialogue des différents composants physiques et algorithmiques via les commandes la gestion des flux d'information et d'énergie. Pour répondre à une partie de ces interrogations, les simulateurs temps-réel de réseaux sont tout à fait indiqués. Ces simulateurs temps-réel permettent de simuler des réseaux et des équipements électriques et ce, grâce à des entrées/sorties en signal permettent d'interagir avec un équipement réel à tester. Les équipements pouvant être testés sont des dispositifs de contrôles/commandes (appelés contrôleurs par la suite) ou des dispositifs en puissances connectés à ce simulateur via des interfaces en puissance (on parlera alors de simulation temps-réel hybride).

Cependant, si les simulateurs numériques temps-réel présentent des avantages indéniables pour les tests de certains équipements, il existe des cas où les simulations temps-réel demeurent très délicates. Ces équipements posant problèmes sont dans cette thèse des contrôleurs de dispositifs à base d'électronique de puissance à Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). Le but principal fixé dans cette thèse a été de concevoir un banc expérimental « temps-réel » pour tester des contrôleurs en temps-réel avec des fréquences de découpage de l'ordre de la dizaine de kilohertz. Car dans ce contexte, les études les plus récentes montrent clairement que les tests temps-réel de ces contrôleurs à MLI sont limités à des fréquences de découpage inférieures à 4kHz [ABO 03], [CHA 04], [DIN 04], [DUF 04], et [LIA 05]. Le problème majeur est que dans ce cas de figure, la simulation temps-réel est difficilement envisageable, compte tenu des très faibles périodes de découpages des MLI par rapport aux pas de temps fixes relativement importants des simulateurs numériques temps-réel.

Les applications retenues pour les études réalisées dans cette thèse ont toutes comme base l'onduleur de tension triphasé pour le réseau de distribution à des fréquences de découpage de l'ordre du kHz.

Le chapitre I réalise une introduction sur les applications de l'électronique de puissance dédiées au réseau avec une attention particulière à l'onduleur de tension triphasé.

Le chapitre II donne un état de l'art sur la simulation temps-réel. Les principes de fonctionnement et les caractéristiques des simulateurs numériques temps-réel y sont approfondis.

Le chapitre III présentera les différentes modélisations pour les dispositifs d'électronique de puissance. Les critères de choix de la modélisation la mieux adaptée au temps-réel seront définis. Des modèles de systèmes à base d'onduleurs de tension seront réalisés. Puis finalement seront mises en avant les méthodes théoriques développées dans cette thèse et qui permettent la simulation temps-réel de contrôleurs de systèmes à découpage moyenne fréquence.

Le chapitre IV sera consacré aux validations par des simulations hors temps-réel des modèles développés dans le chapitre III. Une attention particulière sera apportée aux effets dus au pas de temps de simulation fixe des simulateurs numériques temps-réel et de l'influence de la valeur de ce pas de temps sur la précision des modèles établis.

Le chapitre V débutera par la présentation du banc d'essais conçu et réalisé. Suivront la validation expérimentale des méthodes théoriques pour la simulation temps-réel de dispositifs de contrôle et de tests en temps réel d'un générateur éolien physique.

Une conclusion générale clôturera ce mémoire et des annexes viendront approfondir certains aspects.

# **CHAPITRE I**

## **L'onduleur de tension dans le réseau de distribution**

<b>CHAPITRE I</b> .....	<b>3</b>
I.1 INTRODUCTION .....	3
I.2 L'ONDULEUR DE TENSION POUR LE RESEAU .....	3
<i>I.2.1 Les systèmes de compensation</i> .....	4
I.2.1.1 La qualité d'énergie dans les réseaux.....	4
I.2.1.2 Classement par type de connexion .....	5
I.2.1.3 La connexion shunt .....	5
I.2.1.4 La connexion série .....	9
I.2.1.5 La connexion série et shunt.....	11
<i>I.2.2 Les systèmes d'interfaçage</i> .....	12
I.2.2.1 Généralités .....	12
I.2.2.2 Cas des générateurs éoliens.....	14
I.3 REPRESENTATION VECTORIELLE DE L'ONDULEUR TRIPHASE .....	15
I.4 COMMANDES MLI DES ONDULEURS DE TENSIONS .....	19
<i>I.4.1 La MLI intersective</i> .....	19
I.4.1.1 La MLI intersective Sinus avec porteuse triangulaire .....	20
I.4.1.2 La MLI intersective avec injection d'harmonique de rang 3.....	21
I.4.1.3 La MLI intersective avec porteuse aléatoire .....	22
<i>I.4.2 La MLI vectorielle</i> .....	24
I.4.2.1 Calcul des temps d'applications des vecteurs .....	24
I.5 CONCLUSION.....	30

## I.1 Introduction

L'onduleur de tension est largement utilisé dans le réseau électrique de distribution pour de nombreuses applications.

Afin de tester en temps-réel les dispositifs contrôlant l'onduleur de tension, et aussi de connaître les applications pouvant être étudiées avec le banc d'essais pour le temps-réel développé dans le cadre de cette thèse, il a été nécessaire au préalable d'établir un état de l'art des principales applications à base d'onduleur de tension connectées au réseau.

Certaines des applications présentées dans ce chapitre seront alors modélisées (Chapitre III) puis validées (Chapitre IV) et enfin testées en temps-réel (Chapitre V).

La première partie de ce chapitre va présenter les applications de l'onduleur de tension pour le réseau de distribution, son principe de fonctionnement, ses applications, ainsi que les types de connexions au réseau.

L'un des objectifs du travail présenté ici étant le test de contrôleurs d'onduleur de tension, la partie qui suivra traitera de la représentation vectorielle des états de l'onduleur, qui sera ensuite utilisée dans le dernier paragraphe de ce chapitre comme base pour l'étude de la MLI vectorielle.

Dans cette dernière partie seront détaillés : les principales commandes à MLI de l'onduleur de tension, le principe d'élaboration des ordres de commandes des interrupteurs de puissance de l'onduleur ainsi que les intérêts de chacune des MLI présentées.

## I.2 L'onduleur de tension pour le réseau

Il existe dans la distribution électrique deux grandes familles d'applications basées sur la structure onduleur de tension triphasé. D'une part, les systèmes dits « D-FACTS » (Flexible AC Transmission System dédiés au réseau de Distribution) et d'autre part, les interfaces pour la connexion au réseau de producteurs d'énergie décentralisés.

Compte tenu des tensions et des puissances mises en jeu dans le réseau de distribution, il est possible d'utiliser des semi-conducteurs de puissance adaptés qui puissent commuter à des fréquences significatives. Les convertisseurs de l'électronique de puissance (EP) qui en découlent permettront, via une MLI donnée, de poursuivre des formes d'ondes plus fines donc d'ouvrir un champ d'applications plus large que les systèmes EP dédiés au réseau de transport. Ces formes d'ondes plus fines produites par les convertisseurs considérés ouvrent par exemple la voie à la réjection d'harmoniques (filtrage actif) aussi bien qu'à l'injection de courants ou de tensions plus propres au réseau (redressement à prélèvement sinusoïdal...).

Du fait des fréquences mises en jeu et de la disponibilité d'interrupteurs EP bidirectionnels en courant (avec une diode en anti-parallèle), la structure onduleur de tension se trouve naturellement sollicitée pour la plupart des applications EP liées à la distribution. Par ailleurs, l'onduleur de tension a une forte propension à changer de fonctionnalité simplement par une adaptation de sa commande. Il pourra ainsi faire fonction de filtre actif de courant et en même temps, de compensateur de réactif dans une configuration shunt ou encore, dans le cas série, faire office de compensateur de creux de tension, de filtre actif de tension ou encore de régulateur d'impédance de ligne... Toutefois, du point de vue applicatif, il est d'usage de séparer les applications entre compensation et interfaçage.

## **I.2.1 Les systèmes de compensation**

La multiplicité des charges et sources perturbantes d'une part et d'autre part, la présence de charges sensibles et/ou critiques amènent à revisiter la notion de fourniture de tension. Il en a découlé le principe de la qualité de l'énergie du point de vue du consommateur (nommée d'abord « Power Quality » [MAR 88], [WAG 90] et ensuite « Custom Power » [OSB 95], [SUN 94], [SAB 03]).

### **I.2.1.1 La qualité d'énergie dans les réseaux**

Le terme de qualité d'énergie est largement utilisé lorsque des phénomènes perturbants sont présents sur le réseau électrique. La détérioration de la qualité de l'énergie sur le réseau peut avoir plusieurs causes et effets [OLI 00], [ETX 03], comme par exemple :

- les charges ayant un facteur de puissance trop bas. Le transit inutile d'énergie réactive sur les lignes peut alors augmenter fortement les pertes en lignes et faire chuter la tension aux noeuds de raccordement des charges ;
- les charges non-linéaires, comme par exemple les redresseurs à diodes. Les harmoniques absorbés ou générés accélèrent le vieillissement de certains matériels, perturbent les systèmes de contrôle... ;
- les déséquilibres en courant et/ou en tension du fait d'un déséquilibre de charges : provoquent par exemple dans les machines tournantes des champs tournants inverses produisant des couples parasites ;
- les transitoires rapides essentiellement provoqués par des enclenchements déclenchements de charges (ou de compensateurs) et de manoeuvre ;
- les creux de tension qui peuvent avoir pour origine le réseau amont (court circuits, foudre) ou aval (démarrage de grosses machines...). La profondeur du creux peut aller jusqu'à 90% de la tension et durer d'un demi cycle à 30 cycles.

Les creux de tension sont pour les réseaux industriels la cause d'une majorité de pannes.

Il existe des solutions préventives et curatives aux problèmes de la qualité de l'énergie. Des solutions préventives vont vers l'immunisation des charges (alimentation régulée), d'autres vers le confinement des sources perturbantes (éloignement électrique des sources perturbantes des charges sensibles) et certaines vers la conversion « propre » (redressement à prélèvement sinusoïdal). Les solutions curatives s'insèrent dans des architectures déjà existantes et se basent sur la compensation (filtrages passifs et/ou actifs, compensation de réactif...)

### I.2.1.2 Classement par type de connexion

Les systèmes à base d'électronique de puissance peuvent être connectés au réseau en série ou en shunt et peuvent utiliser un mode de compensation actif ou passif [BAC 05]. Selon leur mode de connexion, ils se comportent comme des sources de courant (cas shunt), ou comme des sources de tension (cas série). S'ils sont passifs, ils n'échangent que de l'énergie réactive avec le réseau et se comportent dans ce cas comme des impédances. S'ils sont actifs, ils peuvent échanger de l'énergie active et réactive avec le réseau.

Le tableau suivant montre les applications des systèmes en fonction de leur type de connexion et du type de réseau.

Type de connexion	Applications
<i>Série</i>	Réduction des creux et déséquilibres de tensions, compensation harmonique de tension, réglage d'impédances de lignes et de flux de puissance...
<i>Shunt</i>	Filtrage actif de courant, réglage de plan de tension, compensation de réactif, soutien de réseau, réduction de l'effet de Flicker, équilibrage de charge...

Tableau I-1 : Type de connexion et applications associées.

### I.2.1.3 La connexion shunt

#### I.2.1.3.1 Principe

La connexion en shunt est réalisée par le raccordement en « parallèle » de l'onduleur de tension avec le réseau (Figure I-1). Généralement un transformateur est utilisé pour abaisser le niveau de tension du réseau vers des niveaux acceptables pour l'électronique de puissance utilisée (contrainte de tenue en tension des composants). Une source d'énergie connectée sur le bus continu de l'onduleur peut également fournir de la puissance active au réseau.

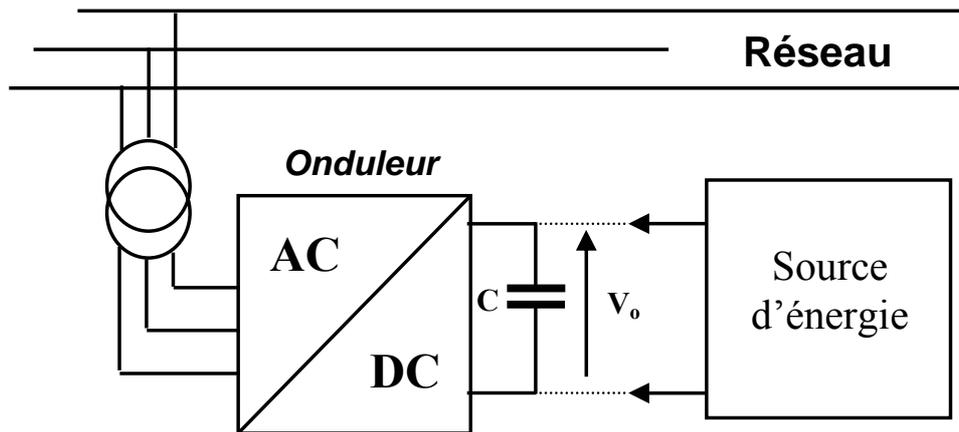


Figure I-1 : Connexion shunt de l'onduleur au réseau.

Le système connecté en shunt peut être alors représenté par une source de courant variable placée en parallèle avec le réseau, comme montré sur la figure ci-dessous.

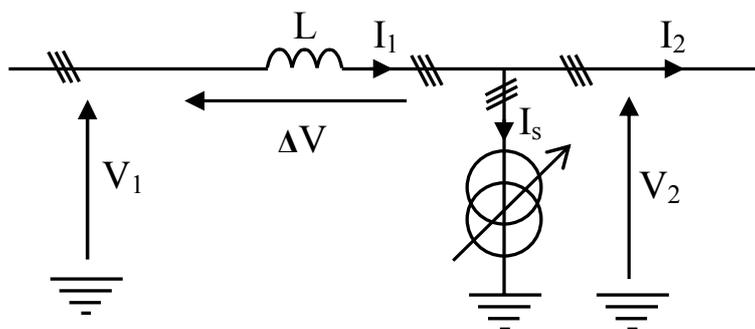


Figure I-2 : Représentation d'une connexion shunt.

L'onduleur de tension associé à la connexion shunt est par abus de langage appelé D-STATCOM (D comme distribution et STATCOM pour STATic COMPensator). L'abus de langage vient du fait que les fonctions assurées dépassent largement le réglage de réactif. Originellement le STATCOM, dédié au réseau de transport, a été utilisé pour la compensation de puissance réactive, le maintien d'un niveau de tension par échange de courant réactif avec le réseau et parfois pour l'amortissement de certaines oscillations [BES 96]. Le D-STATCOM, pour les réseaux de distribution, réalise les mêmes fonctions que le STATCOM. Cependant, les fréquences de commutations de ses interrupteurs de puissances (généralement des IGBT) permettent d'assurer des trajectoires de courant plus élaborées, ouvrant donc des possibilités plus larges : filtrage actif de courant, réglage découplé des puissances actives et réactives échangées avec le réseau, etc... [ALV 00].

L'utilisation pour la compensation des perturbations sur les courants comme, par exemple : les harmoniques générés par une charge polluante, mais aussi pour compenser indirectement des perturbations en tension comme le phénomène de Flicker est également possible. Toutefois, les puissances apparentes en jeu limitent la fréquence de commutation ce

qui fait que la compensation des harmoniques de rangs supérieurs au 13<sup>ième</sup> harmonique est délicate (une fréquence de commutation comprise entre 10 et 15 kHz est requise afin de compenser le 13<sup>ième</sup> harmonique [SON 98], [GAZ 05]).

On peut citer à cet effet, un D-STATCOM d'une puissance totale de compensation de  $\pm 1000$  kVAR qui a été réalisé au Japon en 2000 (Saiko, compagnie TEPCO) pour la compensation de la chute de tension engendrée par le re-pompage des eaux d'un barrage. Le niveau de tension du réseau de distribution est de 6.6 kV et la fréquence de découpage utilisée est de 6 kHz. Ce système est constitué de 3 étages de D-STATCOM connectés en parallèle. Le constructeur de ce dispositif est Mitsubishi Electric.

### I.2.1.3.2 Applications en régime sinusoïdal

Le cas général de l'injection de courant en régime sinusoïdal est illustré par la Figure I-3. Dans ce cas, le vecteur courant injecté au réseau par l'onduleur peut alors être placé en module et en phase à l'intérieur du disque en pointillés représenté sur cette même figure. Les possibles applications sont nombreuses : elles vont du réglage du plan de tension à l'injection contrôlée de puissance active et réactive en passant par la compensation de déséquilibres.

Par exemple, le réglage de tension peut s'illustrer par la figure ci-dessous dans laquelle, par action sur les composantes actives et réactives de  $I_s$ , l'amplitude de  $V_2$  est contrôlée.

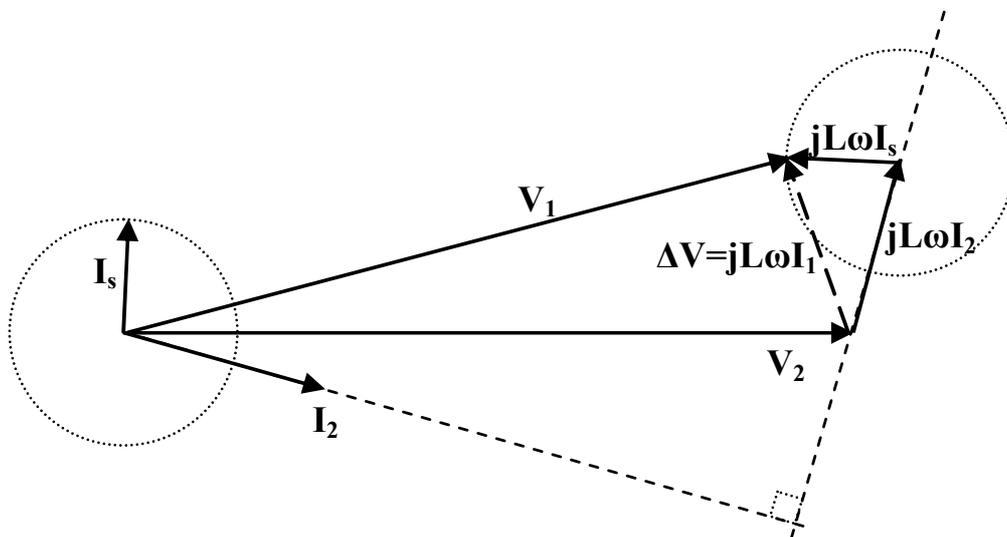


Figure I-3 : Principe de la compensation shunt.

Il est montré, dans le schéma de contrôle de la Figure I-4 qui suit, le réglage de tension à un noeud de raccordement via le contrôle du courant réactif  $I_{sq}$  seul (cas particulier de la Figure I-3 ci dessus). Le courant réactif généré par le compensateur peut alors être contrôlé de telle sorte que la tension  $V_2$  soit maintenue à une valeur de consigne. Cela revient à compenser la chute de tension en ligne  $\Delta V$  due au passage du courant dans les lignes. Le courant actif  $I_{sd}$  prélevé, sert quant à lui, à régler la tension du bus continu de l'onduleur.

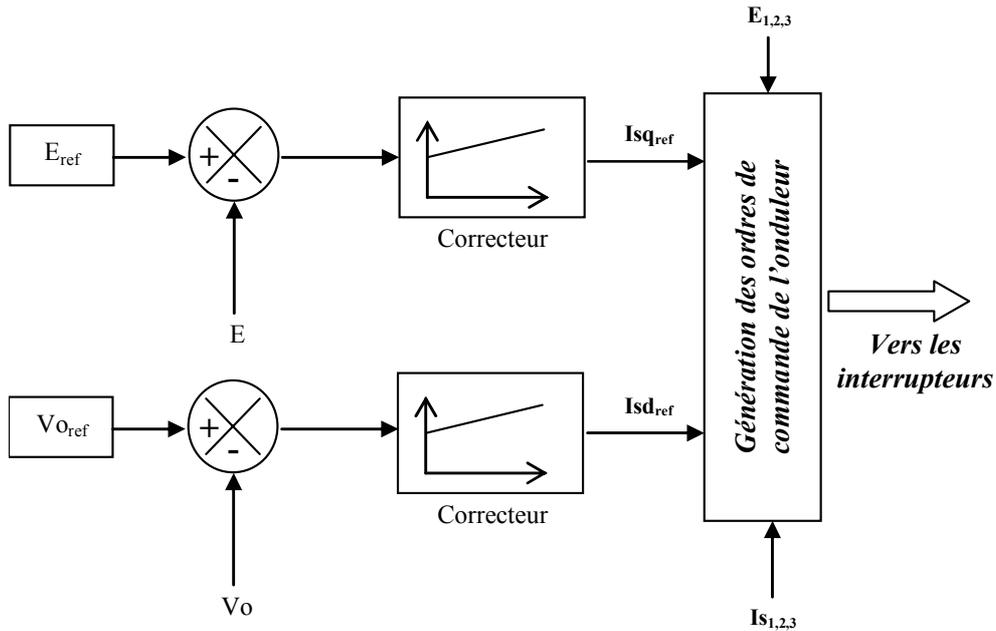


Figure I-4 : Schéma d'asservissement de la compensation d'un niveau de tension réseau avec l'onduleur.

### I.2.1.3.3 Application en régime non sinusoïdal

Le cas type d'application en régime non sinusoïdal est le filtrage actif de courant (Figure I-5).

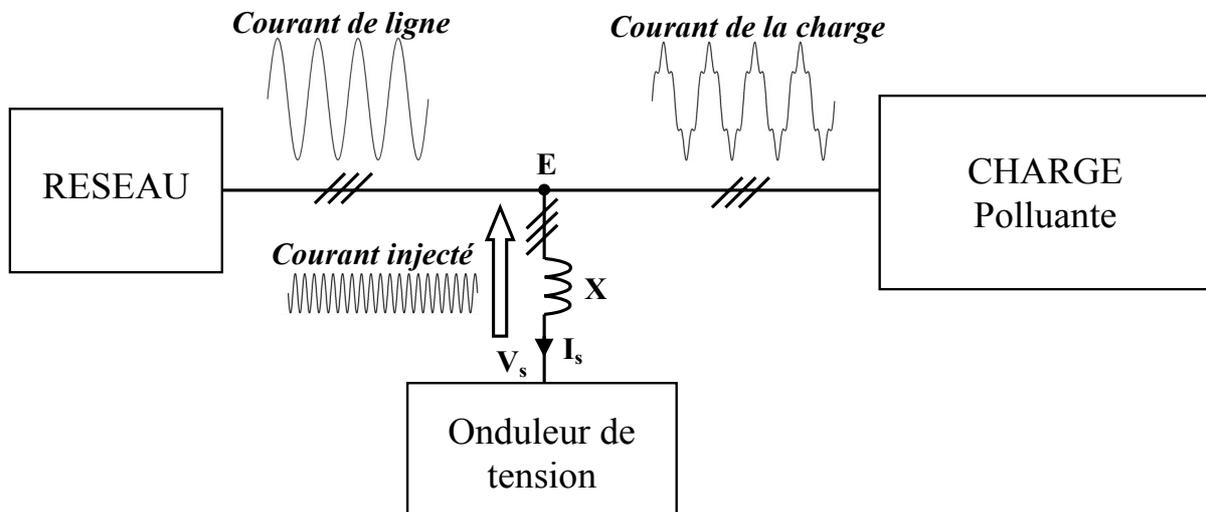


Figure I-5 : Principe de filtrage harmonique de courant avec l'onduleur en connexion shunt.

Le principe de fonctionnement est relativement simple à décrire : les courants harmoniques (autres que le fondamental) générés par la charge polluante sont extraits, mis en opposition de phase et servent de référence aux courants générés par l'onduleur de tension (Figure I-6). Le courant résultant côté réseau est alors égal à son fondamental (bien entendu dans le cas idéal).

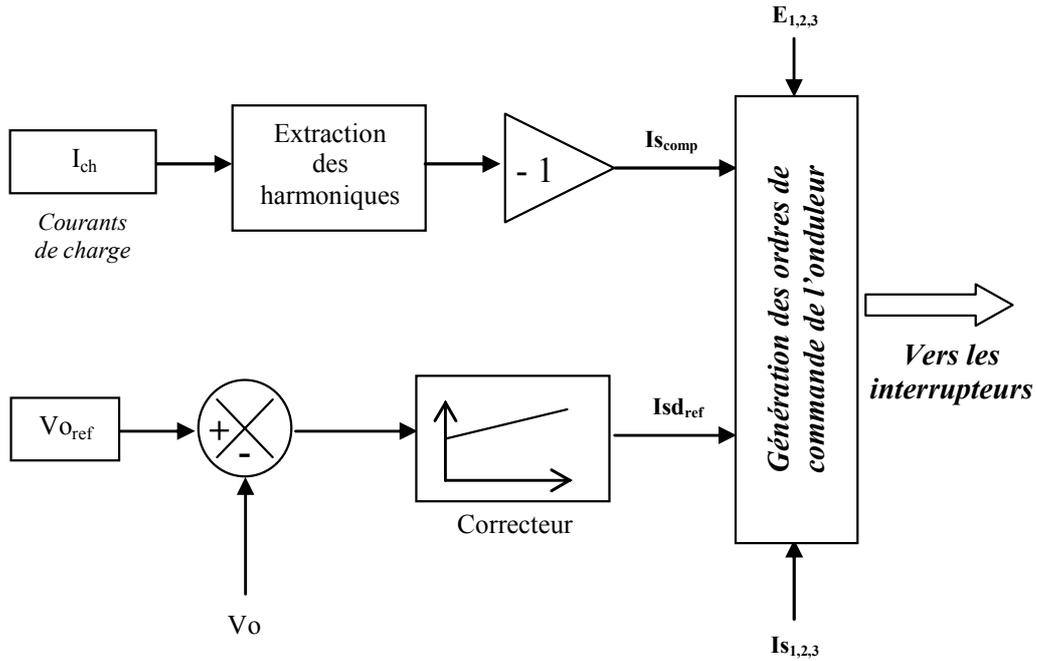


Figure I-6 : Schéma d'asservissement pour le filtrage harmonique avec l'onduleur.

On remarquera que les figures des commandes de l'onduleur (Figure I-4 et Figure I-6) diffèrent très peu et que par ailleurs, le schéma de connexion du convertisseur est identique.

### I.2.1.4 La connexion série

#### I.2.1.4.1 Principe

La connexion en série est réalisée par le raccordement en série de l'onduleur de tension avec le réseau (Figure I-7). Un transformateur de courant est utilisé pour l'isolation galvanique. Il est à noter que l'on peut se passer de ce dernier si trois onduleurs monophasés sont utilisés et associés chacun à une ligne. Contrairement à la connexion shunt où l'action s'effectue sur le courant injecté, la compensation se fait ici sur la tension injectée.

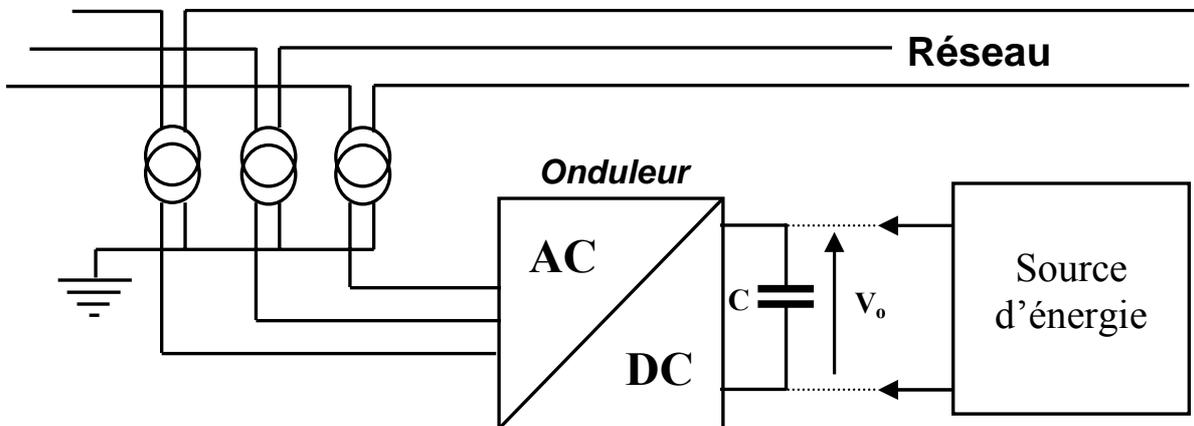


Figure I-7 : Connexion série de l'onduleur au réseau.

Dans le cas de la connexion en série, le système de compensation est équivalent à une source de tension variable placée en série avec le réseau comme présenté sur la figure ci-dessous.

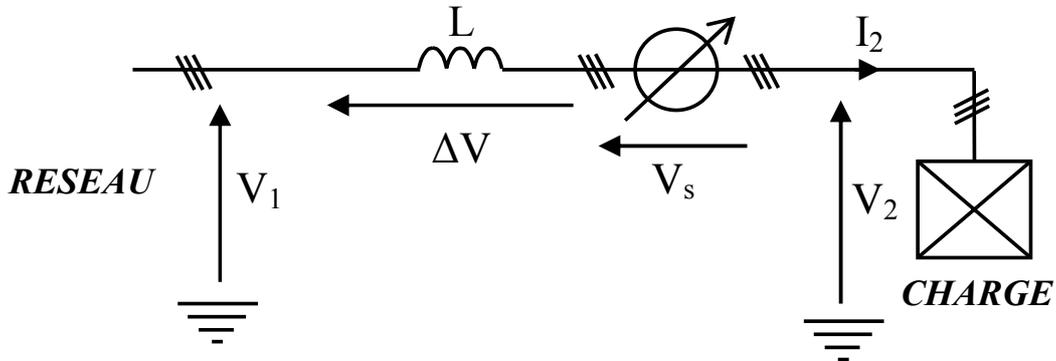


Figure I-8 : Représentation d'une connexion série.

La tension  $V_s$  peut alors être contrôlée de telle sorte que la tension  $V_2$  soit maintenue à une valeur de consigne. La compensation de la chute de tension en ligne  $\Delta V$  est naturellement possible, mais l'application principale dans ce cas de figure est la protection de la charge contre d'éventuelles fluctuations de la tension du réseau (creux, pics, harmoniques...).

#### I.2.1.4.2 Application en régime sinusoïdal

En régime sinusoïdal, le vecteur de la tension  $V_s$  évolue en module et en phase à l'intérieur du disque en pointillés représenté sur la Figure I-9. Pour une valeur de  $V_s$  donnée, l'amplitude de  $V_2$  pourra être asservie à une certaine référence si la tension du réseau fluctue momentanément.

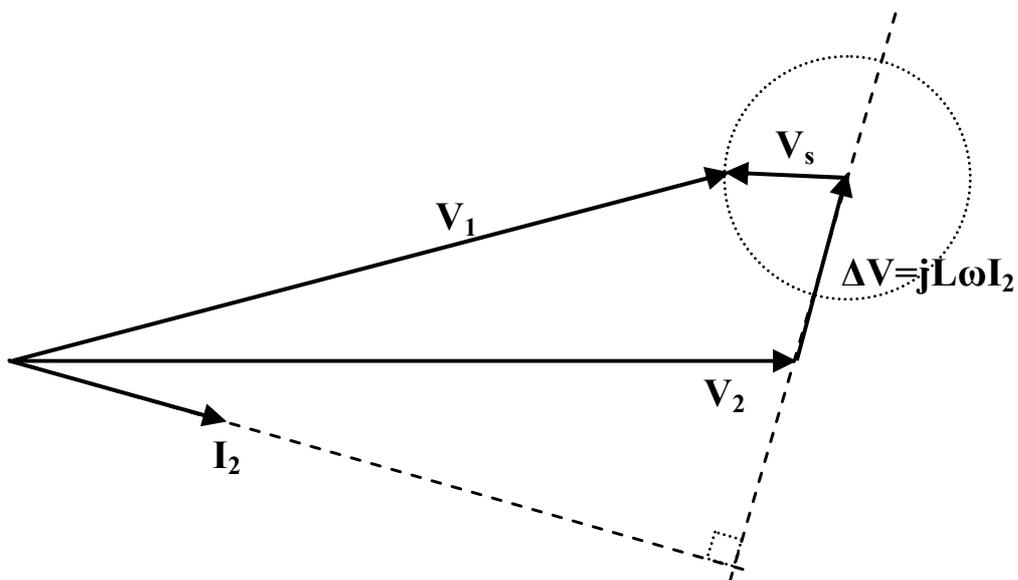


Figure I-9 : Principe de la compensation série.

L'application la plus caractéristique de la connexion série est le DVR (Dynamic Voltage Restorer). Le DVR est utilisé pour la protection des charges sensibles face aux perturbations en tension présentes sur le réseau de distribution. Les principales applications sont : la compensation des creux, des surtensions, des pics et des déséquilibres de tensions. Les temps de réaction nécessaires à ce type de dispositifs sont de l'ordre de la milliseconde [ALV 00], les fréquences de commutation nécessaires sont alors moins élevées que pour les applications de type filtrage actif.

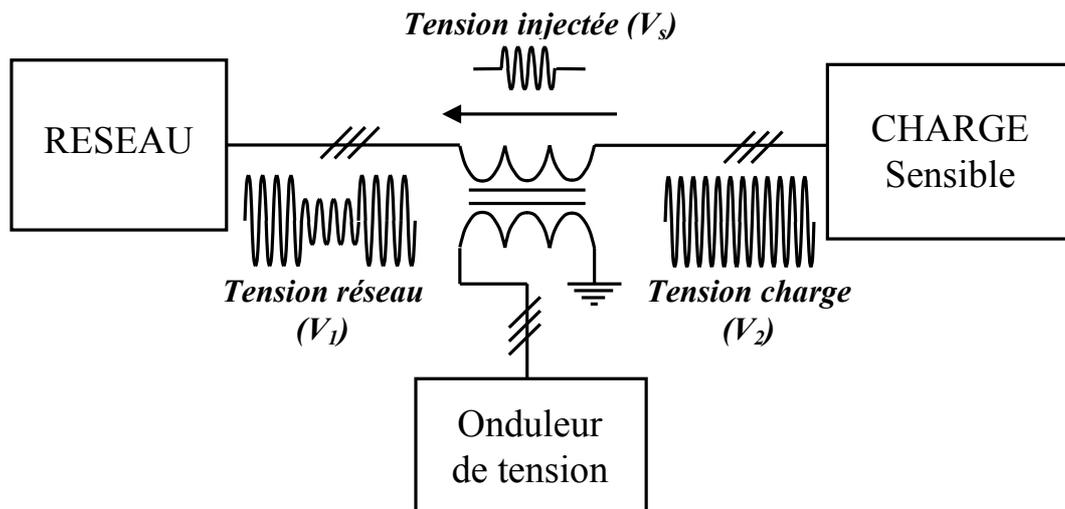


Figure I-10 : Principe de compensation des perturbations de tension avec l'onduleur en connexion série.

#### I.2.1.4.3 Application en régime non sinusoïdal

Il s'agit du problème dual du filtrage actif de courant, en ce sens où l'on rejette les perturbations harmoniques venant du réseau et ce, via une structure série. La procédure d'injection de contre-harmoniques de tension s'appuie sur le schéma de la Figure I-10 ci-dessus. La différence résidera dans les fréquences de découpage nécessaires et dans divers filtres passifs utilisés pour atténuer les harmoniques de découpage.

#### I.2.1.5 La connexion série et shunt

Ce type de dispositif allie à la fois les fonctions des compensateurs série par injection de tension série à celles du D-STATCOM par injection shunt de courants. Il s'agit du Déphaseur Régulateur Universel dont l'acronyme anglo-saxon est UPQC (Unified Power Quality Conditionner) [HU 00], [FUJ 98]. Ce compensateur est basé sur une architecture de FACTS UPFC (Unified Power Flow Controller), mais adapté au réseau de distribution avec toutes les fonctionnalités supplémentaires qui en découlent. Le schéma de l'UPQC est donné par la Figure I-11.

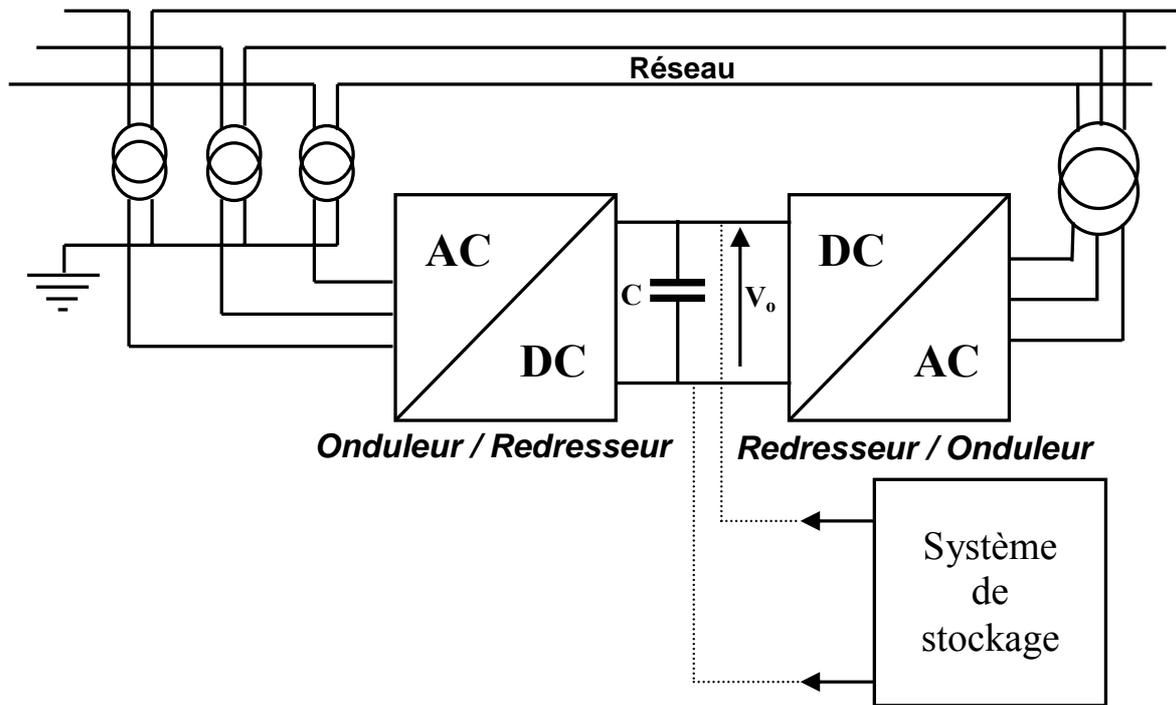


Figure I-11: Connexion série et shunt de l'onduleur au réseau.

Cependant, si ce système présente toutes les fonctionnalités requises pour la conduite du réseau de distribution, il n'a pas encore pénétré le marché des compensateurs pour deux raisons : son coût relativement élevé et l'absence de besoin de réunir toutes les fonctionnalités en un même compensateur.

## I.2.2 Les systèmes d'interface

### I.2.2.1 Généralités

Les systèmes d'interfaces permettent le raccordement d'une source d'énergie primaire au réseau de distribution (Figure I-12). Cette problématique suscite de nombreux travaux actuels aussi bien dans les domaines des convertisseurs que dans leurs systèmes de contrôles [MOG 05], [VAL 04], [LAV 05].

Un exemple de dispositif de production (Figure I-12) montre une interface de puissance pour le raccordement d'une source d'énergie primaire au réseau électrique [GOM 05a]. Pour ce faire deux convertisseurs sont utilisés. D'une part le convertisseur d'énergie primaire qui a pour fonction de convertir l'énergie primaire en énergie électrique (générateur éolien, micro-turbine, panneaux photovoltaïques, piles à combustible (PAC), etc...). D'autre part le convertisseur d'électronique de puissance qui a pour fonction l'adaptation des grandeurs électriques (tension, courant, fréquence...). Un système de commande permet d'assurer le contrôle des grandeurs asservies, qui peuvent être par exemple : l'optimisation de la puissance extraite du dispositif, le contrôle de grandeurs électriques, mécaniques...

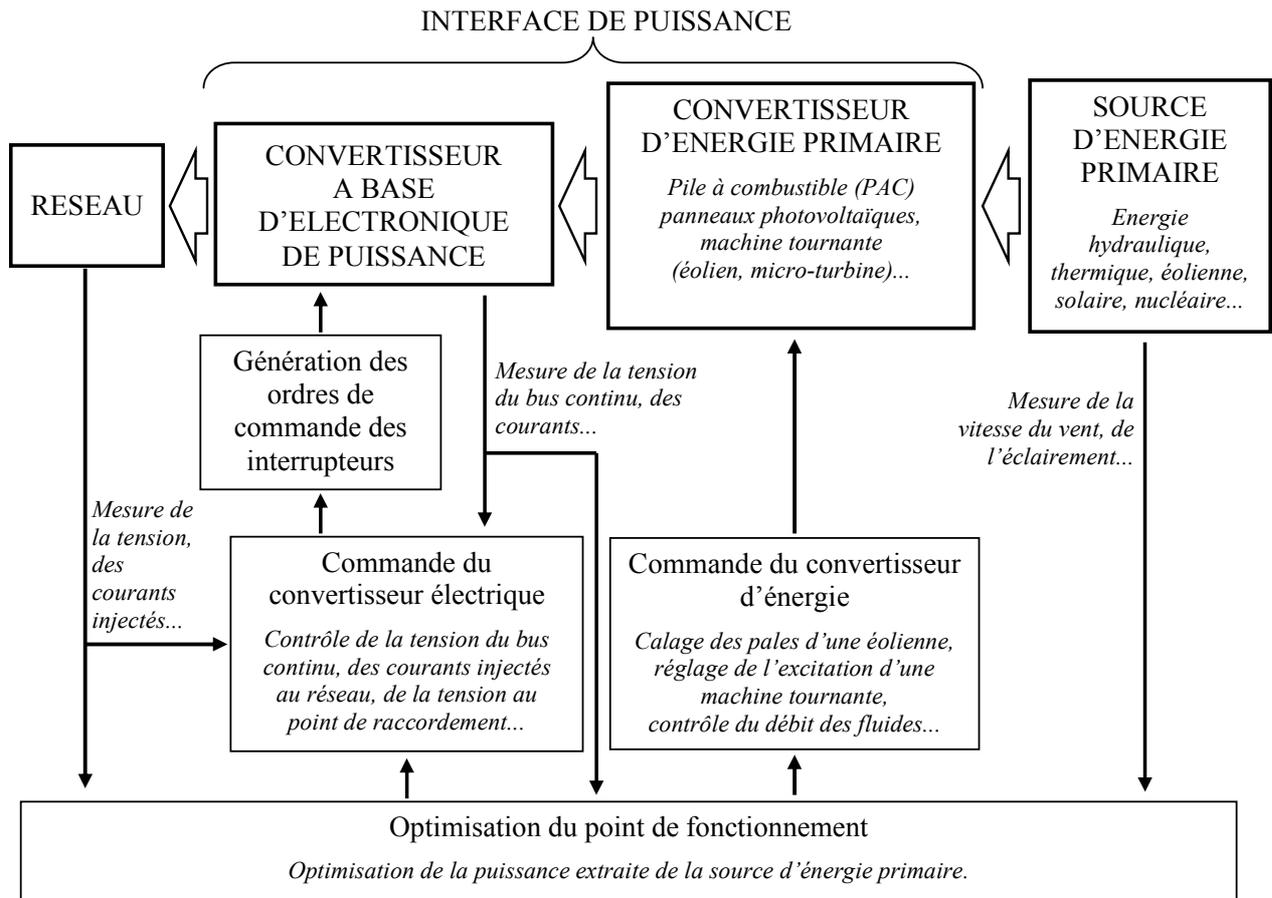


Figure I-12 : Schéma d'un dispositif de production avec son système de contrôle et ses convertisseurs.

L'interface de puissance a deux rôles :

- d'un côté, de respecter les contraintes liées à la connexion réseau : qualité des courants injectés, facteur de puissance, intégrer une partie des protections etc... ;
- d'un autre côté, d'exploiter au mieux les possibilités du générateur : rendement maximal ou extraction du maximum de puissance disponible de la source primaire (MPPT : Maximum Power Point Tracking), respect des contraintes d'exploitation, compensation des faiblesses dynamiques du générateur et de son intermittence éventuelle...

Le convertisseur à base d'électronique de puissance peut être constitué d'un ou de plusieurs étages de conversion (deux dans le cas de la Figure I-13 ci-dessous). Toutefois, le dernier étage (Etage 2) qui assure la connexion réseau est nécessairement un onduleur de tension qui, selon la réglementation, peut être mono ou triphasé. En sus de cette fonction de connexion, cet onduleur peut assurer en plus les fonctionnalités du D-STATCOM sous condition de réserve de puissance apparente.

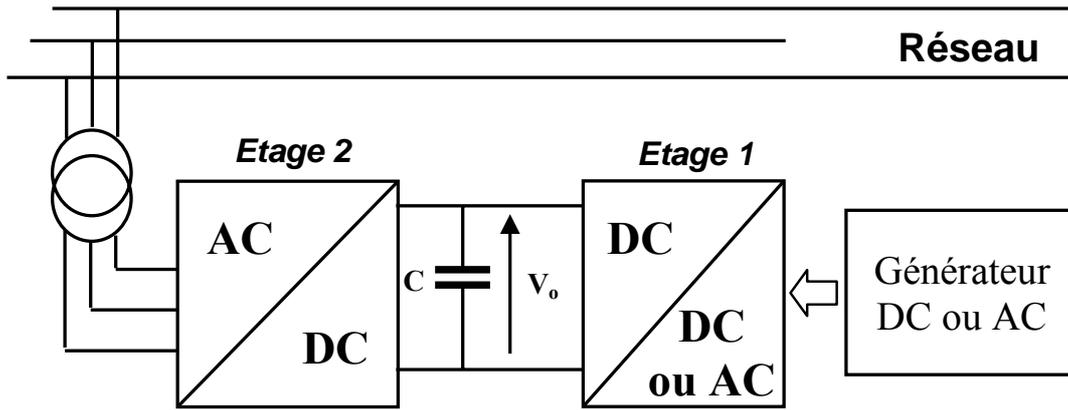


Figure I-13 : Interface à base d'électronique de puissance pour la connexion d'un producteur au réseau.

### I.2.2.2 Cas des générateurs éoliens

La problématique de cette thèse a débordé sur la simulation temps-réel hybride. L'exemple pris ici est la génération éolienne du fait de son actualité, de la dimension et de la complexité des modèles et commandes y afférents. Selon le type de machine génératrice utilisée, différentes interfaces d'EP sont proposées. L'EP permet le fonctionnement à vitesse variable, elle peut transiter toute la puissance produite par la génératrice ou seulement une partie (cas de la machine asynchrone à double alimentation).

Le bus continu peut intégrer un système de stockage pour faire face à l'intermittence de la source primaire et pallier dans certains cas des faiblesses de dynamique.

La Figure I-14 montre une application de l'onduleur de tension pour un système éolien à base de machine synchrone.

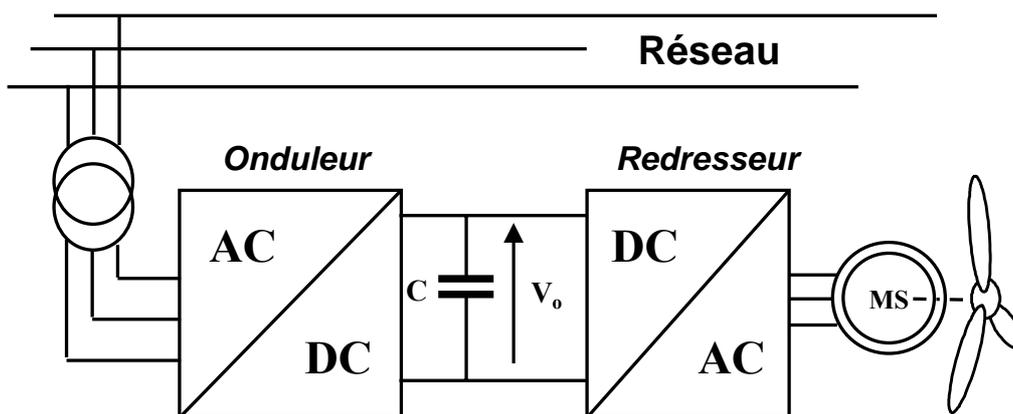


Figure I-14 : Interface à base d'électronique de puissance pour la génération éolienne (cas de la machine synchrone).

L'utilisation d'un tel système est justifiée pour adapter les fréquences des courants statoriques de la machine synchrone à ceux du réseau. Ainsi l'éolienne peut fonctionner à vitesse variable.

L'application présentée sur la Figure I-15 est une éolienne à base de Machine Asynchrone à Double Alimentation (MASDA). Si une machine asynchrone est directement couplée au réseau, alors sa vitesse sera pratiquement constante. Un moyen de contrôle de la puissance extraite peut être, dans certains cas, le calage des pâles de l'éolienne. Une autre solution est d'utiliser une MASDA, ce qui permet un fonctionnement à vitesse variable. Le dispositif pouvant fonctionner en hypo-synchrone (transit de la puissance du réseau vers le rotor) ou en hyper-synchrone (transit de puissance du rotor vers le réseau).

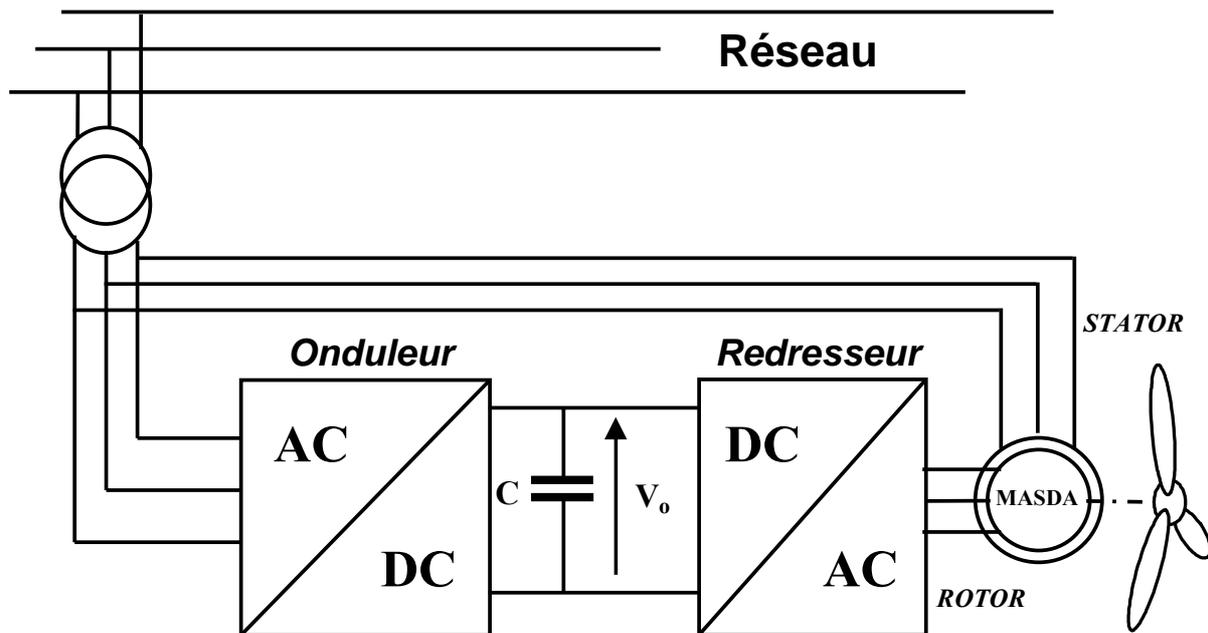


Figure I-15 : Interface à base d'électronique de puissance pour la génération éolienne (cas de la machine asynchrone à double alimentation).

Dans chacune des applications présentées, l'étage onduleur connecté du côté réseau peut aussi fonctionner en D-STATCOM, pour que le système de production puisse participer aux services systèmes.

### I.3 Représentation vectorielle de l'onduleur triphasé

Le reste de ce chapitre sera consacré au contrôle rapproché des interrupteurs formant l'onduleur de tension. Les deux techniques, scalaire et vectorielle, seront décrites. Ce paragraphe est consacré à la seconde technique de représentation.

Pour réaliser une représentation vectorielle de l'onduleur, un neutre « fictif »  $n_0$  peut être défini comme référence des tensions du côté de l'onduleur (Figure I-16). Ce point neutre est créé par deux condensateurs « fictifs » de valeur  $C/2$  représentant le condensateur réel du bus continu de l'onduleur de valeur  $C$ . On obtient ainsi les tensions  $V_{S1n0}$ ,  $V_{S2n0}$  et  $V_{S3n0}$ .

Les tensions coté réseau :  $V_{S_{1n}}$ ,  $V_{S_{2n}}$  et  $V_{S_{3n}}$  sont alors référencées par rapport au point neutre du réseau n comme représenté sur la Figure I-16. Pour simplifier les notations, les chapitres suivants utiliseront les notations  $V_{S_1}$ ,  $V_{S_2}$  et  $V_{S_3}$  pour  $V_{S_{1n}}$ ,  $V_{S_{2n}}$  et  $V_{S_{3n}}$ .

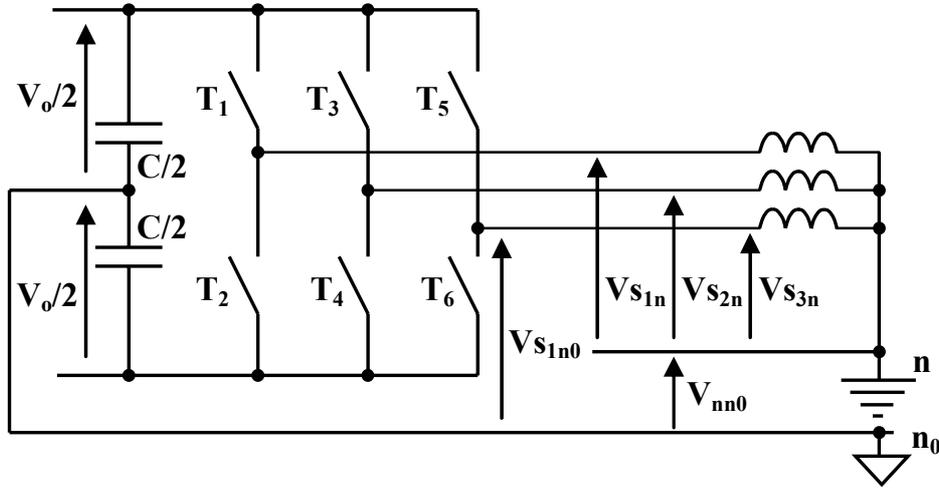


Figure I-16 : Références des tensions utilisées pour la modélisation de l'onduleur de tension.

La relation des tensions référencées par rapport aux points neutres n et  $n_0$  peuvent être exprimées par les équations (I-1).

$$\begin{cases} V_{S_{1n0}} = V_{S_{1n}} + V_{nn0} \\ V_{S_{2n0}} = V_{S_{2n}} + V_{nn0} \\ V_{S_{3n0}} = V_{S_{3n}} + V_{nn0} \end{cases} \quad (I-1)$$

Les tensions simples des phases du réseau sont supposées triphasées équilibrées (I-2).

$$\sum_{i=1}^3 V_{S_{in}} = 0 \quad (I-2)$$

Ainsi, la tension entre les deux points neutres est définie par l'équation (I-3).

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}(V_{S_{1n0}} + V_{S_{2n0}} + V_{S_{3n0}}) \quad (I-3)$$

L'onduleur de tension triphasé peut être commandé suivant 8 possibilités. Chaque possibilité de commande correspond à un état de l'onduleur [ROY 00]. On obtient ainsi les 8 vecteurs d'états de l'onduleur présentés par la Figure I-17.

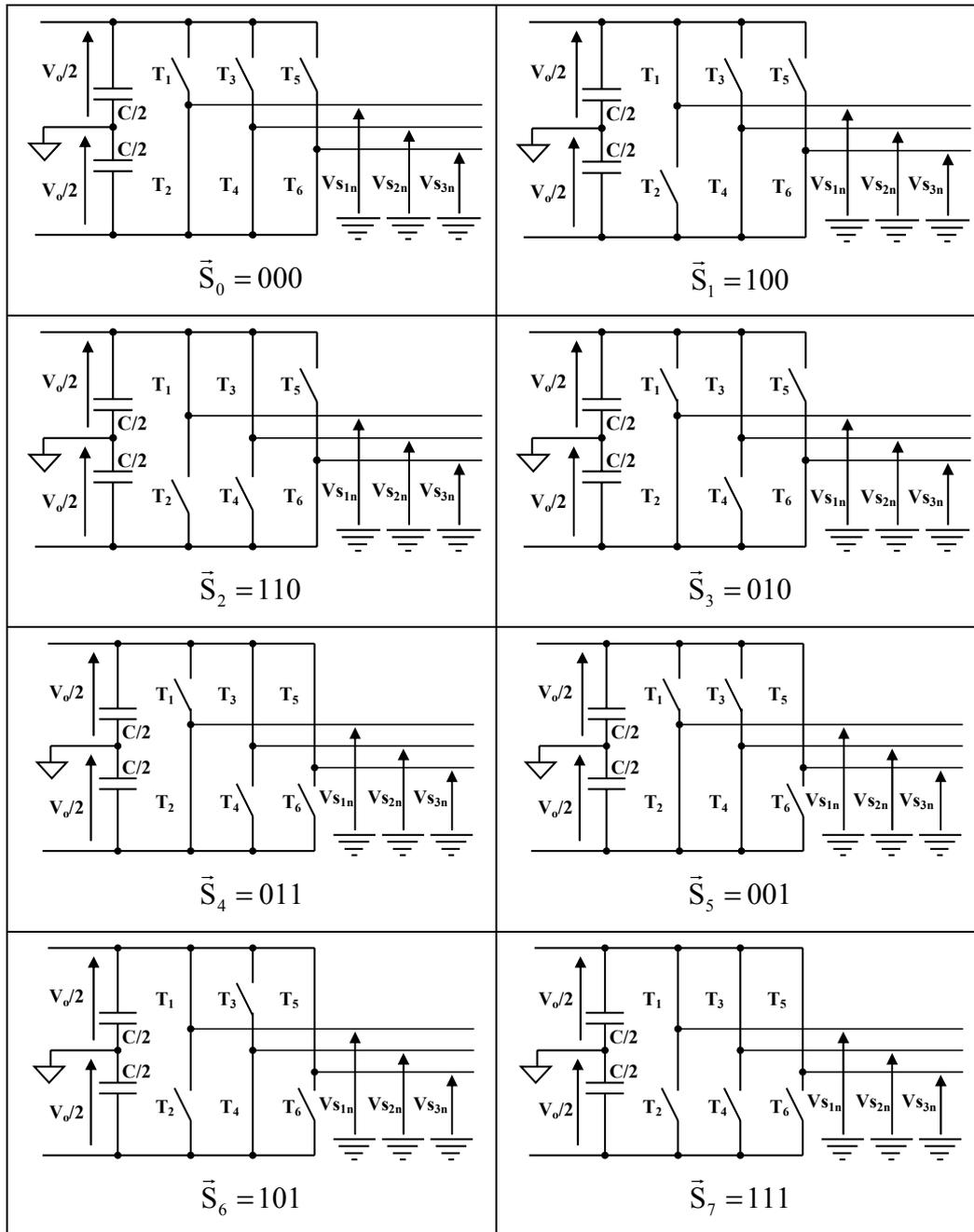


Figure I-17 : Représentation des huit états de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Par exemple, lorsque la commande « 101 » est appliquée sur l'onduleur, les transistors  $T_1$ ,  $T_5$  et  $T_4$  sont passants. L'état  $\vec{S}_6$  est alors obtenu, ce qui correspond aux tensions de sorties suivantes :  $V_{s1n0} = +V_o/2$ ,  $V_{s2n0} = -V_o/2$ ,  $V_{s3n0} = +V_o/2$ .

En considérant les fonctions de commutations de l'onduleurs  $U_i$  telles que si  $U_i = +1$  l'interrupteur du haut de la phase  $i$  est passant et celui du bas bloqué. De même, si  $U_i = -1$  alors l'interrupteur du bas de la phase  $i$  est passant et celui du haut bloqué, l'équation (I-4) peut être obtenue.

$$V_{S_{in0}} = U_i \frac{V_o}{2} \quad (I-4)$$

La correspondance avec le vecteur d'état est obtenue grâce à l'équation (I-5).

$$\vec{S} = \{U_1; U_2; U_3\} \quad (I-5)$$

Ainsi, le vecteur des tensions de l'onduleur peut être défini par l'équation (I-6).

$$\vec{V} = k \left( V_{S_{in0}} + V_{S_{2n0}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{S_{3n0}} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (I-6)$$

Pour la représentation vectorielle le choix de  $k=2/3$  a été adopté pour la conservation des amplitudes des grandeurs électriques (tensions et courants). L'équation (I-7) peut alors être déduite des équations (I-4) et (I-6).

$$\vec{V} = \frac{V_o}{3} \left( U_1 + U_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + U_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (I-7)$$

En utilisant l'équation (I-6), l'expression du vecteur de tension référencé par rapport au point n peut alors être déduit (équation I-8).

$$\vec{V} = \frac{2}{3} \left( V_{S_{1n}} + V_{S_{2n}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{S_{3n}} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (I-8)$$

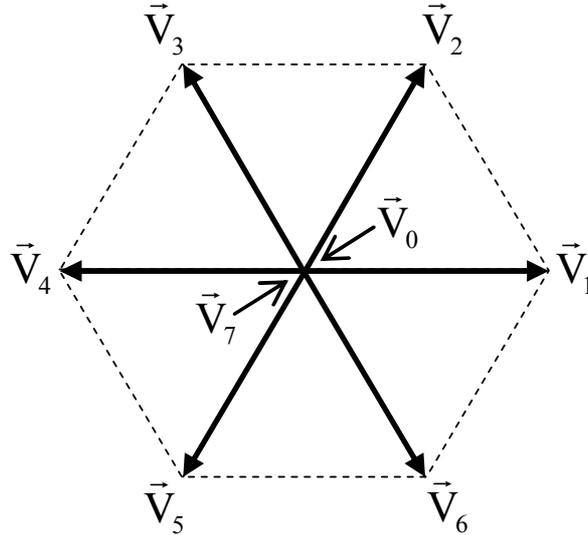


Figure I-18 : Représentation des huit états de l'onduleur sous forme vectorielle.

Il est ainsi possible de placer le vecteur des tensions en sortie de l'onduleur dans l'hexagone présenté Figure I-18 en jouant sur les fonctions de commutations.

Dans le cas d'une commande dite « pleine onde » chaque interrupteur de l'onduleur est passant pendant une moitié de la période du réseau (Figure I-19). Le vecteur des tensions passe alors, chaque sixième de période, sur un des sommets de l'hexagone.

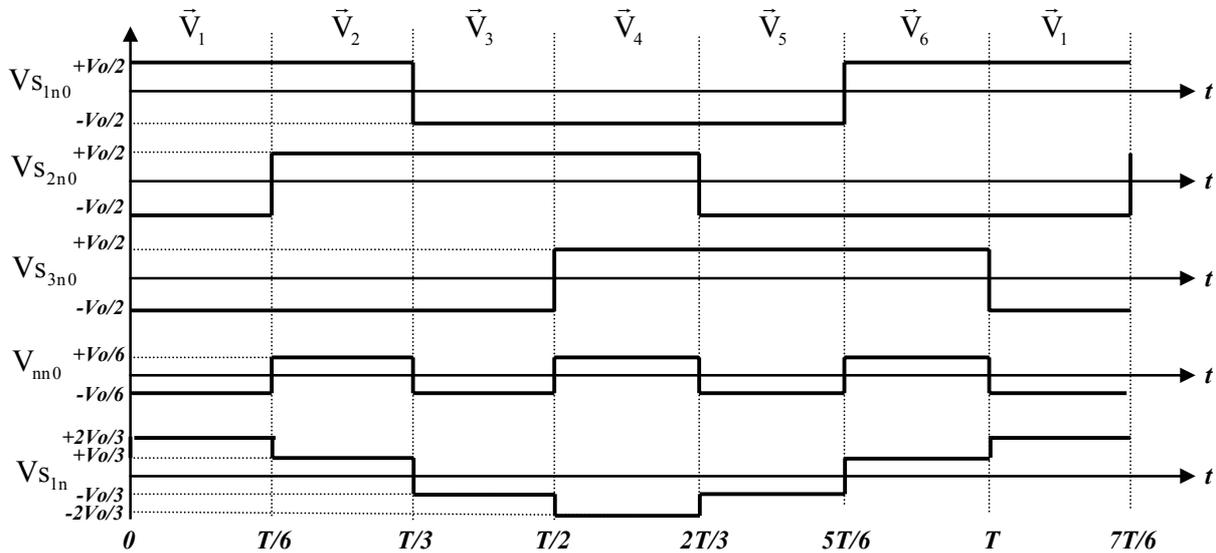


Figure I-19 : Vecteurs d'états pour la commande en pleine onde de l'onduleur de tension.

## I.4 Commandes MLI des onduleurs de tensions

### I.4.1 La MLI intersective

L'objectif de la commande à MLI est de diminuer les harmoniques présents dans les courants générés par l'onduleur. Le principe est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse qui détermine la période de découpage à une modulante dont le fondamental est à la fréquence du réseau. Le résultat de cette comparaison est le signal MLI qui est utilisé comme fonction de commutation pour commander les interrupteurs de l'onduleur. Cette méthode permet d'obtenir, de façon simple, les temps de conduction de chaque transistor.

L'intérêt de cette méthode est d'obtenir, durant une période de découpage, une tension en sortie de l'onduleur directement proportionnelle à la valeur de la modulante utilisée (Cf. Chapitre III § III.3.3.4.2).

Plusieurs types de MLI intersectives sont utilisés. On peut citer par exemple, la MLI intersective sinus avec porteuse triangulaire, la MLI avec injection d'harmonique de rang 3, la MLI avec une porteuse aléatoire...

### I.4.1.1 La MLI intersective Sinus avec porteuse triangulaire

De part sa simplicité de mise en oeuvre et de sa fiabilité, cette MLI a été l'une des plus utilisées avant le développement de systèmes numériques dédiés. Le principe d'élaboration de la MLI intersective est présenté sur la Figure I-20.

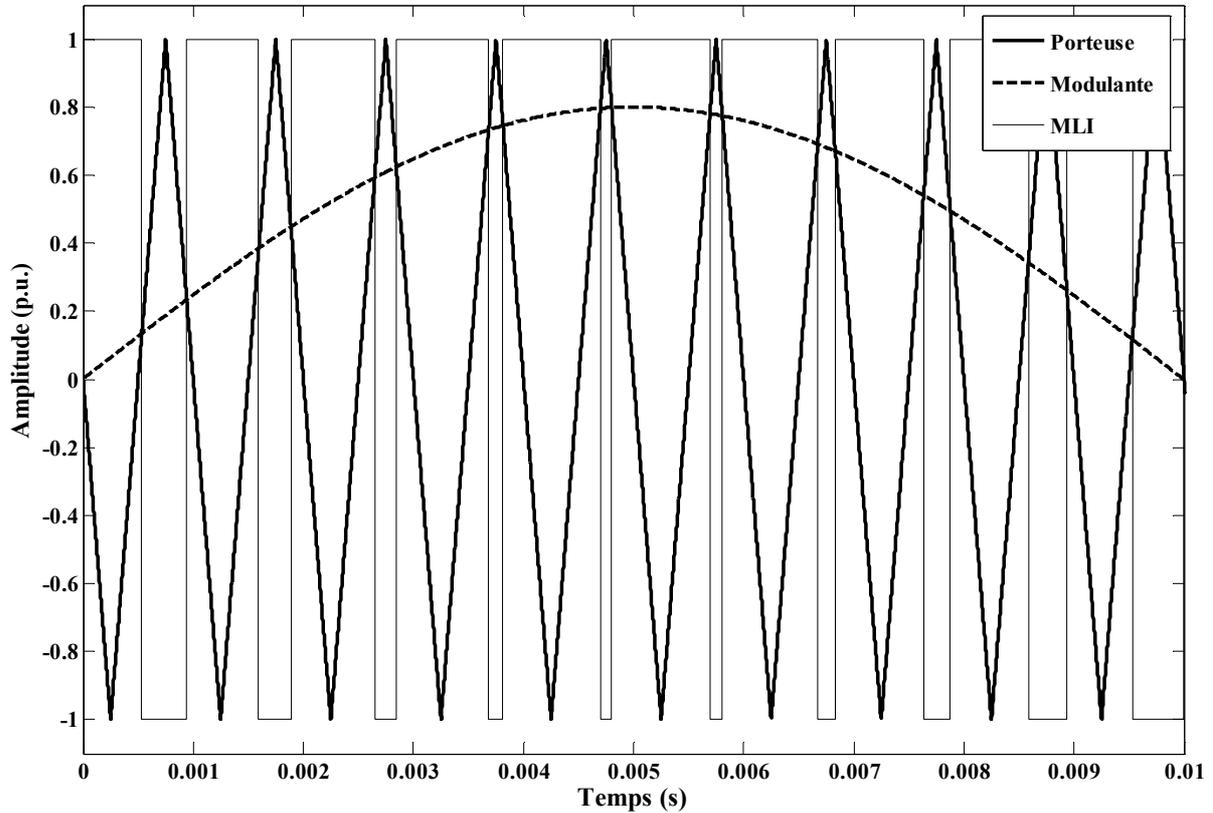


Figure I-20 : Principe d'élaboration de la MLI intersective.

La modulante est définie comme suit avec  $r$  pour le coefficient de réglage :

$$\beta(t) = r \sin(\omega t + \varphi) \quad (I-9)$$

Dans le fonctionnement normal, l'amplitude de la modulante  $r$  ne doit pas dépasser l'amplitude de la porteuse. Cependant la valeur de  $r$  est en pratique limitée, car  $r$  détermine la durée de conduction minimale des interrupteurs de puissance [ROY 00].

Dans les applications où l'onduleur de tension est connecté au réseau, la fréquence du fondamental de la modulante est aussi celle des fondamentaux des tensions en sortie de l'onduleur : ainsi sa valeur est fixe (fréquence du réseau).

L'indice de modulation  $m$ , défini par l'équation (I-10), permet de fixer la fréquence de commutation (ou fréquence de découpage) des interrupteurs de puissance.

$$m = \frac{\text{Fréquence de la porteuse}}{\text{Fréquence de la modulante}} \quad (\text{I-10})$$

Si  $m = 1$ , on retrouve un cas de fonctionnement proche de la commande en pleine onde (Figure I-19).

Le contenu harmonique des courants étant relativement basse fréquence par rapport au fondamental, les moyens de filtrage mis en oeuvre doivent être très conséquents. Aussi, le choix d'une valeur de  $m$  élevée s'impose pour que le contenu harmonique du courant soit repoussé vers les hautes fréquences. Cela permet de faciliter le filtrage et d'en diminuer sa taille et ses coûts. Il faut cependant bien noter qu'il n'est pas possible d'augmenter la valeur de  $m$  indéfiniment. En effet, les interrupteurs de puissance ont un temps de mise en et hors conduction limité. De plus, les pertes par commutation augmentent avec la fréquence de découpage. Ainsi, il faut trouver un compromis entre la taille du filtre utilisé et les pertes par commutation. En règle générale, plus l'onduleur est de faible puissance et plus sa fréquence de commutation peut être importante.

#### I.4.1.2 La MLI intersective avec injection d'harmonique de rang 3

Les composantes homopolaires présentes dans les tensions  $V_{S_{in0}}$  ne se retrouvent pas dans les tensions en sorties de l'onduleur  $V_{S_{in}}$  si le neutre de l'onduleur  $n_0$  n'est pas raccordé au neutre du réseau  $n$ . Ainsi, il est possible d'introduire des harmoniques d'ordre 3 et multiples dans les modulantes sans déformer les tensions  $V_{S_{in}}$  (Cf. Chapitre III § III.3.3.4.2).

L'objectif de l'injection de composantes homopolaires est d'augmenter l'amplitude de la tension en sortie de l'onduleur. Le principe est de générer une modulante définie par l'équation (I-11).

$$\beta(t) = r \cdot \sin(\omega t) + r \cdot k_3 \cdot \sin(3\omega t) \quad (\text{I-11})$$

La valeur  $r_{\max}$  est alors calculée pour obtenir l'amplitude maximale des fondamentaux des tensions de l'onduleur sans que l'amplitude de la modulante ne dépasse l'amplitude de la porteuse. L'amplitude maximale de la tension entre-phases est égale à la tension du bus continu  $V_0$ .

L'équation (I-12) peut alors être déduite de l'équation (I-11).

$$\langle V_{S_{in}} \rangle_{\text{crête max}} = \frac{V_0}{\sqrt{3}} = r_{\max} \cdot \frac{V_0}{2} \quad (\text{I-12})$$

Soit :

$$r_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1.155 \quad (\text{I-13})$$

La valeur du deuxième coefficient de réglage est alors déduite (équation I-14).

$$r_{\max} \cdot k_3 \leq 1/6 \quad (I-14)$$

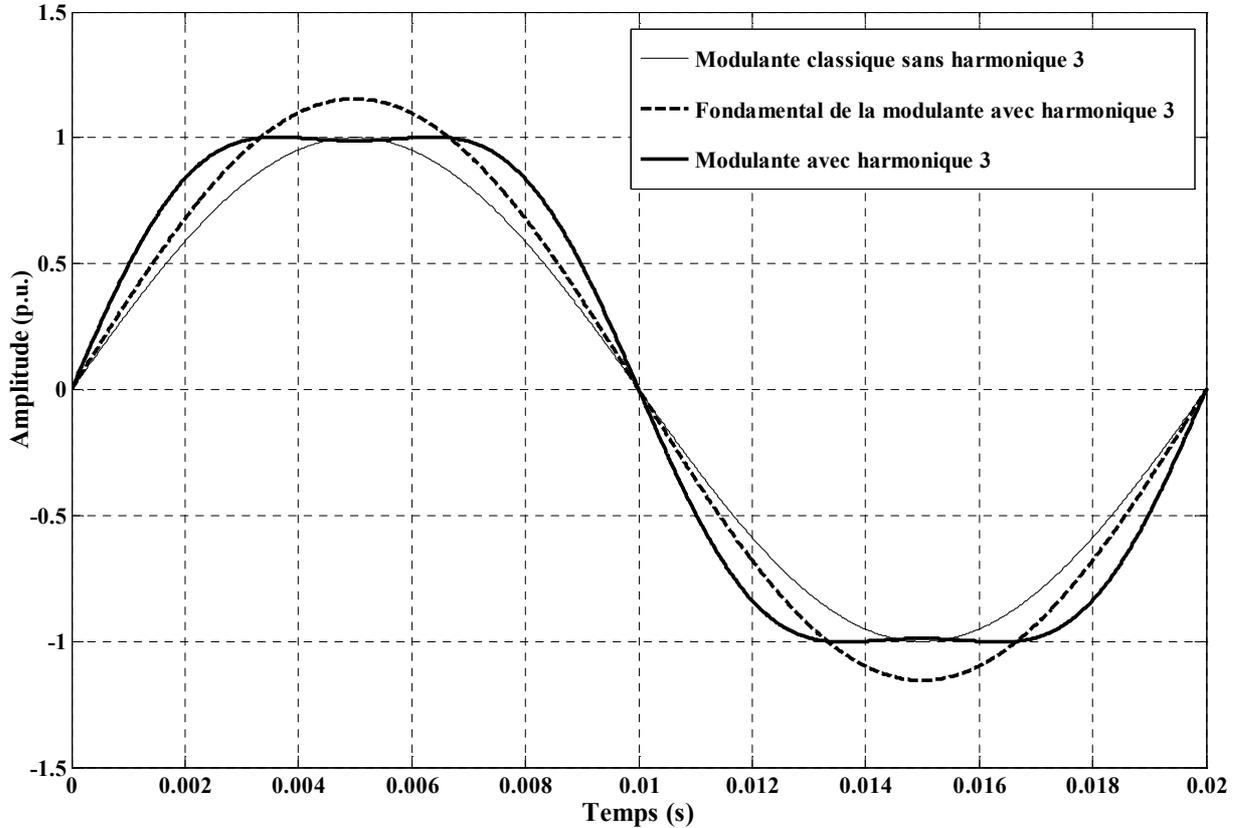


Figure I-21 : Ajout de composantes homopolaires dans les modulateurs (harmonique de rang 3).

La figure ci-dessus montre que l'amplitude du fondamental de la modulateur a été augmentée d'un rapport de  $2/\sqrt{3}$  par rapport à la MLI classique.

### I.4.1.3 La MLI intersective avec porteuse aléatoire

Les MLI aléatoires ont pour principal objectif de réduire les bruits acoustiques dans les machines électriques (effets de magnétostriction sur les circuits magnétiques : transformateurs, machines tournantes, inductances de filtrage) et les interférences électromagnétiques avec les autres systèmes [WAN 90].

Pour cela, le spectre harmonique de la MLI aléatoire est étalé sur une bande de fréquence plus importante que pour la MLI classique.

Dans le cas de la MLI classique (Figure I-22), les raies fréquentielles des harmoniques autres que le fondamental sont groupées aux fréquences multiples de la fréquence de découpage de la MLI.

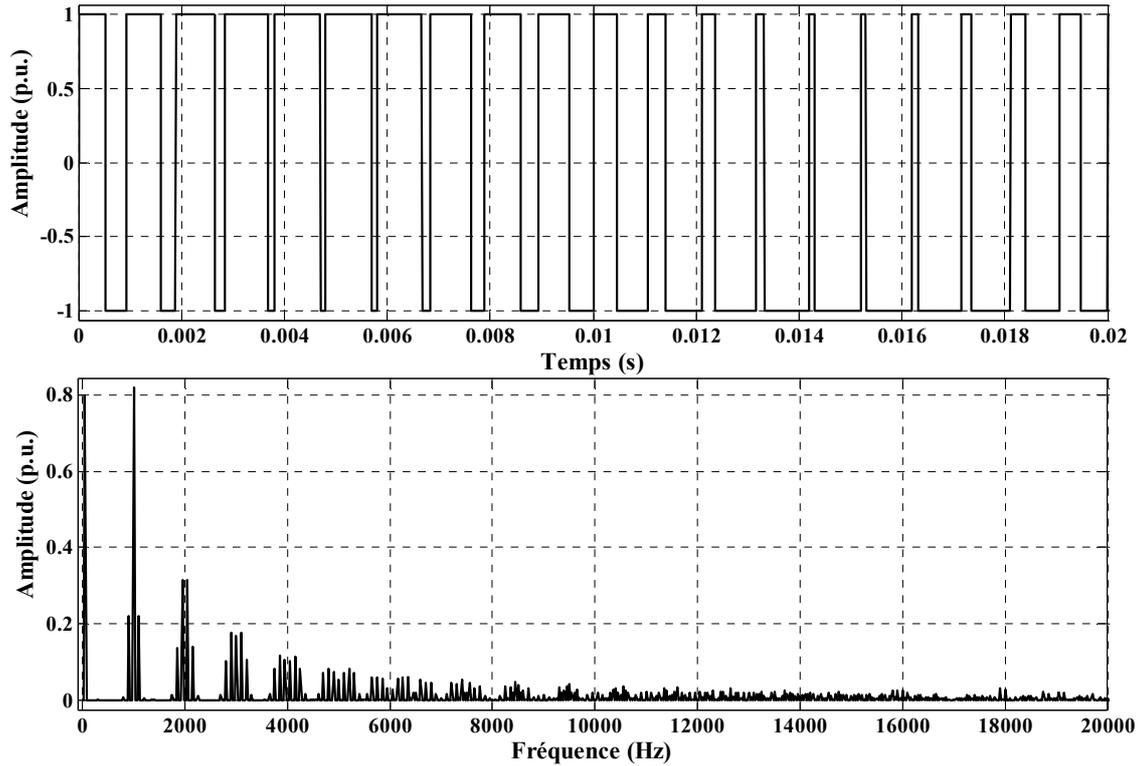


Figure I-22 : Analyse spectrale d'une MLI classique avec une fréquence de découpage de 1kHz.

Dans le cas de la MLI aléatoire (Figure I-23 ci-dessous), le spectre est réparti sur toute la bande de fréquence.

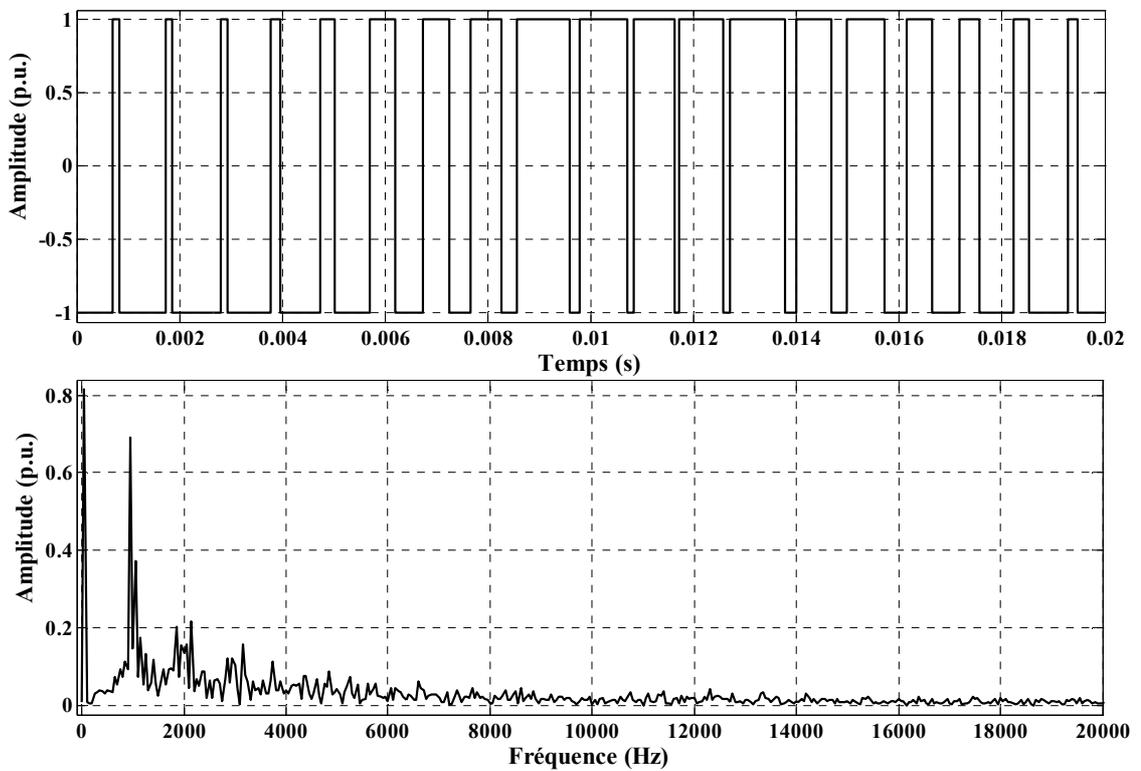


Figure I-23 : Analyse spectrale d'une MLI aléatoire avec une fréquence de découpage de 1kHz.

Les MLI aléatoires peuvent être élaborées de différentes manières. D'une part, pour la MLI intersective, on peut utiliser une modulante aléatoire [CAP 02] ou une porteuse aléatoire. D'autre part, pour la MLI vectorielle, la période d'échantillonnage est aléatoirement modifiée. Exemple de la MLI intersective à porteuse aléatoire :

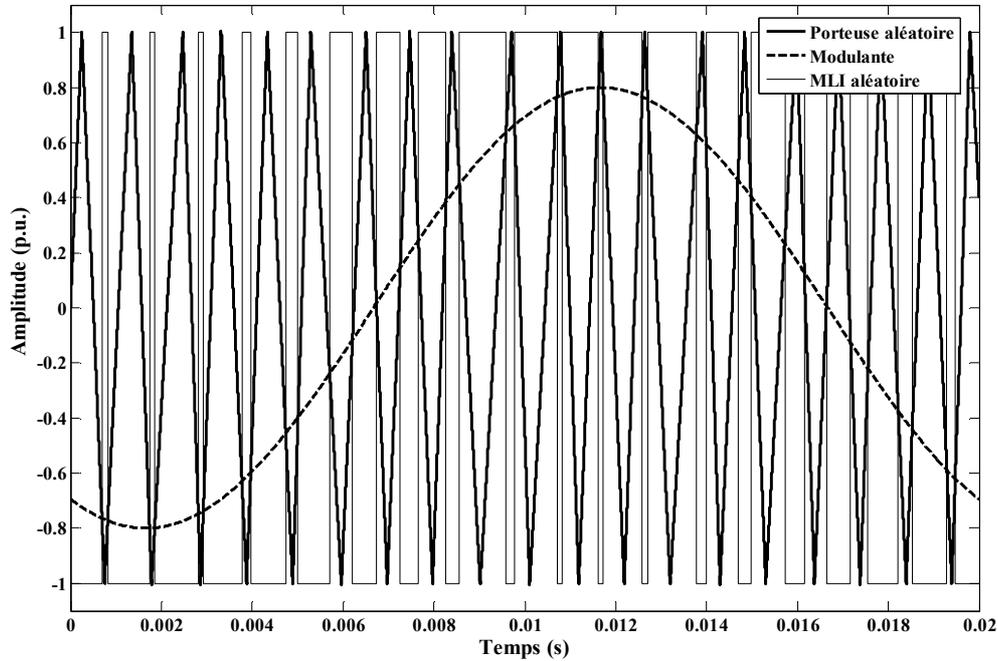


Figure I-24 : Elaboration de la MLI intersective avec porteuse aléatoire.

Sur la figure précédente, les pentes de la porteuse sont générées de façon aléatoire. Il faut remarquer que la période de la porteuse n'est plus constante, et c'est la raison pour laquelle, le spectre est étalé sur une bande plus large.

## I.4.2 La MLI vectorielle

La MLI vectorielle (en anglais : Space Vector Modulation) diffère des méthodes précédentes 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 (contrôle du vecteur d'état de l'onduleur). L'objectif du contrôle vectoriel est de générer des tensions aussi proches que possible d'une référence  $\vec{V}_{ref}$  que l'on fixe. Si ces références sont sinusoïdales triphasées équilibrées, alors le vecteur de référence tournera à une vitesse constante et son module suivra une trajectoire circulaire.

### I.4.2.1 Calcul des temps d'applications des vecteurs

Le vecteur tension de contrôle  $\vec{V}_{ref}$  est approché, sur la période de modulation  $T_{MLI}$ , par un vecteur de tension moyen  $\langle \vec{V} \rangle$  élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur  $\vec{V}_k$

et  $\vec{V}_{k+1}$  adjacents pendant les temps  $T_k$ ,  $T_{k+1}$  respectivement et des vecteurs nuls  $\vec{V}_0$  pendant  $(1-k_0) \times T_0$  et  $\vec{V}_7$  pendant  $k_0 \times T_0$  (Figure I-27). Les signaux de commandes MLI vont donc permettre de recréer en valeur moyenne sur une période  $T_{MLI}$  un vecteur tension égal à celui défini comme référence. Par ailleurs, le vecteur tension de référence  $\vec{V}_{ref}$  est échantillonné à la fréquence  $f_{MLI}=1/T_{MLI}$ . La valeur échantillonnée  $(\vec{V}_{ref})_n$  est ensuite utilisée pour résoudre les équations (I-15).

$$(\vec{V}_{ref})_n = \langle \vec{V} \rangle_n = \frac{1}{T_{MLI}} \left\{ \int_0^{T_k} \vec{V}_k dt + \int_0^{T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_0^{(1-k_0)T_0/2} \vec{V}_0 dt + \int_0^{k_0T_0/2} \vec{V}_7 dt \right\} \quad (I-15)$$

Avec  $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = \vec{0}$  :

$$(\vec{V}_{ref})_n = \langle \vec{V} \rangle_n = \frac{1}{T_e} (T_k \cdot \vec{V}_k + T_{k+1} \cdot \vec{V}_{k+1}) \quad (I-16)$$

$$T_0 = T_{MLI} - (T_k + T_{k+1}) \quad (I-17)$$

$T_0$  est le temps d'application des vecteurs nuls.

#### I.4.2.1.1 Exemple de réalisation du vecteur moyen :

Dans cet exemple, le vecteur moyen peut être réalisé à partir des vecteurs  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$  et par les vecteurs nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$ . Les temps d'application des différents vecteurs sont alors calculés pour s'approcher le plus possible du vecteur de référence. De nombreux algorithmes, qui ne seront pas détaillés ici, permettent de calculer les temps de conduction des interrupteurs [GUI 98].

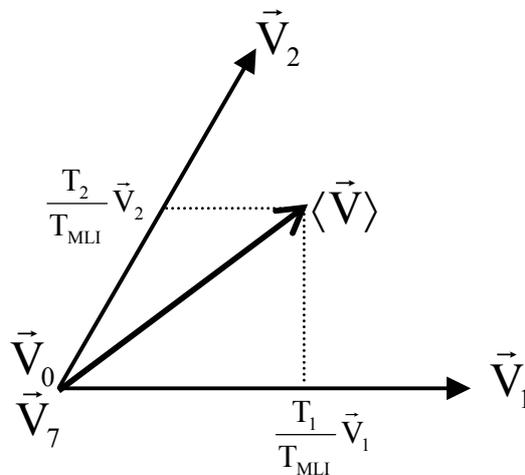


Figure I-25 : Représentation du vecteur de tension moyen de l'onduleur.

I.4.2.1.2 Définition de la séquence temporelle de vecteurs d'état

La séquence temporelle de vecteurs d'état appliquée est celle montrée sur la Figure I-26 avec un choix possible à priori dans la répartition des vecteurs nuls, illustré par le paramètre  $k_0$ .

Cette séquence permet de répondre aux contraintes :

- sur les harmoniques. Le vecteur d'état  $\vec{V}_k$  doit être le plus proche possible de la référence  $(\vec{V}_{ref})_n$  ;
- sur la fréquence de commutation.

Il est intéressant de réduire, si possible, le nombre de commutations de chaque bras. Parmi les 2 vecteurs adjacents, il y a toujours :

Un vecteur d'état « impair » :

$$\vec{V}_1 \Leftrightarrow (1,0,0)$$

$$\vec{V}_3 \Leftrightarrow (0,1,0)$$

$$\vec{V}_5 \Leftrightarrow (0,0,1)$$

Un vecteur d'état « pair » :

$$\vec{V}_2 \Leftrightarrow (1,1,0)$$

$$\vec{V}_4 \Leftrightarrow (0,1,1)$$

$$\vec{V}_6 \Leftrightarrow (1,0,1)$$

En définissant judicieusement les transitions possibles entre deux états de l'onduleur il est possible de minimiser le nombre de commutations des interrupteurs de l'onduleur. Un bras ne commute alors que deux fois pendant la période  $T_{MLI}$ .

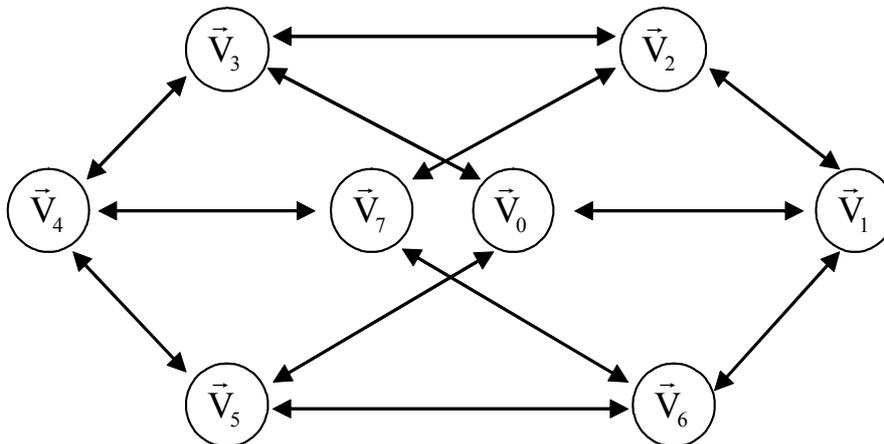


Figure I-26 : Graphique montrant les transitions entre les différents états de l'onduleur permettant de minimiser les commutations.

I.4.2.1.3 Exemple de la MLI vectorielle asynchrone

Cette MLI est qualifiée d'asynchrone car la fréquence de MLI est asynchrone par rapport à la fréquence des fondamentaux. La fréquence MLI est fixée contrairement à la MLI

synchrone ou la fréquence MLI varie suivant la fréquence des fondamentaux (MLI utilisée en traction électrique [PEL 96]). La Figure I-27 montre une séquence d'application des vecteurs :

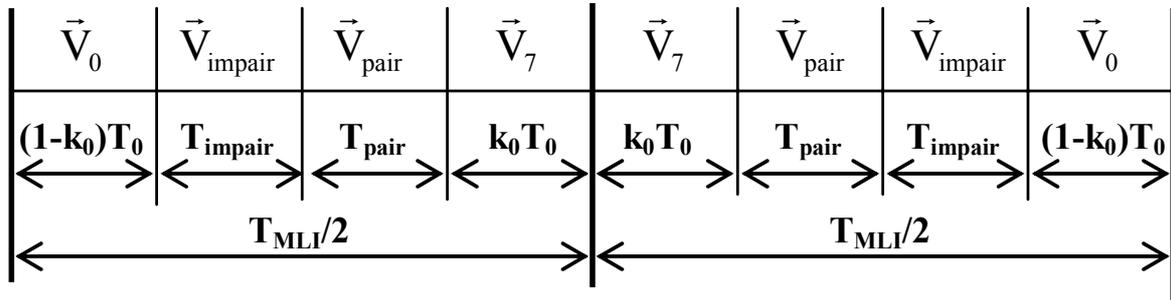


Figure I-27 : Principe d'élaboration de la MLI vectorielle asynchrone.

La fréquence de commutation est égale à  $f_{MLI}$ . Chaque période de modulation  $T_{MLI}$  est divisée en deux demi-périodes  $T_{MLI}/2$  symétriques. Le Tableau I-2 montre le cas où  $k_0=1/2$  :

Vecteurs appliqués	v0 v1 v2 v7	v7 v2 v1 v0	v0 v3 v2 v7	v7 v2 v3 v0	v0 v3 v4 v7	v7 v4 v3 v0
Temps d'application	$\frac{T_0}{2}$ $T_1$ $T_2$ $\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$ $T_2$ $T_1$ $\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$ $T_3$ $T_2$ $\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$ $T_2$ $T_3$ $\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$ $T_3$ $T_4$ $\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$ $T_4$ $T_3$ $\frac{T_0}{2}$
Zone i	1		2		3	

Vecteurs appliqués	v0 v5 v4 v7	v7 v4 v5 v0	v0 v5 v6 v7	v7 v6 v5 v0	v0 v1 v6 v7	v7 v6 v1 v0
Temps d'application	$\frac{T_0}{2}$ $T_5$ $T_4$ $\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$ $T_4$ $T_5$ $\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$ $T_5$ $T_6$ $\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$ $T_6$ $T_5$ $\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$ $T_1$ $T_6$ $\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$ $T_6$ $T_1$ $\frac{T_0}{2}$
Zone i	4		5		6	

Tableau I-2 : Application des vecteurs d'état suivant la zone de l'hexagone.

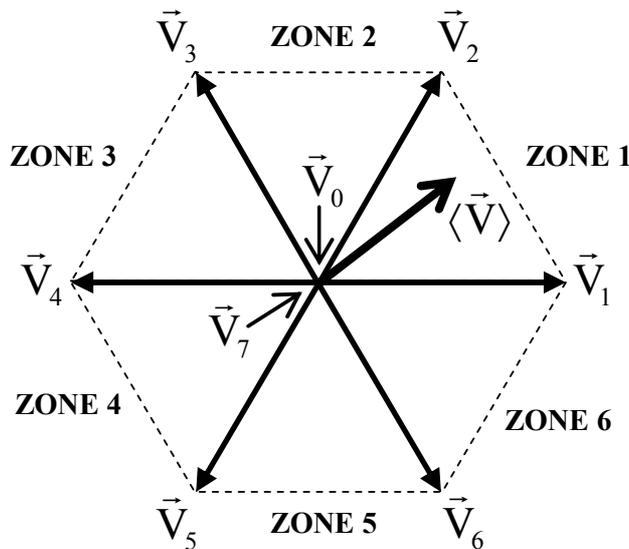


Figure I-28 : Définition des zones d'états dans l'hexagone.

Ainsi, pour la zone 1, la construction de la MLI vectorielle asynchrone s'effectue comme présenté sur la figure suivante.

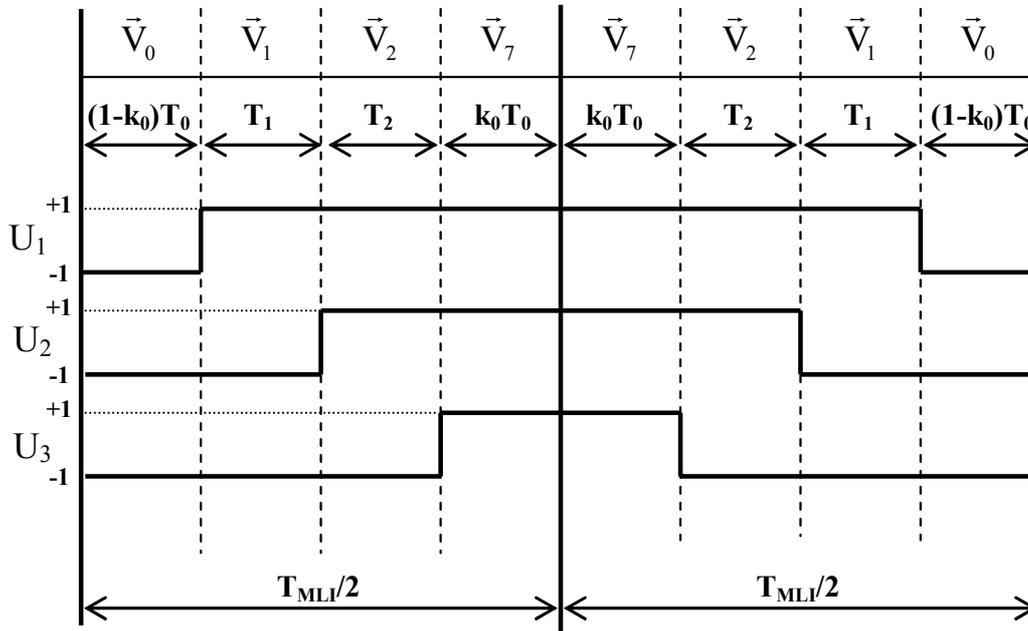


Figure I-29 : Principe de la génération de la MLI vectorielle à partir des vecteurs d'états.

Le paramètre  $k_0$  est un degré de liberté supplémentaire de la MLI vectorielle. Ce paramètre peut être utilisé pour réduire les pertes dans l'onduleur en diminuant le nombre de commutations des interrupteurs [CAP 02]. Cependant, la valeur optimale est de  $k_0=0.5$  pour réduire les harmoniques de courant générés par l'onduleur (critère prépondérant pour les applications réseau).

Exemple de MLI vectorielle pour  $k_0=0.5$  :

$$\langle V_{nn_0} \rangle = -\frac{V_{\text{sup}} + V_{\text{inf}}}{2} \quad (\text{I-18})$$

Avec :

$$V_{\text{sup}} = \text{Sup}(\langle V_{\text{an}} \rangle, \langle V_{\text{bn}} \rangle, \langle V_{\text{cn}} \rangle) \quad (\text{I-19})$$

$$V_{\text{inf}} = \text{Inf}(\langle V_{\text{an}} \rangle, \langle V_{\text{bn}} \rangle, \langle V_{\text{cn}} \rangle) \quad (\text{I-20})$$

Les modulantes « numériques » (obtenues par le calcul des temps de conduction) et la MLI vectorielle peuvent alors être représentées sur les Figure I-29 et Figure I-30.

L'amplitude maximale des tensions de sortie peut être calculée en considérant que la modulante vectorielle à une composante homopolaire (signal triangulaire Figure I-30) d'amplitude égale à 0,25 p.u.. Le fondamental du triangle a alors une amplitude de  $2/\pi^2$  p.u.

qui est ajouté à l'amplitude du fondamental de la modulante sans composante homopolaire (1 p.u.).

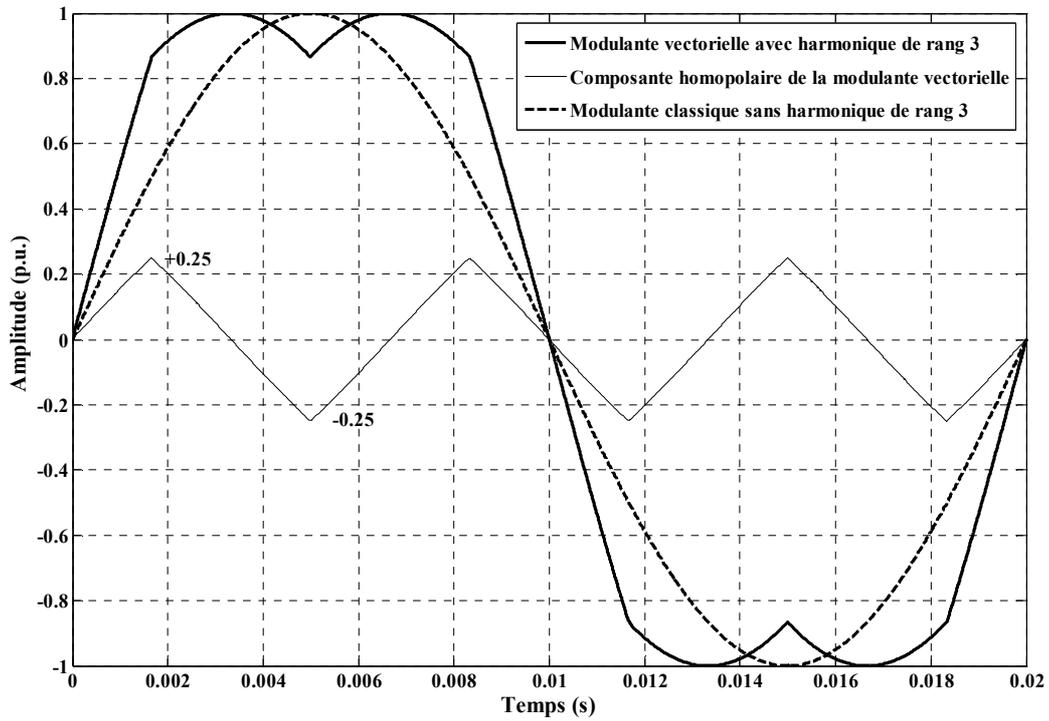


Figure I-30 : Exemple de modulante obtenue avec une MLI vectorielle asynchrone avec  $k_0=0.5$ .

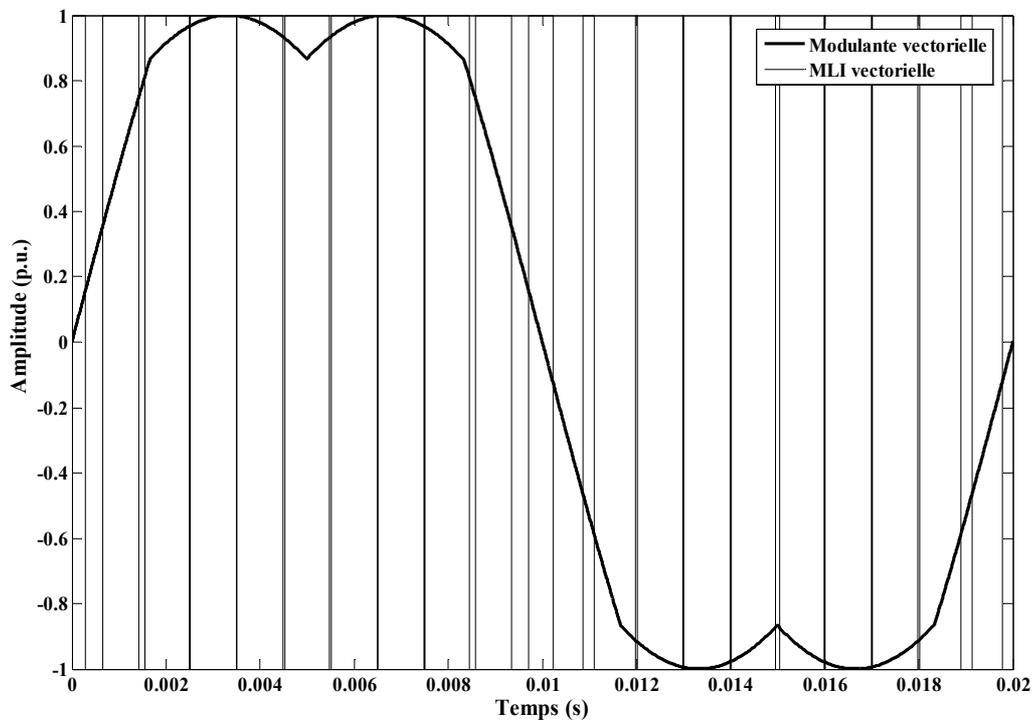


Figure I-31 : Exemple de MLI vectorielle asynchrone avec  $k_0=0.5$ . Lien entre la modulante et la MLI vectorielle.

Ainsi le tableau suivant comparant les MLI présentées peut être réalisé.

Type de MLI	Amplitude maximale du fondamental de la tension en sortie de l'onduleur
MLI en pleine onde	$\frac{4}{\pi} \times \frac{V_o}{2} \approx 0.637 \times V_o$
MLI vectorielle	$\left(\frac{2}{\pi^2} + 1\right) \times \frac{V_o}{2} \approx 0.601 \times V_o$
MLI sinusoïdale avec harmonique 3	$\left(\frac{1}{6} + 1\right) \times \frac{V_o}{2} \approx 0.583 \times V_o$
MLI sinusoïdale	$\frac{V_o}{2} \approx 0.5 \times V_o$

Tableau I-3 : Comparaison des différentes MLI en fonction de l'amplitude de la tension en sortie de l'onduleur.

La MLI en pleine onde donne l'amplitude de tension en sortie de l'onduleur maximale pour une tension du bus continu donnée. Cependant le contenu harmonique des courants est trop important pour les applications réseau. Ainsi le meilleur compromis est la MLI vectorielle, mais qui doit être réalisée obligatoirement sur un microcontrôleur pour le calcul numérique des temps de conductions.

## I.5 Conclusion

Ce chapitre a effectué un état de l'art pour des applications représentatives de l'onduleur de tension dédié au réseau de distribution ainsi que les commandes proches générées par les contrôleurs pour piloter les interrupteurs de puissance.

La suite de ce rapport s'oriente vers les dispositifs utilisant la connexion shunt. Ainsi, le D-STATCOM sera modélisé dans le chapitre III, puis son modèle validé dans le chapitre IV et son contrôleur MLI testé en temps-réel dans le chapitre V.

Les applications type « interfaces » qui ont été retenus sont :

- un système éolien à base de machine synchrone a été modélisé dans le chapitre III, puis son modèle validé dans le chapitre IV ;
- un système éolien à base de machine asynchrone à double alimentation a été testé lors d'une simulation temps-réel hybride. Les résultats seront présentés dans le chapitre V.

Le chapitre suivant va traiter de l'aspect temps-réel pour le test d'équipements réseau.

# **CHAPITRE II**

## **La simulation temps-réel**

<b>CHAPITRE II .....</b>	<b>31</b>
II.1 INTRODUCTION .....	31
II.2 L'ASPECT TEMPS-REEL .....	31
II.3 LES GRANDES CLASSES DE SIMULATEURS TEMPS-REEL.....	33
II.3.1.1 Les simulateurs temps-réel analogiques .....	34
II.3.1.2 Les simulateurs temps-réel numériques.....	35
II.3.1.3 Les simulateurs temps-réel hybrides.....	36
II.4 LES SIMULATEURS NUMERIQUES TEMPS-REEL .....	38
<i>II.4.1 Le fonctionnement des simulateurs numériques temps-réel.....</i>	<i>38</i>
II.4.1.1 Méthodes d'intégration des éléments du réseau pour le temps-réel.....	38
II.4.1.2 Principe des méthodes d'intégration utilisées en temps-réel.....	38
II.4.1.3 Résolution des équations du réseau .....	42
II.4.1.4 Le parallélisme .....	43
<i>II.4.2 Le simulateur temps-réel numérique ARENE URT.....</i>	<i>44</i>
II.5 PROBLEMATIQUE DE LA SIMULATION NUMERIQUE TEMPS-REEL .....	46
<i>II.5.1 Relation entre le pas de temps et la taille de la simulation.....</i>	<i>46</i>
<i>II.5.2 Problématique du choix du pas de temps.....</i>	<i>47</i>
<i>II.5.3 Problématique de la simulation de dispositifs à base d'électronique de puissance.....</i>	<i>48</i>
II.5.3.1 Les algorithmes de détection des commutations.....	48
II.5.3.2 L'échantillonnage des signaux en entrée du simulateur.....	49
II.6 CONCLUSION .....	54

## **II.1 Introduction**

Un simulateur temps-réel est un très bon outil pour tester un équipement réel dans son environnement réseau. Cependant, les simulateurs temps-réel présentent des limitations pour le test de certains équipements, comme par exemple : les convertisseurs d'électronique de puissance (Cf. Chapitre I). Ce chapitre traitera de ces simulateurs temps-réel, de leurs contraintes et limitations ainsi que de la problématique des tests en temps-réel de convertisseurs à base d'électronique de puissance.

La première partie de ce chapitre traitera de l'aspect temps-réel et des différences fondamentales entre les simulateurs dits « hors temps-réel » et « temps-réel ». Le second paragraphe effectuera un état de l'art sur les différents types de simulateurs temps-réel utilisés dans le monde. Puis dans le troisième paragraphe sera présenté le fonctionnement des simulateurs numériques temps-réel : leurs méthodes d'intégration et les techniques spécifiques utilisées pour la simulation temps-réel. Le cinquième et dernier paragraphe développera les problématiques des simulateurs temps-réel et plus particulièrement de la problématique de la simulation en temps réel de dispositifs à base d'électronique de puissance pour l'application de tests de contrôleurs à MLI (Cf. Chapitre V).

## **II.2 L'aspect temps-réel**

Les simulateurs dédiés au réseau peuvent être classés en deux grandes familles, les simulateurs d'étude et les simulateurs temps-réel.

Les simulateurs d'étude servent en général à la conception d'équipements, aux réglages de systèmes tels que les boucles d'asservissement et à l'analyse de phénomènes transitoires ou dynamiques tels que ceux causés par les courts-circuits ou les enclenchements de charge. L'objectif de ce type de simulation est d'obtenir le résultat le plus précis possible en un minimum de temps. On peut citer quelques exemples de ce type de simulateurs pour les études de réseau : EMTP, EUROSTAG, ARENE PCNRT. Pour les études de systèmes à base d'électronique de puissance : SPICE et multi-physiques : MATLAB / SIMULINK, SABER... Ce type de simulateur peut utiliser un pas de temps variable (Figure II-1). Le pas de calcul s'adapte alors à la dynamique des grandeurs simulées et peut changer lors de la simulation pour gérer les disparités dynamiques pouvant apparaître [GER 98].

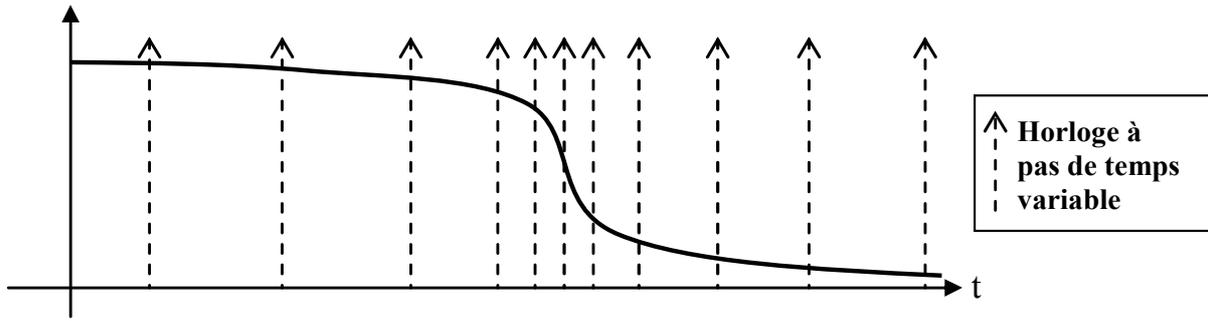


Figure II-1: Principe d'adaptation du pas variable.

Les simulateurs temps-réel doivent, quant à eux, reproduire le plus fidèlement possible le comportement d'un système physique. Il est ainsi possible de présenter à un équipement électrique des phénomènes ou des événements tels qu'il les percevrait dans la réalité. L'objectif du simulateur temps-réel est de tester des équipements dans des conditions les plus naturelles possibles : comme si ceux-ci étaient connectés aux vrais systèmes physiques leur étant associés. Ce type de simulateur subit donc une contrainte forte appelée *contrainte temps-réel* qui est le respect du temps imposé par les lois régissant les phénomènes concernés. Aussi, les signaux échangés entre le simulateur et le système testé doivent être synchronisés par rapport à une horloge temps-réel. Cela nécessite le recours à un pas de temps de simulation fixe qui ne peut évoluer dans le temps (Figure II-2). Contrairement aux simulateurs d'étude, le temps que dure une simulation est rigoureusement le « temps réel » physique. On appellera *simulation temps-réel* le processus d'interaction réalisé par le *simulateur temps-réel* sur l'équipement testé.

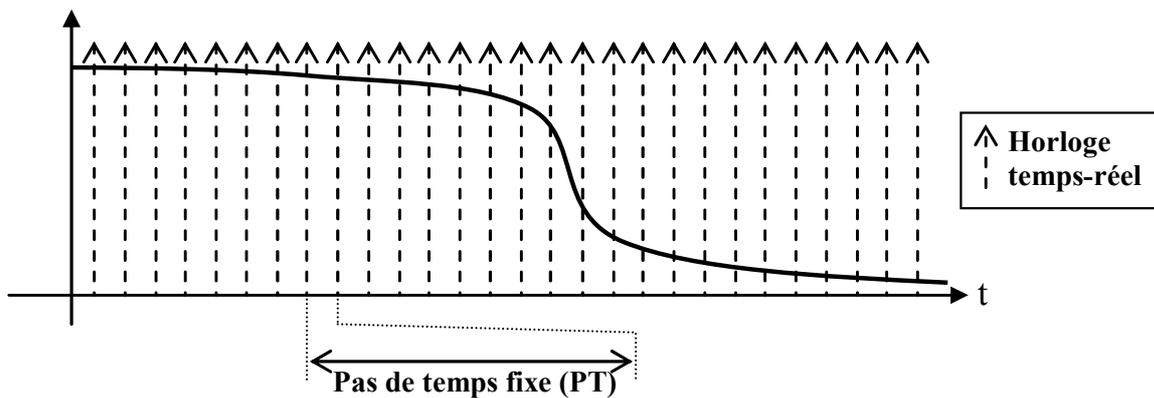


Figure II-2: Principe du pas fixe.

## II.3 Les grandes classes de simulateurs temps-réel

Un simulateur temps-réel dédié à la simulation de réseaux électriques peut être amené à tester des équipements tels que :

- les systèmes de protection de défauts. Ils permettent de détecter le franchissement de seuils de tensions et de courants qu'ils contrôlent (relais de protections, indicateurs de passage de défauts...). En cas de défaut, un signal d'information ou de déclenchement peut alors être généré ;
- les systèmes de régulation. Par exemple, les systèmes permettant de contrôler la tension en un point du réseau par l'injection d'énergie réactive (excitation des alternateurs...). Les systèmes permettant de réguler la fréquence par action sur la puissance active injectée au réseau (producteurs d'énergie, vitesse des alternateurs...) ;
- les systèmes électriques de puissance. Dans ce cas, il faut amplifier les signaux en sortie du simulateur pour tester les équipements en puissance. Il faut alors que les caractéristiques de l'amplificateur de puissance soient en adéquation avec l'équipement testé (linéarité, réversibilité, caractéristiques électriques...) ;
- les systèmes de contrôle de dispositifs à base d'électronique de puissance. Pour le réseau de transport : FACTS (TCSC : Thyristor Controlled Series Capacitors, UPFC... [BES 96]). Pour le réseau de distribution : D-FACTS (D-STATCOM, DVR, UPQC...) et les systèmes d'interfaçage de producteurs d'énergie (systèmes éoliens, photovoltaïques...). Dans ce cas, les signaux en entrée du simulateur sont les ordres de commandes des interrupteurs d'électronique de puissance en tout ou rien  $\{0 ; 1\}$ , fortement discontinus.

Pour réaliser ces tests, un simulateur temps-réel est très bien approprié car il permet de tester l'équipement dans des modes de fonctionnement classiques mais aussi dans des modes perturbés. Des perturbations peuvent être réalisées du côté de la simulation : dans l'exemple de la simulation d'un réseau électrique via des enclenchements de charge, ou des courts circuits... Et du côté de l'équipement pour étudier son impact sur le réseau, en faisant varier, par exemple, ses caractéristiques (paramètres, gains et point de fonctionnement...). Il est aussi possible de tester un équipement ayant causé un dysfonctionnement sur le réseau. Les études de perturbations sur la stabilité ou les perturbations harmoniques sur le réseau mais aussi l'analyse des interactions entre plusieurs dispositifs est possible en garantissant une certaine sécurité pour les personnes et pour le matériel face aux risques.

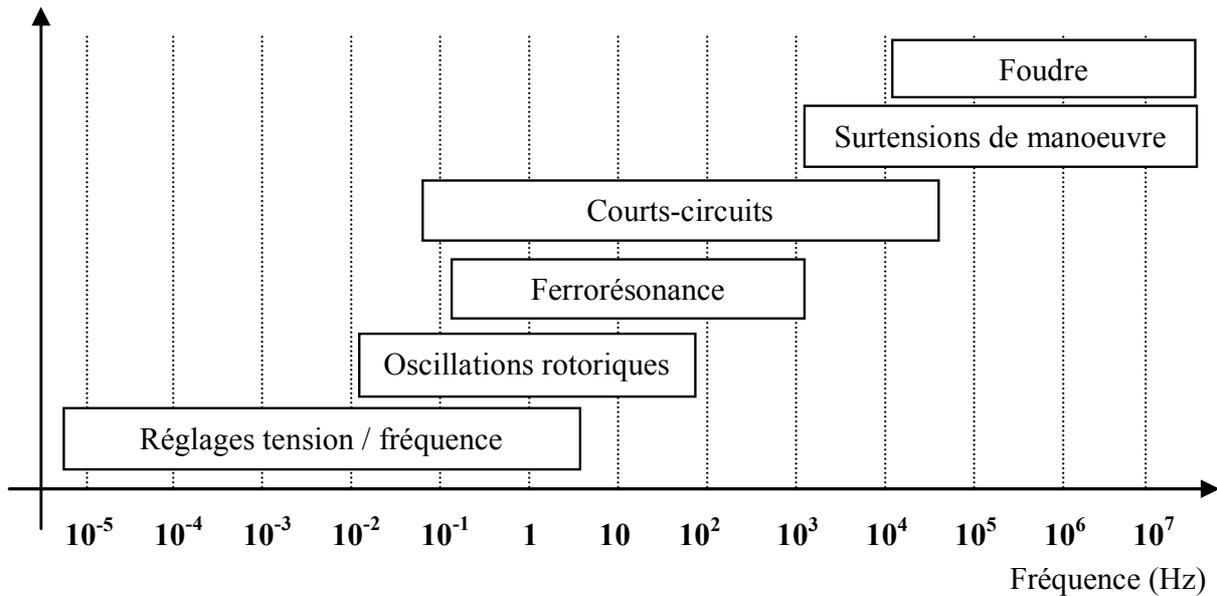


Figure II-3: Fréquences d'étude des domaines fréquentiels [MEY 98].

En fonction de l'équipement testé, différents types de phénomènes fréquentiels peuvent être représentés dans la simulation (Figure II-3). On peut citer : les phénomènes de dynamique lente (oscillations de générateurs inter-régions, actions de réglage du réseau : tension et fréquence), les transitoires électromécaniques (liés aux constantes de temps mécaniques des machines tournantes) et électromagnétiques (liées aux constantes de temps électriques, aux phénomènes naturels comme la foudre, les manoeuvres sur le réseau comme le déclenchement d'un disjoncteur).

### II.3.1.1 Les simulateurs temps-réel analogiques

Historiquement, les premiers simulateurs furent analogiques. Ces simulateurs sont basés sur des composants électriques physiques à taille réduite ou des fonctions de transfert équivalentes. Les principaux avantages de ces simulateurs sont qu'ils fonctionnent naturellement en temps-réel, puisque basés sur des composants physiques. Par ailleurs, le fonctionnement temps-réel est assuré quelque soit la complexité des réseaux représentés. Les grandeurs physiques d'un réseau électrique que sont les courants et les tensions existent, à valeur réduite, sur un simulateur analogique.

Le simulateur analogique représente un *micro-réseau* plus ou moins détaillé en fonction du type d'études à réaliser et des phénomènes étudiés. Ce réseau peut être constitué de générateurs, de transformateurs, de lignes, de câbles, de convertisseurs et de charges...

La représentation des éléments du réseau à taille réduite ne va pas sans quelques difficultés. Par exemple, pour la modélisation *homothétique* des machines tournantes à taille réduite par rapport aux machines à taille réelle. Pour ce faire, des volants d'inertie sont ajoutés sur les rotors et des couples sont générés par des machines à courant continu asservies par le

courant d'induit. Cependant, le respect de l'homothétie est difficilement réalisable dans le cas du rendement. Pour illustrer : l'entrefer d'une machine tournante à taille réduite est relativement plus important qu'une machine à taille réelle de forte puissance, ce qui crée une différence au niveau de ces caractéristiques électriques (pertes fer) et du rendement global. Pour l'ensemble des dispositifs à taille réduite, les pertes sont toujours plus importantes, en proportion, que dans les systèmes réels et des moyens de compensation doivent alors être mis en oeuvre. Cela peut conduire à des systèmes assez complexes à mettre en oeuvre et à paramétrer (réglage des niveaux de compensation).

Si les simulateurs analogiques présentent encore des avantages indéniables pour certains domaines d'utilisation par rapport aux simulateurs numériques temps-réel, les inconvénients suivants font que ces derniers tendent à les remplacer :

- la limitation dans la taille des réseaux représentés, causée par l'encombrement et la complexité des micro-réseaux réalisés ;
- le manque de souplesse quant aux changements de topologie, bien que des systèmes de connexion automatique aient été conçus ([NIM 88], [DOI 90]) ;
- des coûts élevés d'exploitation et de maintenance, à cause de l'utilisation d'équipements faits sur-mesure, de la connectique, du vieillissement et de la détérioration du matériel ;
- la nécessité d'utiliser du matériel spécifique (réalisation des systèmes à taille réduite).

Leur utilisation actuelle reste marginale, à l'exception de certaines réalisations dans le domaine de l'électronique de puissance [OLI 00], pour le test de contrôleurs de systèmes multiniveaux utilisant des fréquences de découpages très élevées ([BRA 97], [ZEC 00]).

### **II.3.1.2 Les simulateurs temps-réel numériques**

L'essor des calculateurs et l'augmentation de leurs puissances de calcul ont fait que les simulateurs temps-réel numériques ont pu voir le jour il y a déjà une vingtaine d'années. En effet, la taille et la complexité des systèmes simulés en temps-réel ainsi que les fréquences des phénomènes étudiés dépendent directement de la puissance des calculateurs utilisés.

La simulation numérique présente des avantages déterminants tels que :

- une bonne représentation des éléments et phénomènes électriques de par l'utilisation de modèles pouvant être adaptés facilement aux études réalisées ;
- une préparation plus rapide et plus aisée aux tests, car les caractéristiques des composants ainsi que les paramètres de simulation peuvent être modifiés par simple programmation ;

- la reproductibilité des essais grâce à l'invariance des caractéristiques électriques des composants simulés ;
- la sécurité des personnes et du matériel, car les machines tournantes peuvent être modélisées, les tensions et courants peuvent être paramétrés à des valeurs faibles pour ne pas causer de risques aux utilisateurs ;
- l'évolutivité des simulations et la possibilité de création de scénarii d'évènements ;
- la possibilité de lire et de simuler des fichiers de mesures réalisés à partir d'un équipement réel.

Parmi les simulateurs temps-réel numériques commercialisés dans le monde on peut citer : RTDS (RDTS Inc., Manitoba/Canada) [FOR 04], HYPERSIM (HydroQuebec, Canada) [BAR 00] et ARENE URT (EDF) [DEV 98]. Les caractéristiques de ces simulateurs restent assez semblables : typiquement, leur pas de temps de simulation temps-réel est de 50 $\mu$ s.

### II.3.1.3 Les simulateurs temps-réel hybrides

Les simulateurs temps-réel hybrides allient les avantages des simulateurs temps-réel analogiques et numériques. Ils sont constitués d'une partie simulée numériquement connectée à une partie analogique de puissance via un amplificateur (Figure II-4). L'avantage de ce type de simulateurs est que la partie analogique peut permettre de simuler un équipement difficilement modélisable numériquement de par sa complexité ou par rapport aux phénomènes fréquentiels mis en jeu. Par exemple, cela est typiquement le cas pour le test d'un système à base d'électronique de puissance dont la fréquence des ordres de commandes dépasse les limites techniques d'acquisition du simulateur numérique temps-réel. On préférera alors représenter le système d'électronique de puissance ainsi que son contrôleur de façon analogique et intégrer dans la simulation numérique les courants injectés au réseau. En effet, les composantes harmoniques hautes fréquences des courants sont relativement faibles car des filtres permettent de les atténuer. Les courants peuvent alors être échantillonnés avec une meilleure précision que les ordres de commande.

Il est aussi possible de simuler un système industriel en puissance. Cela présente un intérêt particulier si l'on ne connaît pas le système et que l'on souhaite identifier les paramètres de ce système dans le but de le modéliser par la suite.

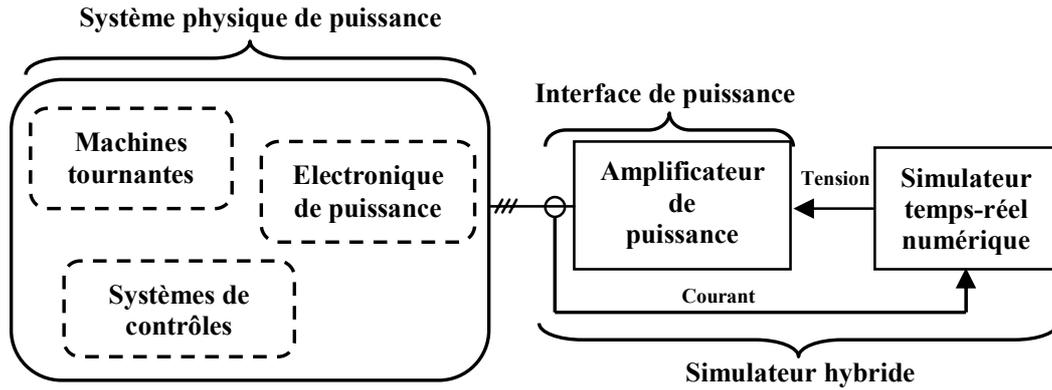


Figure II-4: Schéma de principe de la simulation hybride (cas de la connexion Shunt).

L'amplificateur de puissance peut être commandé en tension ou en courant pour représenter le type de connexion de la partie analogique (respectivement : série et shunt). Un intérêt particulier doit être apporté au choix de cet amplificateur. On retiendra comme critères:

- sa bonne linéarité ;
- sa puissance apparente nominale ;
- ses caractéristiques nominales en tension et courant ;
- sa réversibilité et sa capacité à travailler dans plusieurs quadrants : en générateur ou en récepteur comme représenté sur la Figure II-5.

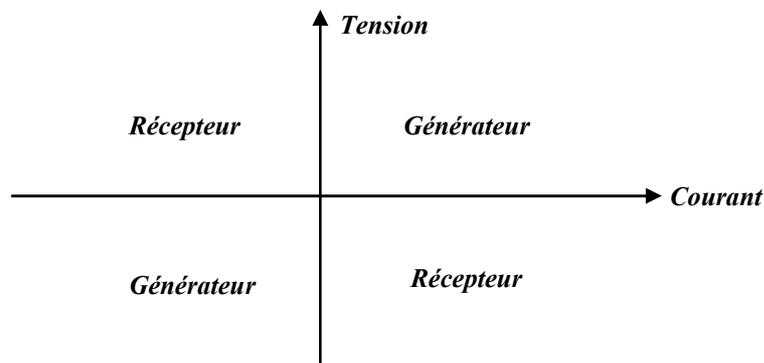


Figure II-5: Fonctionnement en générateur ou récepteur dans les quatre quadrants.

Des applications ont été réalisées sur ces simulateurs dans la littérature comme par exemple :

- le test d'un contrôleur de HVDC [HAN 98] ;
- le test d'un alternateur simulé sur le simulateur numérique connecté à un réseau électrique analogique composé d'un HVDC [GIC 96] ;

- le test d'une charge dynamique réalisée par un simulateur numérique connectée à un réseau simulé analogiquement [NAK 95] ;
- le test d'un système éolien à base de MASDA (Cf. Chapitre I) pour l'étude d'impact de l'éolienne sur un réseau simulé numériquement et du réseau sur l'éolienne [OCN 05].

En raison du coût des amplificateurs de puissance, qui pour certaines applications doivent être réalisés sur-mesure, la simulation hybride n'est appliquée que pour des besoins bien justifiés.

## **II.4 Les simulateurs numériques temps-réel**

### **II.4.1 Le fonctionnement des simulateurs numériques temps-réel**

Les réseaux électriques modélisés dans les applications temps-réel numériques sont en général de petite taille (une dizaine de machines et une quarantaine de lignes). L'objectif majeur est de pouvoir tenir la contrainte temps-réel tout en obtenant des résultats de simulation les plus précis possibles. L'utilisation du pas fixe de simulation pour synchroniser les calculs, les échantillonnages et la mise à jour des données en sortie du simulateur fait que des méthodes propres aux simulateurs temps-réel ont été développées.

#### **II.4.1.1 Méthodes d'intégration des éléments du réseau pour le temps-réel**

Les simulateurs temps-réel utilisent la méthode d'intégration des trapèzes à pas fixe ou celle d'Euler régressive (*Backward-Euler* en anglais). Ces méthodes ont été retenues pour les applications temps-réel du fait de leur précision et de leur rapidité. Il faut souligner que la méthode des trapèzes est plus précise dans le cas de la simulation de signaux présentant peu de discontinuités. Cependant, cette méthode peut engendrer des oscillations numériques (instabilités de calcul) dans le cas de discontinuités [STR 99] [WAT 03]. La méthode d'Euler, quant à elle, est mieux appropriée pour la simulation de signaux discontinus, ce qui est le cas de la simulation de dispositifs à base d'électronique de puissance, mais est moins précise dans les autres cas. Un compromis est réalisé pour la simulation de dispositifs à base d'électronique de puissance et les deux méthodes peuvent être utilisées alternativement pour améliorer la précision des résultats et réduire les instabilités.

#### **II.4.1.2 Principe des méthodes d'intégration utilisées en temps-réel**

Pour illustrer le principe des méthodes d'intégration, la résolution de l'équation différentielle du courant dans une inductance est présenté.

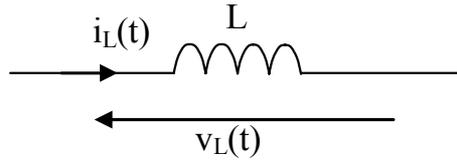


Figure II-6: Définition des grandeurs électriques de l'inductance.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} \quad (\text{II-1})$$

#### II.4.1.2.1 La méthode des trapèzes

L'utilisation de la méthode d'intégration des trapèzes avec un pas de temps de simulation PT conduit à l'équation (II-2) [STR 1-04].

$$i_L(t) = \frac{PT}{2L} v_L(t) + i_L(t - PT) + \frac{PT}{2L} v_L(t - PT) \quad (\text{II-2})$$

S'il se produit une discontinuité, des oscillations numériques peuvent apparaître à cause de la méthode des trapèzes. Par exemple, si le courant s'annule à l'instant  $t+PT$  on obtient les équations (II-3), puis (II-4).

$$0 = \frac{PT}{2L} v_L(t + PT) + i_L(t) + \frac{PT}{2L} v_L(t) \quad (\text{II-3})$$

$$v_L(t + PT) = -v_L(t) - \frac{2L}{PT} i_L(t) \quad (\text{II-4})$$

De plus, si le courant est toujours nul à l'instant  $t+2PT$ , on obtient alors l'équation (II-5).

$$v_L(t + 2PT) = -v_L(t + PT) \quad (\text{II-5})$$

On peut ainsi remarquer que le système oscille à une période de  $2PT$  comme cela est présenté sur la Figure II-7.

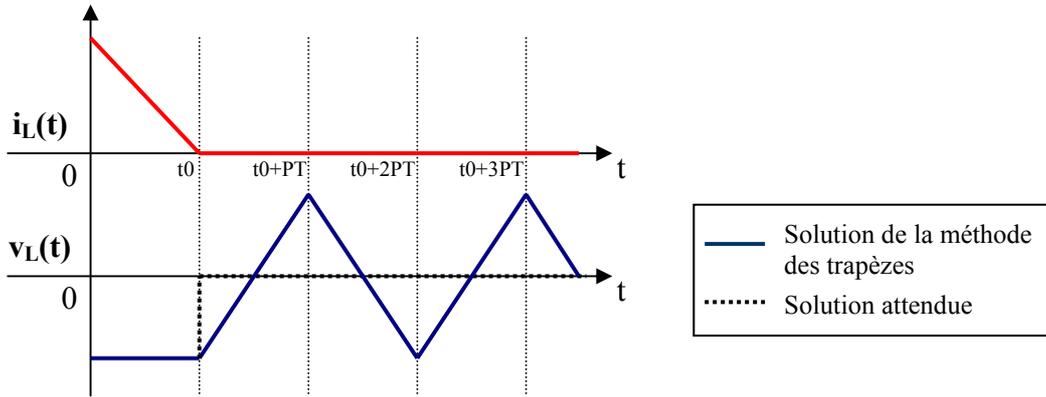


Figure II-7: Oscillations numériques provoquées par la méthode des trapèzes.

Des méthodes permettent d'atténuer ces oscillations numériques, comme par exemple l'ajout dans le réseau simulé :

- de résistances en parallèle avec les inductances (la valeur de la résistance sera choisie égale à  $2L/PT$  : Figure II-8) ;

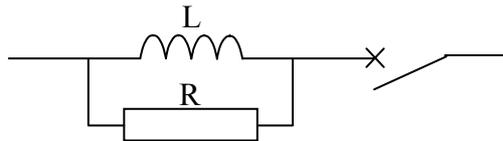


Figure II-8: Ajout d'une résistance pour diminuer les oscillations numériques.

- de condensateurs en parallèle d'interrupteurs (Figure II-9) ;

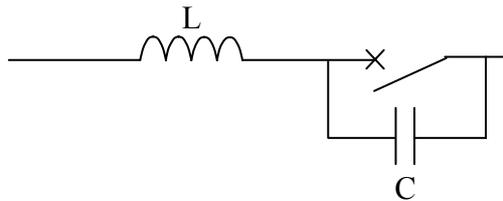


Figure II-9: Ajout d'un condensateur pour diminuer les oscillations numériques.

- de résistances ou de condensateurs placés en shunt par rapport à la terre (Figure II-10).

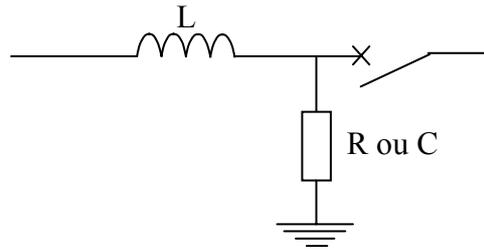


Figure II-10: Ajout d'une résistance en shunt pour diminuer les oscillations numériques.

Toute la difficulté de ces méthodes est qu'il faut s'assurer que les éléments ajoutés ont un impact négligeable sur le fonctionnement du réseau.

#### II.4.1.2.2 La méthode d'Euler régressive

L'utilisation de la méthode d'intégration d'Euler régressive avec un pas de temps de simulation  $PT$  conduit à l'équation (II-6) [STR 04a].

$$i_L(t) = \frac{PT}{L} v_L(t) + i_L(t - PT) \quad (II-6)$$

Si l'on applique la même démarche que précédemment en considérant que le courant s'annule à  $t+PT$  on obtient l'équation (II-7).

$$v_L(t + PT) = -\frac{L}{PT} i_L(t) \quad (II-7)$$

De même, si le courant est toujours nul à l'instant  $t+2PT$  (II-8).

$$v_L(t + 2PT) = 0 \quad (II-8)$$

On peut alors remarquer que dans ce cas, la tension  $v_L$  s'annule. La méthode d'Euler est donc plus stable que la méthode des trapèzes, ce qui concorde avec les résultats plus détaillés présentés par [STR 99].

#### II.4.1.2.3 La méthode mixte Euler-Trapèzes dite « Weight-averaged »

La méthode *Weight-averaged* est une méthode combinant les avantages de la méthode des trapèzes et de la méthode d'Euler dans le cas de signaux discontinus. Un paramètre  $K$  permet de passer d'une méthode à l'autre d'une façon continue (II-9).

$$i_L(t) = \frac{PT(2-K)}{2L} v_L(t) + i_L(t - PT) + \frac{PT.K}{2L} v_L(t - PT) \quad \text{avec : } 0 \leq K \leq 1 \quad (II-9)$$

Pour :

- $K=1$  : méthode des Trapèzes
- $K=0$  : méthode d'Euler régressive

La méthode pour le choix du paramètre K s'effectue selon des critères spécifiques qui sont développées dans la littérature [STR 04a].

### II.4.1.3 Résolution des équations du réseau

Dans la plupart des simulateurs numériques temps-réel, la résolution des équations du réseau électrique s'effectue à chaque pas de temps PT. Les simulateurs de type EMTP comme ARENE utilisent la *méthode nodale* [DOM 86], [ARR 01], qui consiste à calculer la tension pour chaque noeud du réseau. La démarche est illustrée en prenant l'exemple de la Figure II-11.

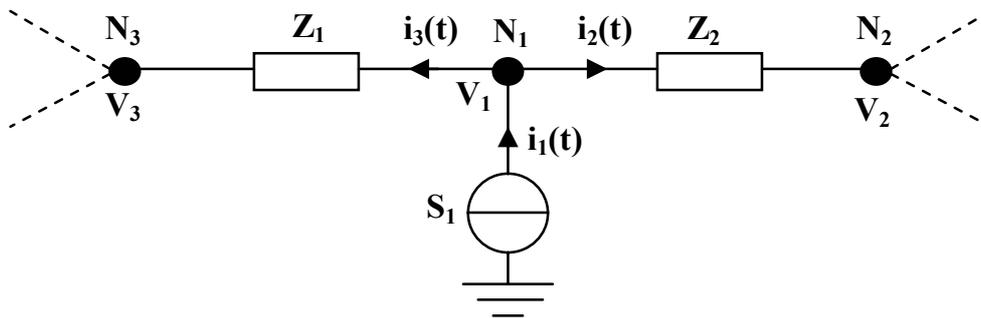


Figure II-11: Découpage du réseau pour appliquer la méthode nodale.

En se plaçant à un noeud donné du réseau (N<sub>1</sub>), le principe est d'exprimer les courants dans chaque branche associée à ce noeud (i<sub>1</sub>, i<sub>2</sub> et i<sub>3</sub>) en fonction des impédances de ces branches (Z<sub>1</sub> et Z<sub>2</sub>) et des potentiels des autres noeuds associés (V<sub>2</sub> et V<sub>3</sub>). Certaines grandeurs peuvent être connues comme :

- les courants injectés par les sources de Norton indépendantes de la tension (S<sub>1</sub>) ;
- la valeur de la tension et de la phase du noeud de référence pour la méthode nodale (Noeud V-θ).

Le système ainsi obtenu peut alors être mis sous la forme de l'équation (II-10), qu'il faut écrire pour chaque noeud et résoudre dans sa globalité pour obtenir toutes les tensions du réseau [MAR 94].

$$Y(t - PT)V(t) = I(t) - H(t - PT) \quad (II-10)$$

Avec :

t : l'instant courant ;

PT : le pas de temps de simulation ;

V(t) : le vecteur des tensions aux nœuds du réseau, qui doit être calculé à l'instant t ;

$I(t)$  : le vecteur regroupant les sources de courants et les équivalents de Norton aux sources de tensions connus à l'instant  $t$  ;

$H(t-PT)$  : le vecteur des contributions en courant au pas de temps précédent qui est connu à l'instant  $t$  ;

$Y(t-PT)$  : la matrice d'admittance du réseau, calculée à l'instant  $t-PT$  et connue à l'instant  $t$ .

Comme le montre l'exemple suivant, l'équation (II-10) peut être appliquée au cas de l'équation de l'inductance (II-2) avec la méthode des trapèzes.

$$\text{Avec : } Y_L = \frac{PT}{2L}$$

Et en définissant  $H_L$  tel que :

$$H_L(t-PT) = i_L(t-PT) + \frac{PT}{2L} v_L(t-PT) \quad (\text{II-11})$$

Le modèle discrétisé de l'inductance selon la méthode des trapèzes est alors défini par l'équation (II-12).

$$Y_L v_L(t) = i_L(t) - H_L(t-PT) \quad (\text{II-12})$$

On retrouve bien la forme de l'équation (II-10) avec un terme  $H_L$  prenant en compte l'état antérieur du système au pas de temps précédent.

Différentes techniques ont été développées pour calculer les tensions définies par l'équation (II-10). Une méthode très pénalisante en temps de calcul est l'inversion directe de la matrice  $Y$ . D'autres méthodes sont utilisées, comme la méthode de factorisation L.U. [STR 01], la méthode de la source de courant équivalente ou le précalcul de matrices du réseau avant la simulation [MEY 98]. Il faut remarquer que l'inversion de la matrice d'admittance  $Y$  ne peut pas être effectuée qu'une seule fois lors de l'initialisation de la simulation : car les admittances sont susceptibles de changer avec la fréquence durant la simulation, et le système peut de plus contenir des éléments non-linéaires.

#### II.4.1.4 Le parallélisme

L'objectif du parallélisme est de répartir les tâches de calculs sur plusieurs processeurs différents connectés suivant une certaine architecture et fonctionnant en parallèle afin d'optimiser le temps de calcul de l'ensemble [DUR 93]. Deux niveaux de parallélisme peuvent être établis [FRO 99] (Figure II-12):

- le premier niveau, par la méthode de Bergeron. Le découpage s'effectue au niveau des lignes dites « longues ». En effet, le temps de propagation des ondes

électromagnétiques d'un bout à l'autre d'une ligne longue peut durer plus d'un pas de temps de simulation. Les « sous-réseaux » ainsi obtenus peuvent être traités de façon indépendante entre deux pas de temps de simulation. Cette méthode s'applique surtout dans le cas d'étude des réseaux de transport, cependant, elle peut s'appliquer également aux réseaux utilisant une partie alternative et une partie continue. Les communications entre processeurs doivent s'effectuer chaque pas de temps, ce qui n'est pas très pénalisant ;

- le second niveau de parallélisme est effectué durant le pas de temps à l'intérieur même des sous-réseaux. Il consiste à des calculs des éléments de branches [FRO 99], [LAV 95], [MEY 98]. Les communications entre les processeurs doivent alors se faire très rapidement à l'intérieur même d'un pas de temps ce qui limite le nombre de parallélisations possibles.

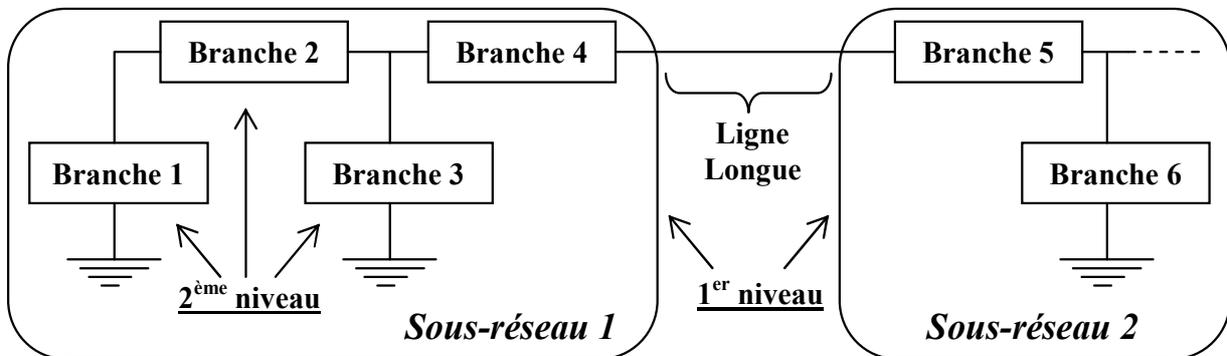


Figure II-12: Les deux niveaux de parallélismes dans la simulation de réseaux.

## II.4.2 Le simulateur temps-réel numérique ARENE URT

Le simulateur utilisé dans le cadre de ce projet est le simulateur temps-réel numérique ARENE URT (URT : Unix Real Time). Développé et mis au point par EDF R&D, ARENE URT permet de tester des équipements électriques en temps-réel. Une version *hors-temps-réel* (ARENE PCNRT : Personal Computer Non-Real-Time) existe aussi et permet l'étude de transitoires électromagnétiques tout comme ARENE URT, mais ne possède pas les interfaces pour la connexion de dispositifs physiques.

Les équipements pouvant être testés sont les relais de protection [NIM 00], les contrôleurs de machines tournantes, les contrôleurs de systèmes à base d'électronique de puissance [GOM 05b]. De plus, l'ajout d'amplificateurs de puissance permet de réaliser des simulations hybrides [OCN 05].

Le pas de temps de simulation moyen en temps-réel est d'environ 50 $\mu$ s en prenant en compte le temps d'acquisition et de restitution du simulateur (environ 10 $\mu$ s).

ARENE URT comprend trois parties principales :

- un code de simulation de réseaux électriques permettant d'exploiter les divers niveaux de parallélisme ;
- une plateforme UNIX installée sur un ordinateur parallèle J-5600 Hewlett-Packard à bi-processeur donc la fréquence d'horloge est de 552 MHz ;
- des cartes d'acquisition et de restitution pouvant être numériques ou respectivement numériques / analogiques et analogiques / numériques. Ces cartes sont installées dans une armoire industrielle appelée « baie VME » (Figure II-13).

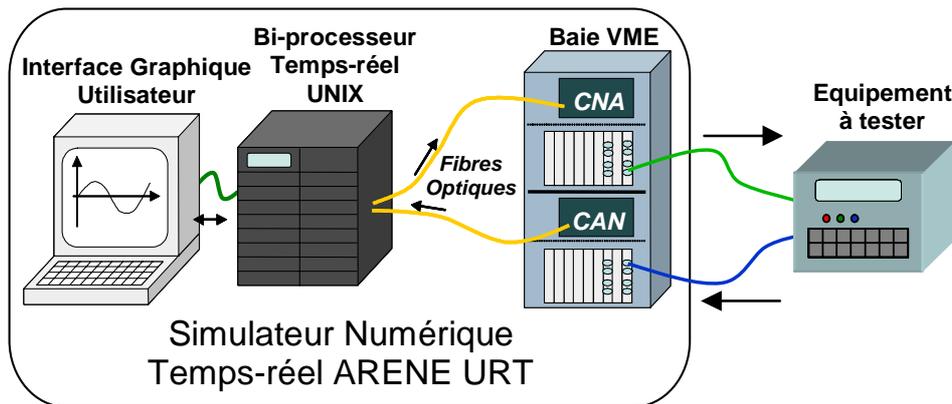


Figure II-13: Schéma d'ensemble du simulateur numérique temps-réel ARENE URT.

L'interface graphique optimisée (GUI) permet l'échange de données avec l'utilisateur et se compose comme suit :

- un mode PREPROCESSEUR : pour la création des modèles d'équipements électriques et du réseau ;
- le mode I/O's : permettant la configuration des cartes d'entrées-sorties temps-réel ;
- le mode INITIALISATION : pour l'initialisation du réseau en régime permanent (load-flow) ;
- le mode SIMULATION : pour élaborer des scénarii (définitions des instants d'ouvertures ou fermeture des disjoncteurs, court circuits...), la sélection des grandeurs à tracer et la sélection du pas de temps de simulation ;
- le mode POST-PROCESSEUR : pour l'affichage des résultats de simulation ;
- le mode « Batch-Testing » : automatise une série de tests en faisant varier des paramètres en cours de simulation.

## II.5 Problématique de la simulation numérique temps-réel

### II.5.1 Relation entre le pas de temps et la taille de la simulation

Les simulateurs temps-réel numériques utilisent un pas de temps fixe afin de synchroniser les signaux qui sont échangés avec l'équipement à tester, sur le pas de temps de simulation (horloge temps-réel). Pour que la contrainte temps-réel soit garantie il faut que le temps d'acquisition du simulateur ainsi que le temps de calcul des équations simulées soient strictement inférieurs au pas de temps de simulation (Figure II-14). Si cette contrainte n'est pas assurée, alors la restitution des signaux en sortie du simulateur ne peut être effectuée avant la fin du pas de temps de simulation car les calculs des équations simulées ne sont pas terminés. La simulation en temps-réel ne peut alors pas être réalisée.

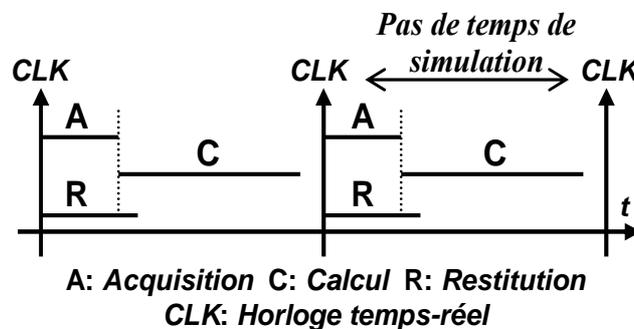


Figure II-14: Tâches effectuées par le simulateur numérique temps-réel.

Le temps de calcul peut changer et dépend principalement du nombre d'équations simulées et de la puissance de calcul du simulateur. Des tests effectués sur le simulateur ARENE URT utilisé, ont montré que le temps de calcul du simulateur est de  $40\mu\text{s}$  pour la simulation d'un réseau constitué de 10 machines et 40 lignes. D'autres facteurs peuvent rentrer en compte et dépendent des techniques d'intégration des équations du réseau électrique (Cf. § II.4.1.2), de son architecture et du type d'éléments modélisés : leur non-linéarité et leur variance dans le temps.

Des temps de calculs sont donnés en exemple dans la littérature comme avec [MAR 94] qui donne un pas de temps pouvant aller de  $38\mu\text{s}$  pour un système à 18 noeuds à un pas de temps de  $107\mu\text{s}$  avec un système à 30 noeuds en utilisant un ordinateur IBM RISC System / 6000 model 560 basé sur une *architecture superscalaire* (processeurs en parallèle).

Il faut noter que le pas de temps de simulation temps-réel varie en fonction de chaque réseau étudié et de chaque simulateur. De plus, sa variation n'est pas linéaire en fonction de la taille du réseau car il dépend du type de résolution d'équations du système, du parallélisme...

## II.5.2 Problématique du choix du pas de temps

Le pas de temps doit être choisi judicieusement par l'utilisateur avant de lancer la simulation temps-réel. Dans le cas de simulations hors-temps-réel, le pas de temps de simulation peut être fixé à une valeur très basse, ce qui donne des résultats plus précis mais augmente en conséquence la taille des fichiers de résultats et le temps de simulation. La démarche à avoir pour la simulation temps-réel est plus problématique et demande plus de réflexion.

Dans le cas de la simulation temps-réel, le pas de temps fixe la plage d'étude fréquentielle des phénomènes étudiés. Par ailleurs, le pas de temps de simulation fixe aussi la fréquence d'échantillonnage des signaux en entrée. La plage d'étude fréquentielle de la simulation temps-réel peut donc être définie par le théorème de Shannon, qui donne la fréquence d'échantillonnage d'un signal égale au double de sa fréquence maximale. Par exemple, un pas de temps de simulation de  $50\mu\text{s}$  permet l'étude de domaines fréquentiels compris entre 0Hz et 10kHz.

Le retard du simulateur temps-réel est aussi directement lié au pas de temps de simulation. Ce retard est le temps entre lequel un signal est échantillonné en entrée, traité par le simulateur et restitué en sortie. Des essais réalisés sur ARENE URT (Figure II-15), dans le cadre de ce projet, montrent que le retard minimal est d'environ deux pas de temps mais peut varier jusqu'à trois pas de temps en raison de l'échantillonnage en entrée (effet de *jitter* d'un pas de temps, Cf. § II.5.3.2.1).

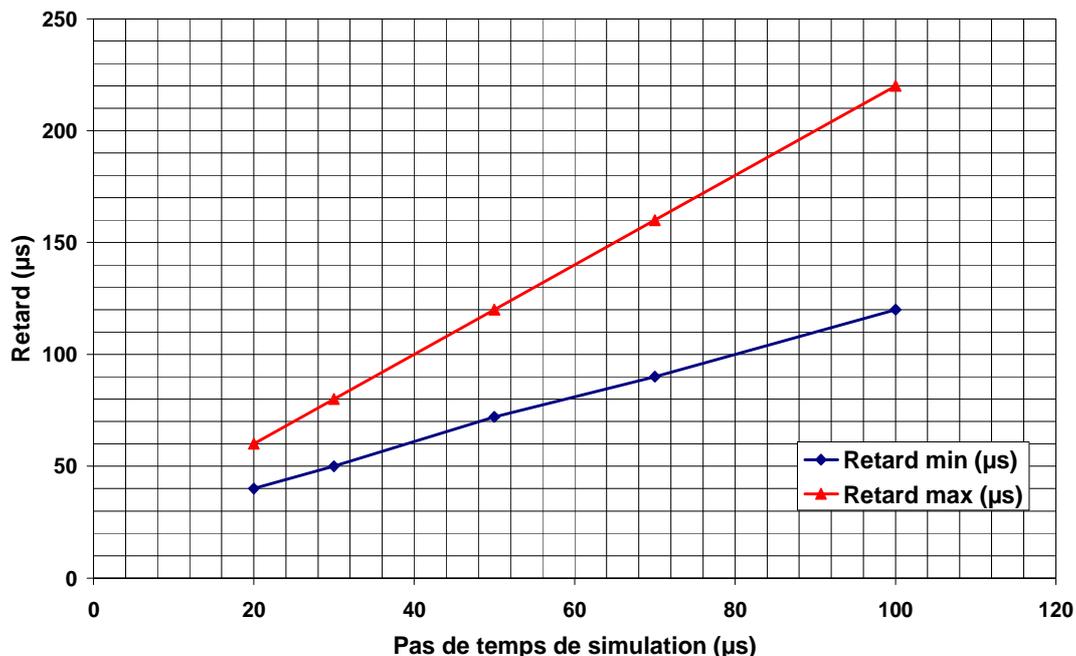


Figure II-15: Délai mesuré sur ARENE URT en fonction du pas de temps de simulation.

Le retard du simulateur se trouve dans la *boucle temps-réel*. Il peut donc agir sur la stabilité du système temps-réel. La stabilité de l'ensemble va dépendre de la dynamique de l'équipement testé mais aussi de la dynamique des boucles d'asservissement pouvant être modélisées.

De plus il n'est pas possible comme dans les simulations hors-temps-réel de diminuer le pas de temps pour augmenter les performances de simulation. En effet, la *contrainte temps-réel* doit être assurée et ainsi, le pas de temps de simulation est limité par le temps de calcul du simulateur. Il faut donc trouver un compromis général entre le pas de temps de simulation, la précision des résultats, la stabilité de fonctionnement en temps-réel, la plage de fréquence étudiée, la taille du réseau simulé et la complexité des modèles utilisés dans la simulation.

### II.5.3 Problématique de la simulation de dispositifs à base d'électronique de puissance

L'utilisation d'un *pas de temps fixe* pour la simulation de dispositifs à base d'électronique de puissance est très problématique. Les instants de commutations des interrupteurs à base d'électronique de puissance ne peuvent être déterminés avec précision, car ces instants peuvent se produire entre deux pas de temps de simulation.

#### II.5.3.1 Les algorithmes de détection des commutations

Pour résoudre le problème de détection des instants de commutations, des algorithmes ont été développés sur les simulateurs temps-réel. ARENE utilise le CSSC (Clock Synchronized Structure Changing) [STR 04b], de même, d'autres algorithmes utilisant des méthodes très semblables ont été développés dans la littérature [KEL 00], [LIN 02] et [DIN 01].

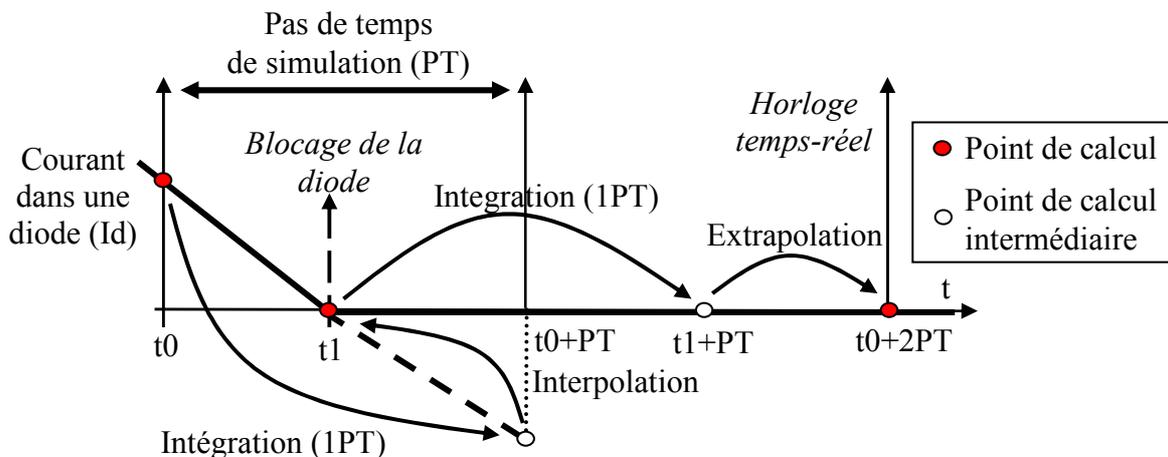


Figure II-16: Principe de détection d'une extinction de courant par l'algorithme CSSC.

Le fonctionnement du CSSC est le suivant. Dans l'exemple du courant dans une diode (Figure II-16), si l'algorithme CSSC n'était pas utilisé, alors le courant aurait transitoirement une valeur négative, ce qui n'est pas une solution physique. Le principe est donc de détecter le blocage de la diode. Pour ce faire, une interpolation est réalisée depuis l'instant  $t_0+PT$  pour retrouver l'instant exact de l'extinction du courant :  $t_1$ . A partir de cet instant, les équations du réseau sont recalculées et une intégration est réalisée jusqu'à l'instant  $t_1+PT$ . Pour se resynchroniser avec l'horloge temps-réel une extrapolation est effectuée jusqu'à l'instant  $t_0+2PT$ . On peut remarquer que, grâce à cette méthode, les intégrations se font toujours à pas fixe d'une durée  $PT$ .

Lors de l'utilisation de l'algorithme CSSC dans ARENE URT, il est possible de discrétiser les composants électriques par la méthode des trapèzes. Cependant, le risque d'oscillation lors des discontinuités fait que cette méthode n'est pas bien appropriée. La méthode mixte « Weight-averaged » présentée au paragraphe II.4.1.2.3 est alors utilisée.

Le problème majeur de ces algorithmes, est qu'ils ne permettent pas de traiter des commutations trop fréquentes par rapport au pas de temps de simulation. En effet, si plusieurs commutations sont détectées, les opérations supplémentaires réalisées par ces algorithmes peuvent augmenter le temps de calcul de façon significative. De plus, un temps de calcul trop important peut entraîner l'arrêt de la simulation temps-réel car la contrainte temps-réel ne peut plus être garantie. Le problème de détection de plusieurs commutations sur un pas de temps est abordé par [KEL 00]. Dans ce contexte, si des simulations hors-temps-réel ont été réalisées avec succès, les auteurs indiquent clairement que ces méthodes augmentent le temps de calcul et ont des doutes quant à leur fonctionnement pour les simulations temps-réel.

## **II.5.3.2 L'échantillonnage des signaux en entrée du simulateur**

### **II.5.3.2.1 Effet de l'échantillonnage sur les signaux d'entrée**

Comme mentionné précédemment, le pas de temps de simulation fixe la fréquence d'échantillonnage des signaux en entrée du simulateur et définit le domaine fréquentiel de l'étude.

Le pas de temps fixe agit aussi sur la préhension des signaux de commandes d'interrupteurs de puissance par le simulateur temps-réel. En effet, ces signaux numériques tout ou rien posent les mêmes problèmes que la gestion des instants de commutation dans la simulation temps-réel car ils peuvent se produire entre deux pas de temps. Aussi, l'échantillonnage à pas de temps fixe provoque un retard aléatoire compris entre 0 et un pas de temps, ce qui se traduit par la déformation du signal échantillonné (effet de *jitter* [KEL 02] : Figure II-17).

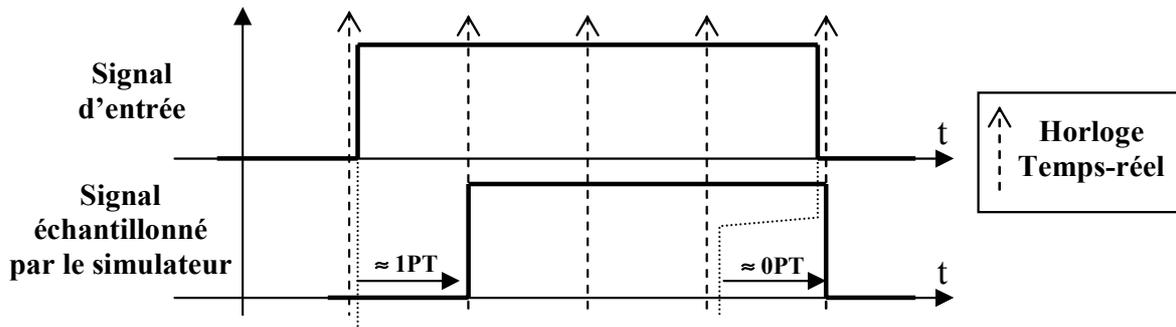


Figure II-17: Représentation de l'effet de jitter dû à l'échantillonnage à pas fixe.

Le caractère aléatoire de ce retard fait que sa compensation par la simulation n'est pas exacte, une estimation possible est de considérer qu'en moyenne sa valeur est de  $PT/2$ .

Cet effet d'échantillonnage peut avoir de lourdes conséquences dans la simulation de dispositifs nécessitant une très bonne précision au niveau des instants de commandes. On peut citer en exemple, l'onduleur de tension triphasé commandé en pleine onde [BAC 93], [PET 96]. Dans cette application, les signaux de commandes doivent être pris en compte par la simulation avec une très grande précision, car des incertitudes sur la mesure des instants de commutations entre deux instants d'échantillonnage peuvent engendrer des écarts importants sur les résultats.

### II.5.3.2.2 Problème spécifique pour l'échantillonnage de signaux MLI

On peut noter que le pas de temps typique de  $50\mu\text{s}$ , rencontré dans la plupart des simulateurs temps-réel numériques commercialisés, est très limitant pour le test de dispositifs à base d'électronique de puissance utilisant des fréquences de découpages élevées. En effet, la fréquence d'échantillonnage du simulateur est ainsi limitée à  $10\text{kHz}$ . En cela, la simulation de dispositifs utilisant la MLI est particulièrement problématique compte tenu des technologies d'interrupteurs utilisés (IGBT, IGCT, GTO...). Selon la puissance des dispositifs, des fréquences de découpages allant d'un à plusieurs dizaines de kilohertz peuvent être utilisées.

Peu de techniques et critères sont proposés dans la bibliographie pour échantillonner les signaux MLI à pas fixe : on peut citer par exemple [GOL 97]. Les auteurs proposent de prendre arbitrairement un pas d'échantillonnage qui est de 5 à 20 fois plus petit que la période de MLI. Le problème est que ce choix ne tient absolument pas compte des fréquences des harmoniques du signal MLI, ainsi que du type de MLI utilisé. Aussi, pour pouvoir échantillonner un signal MLI avec précision, une méthode a été développée dans le cadre de cette thèse. Dans ce cas, le théorème de Shannon est ambigu, car il consiste à échantillonner au double de la fréquence maximale du signal considéré. Le problème est que dans le cas de signaux MLI le spectre est infini (Figure II-19). L'objectif a été de réaliser une méthode pouvant s'appliquer à tous signaux dont le spectre fréquentiel est infini.

Le principe est de considérer qu'au-delà d'une certaine fréquence, les harmoniques du signal MLI n'ont qu'une faible influence sur le spectre global du signal et peuvent être négligés. Toute la difficulté est de définir un critère pour calculer cette fréquence limite que l'on considèrera alors comme la fréquence maximale du signal MLI. On pourra ainsi appliquer le théorème de Shannon.

La méthode proposée ici consiste à calculer l'énergie du signal MLI. Pour ce faire, il faut préalablement déterminer les amplitudes des raies spectrales de la MLI. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées comme par exemple : la simulation d'un signal MLI et sa décomposition spectrale grâce à une transformée de Fourier. Cette solution est assez simple à mettre en œuvre et peut s'appliquer à tout types de signaux. Il existe aussi des méthodes analytiques qui sont développées ici, permettant de calculer directement l'amplitude des raies spectrales. Ces méthodes, basées sur les fonctions de Bessel, ont été développées originellement par [BOW 75], [BLA 53]. On obtient ainsi l'équation (II-13) définissant l'amplitude des raies harmoniques ( $C_{m,n}$ ) pour un signal MLI intersectif avec une porteuse triangulaire symétrique et une modulante purement sinusoïdale.

$$C_{m,n} = \frac{4}{\pi m} J_n \left( m \frac{\pi}{2} r \right) \sin \left( [m+n] \frac{\pi}{2} \right) \quad (II-13)$$

Où  $J_n$  représente la fonction de Bessel d'ordre  $n$  définie suivant l'équation (II-14).

$$J_n(x) = \left( \frac{x}{2} \right)^n \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left( -\frac{x^2}{4} \right)^k}{k!(n+k)!} \quad (II-14)$$

On obtient ainsi l'amplitude des raies multiples de la fréquence de découpage ( $f_{MLI}$ ) à ( $m * f_{MLI}$ ). Ainsi que les raies inter-harmoniques multiples de la fréquence du fondamental ( $f_s$ ) à ( $\pm n * f_s$ ) groupées autour des raies à ( $m * f_{MLI}$ ) comme présenté sur la Figure II-18.

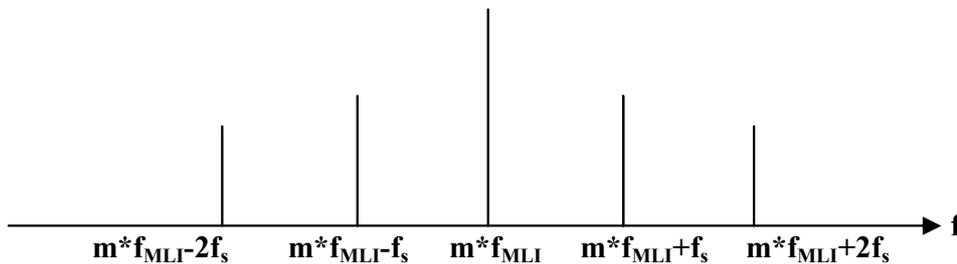


Figure II-18: Répartition des fréquences inter-harmoniques autour des fréquences MLI.

«  $r$  » est l'indice de modulation défini par l'équation (II-15).

$$r = \frac{\text{Valeur crête du signal modulant}}{\text{Valeur crête de la porteuse}} \quad (\text{II-15})$$

Grâce aux valeurs d'amplitudes des raies harmoniques considérées, le calcul de l'énergie du signal MLI sur le spectre des fréquences positives ( $E_{\text{inf}}$ ) peut être réalisé, comme le montre l'équation (II-16).

$$E_{\text{inf}} = \sum_{k=0}^{\infty} |C_k|^2 \quad (\text{II-16})$$

Puis, si on néglige les harmoniques du signal au dessus d'une certaine fréquence de rang  $g$  on peut calculer l'énergie du signal MLI réduit par l'équation (II-17).

$$E_{\text{red}} = \sum_{k=0}^g |C_k|^2 \quad (\text{II-17})$$

On peut ainsi calculer, par une méthode itérative, la valeur du rang  $g$  (et en déduire ensuite la fréquence maximale du signal MLI) à partir de laquelle l'écart relatif, entre l'énergie du signal dans sa totalité et l'énergie du signal réduit au rang  $g$ , vaut une certaine précision, par exemple, 2% pour notre application. L'algorithme est le suivant :

**Début**  
**Tant que (Précision > 2%)**  
 $E_{\text{red}} = |C(k)|^2 + E_{\text{red}}$   
 $\text{Précision} = (1 - E_{\text{red}}/E_{\text{inf}}) * 100$   
 $k = k + 1$   
**Fin Tant que**  
 $g = k$   
**Fin**

La valeur de l'énergie totale du signal sur le spectre des fréquences positives (étude réalisée jusqu'à 2Mhz) a été déterminée par une première simulation et montre que la valeur de  $E_{\text{inf}}$  converge vers 2J. Prenons en application un signal MLI intersectif généré à partir d'une modulante sinusoïdale à 50Hz et d'une porteuse triangulaire symétrique à 10kHz. Bien que la valeur de  $r$  joue sur l'amplitude des raies harmoniques (II-13), la méthode de l'énergie du signal donne des pas d'échantillonnages très similaires (Tableau II-1). La fréquence maximale du signal MLI obtenue avec un écart relatif de 2% est alors proche de 180kHz. La fréquence d'échantillonnage sera donc de 360kHz, ce qui correspond à un pas d'échantillonnage requis de 2.78 $\mu$ s.

r	Fréquence maximale (Hz)	Fréquence d'échantillonnage (Hz)	Pas d'échantillonnage requis ( $\mu$ s)	Précision atteinte lors du calcul (%)
1	170650	341300	2.930	1.998
0.7	179700	359400	2.782	1.999
0.5	180100	360200	2.776	1.996
0.1	180100	360200	2.776	1.971

Tableau II-1 : Influence de la valeur de l'indice de modulation  $r$  sur le pas d'échantillonnage requis.

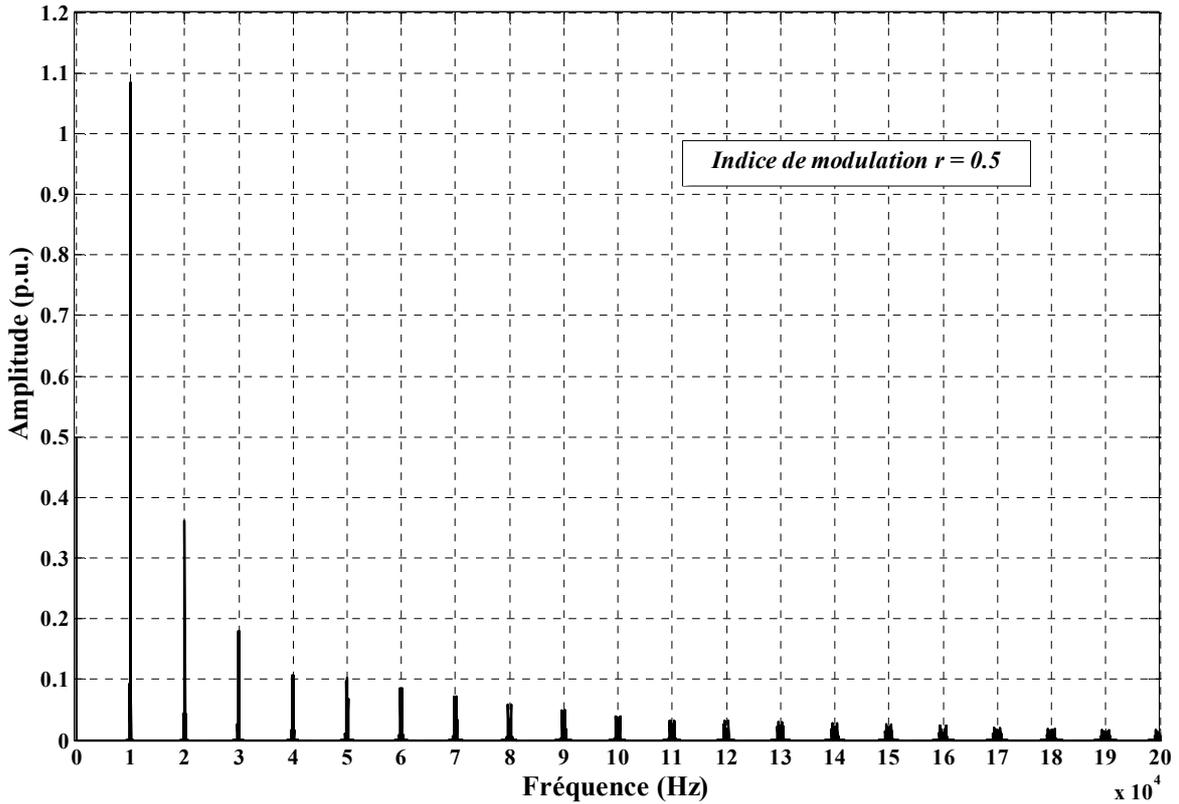


Figure II-19: Spectre harmonique d'une MLI intersective sinusoidale à 50Hz avec un découpage à 10kHz.

On peut voir sur la Figure II-19 l'allure du spectre fréquentiel du signal MLI, et on remarquera que les harmoniques se trouvant de fréquences supérieures à 180kHz ont bien une amplitude très faible et peuvent donc être effectivement négligés.

Des études ont permis d'obtenir les formules analytiques pour la MLI vectorielle, des harmoniques de rang 3 dans les modulantes [DEL 05], [HOL 98], [MOY 98]. Les équations analytiques définies par ces travaux peuvent être utilisés pour déterminer la fréquence maximale d'échantillonnage de ces MLI. La simulation est aussi un outil utile à condition que les signaux puissent être simulés, et à condition de définir un pas de temps assez faible afin d'obtenir un spectre fréquentiel relativement large. Il faut toutefois noter que la fréquence de la modulante peut avoir des évolutions transitoires et peut contenir d'autres harmoniques que le fondamental, ces formules ne donnent alors qu'une estimation théorique des amplitudes des raies harmoniques.

Les travaux les plus récents montrent clairement que les études menées dans la simulation temps-réel de contrôles-commandes à MLI sont limitées à des fréquences de découpage inférieures à 4kHz [DIN 04], [DUF 04], [CHA 04], [ABO 03] et [LIA 05].

L'un des principaux buts de ce projet a été de pouvoir tester en temps-réel des contrôles-commandes à MLI dont la fréquence de découpage est voisine de 10kHz. Compte tenu des limites des simulateurs temps-réel précédemment mentionnées, le test de ces

dispositifs n'est pas réalisable directement en connectant le contrôle-commande MLI au simulateur. En effet, pour échantillonner un signal MLI ayant une fréquence de découpage de 10kHz avec une bonne précision il faut un pas de temps inférieur à  $2.78\mu\text{s}$  et le pas de temps d'échantillonnage du simulateur n'est que de  $50\mu\text{s}$ . Pour résoudre ce problème, de nouveaux procédés ont été développés dans le cadre de cette thèse et seront présentés dans le chapitre III.

## **II.6 Conclusion**

Ce chapitre a traité des caractéristiques propres de la simulation temps-réel : l'utilisation d'un pas de temps fixe, les méthodes d'intégration spécifiques et les techniques de parallélisme pour réduire le temps de calcul des simulateurs à multiprocesseurs.

Le simulateur numérique temps-réel est un très bon outil pour l'étude des équipements réseaux comme le montrent les applications réalisées dans le paragraphe II.3.1.3. Cependant, il a été démontré dans ce chapitre que ces simulateurs temps-réel sont clairement limités. D'une part en ce qui concerne la taille de la simulation (taille du réseau modélisé, modèles utilisés...) qui détermine la contrainte temps-réel. D'autre part par l'utilisation d'un pas de temps fixe de simulation qui détermine la fréquence d'échantillonnage des signaux en entrée du simulateur et la plage fréquentielle des phénomènes étudiés. Il faut aussi bien noter que les mêmes restrictions sont présentes pour les simulateurs hybrides, car ce type de simulateurs utilise également des simulateurs numériques temps-réel.

Pour les études de contrôleurs à MLI, ces limitations sont très contraignantes en ce qui concerne les périodes de découpage des dispositifs d'électronique de puissance (Cf. Chapitre I). En effet, ces périodes de découpage sont trop faibles par rapport au pas de temps du simulateur. Par ailleurs, la méthode traditionnelle visant à utiliser des algorithmes de détection des commutations ne règle pas ces problèmes. Ces algorithmes ne peuvent plus être utilisés au-delà de quelques commutations durant un pas de temps de simulation.

Pour résoudre ces problèmes, des solutions ont été développées dans le cadre de cette thèse et sont présentées dans le chapitre III. Ce chapitre traitera aussi de la modélisation adaptée des dispositifs à base d'électronique de puissance pour le temps-réel.

## **CHAPITRE III**

### **Modélisation de l'onduleur de tension triphasé pour le test en temps-réel de son contrôleur MLI**

<b>CHAPITRE III</b> .....	<b>1</b>
III.1 INTRODUCTION.....	55
III.2 MODELISATION DES SYSTEMES A BASE D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.....	56
<i>III.2.1 Présentation des modélisations pour le temps-réel</i> .....	56
III.2.1.1 Les modélisations pour l'électronique de puissance.....	56
III.2.1.2 Les finesses de représentation.....	57
III.2.1.3 Choix des hypothèses simplificatrices de modélisation.....	61
<i>III.2.2 Le modèle topologique</i> .....	62
<i>III.2.3 Le modèle moyen</i> .....	63
III.3 EXEMPLES DE MODELISATIONS POUR LE TEMPS-REEL.....	69
<i>III.3.1 Principe de la modélisation pour ARENE URT</i> .....	69
<i>III.3.2 Le modèle d'onduleur de tension triphasé</i> .....	70
III.3.2.1 Le modèle topologique de l'onduleur.....	70
III.3.2.2 Le modèle moyen de l'onduleur.....	71
III.3.2.3 Le modèle moyen de l'onduleur dans le repère de Park.....	78
<i>III.3.3 Application au D-STATCOM commandé en MLI</i> .....	79
III.3.3.1 Le modèle topologique du D-STATCOM.....	79
III.3.3.2 Le modèle moyen du D-STATCOM.....	80
III.3.3.3 Le modèle moyen du D-STATCOM dans le référentiel de Park.....	81
III.3.3.4 Asservissement du D-STATCOM.....	82
<i>III.3.4 Application à un générateur éolien</i> .....	89
III.3.4.1 Présentation du système éolien à base de Machine Synchrone (MS).....	89
III.3.4.2 Modélisation de la machine synchrone.....	90
III.3.4.3 Contrôle vectoriel de la machine synchrone.....	93
III.3.4.4 Contrôle de l'éolienne.....	93
III.3.4.5 Représentation schématique d'ensemble du système éolien.....	94
III.4 MODELISATION POUR LE TEST DE CONTROLEURS MLI EN TEMPS-REEL.....	95
<i>III.4.1 Approche par les signaux d'entrée des modèles</i> .....	95
<i>III.4.2 Traitement des signaux par l'interface matérielle : analyse théorique</i> .....	96
III.4.2.1 Principe d'extraction pour le mode moyen.....	96
III.4.2.2 Principe d'extraction pour le mode moyen harmonique.....	99
III.5 CONCLUSION.....	105

## III.1 Introduction

La modélisation des dispositifs à base d'électronique de puissance est un passage obligé pour nombre d'applications [GOL 97], [BAC 05]. En règle générale, celle-ci est couramment utilisée pour :

- le développement de prototypes, le dimensionnement des éléments, le réglage des paramètres et leur optimisation ;
- la spécification des contraintes électriques sur les composants d'un système ;
- la validation des prototypes en fonctionnement normal et dans des modes perturbés (courts-circuits, creux de tensions ou perturbations harmoniques). Ceci s'applique pour les systèmes à base d'électronique de puissance, ainsi que pour les dispositifs leur étant associés, comme par exemple : les contrôleurs ou les protections ;
- la compréhension et l'analyse de phénomènes électromagnétiques mis en jeu ;
- les études d'interactions entre les systèmes.

La simulation d'un équipement électrique passe d'abord par une phase de modélisation qui consiste à la mise en équation du système. Puis vient une phase de programmation pour intégrer le modèle au simulateur informatique et enfin la phase de simulation.

Cela ne va pas sans problèmes. En effet, les deux facteurs clefs que sont la finesse de représentation et le temps de calcul requis pour simuler les modèles sont directement dépendants. Toute la justesse de modélisation repose alors sur un compromis, qui doit être réalisé pour obtenir le meilleur équilibre entre ces deux facteurs.

Des approximations sont parfois nécessaires, notamment pour réduire la complexité des modèles et ainsi réduire leur temps de calcul. Il est évident que ces approximations peuvent nuire à la bonne représentation des phénomènes étudiés, et il faut, dans la mesure du possible, toujours valider les modèles développés et cerner ainsi leur domaine de validité.

Ce chapitre présente la modélisation de l'onduleur de tension triphasé. Une synthèse de la modélisation des systèmes à base d'électronique de puissance est rapidement effectuée, puis les modélisations pour le temps-réel du D-STATCOM et d'un système éolien sont développées. Dans ces deux cas seront présentés la commande des divers étages des onduleurs constituant ces applications. En final, sont détaillés la modélisation pour le test en temps-réel du contrôleur MLI et le principe théorique de fonctionnement de l'interface matérielle qui a été développée en réponse à la problématique exposée dans le chapitre II.

## III.2 Modélisation des systèmes à base d'électronique de puissance

Pour une grande partie des logiciels de simulation commercialisés (Saber, EMTP, Matlab / Simulink, ARENE...), des bibliothèques de composants prêts à l'emploi, regroupant certains modèles d'équipements électriques, sont proposées. Dans des applications nécessitant des besoins plus spécifiques, il est parfois nécessaire de réaliser ses propres modèles. Cela permet ainsi : de pouvoir optimiser le temps de calcul, d'améliorer la représentation et d'obtenir une meilleure observabilité du système, car tous les signaux inclus dans le modèle sont alors accessibles.

Pour la simulation temps-réel des dispositifs à base d'électronique de puissance avec ARENE URT cela s'est imposé de fait car les composants nécessaires aux applications visées n'étaient pas toujours disponibles dans la bibliothèque. Il a donc fallu réaliser les modèles des systèmes et ensuite les programmer dans ARENE. La programmation a alors été effectuée sous forme de « schémas blocs » [DEV 98] similaires à ceux utilisés dans les simulateurs de type EMTP ou MATLAB / SIMULINK.

La programmation la plus efficace pour optimiser le temps de calcul aurait été le langage propre au logiciel. Programmer en langage C, par exemple, permet de contrôler de manière très efficace les enchaînements séquentiels d'instructions, de pouvoir programmer ses propres fonctions tout en optimisant le nombre d'instructions utilisées et ainsi de pouvoir minimiser le temps de calcul du modèle développé. Ceci n'est pas possible sans accès au code source du logiciel. Cependant, les temps de calcul présentés dans le chapitre IV restent très corrects pour les applications temps-réel visées.

### III.2.1 Présentation des modélisations pour le temps-réel

#### III.2.1.1 Les modélisations pour l'électronique de puissance

Plusieurs approches peuvent être menées pour modéliser les dispositifs à base d'électronique de puissance. D'une part en utilisant des modèles topologiques [BAC 93], aussi qualifiés de commutant ou exacts (« switching models » en anglais). Et d'autre part, en utilisant des modèles moyens [MID 76], [SAN 90]. D'autres représentations peuvent être déduites de ces modélisations : comme par exemple, les *modèles petits signaux* [MID 88] et les *modèles échantillonnés* [VER 89], [MAH 90] et [BRO 81].

La Figure III-1 montre la procédure de réalisation de ces modèles et leurs liens [BAC 05].

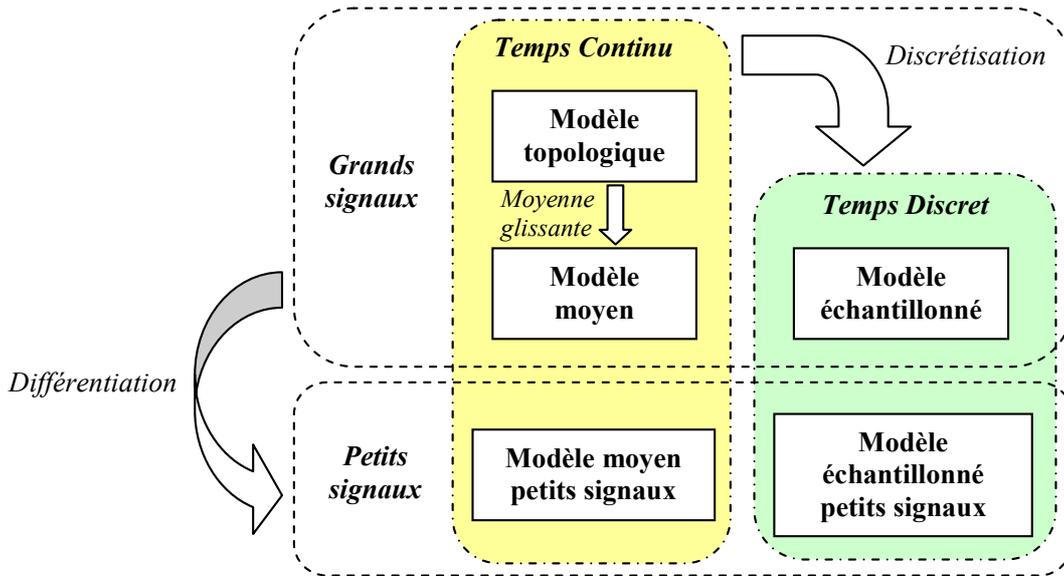


Figure III-1: Les modèles et leurs liens.

Les *modèles grands signaux* sont, généralement, non linéaires et indépendants du point de fonctionnement. Les *modèles petits signaux*, quant à eux, sont linéaires mais ne sont valables qu'autour d'un point de fonctionnement. De par leur linéarité, ces derniers peuvent être utilisés pour l'automatique dans les études fréquentielles. En utilisant des transformées de Laplace, les systèmes peuvent être représentés sous forme de fonctions de transfert linéaires. Il est alors possible de tracer des diagrammes de Bode, Nyquist ou Black qui permettent d'étudier la stabilité des asservissements en boucle ouverte et fermée. Certains critères peuvent être utilisées, comme par exemple, les marges de gain, de phase ou alors en étudiant la position des pôles et zéros des fonctions de transfert dans le plan complexe.

Dans les applications temps-réel, la nécessité de réaliser les études sur des points de fonctionnement pouvant varier (comme lors d'enclenchements de charges et la variation de références), fait que les modèles petits signaux ne sont pas appropriés à nos besoins. Ils ne seront donc pas détaillés par la suite. Les modèles retenus sont les modèles grands signaux.

### III.2.1.2 Les finesses de représentation

Différentes finesses de représentation peuvent être obtenues à partir des modèles présentés précédemment. Des classements par niveaux de représentation sont proposés dans la littérature [MOH 94], [THO 88]. La synthèse qui en est faite ici, est complétée par rapport à nos propres besoins, spécifiques aux applications temps-réel.

- **Niveau 1: Les modèles topologiques avec des interrupteurs détaillés.** Chaque interrupteur de puissance est alors représenté finement en incluant les éléments « parasites » modélisant ses imperfections : comme par exemple, la résistance à l'état passant, les capacités de jonctions... Ces représentations très fines sont utilisées principalement pour étudier les contraintes sur les composants. Compte

tenu des temps de calculs très importants [THO 91], ces études ne sont réalisées que sur une durée très réduite, par exemple, une demi-période du réseau avec des pas de temps de simulation très fins (quelques  $10^{-1}\mu\text{s}$ ). Un exemple de représentation est donné Figure III-2 pour un interrupteur IGBT [TZO 93]. Pour les applications temps-réel, le niveau 1 de modélisation conduirait à des temps de calculs trop importants et le pas de temps requis pour avoir une bonne précision serait trop petit pour que des applications temps-réel ne soient possibles ;

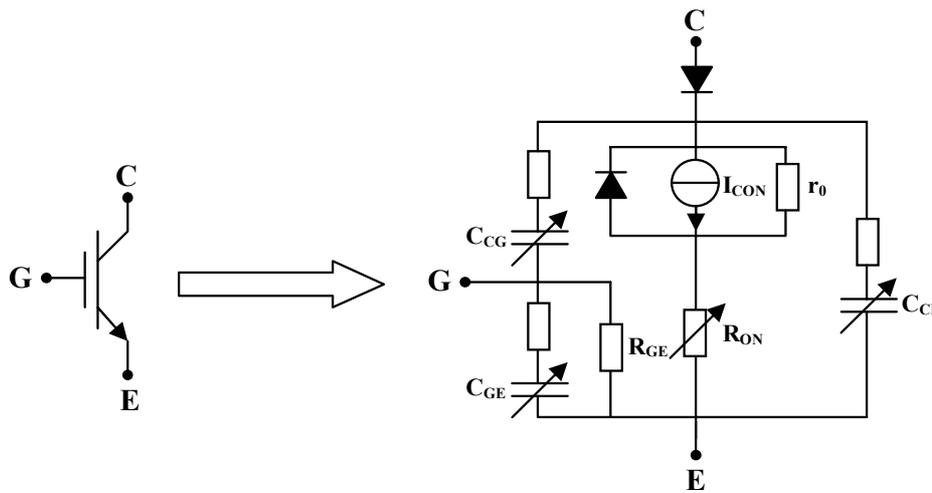


Figure III-2: Modèle d'interrupteur détaillé: exemple d'un IGBT.

- **Niveau 2 : Les modèles topologiques avec des interrupteurs idéalisés.** Les interrupteurs de puissance sont modélisés par des interrupteurs parfaits, commutant instantanément et commandés par des fonctions de commutation « U » fixant leur état : passant ou bloqué (Figure III-3). Le principal intérêt de ce niveau de modélisation est que les harmoniques dus aux fréquences de découpage sont représentés. Ainsi, les effets de ces harmoniques, sur les composants électriques du réseau que sont, par exemple, les contrôles-commandes ou alors les filtres anti-harmoniques, peuvent être étudiés. De par la présence de commutations très franches, les pas de temps de simulations doivent être très petits (quelques  $\mu\text{s}$ ). En modélisant les boucles d'asservissements, ces simulations ne sont réalisées que sur quelques périodes du réseau. Pour les applications temps-réel, les modèles de niveaux 2 sont nécessairement requis si l'objectif est d'étudier l'impact des harmoniques de découpage sur un équipement réel. Cependant si les commutations sont trop fréquentes par rapport au pas de temps de simulation ces modèles ne pourront être utilisés en temps-réel (Cf. chapitre II § II.5.3) ;

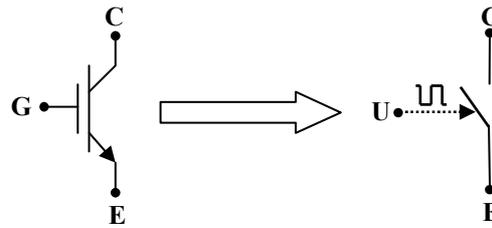


Figure III-3: Modèle d'interrupteur idéal.

- **Niveau 3 : Les modèles moyens classiques.** Il faut bien noter que dans ce type de représentation les harmoniques dus aux commutations des interrupteurs ne sont pas représentés car les signaux sont moyennés sur une période de découpage. Les pas de temps de simulation peuvent alors être plus importants par rapport aux modèles topologiques car les signaux simulés présentent peu de discontinuités et un contenu harmonique moins fourni dans les hautes fréquences. Les boucles d'asservissements sont modélisées intégralement, ce qui permet d'en valider le fonctionnement, de régler les paramètres des correcteurs utilisés et d'analyser les dynamiques du système. La simulation de réseaux de taille plus importante ainsi que les études d'interaction avec un ou deux équipements sont possibles. Les simulations peuvent durer une dizaine de périodes du réseau et les pas de temps sont de l'ordre de quelques dizaines de  $\mu\text{s}$ . Les modèles de niveau 3 sont bien adaptés au temps-réel, si l'étude des harmoniques dus au découpage ne présente que peu d'intérêts sur les études à réaliser. Les boucles d'asservissements peuvent être modélisées avec une très bonne finesse et les dynamiques sont alors très bien représentées. Toutefois, ces modèles demeurent variant en temps car la variable temps apparaît explicitement dans les équations différentielles du modèle, ce qui peut constituer un handicap ;
- **Niveau 4 : Les modèles moyens dans le repère tournant de Park.** Si l'on considère que le repère de Park tourne à la fréquence du réseau, toutes les grandeurs alternatives projetées sur ce repère et qui sont à la période du réseau deviennent continues en régime permanent. Les pas de temps peuvent alors être plus importants (quelques  $10^2\mu\text{s}$ ) car les modèles décrivant ces variables projetées dans Park sont invariants en temps. Ces modèles permettent l'étude de réseaux de taille importante, des systèmes à base d'électronique de puissance complexes et les études d'interactions de plusieurs dispositifs à base d'électronique de puissance entre eux. Les modèles de niveau 4 nécessitent des transformées de Park inverse pour pouvoir représenter des systèmes triphasés et ainsi pouvoir être interfacés avec des équipements réels. Les transformées de Park étant assez coûteuses en temps de calcul, il est nécessaire de bien vérifier

si la contrainte temps-réel est respectée. Il est aussi possible de réaliser ces transformées par des interfaces matérielles externes à la simulation. Il faut néanmoins s'assurer que les retards produits par ces interfaces soient très réduits et ce, pour ne pas perturber la boucle temps-réel.

Il est aussi possible d'utiliser plusieurs niveaux de modélisation dans une même simulation temps-réel afin de réduire le temps de calcul de l'ensemble. Par exemple, des modèles de niveau 3 peuvent être utilisés pour réaliser une étude fine d'un convertisseur et le reste de la simulation peut alors être réalisé avec des modèles de niveau 3 ou 4 ou des modèles simplifiés.

En conclusion, les *modèles topologiques grand signaux* (niveau 2) seront utilisés pour les études des harmoniques de découpage et pour établir et valider les *modèles moyens grands signaux*. Si les études harmoniques ne sont pas requises ou si le pas de temps de simulation n'est pas assez petit pour simuler les commutations avec précision alors, les *modèles moyens grands signaux* seront utilisés (niveau 3). S'il faut simuler des réseaux de forte taille ou étudier des interactions entre plusieurs équipements à base d'électronique de puissance alors les *modèles moyens dans Park* seront utilisés (niveau 4).

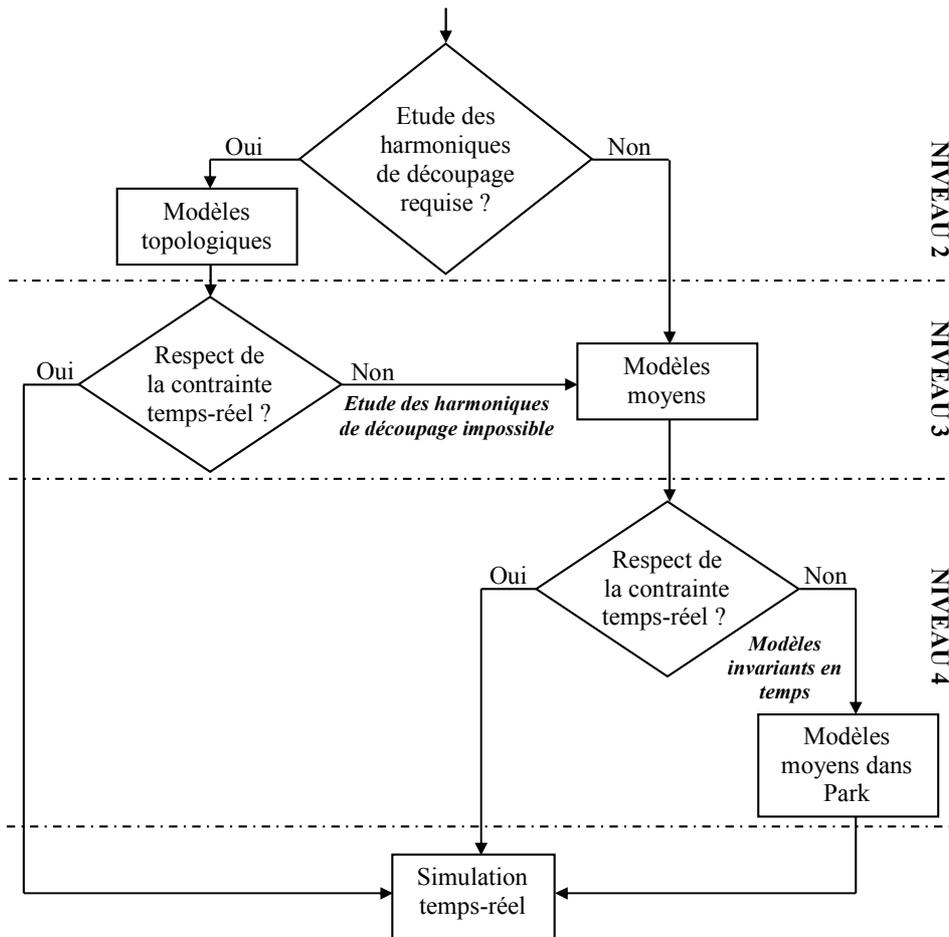


Figure III-4: Choix des niveaux de modélisation.

La Figure III-4 fait apparaître la méthode de sélection du niveau de modélisation. Elle ne fait cependant pas apparaître les impossibilités de modélisation si par exemple un besoin spécifique doit être garanti alors que la contrainte temps-réel ne peut pas être respectée.

La Figure III-5 montre le détail du bloc « Respect de la contrainte temps-réel ? ».

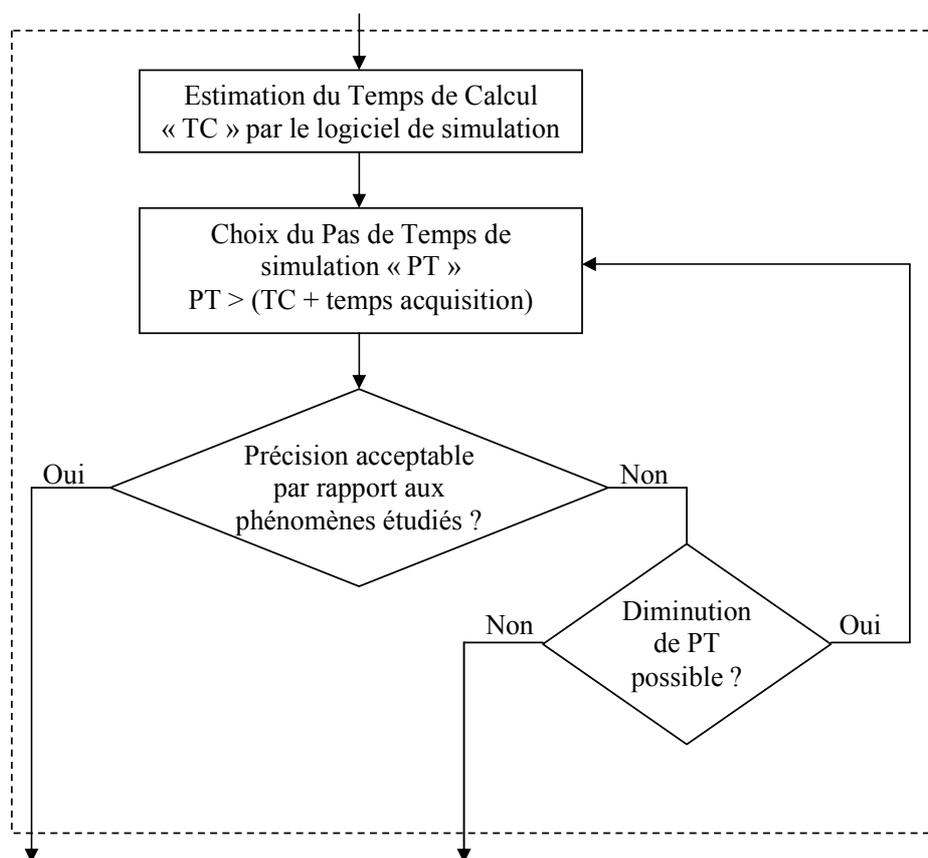


Figure III-5: Détail du bloc « Respect de la contrainte temps-réel ? ».

Le pas de temps de calcul est estimé par le logiciel de simulation, cependant il faut ajouter le temps d’acquisition du simulateur pour obtenir le pas de temps PT minimum de simulation (Cf. Chapitre II § II.5.1).

### III.2.1.3 Choix des hypothèses simplificatrices de modélisation

Pour simplifier les modèles et ainsi pouvoir tenir la contrainte temps-réel, certaines hypothèses simplificatrices [BAC 93] [GOL 97] ont donc été réalisées :

- les interrupteurs sont idéalisés et considérés comme parfaits (résistance de valeur nulle à l’état passant, infinie à l’ouverture et commutations instantanées) ;
- les cellules d’interrupteurs placées en série ou en parallèle et commandées par les mêmes signaux sont considérées comme un seul interrupteur parfait ;

- les sources sont considérées comme parfaites et indépendantes des autres contraintes électriques. Par exemple : une source de tension sera indépendante du courant et de la fréquence ;
- les éléments passifs sont considérés comme linéaires et invariants dans le temps : les valeurs les caractérisant (résistance, inductance, capacité...) ne changent pas dans le temps, ne dépendent pas des autres contraintes électriques et ne peuvent pas saturer ;
- les charges présentant des caractéristiques similaires, connectées en série ou en parallèle, sont groupées et représentées par des équivalents.

Il est naturellement possible d'ajouter des éléments électriques passifs pour modéliser les pertes ou alors traduire certains défauts. Toutefois, comme l'augmentation de la finesse de représentation va de pair avec l'augmentation du temps de calcul il faudra s'assurer que la contrainte temps-réel est bien respectée.

### III.2.2 Le modèle topologique

Si un modèle de convertisseur EP traduit, dans son comportement, les phénomènes liés à la commutation des interrupteurs, on le qualifie de *modèle topologique* [BAC 93].

La démarche pour l'établissement d'un modèle topologique est la suivante :

- choix des variables d'état qui sont usuellement les courants dans les inductances et les tensions dans les condensateurs ou une combinaison linéaire de ces variables ;
- écriture des équations différentielles régissant le système en fonction de l'état des interrupteurs : en général en utilisant les lois des mailles et des noeuds pour les dérivées des variables, respectivement de type courant et de type tension ;
- mise sous forme d'un système d'équations différentielles à entrées discontinues en faisant apparaître les *fonctions de commutation* qui reflètent l'état des interrupteurs.

Le modèle topologique permet une très bonne représentation du système réel car les hypothèses simplificatrices utilisées n'ont qu'un très faible impact sur la précision dans les études envisagées dans cette thèse. De plus, le temps de calcul du modèle topologique reste faible car le modèle est programmé sous forme d'équations mathématiques facilement programmables dans le simulateur.

Toutefois, le modèle topologique est un modèle à entrées discontinues ce qui donne des dérivées de variables d'états discontinues. Ces discontinuités peuvent entraîner des oscillations numériques si une mauvaise méthode d'intégration est utilisée (Chapitre II §

II.4.1.2). De plus, les pas de temps doivent être assez petits pour bien prendre en compte les commutations.

Par ailleurs, l'utilisation d'algorithmes de détection des commutations peut s'avérer assez coûteux en temps de calcul. Le gain en temps de calcul réalisé sur le modèle peut alors être perdu par l'utilisation de ces algorithmes. Il faut aussi échantillonner les signaux de commande, ce qui peut être problématique compte tenu des pas de temps des simulations temps-réel et du contenu harmonique des signaux de commande (Cf. Chapitre II § II.5.3.2).

Pour les applications où les commutations sont trop fréquentes par rapport au pas de temps de simulation, le modèle topologique ne sera pas approprié à la simulation temps-réel. Le choix d'une modélisation ne faisant pas apparaître les commutations et permettant de tester ces systèmes en temps-réel c'est donc imposé : cela a conduit au choix de la modélisation moyenne.

### III.2.3 Le modèle moyen

#### III.2.3.1.1 Le modèle moyen classique

Pour établir le modèle moyen [MID 76], l'équation de la moyenne glissante (III-1) est appliquée aux signaux de commandes des interrupteurs ainsi qu'aux variables d'état du système durant une période de découpage ( $T_d$ ).

$$\langle f(t) \rangle_0 = \frac{1}{T_d} \int_{t-T_d}^t f(\tau) d\tau \quad (\text{III-1})$$

Si la transformée de Laplace est appliquée sur l'équation III-1, alors une représentation sous la forme d'une fonction de transfert est obtenue (III-2).

$$\langle f(p) \rangle_0 = f(p) \frac{(1 - e^{-pT_d})}{pT_d} \quad (\text{III-2})$$

Le schéma fonctionnel présenté sur la Figure III-6 correspond à l'équation III-2 ci-dessus.

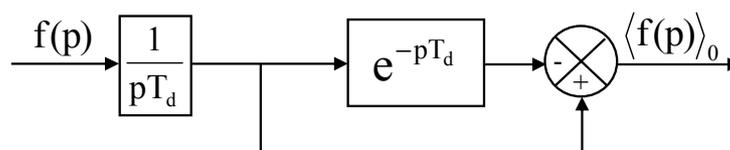


Figure III-6: Représentation de la moyenne glissante en fréquentiel (Laplace).

Cette manière de « moyenner » filtre les signaux, ce qui s'exprime par une bande passante. Il est proposé de l'exprimer analytiquement afin d'estimer les atténuations affectant

le spectre des signaux moyennés. Pour ce faire, un signal  $x(t)$  d'amplitude  $\hat{X}$  et de phase  $\varphi$  a été utilisé (équation III-3).

$$x(t) = \hat{X} \sin(2\pi ft + \varphi) \quad (\text{III-3})$$

La moyenne glissante est ensuite appliquée sur ce signal (III-4).

$$y(t) = \frac{1}{T_d} \int_{t-T_d}^t \hat{X} \sin(2\pi f\tau + \varphi) d\tau \quad (\text{III-4})$$

L'équation III-5 est finalement obtenue.

$$y(t) = \frac{\sin(\pi f T_d)}{\pi f T_d} \hat{X} \sin\left(2\pi f \left[t - \frac{T_d}{2}\right] + \varphi\right) \quad (\text{III-5})$$

On peut remarquer que la moyenne glissante déphase le signal d'entrée de  $T_d/2$ . De plus, un terme d'atténuation en sinus cardinal dépendant de la fréquence du signal d'entrée est présent (III-6).

$$\text{Atténuation}_{\text{dB}} = 20 \log \left| \frac{\sin(\pi f T_d)}{\pi f T_d} \right| \quad (\text{III-6})$$

La bande passante de la fonction de moyenne glissante peut alors être déterminée à partir de l'équation d'atténuation III-6. Pour fixer les idées, si l'on considère par exemple une atténuation de -3dB (environ 30% de la grandeur d'entrée), une moyenne glissante réalisée sur un procédé utilisant une fréquence de découpage de 10kHz aura une bande passante de 4422Hz (Figure III-7).

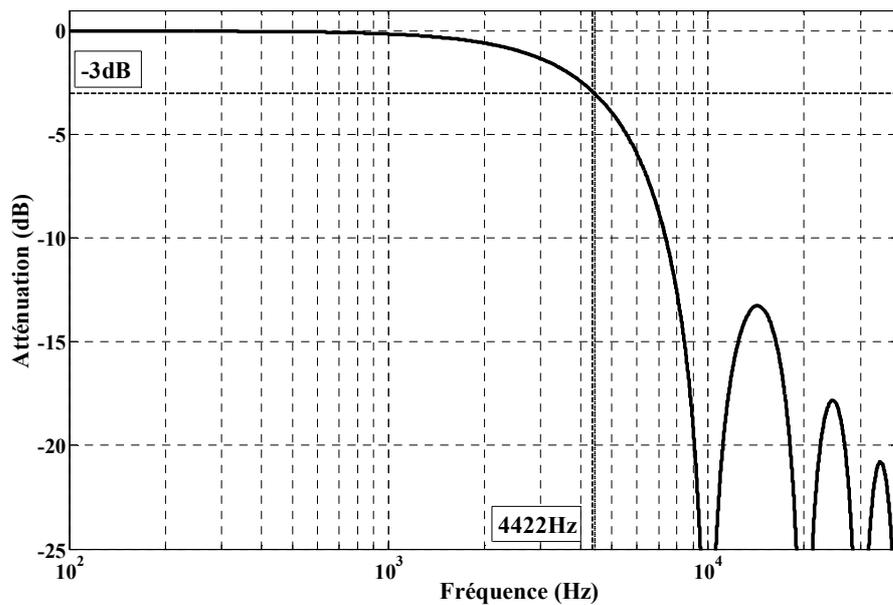


Figure III-7: Atténuation de la moyenne glissante.

### III.2.3.1.2 Le modèle moyen généralisé

Le modèle moyen classique n'est plus applicable dès lors que les variables d'état sont en conduction discontinue ou qu'elles présentent une valeur moyenne nulle sur une période considérée. Dans ce dernier cas, on s'intéresse aux coefficients de Fourier qui sont, dans les applications de cette thèse, des grandeurs dominées par leur valeur moyenne (toujours pour la période considérée plus haut).

Pour mieux comprendre ce problème, il est possible de se référer à la Figure III-8 où est représenté un signal issu d'un convertisseur. La Figure III-9 qui suit, donne les signaux issus du modèle moyen sur une période de découpage  $T_d$  et du modèle moyen sur la période du réseau  $T$  (la valeur moyenne du signal sur une période « réseau »  $T$  est nulle). Enfin sur la dernière partie (Figure III-10) est représentée les coefficients de Fourier. On remarque alors, que les coefficients de Fourier sont dominés par leurs valeurs moyennes sur la période réseau.

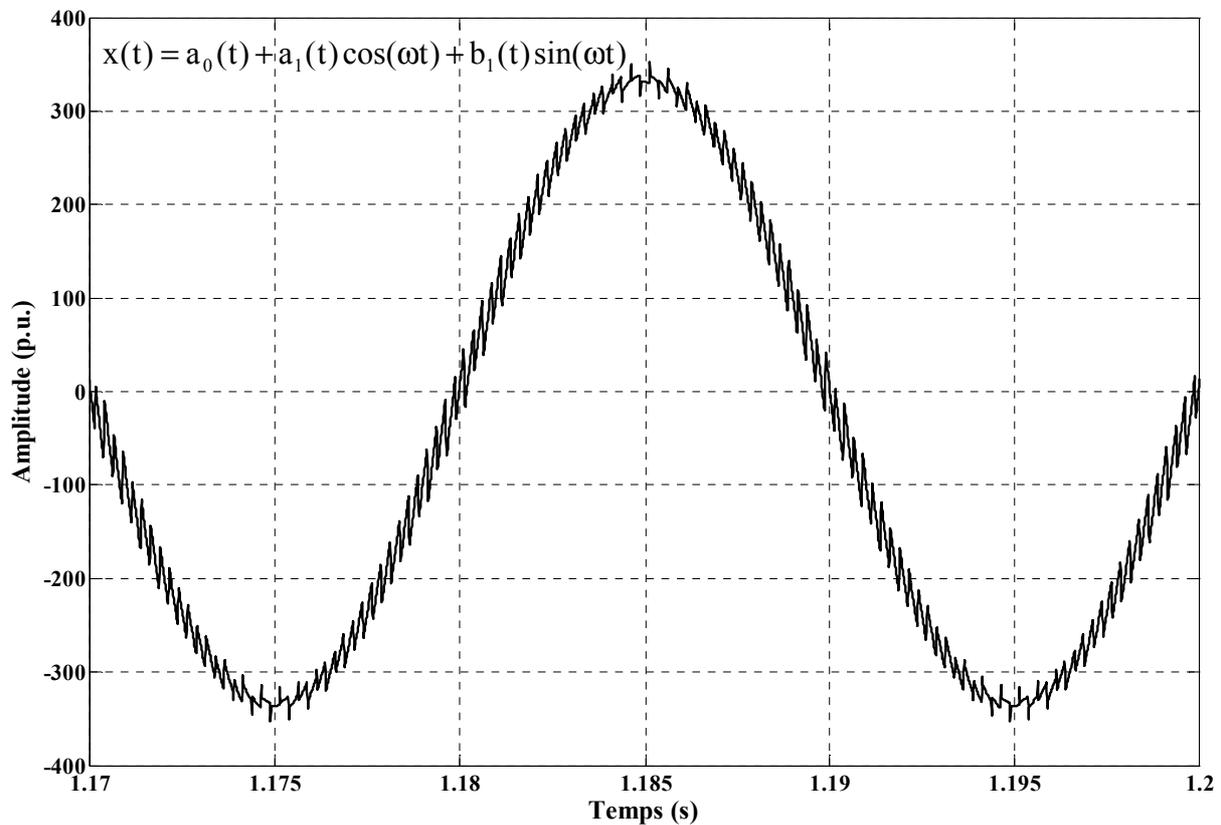


Figure III-8 : Signal issu d'un convertisseur (période de découpage  $T_d=500\mu s$ ).

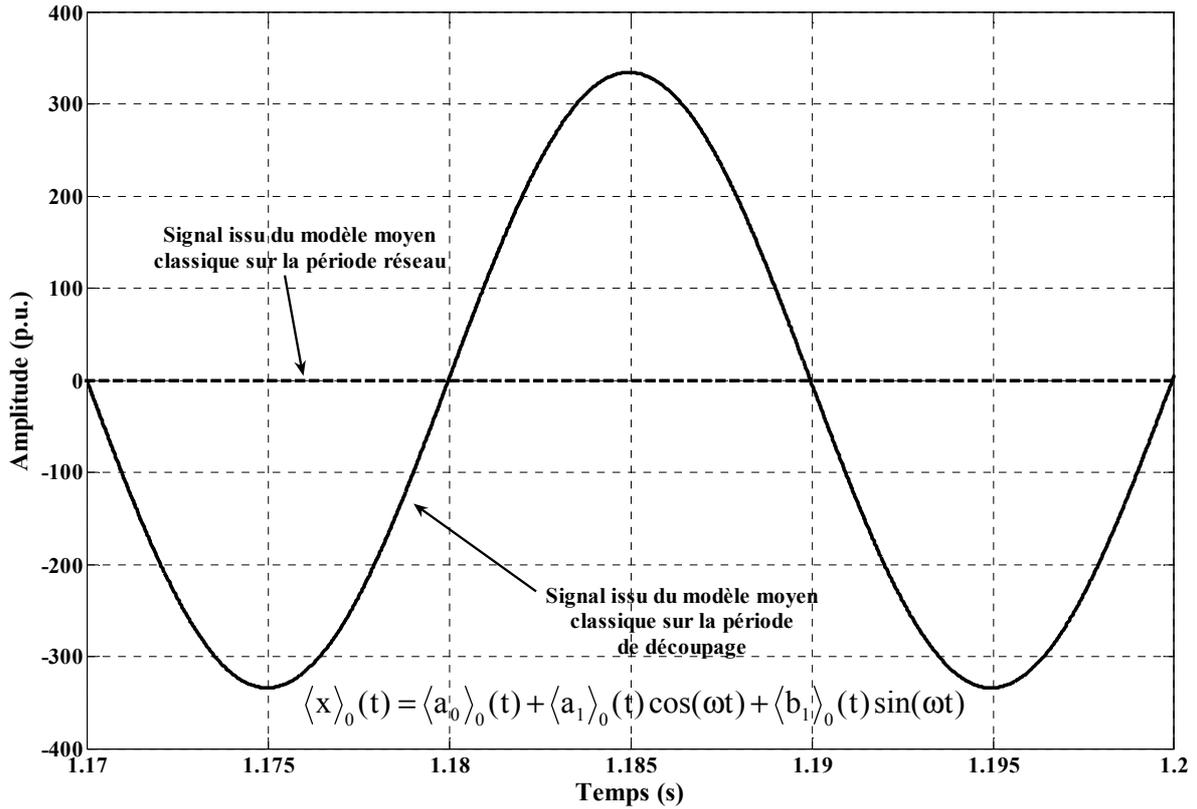


Figure III-9 : Signaux issus des modèles moyens sur les périodes de découpage et réseau.

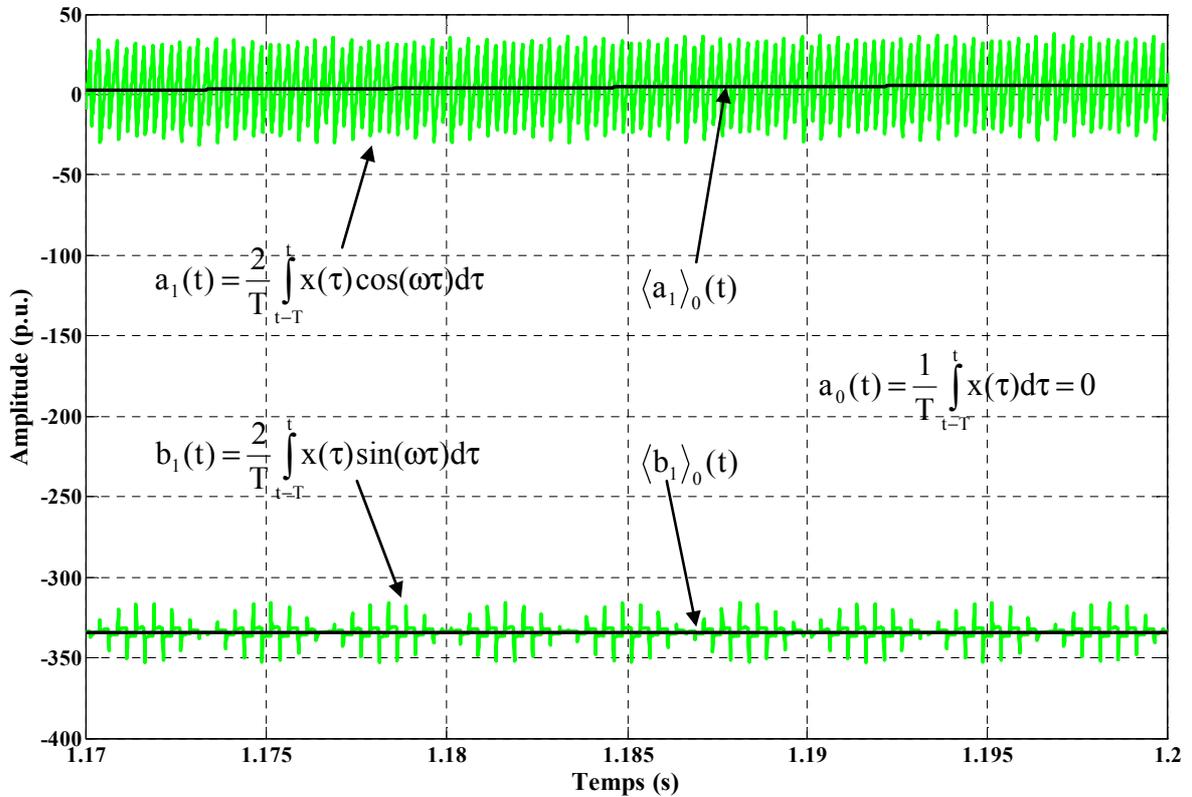


Figure III-10 : Coefficients de Fourier des signaux issus du convertisseur et du modèle moyen sur une période de découpage. Les coefficients de Fourier sont dominés par leurs valeurs moyennes sur la période réseau ( $T=20\text{ms}$ ).

L'idée directrice de ce nouveau modèle moyen dit « généralisé » [SAN 90], [BAC 93], [CAL 96], [MAH 97] est de décrire les dynamiques des coefficients de Fourier complexes associés à une variable  $x(t)$  considérée et ce, sur une période  $T$  donnée.

Ces coefficients  $\langle x \rangle_k$  de Fourier sont calculés via une moyenne glissante :

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) e^{-jk\omega\tau} d\tau \quad (\text{III-7})$$

Le signal  $x(t)$  est reconstitué via son développement associé :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{-jk\omega(t)} \quad (\text{III-8})$$

Avec :

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (\text{III-9})$$

Le développement en série de Fourier de  $x(t)$  peut se faire sous forme trigonométrique :

$$x(t) = \langle x \rangle_0 + 2 \sum_{k=1}^{+\infty} \text{Re}\{\langle x \rangle_k\} \cos(k\omega t) - \text{Im}\{\langle x \rangle_k\} \sin(k\omega t) \quad (\text{III-10})$$

Dans l'équation III-10, les termes  $\text{Re}\{\}$  et  $\text{Im}\{\}$  représentent, respectivement, les parties réelles et imaginaires du coefficient  $\langle x \rangle_k$ . Le terme  $\langle x \rangle_0$  représente la composante moyenne du signal sur la période  $T$ .

Pour réaliser le modèle moyen généralisé, il est utile de connaître la moyenne généralisée d'une dérivée, qui est définie par l'équation III-11 [SAN 90].

$$\frac{d\langle x \rangle_k(t)}{dt} = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t) \quad (\text{III-11})$$

Cette équation peut être utilisée dans le calcul de variables d'état d'un circuit électrique, que sont les tensions aux bornes des condensateurs et courants dans les inductances [NOW 91].

L'application de l'équation III-11 sur les éléments électriques de base est présentée dans le Tableau III-1.

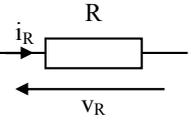
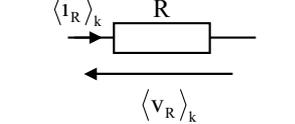
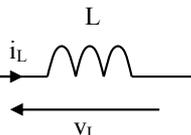
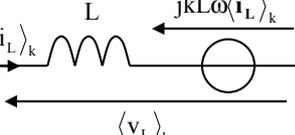
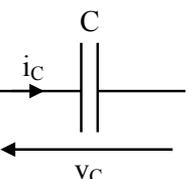
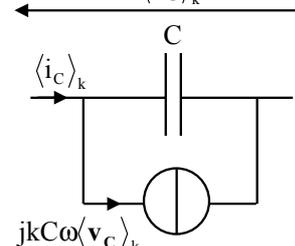
	$\langle v_R \rangle_k(t) = R \langle i_R \rangle_k(t)$	
	$\langle v_L \rangle_k(t) = L \frac{d(\langle i_L \rangle_k(t))}{dt} + jkL\omega \langle i_L \rangle_k(t)$	
	$\langle i_C \rangle_k(t) = C \frac{d(\langle v_C \rangle_k(t))}{dt} + jkC\omega \langle v_C \rangle_k(t)$	

Tableau III-1: Application de la moyenne glissante généralisée.

De plus, il est aussi fréquent de retrouver le développement des produits de variables dans les équations électriques, dans ce cas, le développement du produit peut être effectué comme le montre l'équation (III-12).

$$\langle U.x \rangle_k = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \langle U \rangle_{k-n} \langle x \rangle_n \quad (III-12)$$

Ainsi, en faisant l'hypothèse que les moyennes de rang supérieur à 2 peuvent être négligées devant la moyenne et le fondamental, les variables d'état sont alors représentées comme le montrent les équations III-13 et III-14.

$$U(t) \approx \langle U \rangle_0(t) + \langle U \rangle_{-1}(t)e^{-j\omega t} + \langle U \rangle_1(t)e^{j\omega t} \quad (III-13)$$

$$x(t) \approx \langle x \rangle_0(t) + \langle x \rangle_{-1}(t)e^{-j\omega t} + \langle x \rangle_1(t)e^{j\omega t} \quad (III-14)$$

En utilisant l'équation III-12, il est possible de découpler le produit des variables comme le présentent les équations III-15, III-16 et III-17.

$$\langle U.x \rangle_0 = \langle U \rangle_0 \langle x \rangle_0 + \langle U \rangle_{-1} \langle x \rangle_1 + \langle U \rangle_1 \langle x \rangle_{-1} \quad (III-15)$$

$$\langle U.x \rangle_1 = \langle U \rangle_0 \langle x \rangle_1 + \langle U \rangle_1 \langle x \rangle_0 \quad (III-16)$$

$$\langle U.x \rangle_{-1} = \langle U \rangle_0 \langle x \rangle_{-1} + \langle U \rangle_{-1} \langle x \rangle_0 \quad (III-17)$$

Les composantes fondamentales sont en règle générale des nombres complexes, ainsi, les indices positifs et négatifs sont des complexes conjugués [BAC 93]. Les équations peuvent alors se mettre sous la forme indiquée par les équations III-18 et III-19.

$$\langle U \rangle_1 = \text{Re}\{\langle U \rangle_1\} + j\text{Im}\{\langle U \rangle_1\} = (\langle U \rangle_{-1})^* = (\text{Re}\{\langle U \rangle_{-1}\} + j\text{Im}\{\langle U \rangle_{-1}\})^* \quad (\text{III-18})$$

$$\langle x \rangle_1 = \text{Re}\{\langle x \rangle_1\} + j\text{Im}\{\langle x \rangle_1\} = (\langle x \rangle_{-1})^* = (\text{Re}\{\langle x \rangle_{-1}\} + j\text{Im}\{\langle x \rangle_{-1}\})^* \quad (\text{III-19})$$

Les équations III-20, III-21 et III-22 peuvent alors être déduites des équations III-18 et III-19.

$$\langle U.x \rangle_0 = \langle U \rangle_0 \langle x \rangle_0 + 2(\text{Re}\{\langle U \rangle_1\} \text{Re}\{\langle x \rangle_1\} + \text{Im}\{\langle U \rangle_1\} \text{Im}\{\langle x \rangle_1\}) \quad (\text{III-20})$$

$$\text{Re}\{\langle U.x \rangle_1\} = \langle U \rangle_0 \cdot \text{Re}\{\langle x \rangle_1\} + \langle x \rangle_0 \cdot \text{Re}\{\langle U \rangle_1\} \quad (\text{III-21})$$

$$\text{Im}\{\langle U.x \rangle_1\} = \langle U \rangle_0 \cdot \text{Im}\{\langle x \rangle_1\} + \langle x \rangle_0 \cdot \text{Im}\{\langle U \rangle_1\} \quad (\text{III-22})$$

Le modèle moyen généralisé permet ainsi d'obtenir une très bonne finesse de modélisation pour peu qu'il soit utilisé à bon escient. Cette modélisation est équivalente à une représentation dans Park dans le cas où l'on ne s'intéresse qu'aux fondamentaux durant une période réseau [BAC 05]. Cependant, il devient vite complexe quand on doit tenir compte d'un ensemble d'harmoniques comme c'est le cas des convertisseurs à découpage asymétriques et de la MLI (Cf. Chapitre I § I.4). Un exemple de modélisation généralisé sur une période de découpage d'un hacheur à MLI a été fait par [SAN 90] et [CAL 96]. Le modèle moyen généralisé sur une période de découpage obtenu est inadapté pour les applications temps-réel visées et ce, bien que l'application considérée soit très simple.

Pour nos applications temps-réel, les modèles moyens généralisés sont effectués sur une période réseau. Ce type de modélisation est alors équivalente à une représentation moyenne dans le référentiel de Park (modèle moyen dans Park : Cf. § III.3.2.3). Cette modélisation moyenne généralisée a été appliquée avec succès aux onduleurs de tension fonctionnant en pleine onde (découpage symétrique) [BAC 94], [PET 96].

## III.3 Exemples de modélisations pour le temps-réel

### III.3.1 Principe de la modélisation pour ARENE URT

Afin d'obtenir une modélisation modulaire et évolutive, l'utilisation de briques élémentaires [BAC 05] que sont l'onduleur de tension triphasé (Voltage Source Converter : VSC) et l'inductance contrôlée par thyristors (Thyristor Controlled Reactor : TCR) a été adoptée.

Il faut noter que la problématique concernant la simulation temps-réel des systèmes à base de TCR est différente de celle posée par la simulation de VSC. En effet, les fréquences de commutations des VSC sont beaucoup plus importantes que celles utilisées pour les TCR (pour un système triphasé comme un SVC il se produit 12 commutations pour une période du réseau alors que pour un VSC avec une fréquence de découpage d'un kilohertz il s'en produit 120 : soit dix fois plus). Ainsi, la simulation en temps-réel de dispositifs à base de thyristors est moins contraignante et peut être traitée efficacement par les algorithmes de gestion des commutations ou des interfaces matérielles [GOM 02] et des modèles moyens [MAN 01].

### III.3.2 Le modèle d'onduleur de tension triphasé

#### III.3.2.1 Le modèle topologique de l'onduleur

L'onduleur de tension triphasé (Figure III-11) est dans notre application commandé par des fonctions de commutations ( $U_1$ ,  $U_2$  et  $U_3$ ) comprises entre +1 et -1. Si un interrupteur du bras haut est bloqué  $U_i = -1$  et s'il est passant alors  $U_i = 1$  (avec  $i = 1, 2$  ou  $3$ ). De plus, lorsque  $U_i = 1$ , alors son complément  $/U_i = -1$ , pour ne pas court-circuiter un bras d'onduleur. On néglige par ailleurs les temps morts.

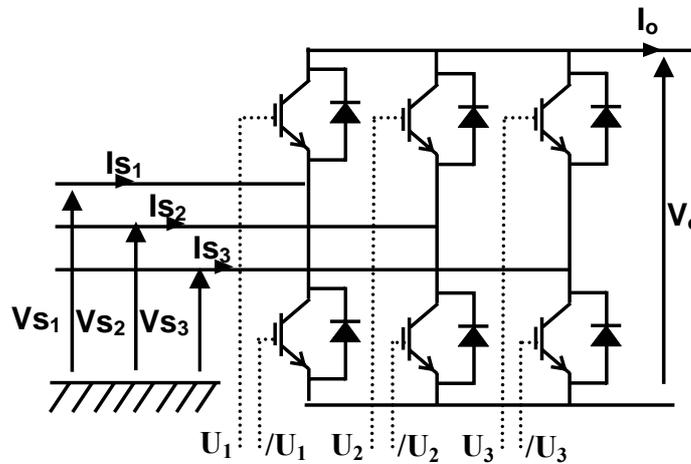


Figure III-11: Schéma de l'onduleur de tension triphasé (VSC).

Les équations du système sont établies en utilisant les variables définies sur la Figure III-11. L'équation III-23 est alors établie en observant les relations entre les fonctions de commutation qui relie la tension du bus continu  $V_o$  aux tensions du côté alternatif de l'onduleur ( $V_{s1}$ ,  $V_{s2}$  et  $V_{s3}$ ) référencées par rapport au neutre du réseau (Cf. Chapitre I § I.3).

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2U_1 - U_2 - U_3 \\ -U_1 + 2U_2 - U_3 \\ -U_1 - U_2 + 2U_3 \end{bmatrix} V_o \quad (\text{III-23})$$

De plus, la relation entre le courant dans le bus continu ( $I_o$ ) par rapport aux courants alternatifs ( $I_{s1}, I_{s2}$  et  $I_{s3}$ ) est définie par l'équation III-24.

$$I_o = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (1+U_1) & (1+U_2) & (1+U_3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{III-24})$$

L'équation III-24 peut se simplifier si la composante homopolaire du courant dans l'onduleur est considérée comme nulle (équation III-25). Cela n'est vrai que si le neutre n'est pas raccordé du côté du bus continu.

$$\sum_{i=1}^3 I_{s_i} = 0 \quad (\text{III-25})$$

Finalement, l'équation III-26 est alors obtenue.

$$I_o = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} U_1 & U_2 & U_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{III-26})$$

Il est possible d'obtenir une représentation visuelle des entrées et sorties de l'onduleur. Le schéma présenté par la Figure III-12 peut alors être réalisé en utilisant les équations équation III-23 et III-26.

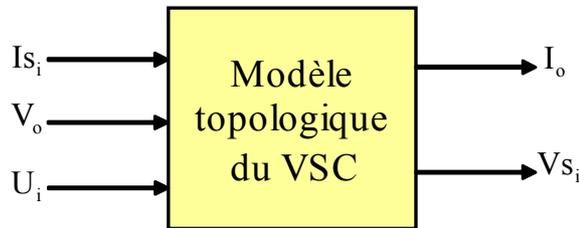


Figure III-12: Représentation schématique des entrées et sorties du modèle topologique du VSC.

### III.3.2.2 Le modèle moyen de l'onduleur

#### III.3.2.2.1 Le modèle moyen

Pour réaliser le modèle moyen du VSC, la moyenne glissante définie par l'équation III-1 est appliquée sur les équations du modèle topologique pour les tensions (III-23) et le courant du bus continu de l'onduleur (III-26). Si aucune approximation n'est faite sur les grandeurs électriques de l'onduleur, les équations (III-27) et (III-28) sont obtenues.

$$\begin{bmatrix} \langle \mathbf{V}_{S_1} \rangle_0 \\ \langle \mathbf{V}_{S_2} \rangle_0 \\ \langle \mathbf{V}_{S_3} \rangle_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2\langle \mathbf{U}_1 \mathbf{V}_o \rangle_0 - \langle \mathbf{U}_2 \mathbf{V}_o \rangle_0 - \langle \mathbf{U}_3 \mathbf{V}_o \rangle_0 \\ -\langle \mathbf{U}_1 \mathbf{V}_o \rangle_0 + 2\langle \mathbf{U}_2 \mathbf{V}_o \rangle_0 - \langle \mathbf{U}_3 \mathbf{V}_o \rangle_0 \\ -\langle \mathbf{U}_1 \mathbf{V}_o \rangle_0 - \langle \mathbf{U}_2 \mathbf{V}_o \rangle_0 + 2\langle \mathbf{U}_3 \mathbf{V}_o \rangle_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-27})$$

$$\langle \mathbf{I}_o \rangle_0 = \frac{1}{2} [\langle \mathbf{U}_1 \mathbf{I}_{S_1} \rangle_0 \quad \langle \mathbf{U}_2 \mathbf{I}_{S_2} \rangle_0 \quad \langle \mathbf{U}_3 \mathbf{I}_{S_3} \rangle_0] \quad (\text{III-28})$$

Des termes couplés (III-29) et (III-30) sont alors présents.

$$\langle \mathbf{U}_i \mathbf{V}_o \rangle_0 \quad (\text{III-29})$$

$$\langle \mathbf{U}_i \mathbf{I}_{S_i} \rangle_0 \quad (\text{III-30})$$

En utilisant le développement de l'équation III.12 et en négligeant les harmoniques de découpage on obtient l'hypothèse du modèle moyen classique « moyenne du produit égale au produit des moyennes » (équations III-31 et III-32) :

$$\langle \mathbf{U}_i \mathbf{V}_o \rangle_0 \approx \langle \mathbf{U}_i \rangle_0 \langle \mathbf{V}_o \rangle_0 \quad (\text{III-31})$$

$$\langle \mathbf{U}_i \mathbf{I}_{S_i} \rangle_0 \approx \langle \mathbf{U}_i \rangle_0 \langle \mathbf{I}_{S_i} \rangle_0 \quad (\text{III-32})$$

Le fait de négliger les harmoniques de découpage amène des imprécisions que l'on se doit de quantifier. Toutefois, la nécessité de l'étude peut amener à s'intéresser à la dynamique des harmoniques de découpage, on est ainsi amené à développer les produits de variables en allant jusqu'au rang n des harmoniques significatifs (équations III-33 et III-34) :

$$\langle \mathbf{U}_i \mathbf{V}_o \rangle_0 = \sum_{k=-n}^n \langle \mathbf{U}_i \rangle_k \langle \mathbf{V}_o \rangle_{-k} \quad (\text{III-33})$$

$$\langle \mathbf{U}_i \mathbf{I}_{S_i} \rangle_0 = \sum_{k=-n}^n \langle \mathbf{U}_i \rangle_k \langle \mathbf{I}_{S_i} \rangle_{-k} \quad (\text{III-34})$$

Les erreurs de modélisation dues à l'omission des harmoniques de découpage sont analysées dans le paragraphe suivant.

### III.3.2.2.2 Erreur due à la modélisation moyenne classique

Pour certains couplages, il est possible d'appliquer l'hypothèse du modèle moyen classique sans erreur. C'est le cas du produit d'une constante avec une variable (d'état ou fonction de commutation). Si par exemple, la fonction de commutation U est multipliée à une grandeur électrique constante K, alors l'équation III-35 est obtenue.

$$\langle \mathbf{K} \mathbf{U} \rangle_0 = \frac{1}{T_d} \int_{t-\tau_d}^t \mathbf{K} \mathbf{U}(\tau) d\tau \quad (\text{III-35})$$

Le résultat est alors donné par l'équation III-36, qui montre bien que la constante est découplée de la moyenne de la fonction de commutation.

$$\langle KU \rangle_0 = K \langle U \rangle_0 \quad (\text{III-36})$$

Pour l'onduleur de tension, l'hypothèse consiste à supposer que la tension du bus continu a une dynamique faible par rapport aux fonctions de commutation. Si la tension du bus continu est supposée constante sur une période de découpage, l'équation III-37 est alors obtenue.

$$\begin{bmatrix} \langle V_{S1} \rangle_0 \\ \langle V_{S2} \rangle_0 \\ \langle V_{S3} \rangle_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2\langle U_1 \rangle_0 - \langle U_2 \rangle_0 - \langle U_3 \rangle_0 \\ -\langle U_1 \rangle_0 + 2\langle U_2 \rangle_0 - \langle U_3 \rangle_0 \\ -\langle U_1 \rangle_0 - \langle U_2 \rangle_0 + 2\langle U_3 \rangle_0 \end{bmatrix} \langle V_o \rangle_0 \quad (\text{III-37})$$

Toutefois, cette hypothèse n'est plus de mise quand il s'agit du produit de deux variables ayant des dynamiques proches. Le cas est illustré à partir de l'équation III-38 qui présente le calcul de la moyenne glissante d'un produit entre la fonction de commutation  $U(t)$  et une variable sinusoïdale  $X(t)$ .

$$\langle XU \rangle_0 = \frac{1}{T_d} \int_{t-T_d}^t X(\tau)U(\tau)d\tau \quad (\text{III-38})$$

En supposant que la fonction de commutation prend ses valeurs dans l'ensemble discret  $\{-1, +1\}$  et est définie comme présentée sur la Figure III-13.

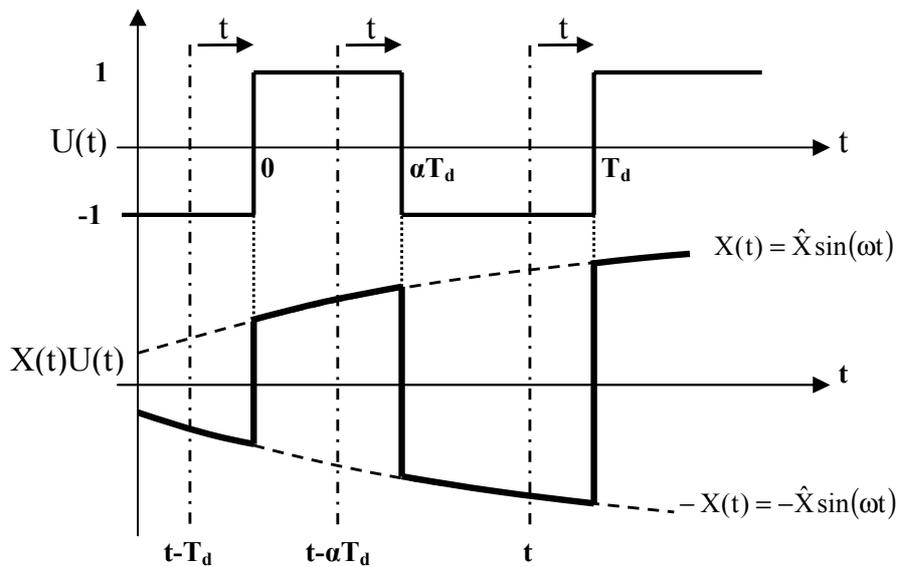


Figure III-13: Produit d'une fonction de commutation  $U(t)$  et d'un signal sinusoïdal  $X(t)$ .

La moyenne glissante du produit  $X(t)U(t)$  peut alors être exprimé par l'équation III-39.

$$\langle XU \rangle_0 = \frac{1}{T_d} \int_{t-T_d}^t \hat{X} \sin \omega(\tau) U(\tau) d\tau \quad (\text{III-39})$$

Pour résoudre l'équation III-39, le signal  $U(t)$  est considéré comme négatif entre  $[t-T_d, t-\alpha T_d]$  et positif entre  $[t-\alpha T_d, t]$ .

Le principe de calcul de la moyenne du produit est détaillé par les équations III-40 et III-41, et finalement l'équation III-42 est obtenue.

$$\langle XU \rangle_0 = \frac{\hat{X}}{T_d} \left\{ \int_{t-T_d}^{t-\alpha T_d} -\sin \omega(\tau) d\tau + \int_{t-\alpha T_d}^t \sin \omega(\tau) d\tau \right\} \quad (\text{III-40})$$

$$\langle XU \rangle_0 = \frac{\hat{X}}{\omega T_d} \left\{ [\cos \omega(\tau)]_{t-T_d}^{t-\alpha T_d} - [\cos \omega(\tau)]_{t-\alpha T_d}^t \right\} \quad (\text{III-41})$$

$$\langle XU \rangle_0 = \frac{-2\hat{X}}{\omega T_d} \left\{ \sin \left[ \omega t - \frac{\omega T_d}{2} (1+\alpha) \right] \sin \left[ \frac{\omega T_d}{2} (1-\alpha) \right] + \sin \left[ \omega t - \frac{\omega T_d}{2} \alpha \right] \sin \left[ -\frac{\omega T_d}{2} \alpha \right] \right\} \quad (\text{III-42})$$

La moyenne de  $U(t)$  est calculée d'après les équations III-43 et III-44. Le produit des moyennes est alors obtenu par l'équation III-45.

$$\langle U \rangle_0 = \frac{1}{T_d} \left\{ \int_{t-T_d}^{t-\alpha T_d} -d\tau + \int_{t-\alpha T_d}^t d\tau \right\} \quad (\text{III-43})$$

$$\langle U \rangle_0 = 2\alpha - 1 \quad (\text{III-44})$$

$$\langle X \rangle_0 \langle U \rangle_0 = (2\alpha - 1) \left\{ \frac{2\hat{X}}{\omega T_d} \sin \left( \frac{\omega T_d}{2} \right) \sin \left( \omega t - \frac{\omega T_d}{2} \right) \right\} \quad (\text{III-45})$$

L'illustration des résultats est présentée sur la Figure III-14 pour  $\alpha=0.5$  et une fréquence de découpage de 1kHz.

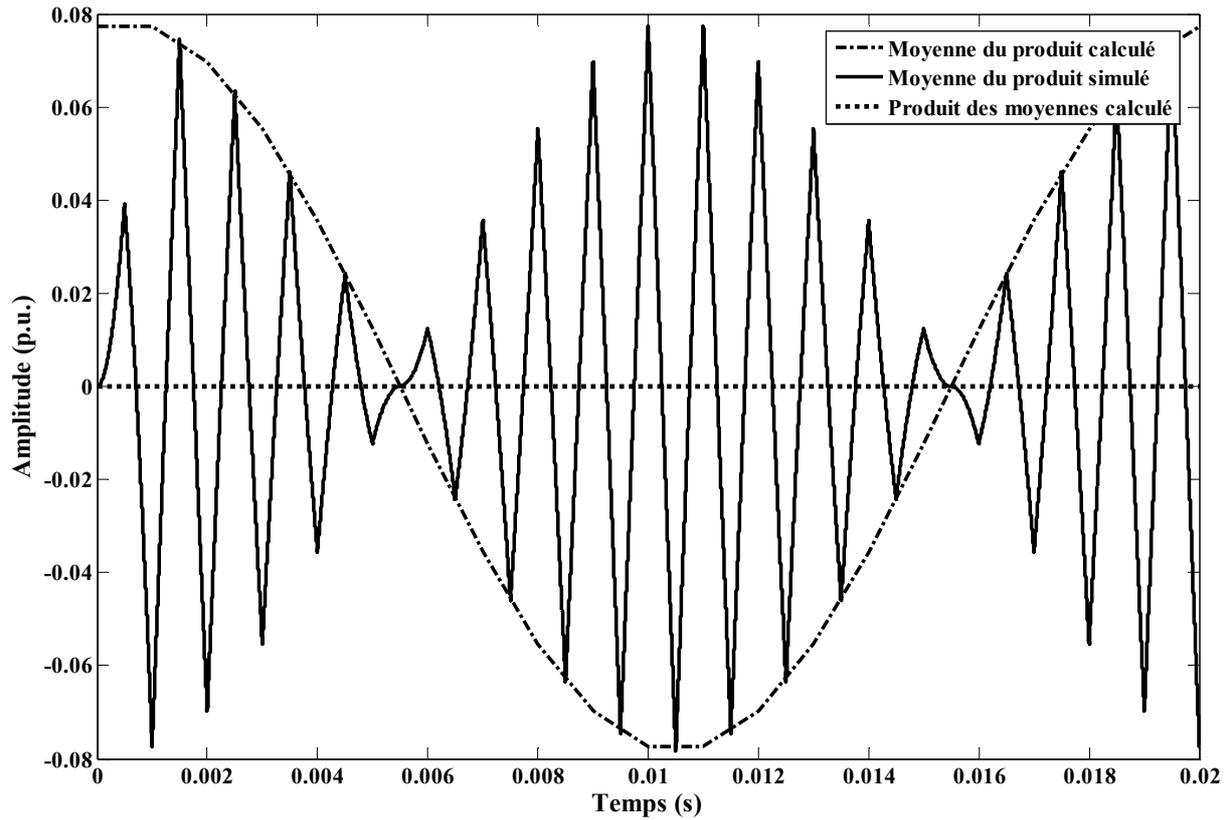


Figure III-14: Représentation de la moyenne des produits et du produit des moyennes des variables couplées.

L'équation III-42 donne la courbe « moyenne du produit calculé » et l'équation III-45 la courbe « produit des moyennes calculé ». Ces deux courbes ont été comparées avec la moyenne du produit simulé avec Matlab / Simulink. Ainsi, l'écart relatif dû à l'approximation de découplage des variables peut être calculé (équations III-46) à partir des équations obtenues de manière analytique (III-42 et III-45).

$$\text{Ecart Relatif} = \frac{\max(\langle XU \rangle_0 - \langle X \rangle_0 \langle U \rangle_0)}{\hat{X}} \quad (\text{III-46})$$

De plus, si  $\alpha=0.5$  alors l'écart relatif est le plus important, et ce, quelque soit la fréquence de découpage (Figure III-15).

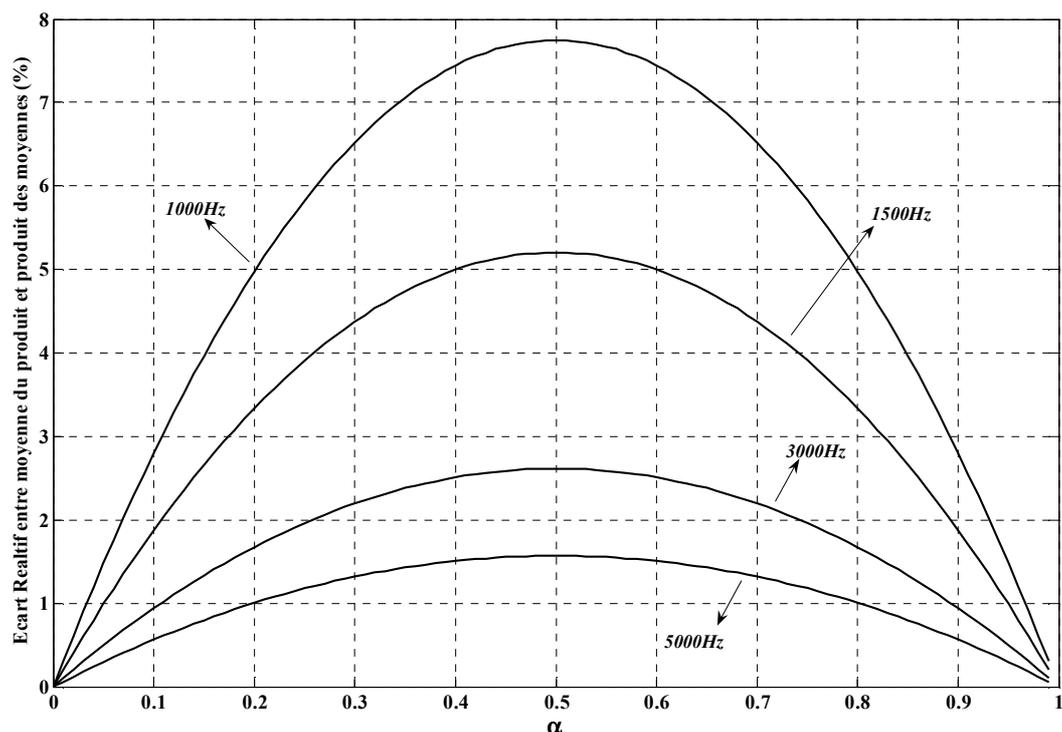


Figure III-15: Evolution de l'écart relatif entre produit des moyennes et moyenne du produit en fonction de la fréquence de découpage.

Le tableau suivant effectue la synthèse des résultats pour un signal sinusoïdal à 50Hz multiplié par une fonction de commutation à la période  $T_d$  et avec  $\alpha=0.5$ .

Fréquence de découpage $1/T_d$ (Hz)	Ecart relatif entre le produit des moyennes et la moyenne du produit (%)
1000	7.741
1500	5.203
3000	2.614
5000	1.570
7000	1.122
10000	0.785

Tableau III-2: Evolution de l'écart relatif entre produit des moyennes et moyenne des produits.

En prenant, par exemple, une précision correspondant à un écart relatif de 5%, l'approximation visant à découpler la variable sinusoïdale du courant dans l'onduleur de tension par rapport aux fonctions de commutations est valable pour une fréquence de découpage dépassant 1500Hz.

En d'autres termes, la dynamique des signaux de commande doit rester bien plus élevée que la dynamique des grandeurs électriques impliquées dans le produit pour que l'hypothèse simplificatrice du modèle moyen classique ne pénalise pas la précision du modèle.

Une autre approche [PER 79] aboutit à des résultats concordants en s'appuyant sur le degré de commutation des matrices d'état relatives aux différentes configurations prises par le convertisseur.

### III.3.2.2.3 Le modèle moyen de l'onduleur à MLI commandé par ses modulantes

Les fonctions de commutation de l'onduleur sont à présent des signaux MLI. On supposera pour la suite que les hypothèses de découplage précédemment mentionnées peuvent s'appliquer. De plus, si la fréquence de découpage de la MLI est assez importante devant la fréquence des fondamentaux des modulantes, alors les moyennes glissantes des fonctions de commutation peuvent être considérées comme égales aux modulantes des signaux MLI.

La Figure III-16 montre un résultat de simulation de la moyenne glissante effectuée sur un signal MLI à 10kHz et compare le résultat avec la modulante du signal MLI à 50Hz. La durée de la moyenne glissante est réalisée sur la période de découpage.

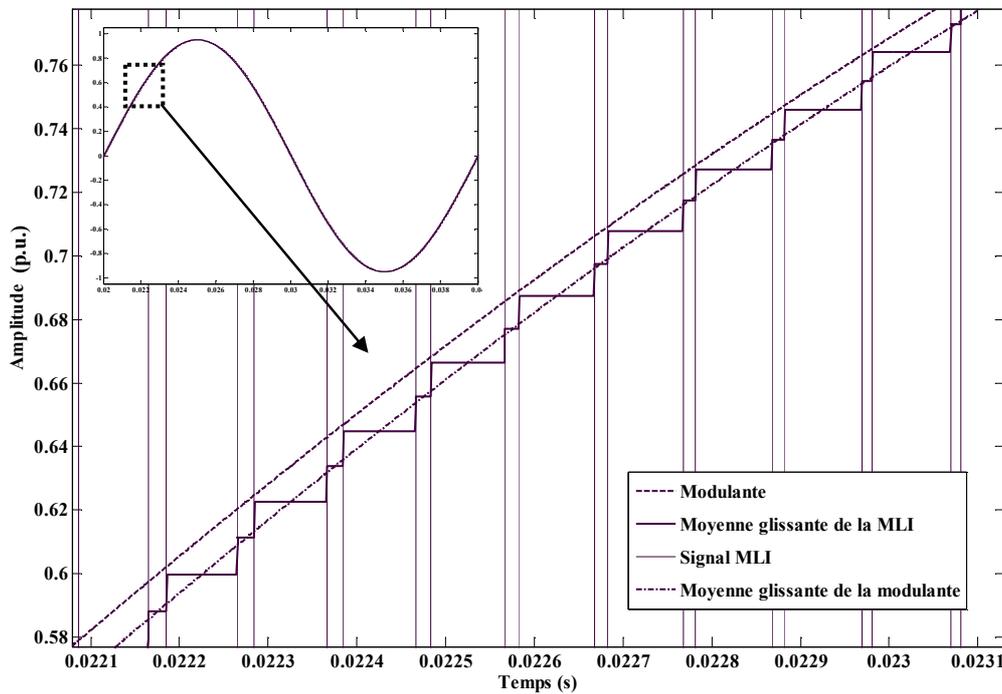


Figure III-16: Effet de la moyenne glissante sur un signal MLI.

La moyenne glissante sur la modulante correspond à la modulante retardée d'une demi période de découpage comme le décrit l'équation III-5. Plus la fréquence de découpage est importante et plus la moyenne glissante de la MLI est alors proche de la moyenne glissante de la modulante.

Souvent, l'hypothèse est faite que la moyenne glissante des fonctions de commutation est égale à la modulante. Ainsi, les modèles moyens peuvent être directement commandés par les modulantes. L'approximation réalisée est définie par l'équation (III-47).

$$\langle U_i \rangle_0 \approx \beta \quad (\text{III-47})$$

L'équation III-48 des tensions de l'onduleur commandé en MLI est obtenue.

$$\begin{bmatrix} \langle V_{s_1} \rangle_0 \\ \langle V_{s_2} \rangle_0 \\ \langle V_{s_3} \rangle_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2\beta_1 - \beta_2 - \beta_3 \\ -\beta_1 + 2\beta_2 - \beta_3 \\ -\beta_1 - \beta_2 + 2\beta_3 \end{bmatrix} \langle V_o \rangle_0 \quad (\text{III-48})$$

Et en considérant que le neutre de l'onduleur n'est pas raccordé, l'équation III-49 est obtenue.

$$\langle I_o \rangle_0 = \frac{1}{2} [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \beta_3] \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{s_1} \rangle_0 \\ \langle I_{s_2} \rangle_0 \\ \langle I_{s_3} \rangle_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-49})$$

Une représentation schématique des entrées et sorties de l'onduleur moyen peut être réalisée en utilisant les équations III-48 et III-49. Le schéma présenté par la Figure III-17 peut alors être déduit.

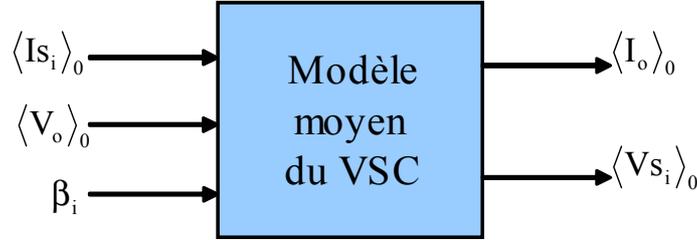


Figure III-17: Représentation schématique des entrées et sorties du modèle moyen du VSC.

### III.3.2.3 Le modèle moyen de l'onduleur dans le repère de Park

En appliquant les transformations de Park sur les équations du modèle moyen de VSC (III-48), (III-49), les équations III-50 et III-51 sont obtenues.

$$\begin{bmatrix} \langle V_{s_d} \rangle_0 \\ \langle V_{s_q} \rangle_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \beta_d \\ \beta_q \end{bmatrix} \langle V_o \rangle_0 \quad (\text{III-50})$$

$$\langle I_o \rangle_0 = \frac{3}{4} [\beta_d \quad \beta_q] \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{s_d} \rangle_0 \\ \langle I_{s_q} \rangle_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-51})$$

Grâce à ces équations, la représentation schématique de l'onduleur dans Park est établie (Figure III-18).

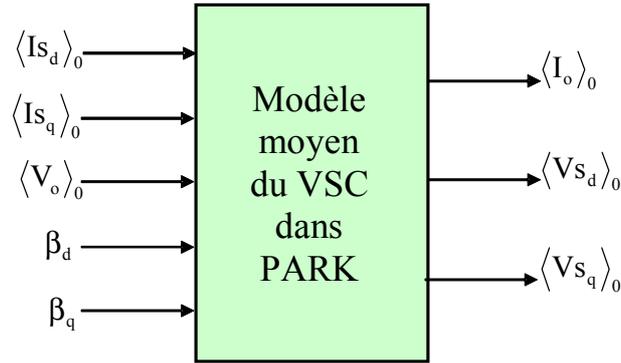


Figure III-18: Représentation schématique des entrées et sorties du modèle moyen dans Park du VSC.

### III.3.3 Application au D-STATCOM commandé en MLI

#### III.3.3.1 Le modèle topologique du D-STATCOM

Le D-STATCOM (Figure III-19) présenté dans le chapitre I, intègre la brique élémentaire du VSC. La modélisation du D-STATCOM peut donc être obtenue en utilisant les résultats utilisés pour le VSC.

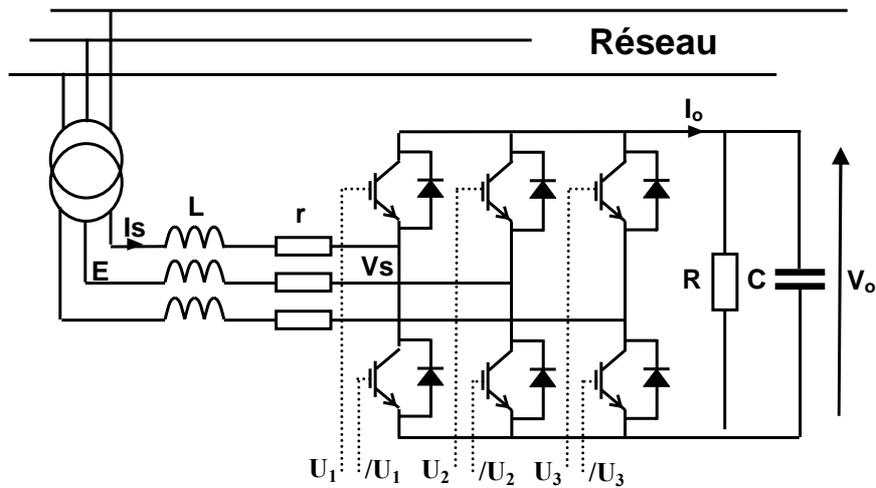


Figure III-19: Schéma du D-STATCOM.

Ainsi, l'expression des courants échangés avec le réseau sont définis par l'équation III-52.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} - \frac{1}{6L} \begin{bmatrix} 2U_1 - U_2 - U_3 \\ -U_1 + 2U_2 - U_3 \\ -U_1 - U_2 + 2U_3 \end{bmatrix} V_o \quad (\text{III-52})$$

On retrouve dans l'équation III-52 l'expression des tensions  $V_{S_i}$  qui ont été établies par l'équation III-23.

De même la tension du bus continu est donnée par l'équation III-53 sur laquelle apparaît l'expression du courant du bus continu de l'onduleur définie par l'équation III-26.

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{2C} [U_1 \quad U_2 \quad U_3] \cdot \begin{bmatrix} I_{S_1} \\ I_{S_2} \\ I_{S_3} \end{bmatrix} - \frac{V_o}{RC} \quad (III-53)$$

La représentation sous forme de schéma bloc (Figure III-20) peut être établie par les équations du D-STATCOM (III-52 et III-53) mais peut être aussi directement établie en considérant les équations et le modèle schématisé du VSC défini par la Figure III-12. Le bus continu est alors modélisé par une fonction de transfert du premier ordre (équivalent à un dipôle R, C). De même le filtre (r, L) du côté alternatif peut lui aussi être modélisé par une fonction de transfert du premier ordre. Ce mode de représentation est très évolutif car il permet de changer rapidement de topologie de l'onduleur, si par exemple, le filtre côté alternatif devient un filtre du deuxième ordre (par exemple r, L, C). Ou si par ailleurs, un producteur est connecté du côté du bus continu. Dans ce cas, le courant produit par le producteur est simplement ajouté au courant du bus continu  $I_o$  (voir l'exemple du système éolien donné sur la Figure III-31).

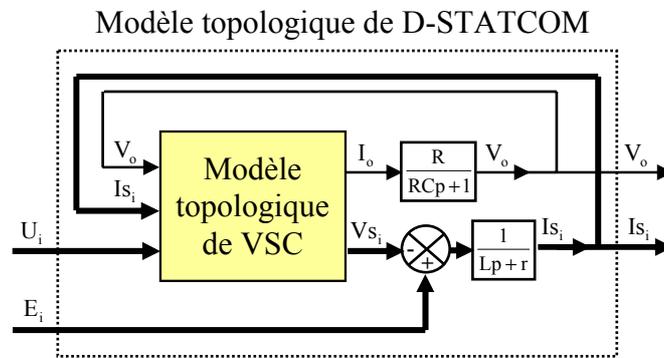


Figure III-20: Représentation schématisée des entrées et sorties du modèle topologique du D-STATCOM.

### III.3.3.2 Le modèle moyen du D-STATCOM

Le modèle moyen du D-STATCOM est réalisé à partir des équations du modèle topologique III-23 et III-26. Les équations de courants dans le modèle moyen de D-STATCOM peuvent alors être déduites (III-54).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle I_{s1} \rangle_0 \\ \langle I_{s2} \rangle_0 \\ \langle I_{s3} \rangle_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{s1} \rangle_0 \\ \langle I_{s2} \rangle_0 \\ \langle I_{s3} \rangle_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle E_1 \rangle_0 \\ \langle E_2 \rangle_0 \\ \langle E_3 \rangle_0 \end{bmatrix} - \frac{1}{6L} \begin{bmatrix} 2\beta_1 - \beta_2 - \beta_3 \\ -\beta_1 + 2\beta_2 - \beta_3 \\ -\beta_1 - \beta_2 + 2\beta_3 \end{bmatrix} \langle V_o \rangle_0 \quad (\text{III-54})$$

De même pour l'équation de la tension du bus continu du modèle moyen du D-STATCOM (III-55).

$$\frac{d\langle V_o \rangle_0}{dt} = \frac{1}{2C} [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \beta_3] \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{s1} \rangle_0 \\ \langle I_{s2} \rangle_0 \\ \langle I_{s3} \rangle_0 \end{bmatrix} - \frac{\langle V_o \rangle_0}{RC} \quad (\text{III-55})$$

La représentation sous forme de blocs hiérarchiques permet alors le passage à la représentation schématique du modèle moyen de D-STATCOM de façon simple. Il suffit d'utiliser le schéma bloc du modèle moyen de VSC (Figure III-20) et de le commander avec les modulantes (Figure III-21).

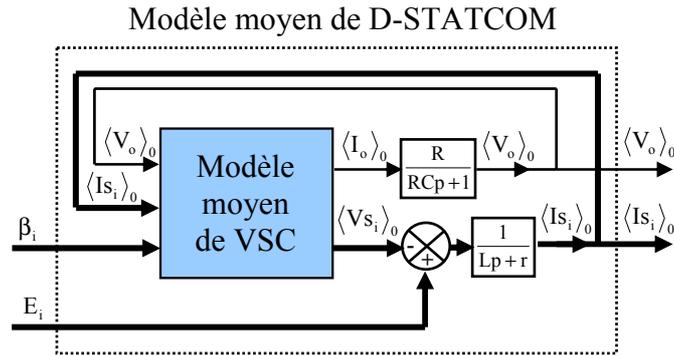


Figure III-21: Représentation schématique des entrées et sorties du modèle moyen du D-STATCOM.

### III.3.3.3 Le modèle moyen du D-STATCOM dans le référentiel de Park

L'application des transformées de Park sur les équations du modèle moyen du D-STATCOM fait apparaître un terme de couplage entre la composant d'axe d et d'axe q des courants (équations III-56).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle I_{sd} \rangle_0 \\ \langle I_{sq} \rangle_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{sd} \rangle_0 \\ \langle I_{sq} \rangle_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{sd} \rangle_0 \\ \langle I_{sq} \rangle_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle E_d \rangle_0 \\ \langle E_q \rangle_0 \end{bmatrix} - \frac{1}{2L} \begin{bmatrix} \langle \beta_d \rangle_0 \\ \langle \beta_q \rangle_0 \end{bmatrix} \langle V_o \rangle_0 \quad (\text{III-56})$$

De la même manière, l'équation du bus continu du D-STATCOM (III-57) peut être établie.

$$\frac{d\langle V_o \rangle_0}{dt} = \frac{3}{4C} [\beta_d \quad \beta_q] \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{s_d} \rangle_0 \\ \langle I_{s_q} \rangle_0 \end{bmatrix} - \frac{\langle V_o \rangle_0}{RC} \quad (III-57)$$

La représentation schématique du modèle moyen du D-STATCOM dans Park peut alors être obtenue (Figure III-22).

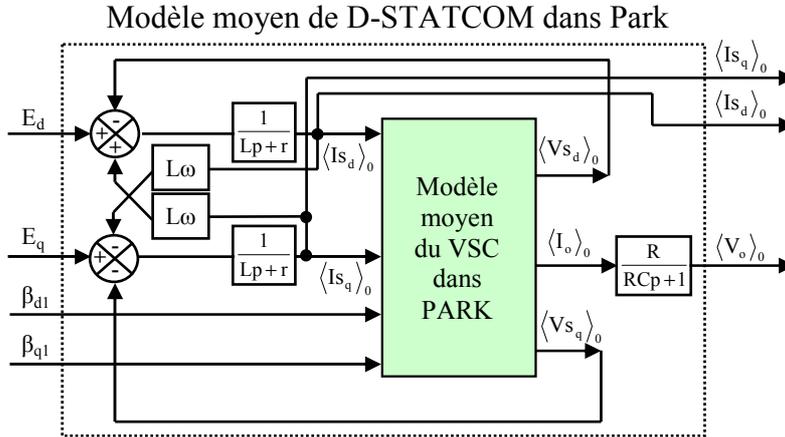


Figure III-22: Représentation schématique des entrées et sorties du modèle moyen dans le référentiel de Park du D-STATCOM.

### III.3.3.4 Asservissement du D-STATCOM

Deux types d'asservissement ont été réalisés et testés en temps-réel pour contrôler le modèle de D-STATCOM. Il s'agit des boucles d'asservissement de plus bas niveau permettant d'asservir la tension du bus continu et d'asservir les courants échangés par le VSC avec le réseau.

Une solution assez élégante pour réaliser la commande du D-STATCOM est d'utiliser les composantes de Park des courants  $I_s$  générés par l'onduleur. Les courants sont alors formés par deux composantes : directe  $I_{s_d}$  et en quadrature  $I_{s_q}$  (Cf. annexe A).

Le lien entre ces composantes et les puissances active et réactive de l'onduleur est effectué grâce aux expressions (III-58) et (III-59).

$$P = \frac{3}{2} (E_d \cdot I_{s_d} + E_q \cdot I_{s_q}) \quad (III-58)$$

$$Q = \frac{3}{2} (E_d \cdot I_{s_q} - E_q \cdot I_{s_d}) \quad (III-59)$$

Par ailleurs, en considérant le repère tournant de Park (Figure III-23) tel que la référence des phases est prise selon la tension de la phase 1 :  $E_1$ , alors la composante inverse  $E_q$  est nulle et  $E_d = |E_1|$ .

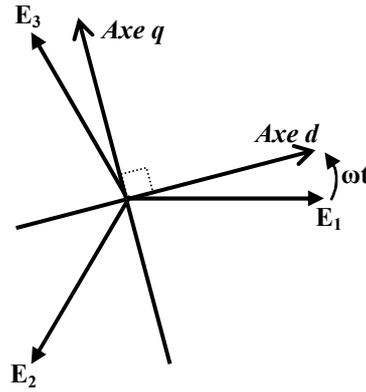


Figure III-23: Représentation d'un système triphasé et du repère de Park.

Les expressions simplifiées des puissances dans Park (III-60) et (III-61) sont alors obtenues.

$$P = \frac{3}{2} E_d \cdot I_{s_d} \quad (\text{III-60})$$

$$Q = \frac{3}{2} E_d \cdot I_{s_q} \quad (\text{III-61})$$

Si la tension du réseau varie peu, on remarque alors que la composante  $I_{s_q}$  permet de contrôler l'énergie réactive [PET 96] et la composante  $I_{s_d}$  va, quant à elle, contrôler la puissance active.

#### III.3.3.4.1 Etude de la boucle de tension du bus continu

En effectuant un bilan de puissance sur l'onduleur, l'équation III-62 est obtenue.

$$P = \frac{3}{2} E_d \cdot I_{s_d} = V_o I_o + r \sum_{i=1}^3 I_{s_i}^2 \quad (\text{III-62})$$

L'équation (III-63) peut être déduite, si les composantes de Park des courants dans la résistance  $r$  sont utilisées.

$$P = \frac{3}{2} E_d I_{s_d} = V_o I_o + \frac{3}{2} r (I_{s_d}^2 + I_{s_q}^2) \quad (\text{III-63})$$

De plus, en utilisant l'équation du bus continu de l'onduleur du D-STATCOM (équation III-55) les équations III-64 et III-65 sont obtenues.

$$I_o = C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R} \quad (\text{III-64})$$

$$V_o C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o^2}{R} = \frac{3}{2} E_d I_{s_d} - \frac{3}{2} r (I_{s_q}^2 + I_{s_d}^2) \quad (\text{III-65})$$

Pour linéariser les asservissements, on pose  $Y_o=V_o^2$  [MAH 90]. La fonction de transfert (III-66) permettant de caractériser le bus continu de l'onduleur est finalement obtenue (les détails des calculs figurent en Annexe B).

$$Y_o = \frac{\frac{3}{2}RE_d I_{s_d}}{\left(\frac{RC}{2}p+1\right)} - \frac{\frac{3}{2}Rr(I_{s_d}^2 + I_{s_q}^2)}{\left(\frac{RC}{2}p+1\right)} \quad (III-66)$$

Le bus continu peut alors être représenté sous forme de schémas blocs, comme le montre la Figure III-24.

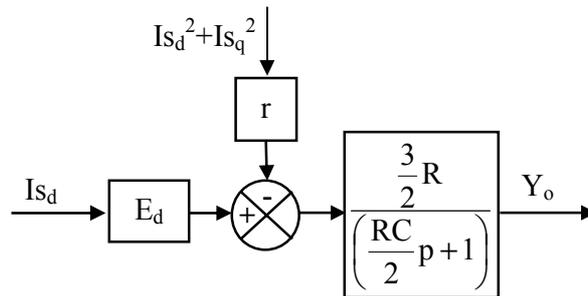


Figure III-24: Fonction de transfert du bus continu du D-STATCOM dans Park.

Pour l'application D-STATCOM, la composante réactive des courants sera considérée bien plus grande que la composante active ( $I_{s_q}^2 \gg I_{s_d}^2$ ). Cela est justifié car la puissance réactive (proportionnelle à  $I_{s_q}$ ) qui contribue à la compensation de la tension du réseau est bien plus importante que la puissance active (proportionnelle à  $I_{s_d}$ ) qui ne représente que les pertes du D-STATCOM.

A partir de cette représentation et en réalisant l'hypothèse que  $I_{s_q}^2 \gg I_{s_d}^2$ , l'asservissement de la tension du bus continu est obtenu, comme présenté sur la Figure III-25. Un correcteur Proportionnel Intégral (PI) a été utilisé pour régler le système, sa fonction de transfert est la suivante :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (III-67)$$

Avec  $K_p$  le gain proportionnel et  $K_i$  gain intégral déterminés de manière analytique (voir le détail des calculs en Annexe B).

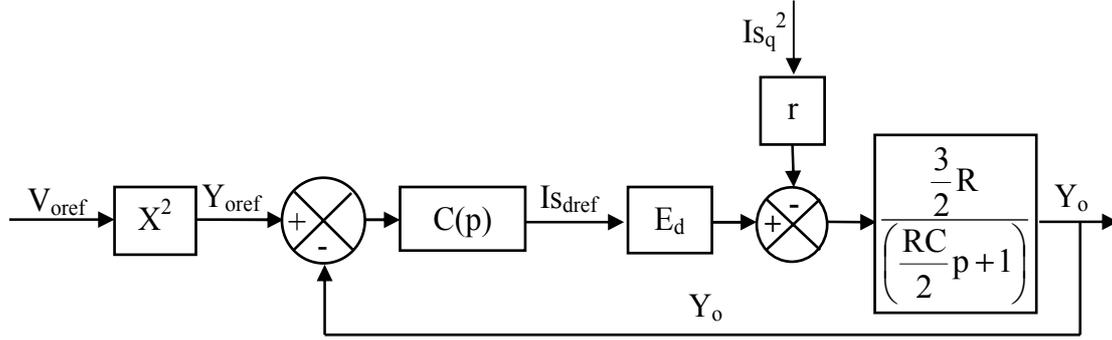


Figure III-25: Boucle d'asservissement de la tension du bus continu du D-STATCOM.

Il faut remarquer que le terme  $I_{s_q}^2$  est vu comme une perturbation sur la fonction de transfert. Cependant, l'effet de  $I_{s_q}^2$  est atténué par la très faible valeur de la résistance interne de l'inductance.

#### III.3.3.4.2 Etude de la boucle des courants du côté alternatif

En général, des harmoniques homopolaires de rang 3 (150Hz) sont ajoutés aux signaux dans le cas de certaines MLIs (la MLI vectorielle par exemple, Cf. Chapitre I § I.4.2). La composante homolaire des modulantes peut alors être exprimée d'après l'équation III-68.

$$\sum_{i=1}^3 \beta_i = 3\beta_h \quad (\text{III-68})$$

L'équation III-69 est obtenue en utilisant l'équation des tensions dans le modèle moyen du VSC (III-48).

$$\begin{bmatrix} \langle V_{s_1} \rangle_0 \\ \langle V_{s_2} \rangle_0 \\ \langle V_{s_3} \rangle_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \beta_1 - \beta_h \\ \beta_2 - \beta_h \\ \beta_3 - \beta_h \end{bmatrix} \langle V_o \rangle_0 \quad (\text{III-69})$$

Un changement de variable est alors effectué en définissant la grandeur  $\beta_{s_i}$  (équation III-70).

$$\begin{bmatrix} \beta_{s_1} \\ \beta_{s_2} \\ \beta_{s_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1 - \beta_h \\ \beta_2 - \beta_h \\ \beta_3 - \beta_h \end{bmatrix} \quad (\text{III-70})$$

$\beta_{s_i}$  correspond aux modulantes auxquelles les composantes homopolaires de rang 3 sont soustraites (Figure III-26).

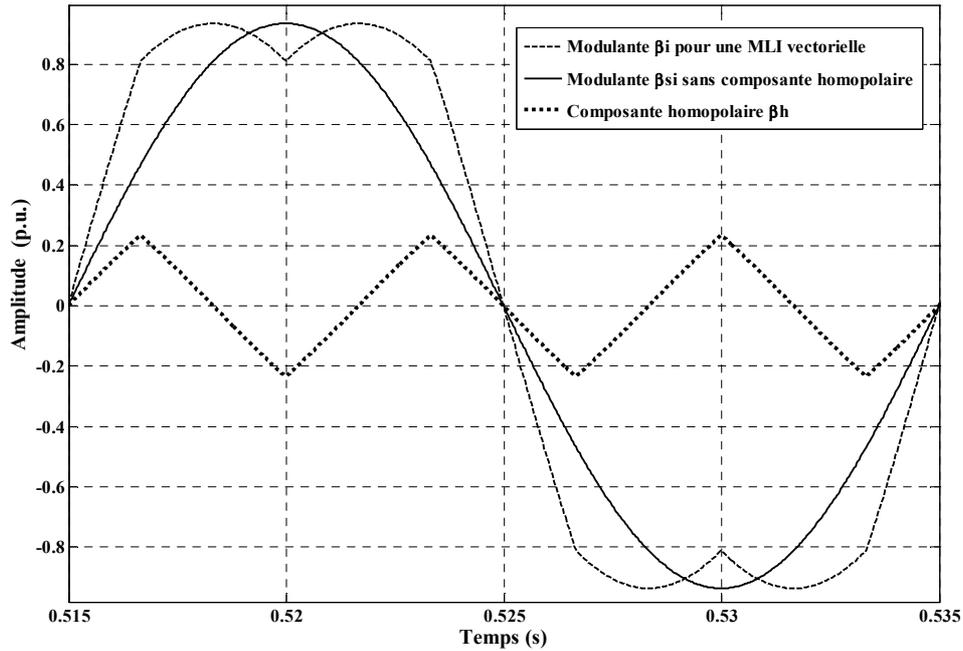


Figure III-26: Modulantes avec et sans composante homopolaire.

L'expression des courants dans le D-STATCOM est alors obtenue sous une forme découplée (III-71).

$$\frac{dI_{s_i}}{dt} = -\frac{r}{L} \cdot I_{s_i} + \frac{E_i}{L} - \frac{\beta_{s_i}}{2L} V_o \quad (\text{III-71})$$

En réalisant une transformation de Laplace sur l'équation III-71, la fonction de transfert caractérisant les courants de l'onduleur (III-72) est obtenue.

$$I_{s_i} = \frac{-\frac{1}{r} \beta_{s_i} \frac{V_o}{2}}{\frac{L}{r} p + 1} + \frac{\frac{1}{r} E_i}{\frac{L}{r} p + 1} \quad (\text{III-72})$$

La boucle de courant est réalisée comme le montre la Figure III-27 avec un correcteur  $C(p)$  dont deux exemples sont présentés dans le paragraphe suivant.

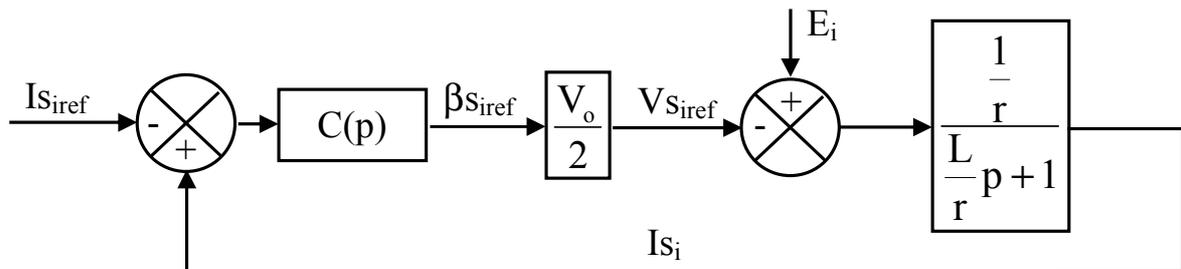


Figure III-27: Boucle d'asservissement des courants du D-STATCOM.



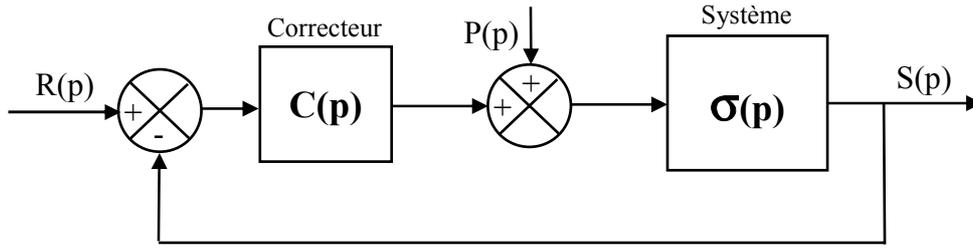


Figure III-29: Schéma d'un asservissement avec la présence d'une perturbation.

La fonction de transfert en boucle fermée peut être établie d'après la Figure III-29, en considérant la perturbation comme nulle (III-73).

$$\frac{S(p)}{R(p)} = \frac{C(p)\sigma(p)}{1 + C(p)\sigma(p)} \quad (\text{III-73})$$

Le correcteur est réglé de sorte qu'à la fréquence des tensions du réseau,  $C(p)$  soit très grand devant  $\sigma(p)$ . La fonction de transfert en boucle fermée tend alors vers 1.

Vue de la perturbation, la fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par l'équation III-74.

$$\frac{S(p)}{P(p)} = \frac{\sigma(p)}{1 + C(p)\sigma(p)} \quad (\text{III-74})$$

$C(p)$  étant très grand devant  $\sigma(p)$  à la fréquence de la perturbation, cette fonction de transfert tend alors vers 0. La perturbation est donc effectivement bien rejetée. La sortie est bien l'image de l'entrée et uniquement pour les fréquences proches de la fréquence du réseau.

La fonction de transfert en Laplace du correcteur résonnant est définie par l'équation III-75.

$$C(p) = \frac{c_2 \cdot p^2 + c_1 \cdot p + c_0}{p^2 + \omega_p^2} \quad (\text{III-75})$$

Le réglage du correcteur résonnant peut s'effectuer suivant la méthode de placement des pôles de Naslin comme présenté dans les équations III-76.

$$\begin{cases} c_0 = (L \cdot \omega_0^3 \cdot \alpha^3 - r \cdot \omega_p^2) \frac{2}{V_{0ref}} \\ c_1 = (L \cdot \omega_0^2 \cdot \alpha^3 - L \omega_p^2) \frac{2}{V_{0ref}} \\ c_2 = (L \cdot \omega_0 \cdot \alpha^2 - r^2) \frac{2}{V_{0ref}} \end{cases} \quad (\text{III-76})$$

Avec la pulsation du réseau  $\omega_p$  (III-77).

$$\omega_p = 2\pi f \quad (\text{III-77})$$

Et la pulsation de résonance  $\omega_0$  (III-78).

$$\omega_0 = \frac{2.2}{\pi} \omega_p \quad (\text{III-78})$$

Le principe de calcul des coefficients du correcteur résonnant est donné par [WAL 01] (annexe B). La Figure III-30 donne les asservissements des courants et de la tension du bus continu dans le cas où les correcteurs résonnants sont utilisés.

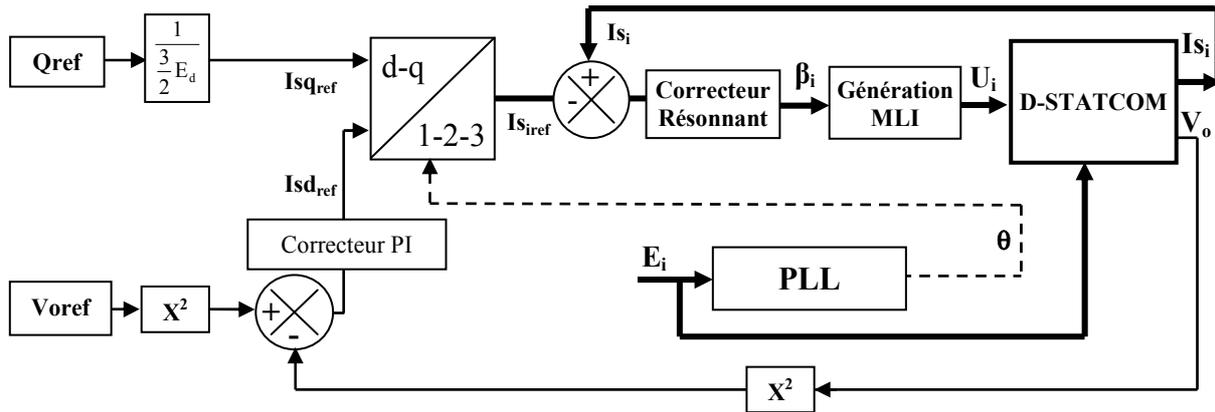


Figure III-30: Asservissements du D-STATCOM avec des correcteurs résonnants dans le repère triphasé.

Il est à noter que les résultats d'un asservissement par correcteur résonnant sont identiques à ceux obtenus par correcteur PI dans le référentiel de Park [ETX 03].

### III.3.4 Application à un générateur éolien

#### III.3.4.1 Présentation du système éolien à base de Machine Synchronique (MS)

Dans l'application choisie, deux VSC sont utilisés pour contrôler le système éolien présenté par la Figure III-31. Le VSC<sub>1</sub> utilise les mêmes asservissements que pour le D-STATCOM. Le VSC<sub>2</sub>, quant à lui, pilote la machine synchronique.

L'asservissement de l'éolienne (Figure III-35) se base sur la puissance maximale extractible du vent [MUN 05], [LAV 02].

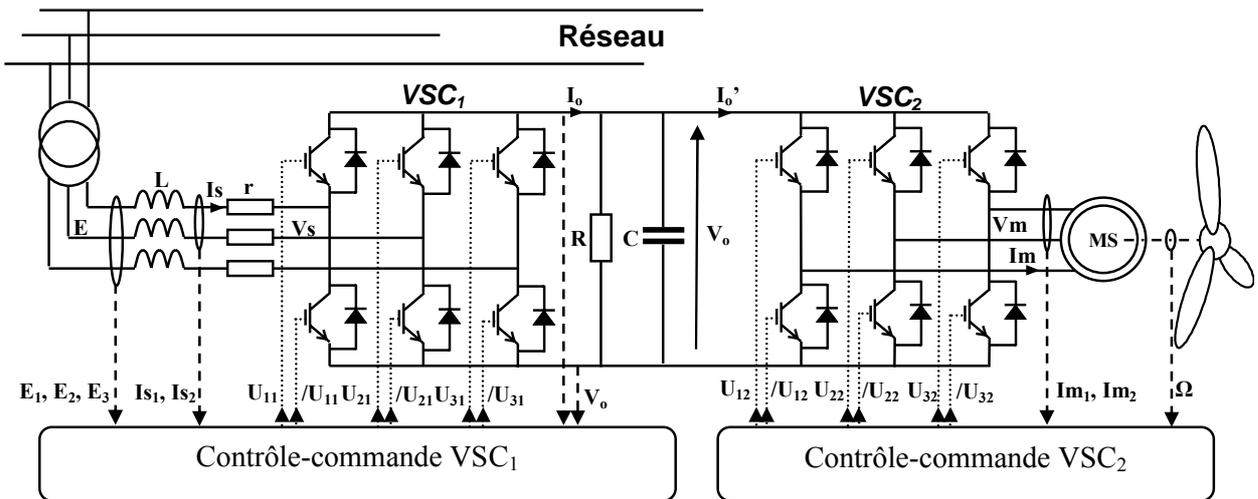


Figure III-31: Schéma d'un système éolien à base d'une machine synchrone.

Ce système est assez conséquent. La simulation doit donc être effectuée par un modèle assez simple pour que le temps de calcul soit convenable. Des modèles dans le repère de Park ont été choisis pour modéliser la machine synchrone, ainsi que les deux VSC.

### III.3.4.2 Modélisation de la machine synchrone

#### III.3.4.2.1 Modélisation de la machine synchrone dans le repère triphasé

La génératrice utilisée est une Machine Synchrone (MS) à aimants permanents. Les hypothèses suivantes sont réalisées sur la machine afin de simplifier sa modélisation :

- l'entrefer est constant (la réluctance ne varie pas en fonction de la position du rotor, une seule inductance statorique est alors obtenue) ;
- les conducteurs statoriques sont parallèles à l'axe de la machine ;
- la perméabilité du fer est infinie (la machine ne sature pas) ;
- la caractéristique du circuit magnétique est linéaire ;
- la machine ne possède pas de circuit amortisseur.

Le modèle de type Behn-Eschenburg est utilisé. Chaque phase est représentée par la mise en série d'une force électromotrice  $E_m$  considérée comme sinusoïdale, d'une résistance statorique  $R_m$  et d'une inductance statorique  $L_m$ . Le schéma de la machine est présenté par la Figure III-32.

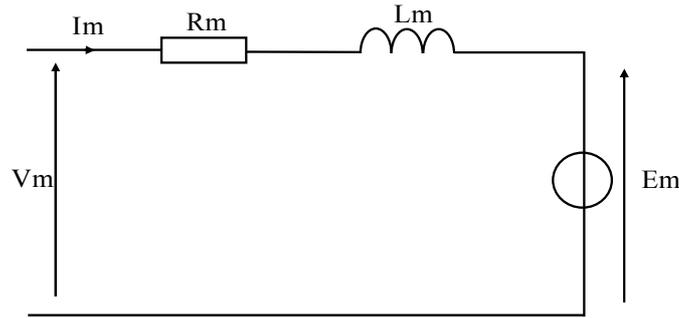


Figure III-32: Schéma électrique de la machine synchrone à aimants permanents.

L'équation électrique de la MS est définie par l'équation III-79.

$$\begin{bmatrix} V_{m_1} \\ V_{m_2} \\ V_{m_3} \end{bmatrix} = R_m \begin{bmatrix} I_{m_1} \\ I_{m_2} \\ I_{m_3} \end{bmatrix} + L_m \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{m_1} \\ I_{m_2} \\ I_{m_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{m_1} \\ E_{m_2} \\ E_{m_3} \end{bmatrix} \quad (\text{III-79})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} E_{m_1} \\ E_{m_2} \\ E_{m_3} \end{bmatrix} = -K \cdot \Omega \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III-80})$$

Le nombre de paires de pôles  $p_p$  de la machine synchrone est défini par la relation (III-81).

$$p_p = \frac{\omega}{\Omega} = \frac{\theta_e}{\theta_m} \quad (\text{III-81})$$

La constante de FEM de la machine est définie par l'équation III-82.

$$K = \frac{E_{\max}}{\Omega} \quad (\text{III-82})$$

Le Tableau III-3 définit les variables utilisées.

$\Omega$	vitesse de rotation du rotor (rad/s)
$J$	moment d'inertie ( $\text{Kg.m}^2$ )
$\theta_m$	angle mécanique (rad)
$\theta_e$	angle électrique (rad)

Tableau III-3: Définition des notations utilisées pour la machine synchrone.

L'équation du couple électromagnétique  $C_e$  de la MS est défini par l'équation III-83.

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = \sum_{i=1}^3 \frac{Em_i Im_i}{\Omega} \quad (III-83)$$

Le calcul de la vitesse angulaire de rotation du rotor est établi en considérant les frottements visqueux  $f$  ainsi que le couple résistant  $C_r$  (équation III-84).

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (III-84)$$

### III.3.4.2.2 Modélisation de la machine synchrone dans Park

Le modèle de la MS dans Park est obtenu en appliquant la transformation de Park sur les équations du modèle de MS dans le repère triphasé. La FEM  $Em_q$  de la machine, prise dans le référentiel tournant du rotor, est définie comme phase de référence du repère de Park. La FEM d'axe d,  $Em_d$  est alors nulle ( $Em_d=0$ ) et  $Em_q=E_{max}=K\Omega$ . Le modèle de MS à pôles lisses ( $Lm_d=Lm_q$ ) dans Park est décrit par les équations III-85, III-86 et III-87.

$$Vm_d = Lm_d \frac{dIm_d}{dt} + Rm Im_d - Lm_q p_p \Omega Im_q \quad (III-85)$$

$$Vm_q = Lm_q \frac{dIm_q}{dt} + Rm Im_q + Lm_d p_p \Omega Im_d + K\Omega \quad (III-86)$$

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (III-87)$$

De plus, à partir de l'équation des puissances électriques III-88.

$$P_e = \frac{3}{2} (Em_d Im_d + Em_q Im_q) \quad (III-88)$$

Et comme  $Em_d=0$ , le couple électrique de la machine est alors proportionnel à  $Im_q$  (III-89).

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{3}{2} \frac{Em_q Im_q}{\Omega} = \frac{3}{2} K Im_q \quad (III-89)$$

La représentation schématique de la machine est alors obtenue (Figure III-33).

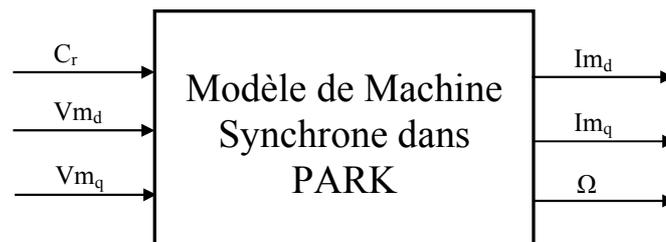


Figure III-33: Représentation des entrées et sorties de la machine synchrone dans Park.

### III.3.4.3 Contrôle vectoriel de la machine synchrone

Dans l'asservissement réalisé, le contrôle de la machine synchrone s'effectue sur les composantes de Park des courants de la machine [ROY 00]. Il est ainsi possible de contrôler le couple de la machine proportionnel à  $I_{m_q}$ . D'après l'équation III-90, le couple est maximal si  $\psi = 0$ .

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{3|E_m||I_m|\cos(\psi)}{\Omega} \quad (\text{III-90})$$

Ainsi, comme le montre la Figure III-34, le champ stator ( $\vec{H}_s$ ) et le champ rotor ( $\vec{H}_r$ ) sont en quadrature et le vecteur courant stator ( $\vec{I}_m$ ) est en phase avec le vecteur FEM  $\vec{E}_m$ . Cette condition n'est remplie que si  $I_{m_q}=|I_m|$  et  $I_{m_d}=0$ .

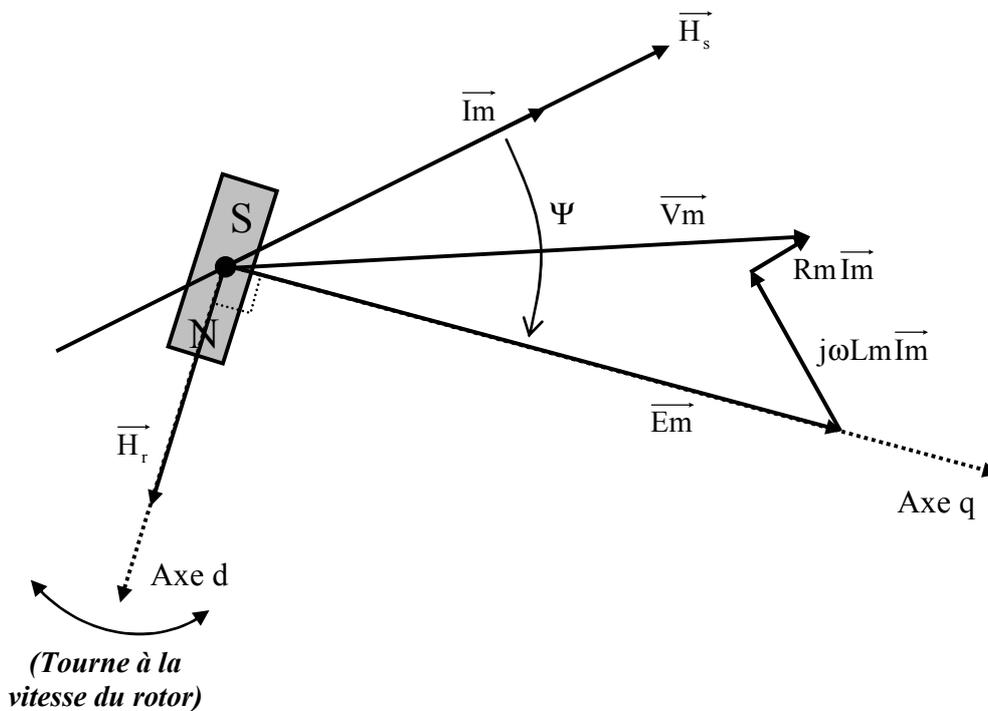


Figure III-34: Représentation des grandeurs vectorielles de la machine synchrone.

### III.3.4.4 Contrôle de l'éolienne

L'asservissement de l'éolienne s'effectue sur la puissance extractible du vent (Figure III-35). Une relation  $F_1(p)$  relie la vitesse du vent ( $v_{vent}$ ) à sa puissance ( $P_{vent}$ ) et  $F_2(p)$  la puissance du vent à la vitesse du rotor ( $\Omega$ ) de la machine synchrone. Une méthode d'asservissement consiste alors à mesurer la vitesse du vent et d'après une relation linéaire liée aux paramètres mécaniques et aérodynamiques de l'éolienne  $F_3(p)$ , la vitesse de référence de rotation du rotor ( $\Omega_{ref}$ ) de la machine synchrone est déduite. Grâce à la vitesse de rotation

du rotor, une consigne de couple proportionnelle au courant  $Im_{qref}$  dans la machine synchrone est générée et finalement les commandes de l'onduleur  $VSC_2$  :  $\beta_d$  et  $\beta_q$ .

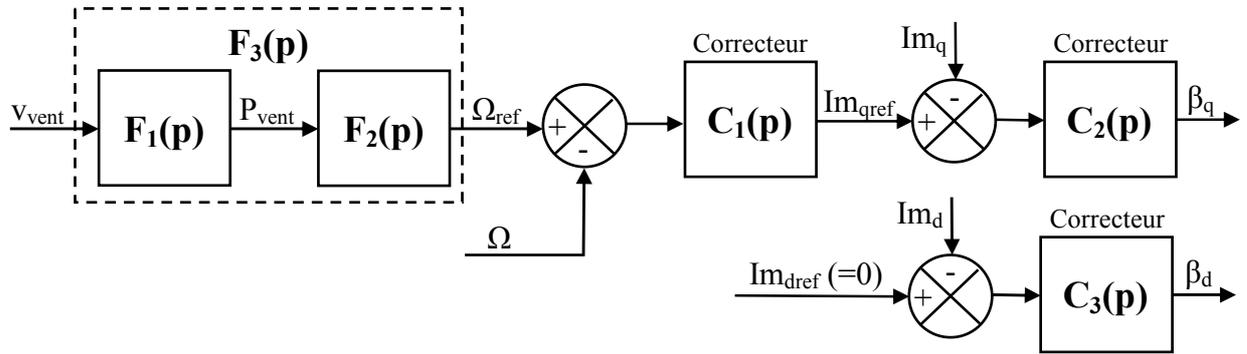


Figure III-35: Asservissement de l'éolienne à base de machine synchrone.

Les réglages des correcteurs  $C_1(p)$ ,  $C_2(p)$  et  $C_3(p)$  sont détaillés en annexe D.

### III.3.4.5 Représentation schématique d'ensemble du système éolien

Le système éolien à base de machine synchrone peut se représenter sous la forme schématique dans le repère de Park comme le montre la Figure III-36.

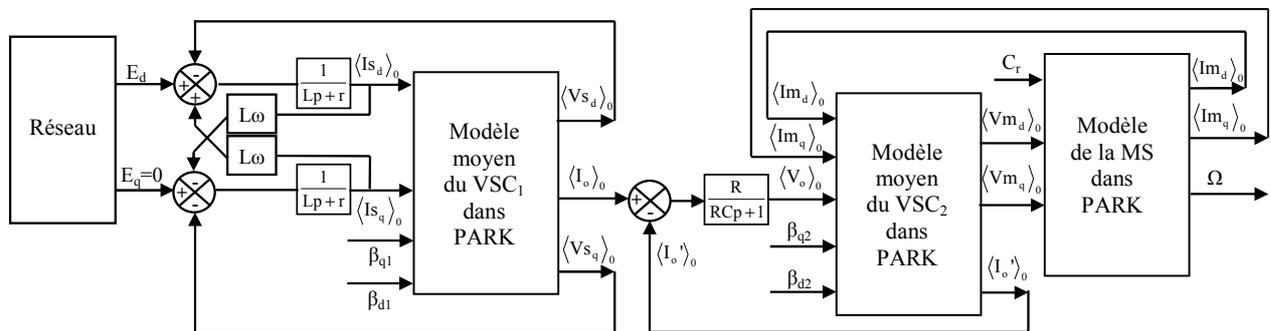


Figure III-36: Schéma du système éolien dans le repère de Park.

Différentes représentations du système peuvent être obtenues, par exemple, il est possible de modéliser le  $VSC_1$  ainsi que le réseau par un système triphasé et le  $VSC_2$  ainsi que la machine synchrone dans Park.

## III.4 Modélisation pour le test de contrôleurs MLI en temps-réel

### III.4.1 Approche par les signaux d'entrée des modèles

Dans le cadre d'applications temps-réel, il est nécessaire de tester les contrôles-commandes à MLI avec la meilleure précision possible tout en ayant des modèles très peu coûteux en temps de calcul.

Dans l'hypothèse où le découplage des variables peut être réalisé, on peut remarquer les similitudes présentes sur les équations du modèle topologique et du modèle moyen : (III-23) avec (III-48) et (III-26) avec (III-49). De plus, les entrées des modèles sont, respectivement, soit les signaux de commandes MLI soit les modulantes pour les modèles topologiques et moyens (Figure III-12) et (Figure III-17).

L'approche proposée consiste à raisonner en terme de modélisation au sens des signaux de commande. Le choix de la modélisation s'effectue alors par le type de commande utilisée. Si les signaux de commande sont les *modulantes*, alors les sorties du modèle seront les courants injectés au réseau et la tension du bus continu du *modèle moyen*. Si les signaux sont les *signaux MLI*, alors les sorties seront les courants et la tension du *modèle topologique*.

En généralisant ce raisonnement, il est possible de choisir la finesse de la modélisation en prenant des harmoniques plus ou moins détaillés dans les signaux de commandes. Il faut cependant apporter une attention toute particulière aux dynamiques des signaux en entrée du modèle pour rester dans le domaine de validité de son utilisation. L'hypothèse de découplage des grandeurs électriques multipliées avec les fonctions de commutation (Cf. § III.3.2.2.2) doit être vérifiée.

Le modèle d'onduleur de tension programmé dans le simulateur temps-réel utilise alors la même représentation mathématique quelque soit le type de modèle utilisé. Les équations mathématiques choisies pour le modèle programmé dans le simulateur temps-réel sont identiques à celles présentées pour le modèle topologique (III-23) et (III-26).

Il faut remarquer que dans l'application temps-réel, le contrôleur MLI est un équipement physique qui est connecté au simulateur temps-réel. L'utilisation d'une interface matérielle composée d'un microprocesseur (Cf. Chapitre V § V.2) permet alors de réaliser des traitements mathématiques sur le signal MLI, et ainsi d'obtenir le signal de commande pour le modèle simulé. L'interface matérielle va donc extraire certaines composantes des MLI afin de commander le modèle simulé dans le simulateur temps-réel. Le choix de la modélisation va donc être effectué à partir de l'interface matérielle en fonction des fréquences de découpage des MLI générées par le contrôleur.

### III.4.2 Traitement des signaux par l'interface matérielle : analyse théorique

Deux modes de fonctionnement ont été étudiés et le choix s'effectue suivant la Figure III-37.

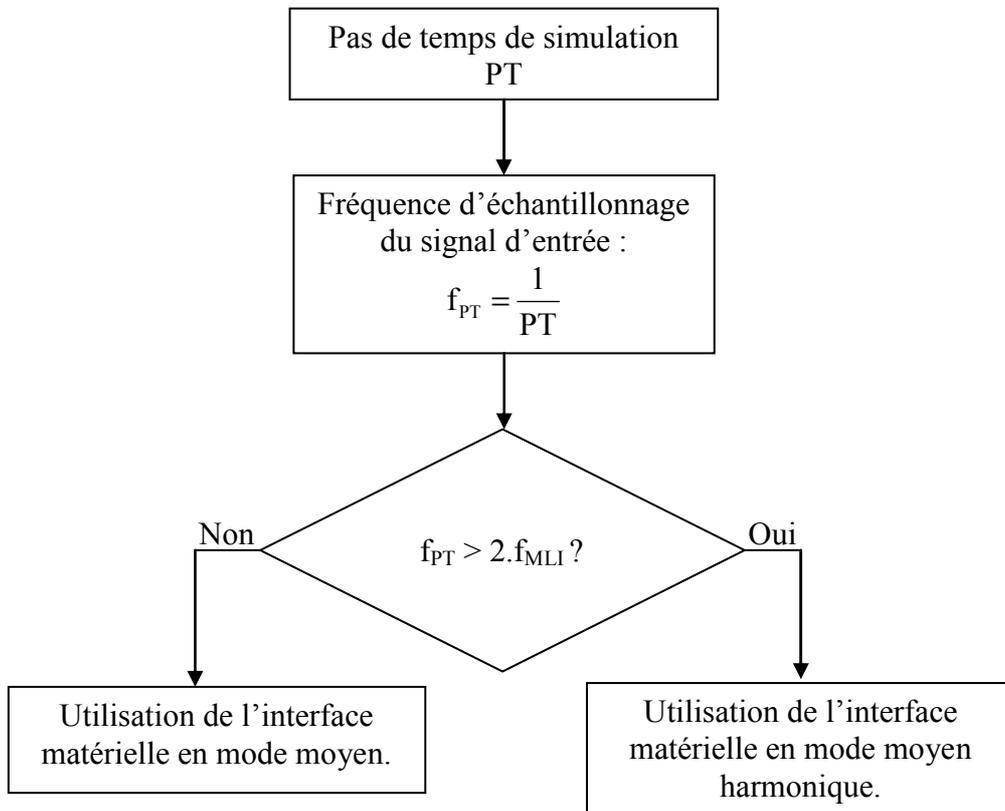


Figure III-37: Procédure de choix de la méthode d'extraction des composantes moyennes.

Le premier mode dit *mode moyen* est utilisé pour des signaux MLIs dont la fréquence de découpage dépasse la moitié de la fréquence d'échantillonnage du simulateur temps-réel. Dans le cas où la fréquence du signal MLI est inférieure à la moitié de la fréquence d'échantillonnage de la simulation, le *mode moyen harmonique* (Cf § III.4.2.2) sera utilisé.

#### III.4.2.1 Principe d'extraction pour le mode moyen

Dans le mode moyen, les signaux en entrée du modèle ARENE sont les composantes issues des moyennes glissantes sur les signaux MLI sur une période de découpage.

Le rôle de l'interface matérielle est alors de réaliser la fonction de moyenne glissante sur les signaux de commandes MLI. Le principe de la moyenne glissante sur un signal MLI  $f(t)$  peut s'expliquer très simplement en prenant la moyenne à un instant  $t_3$ , comme présenté sur la Figure III-38.

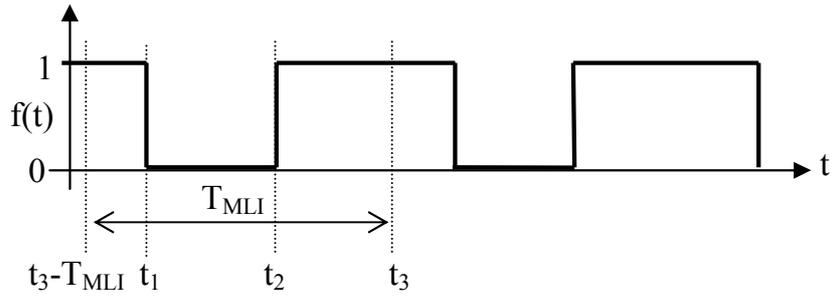


Figure III-38: Définition des instants de calcul pour la moyenne glissante sur un signal carré (premier cas).

Le calcul de la moyenne glissante à l'instant  $t_3$  est présenté avec les équations (III-91) à (III-94).

$$\langle f(t) \rangle_0(t_3) = \frac{1}{T_{MLI}} \int_{t_3 - T_{MLI}}^{t_3} f(\tau) d\tau \quad (III-91)$$

$$\langle f(t) \rangle_0(t_3) = \frac{1}{T_{MLI}} \left\{ \int_{t_3 - T_{MLI}}^{t_1} 1 d\tau + \int_{t_1}^{t_2} 0 d\tau + \int_{t_2}^{t_3} 1 d\tau \right\} \quad (III-92)$$

$$\langle f(t) \rangle_0(t_3) = \frac{1}{T_{MLI}} \{ t_3 - t_2 + t_1 - t_3 + T_{MLI} \} \quad (III-93)$$

$$\langle f(t) \rangle_0(t_3) = \frac{T_{MLI} - (t_2 - t_1)}{T_{MLI}} \quad (III-94)$$

De même si le calcul est effectué à l'instant  $t_6$ , le cas de la Figure III-39 est alors obtenu.

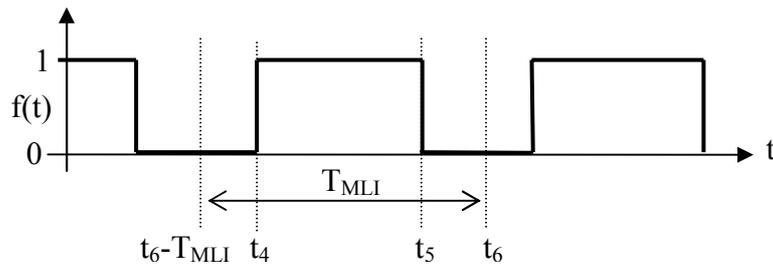


Figure III-39: Définition des instants de calcul pour la moyenne glissante sur un signal carré (second cas).

Le calcul de la moyenne glissante à l'instant  $t_6$  s'effectue pareillement au calcul à l'instant  $t_3$ . Le résultat est présenté par l'équation III-95.

$$\langle f(t) \rangle_0(t_6) = \frac{(t_5 - t_4)}{T_{MLI}} \quad (III-95)$$

L'évolution de la moyenne glissante sur le signal MLI peut alors être retracé (Figure III-40) en généralisant le principe de calcul de la moyenne glissante sur tout le signal MLI  $f(t)$ .

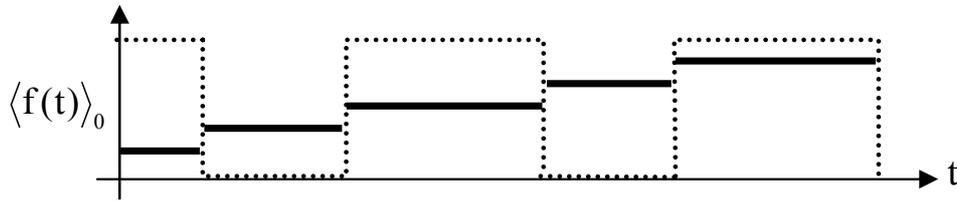


Figure III-40: Principe d'évolution de la moyenne glissante sur un signal carré.

Si la période de découpage reste constante, les équations III-94 et III-95 issues de la moyenne glissante, donnent le même résultat que le calcul de la moyenne « non glissante » effectuée entre chaque front du signal MLI. Appliquer la moyenne glissante revient alors à calculer la moyenne entre deux fronts du signal MLI si le signal est binaire et qu'il ne varie pas en amplitude (cas d'une fonction de commutation). Cela peut être observé sur la Figure III-16, présentant un résultat de simulation du calcul de la moyenne glissante sur un signal MLI.

Le principe de calcul développé dans cette thèse repose sur le calcul de la moyenne du signal MLI entre deux fronts en utilisant des compteurs incrémentés à pas de temps fixe. A chaque front  $n$  du signal MLI rencontré, la valeur du compteur  $c_n$  est mémorisée comme cela est présenté sur la Figure III-41.

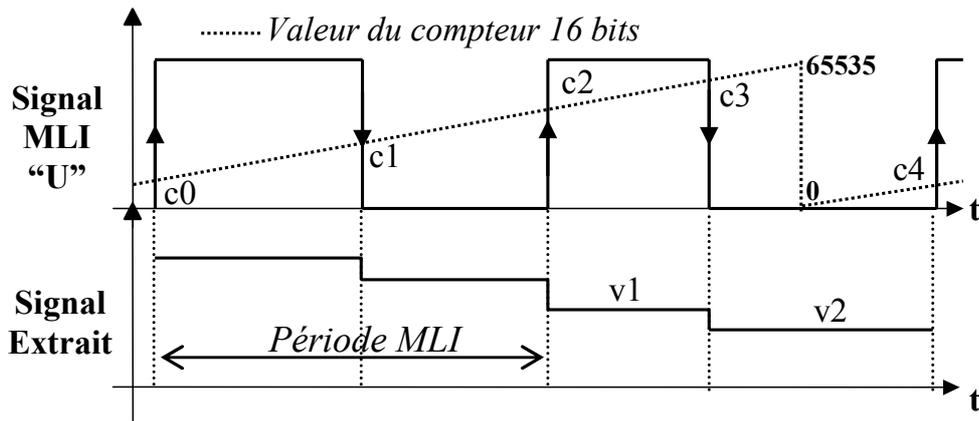


Figure III-41: Principe d'extraction de la moyenne sur le signal carré.

Quand un premier front est détecté, une valeur  $c_n$  est mémorisée. Pour calculer la valeur de la moyenne entre deux fronts deux autres valeurs de compteur ( $c_{n-1}$  et  $c_{n+1}$ ) sont nécessaires. Le calcul de la moyenne  $v_n$  peut alors être réalisé grâce à l'équation III-96 dans le cas d'un front montant et à l'équation III-97 dans le cas d'un front descendant.

$$V_{n_{(n=1,3,5\dots)}} = \frac{C_n - C_{n-1}}{C_{n+1} - C_{n-1}} \quad (\text{III-96})$$

$$V_{n_{(n=2,4,6\dots)}} = \frac{C_{n+1} - C_n}{C_{n+1} - C_{n-1}} \quad (\text{III-97})$$

Dans l'exemple de la Figure III-41, un compteur est utilisé. Les compteurs sont très largement répandus dans le commerce et sont facilement disponibles sous forme de circuits électroniques ou sont intégrés dans des composants plus élaborés, comme par exemple les microcontrôleurs.

Le principal avantage de cette méthode est que, contrairement au calcul de la moyenne glissante par l'équation III-1, la fréquence de MLI n'a pas à être connue pour que le calcul de la moyenne soit effectué. Ainsi la fréquence de MLI peut varier au cours d'une simulation temps-réel sans que le calcul de la moyenne n'en soit dégradé. Ce principe d'extraction de la composante moyenne glissante a été implanté dans l'interface matérielle, cette partie sera traitée dans le chapitre V.

### III.4.2.2 Principe d'extraction pour le mode moyen harmonique

La problématique d'échantillonnage des signaux en entrée de simulation présentée dans le chapitre II § II.5.3.2, fait que les fréquences des signaux en entrée du simulateur sont limitées par le pas de temps de simulation. La fréquence d'échantillonnage du simulateur temps-réel est définie suivant l'équation III-98.

$$f_{PT} = \frac{1}{PT} \quad (\text{III-98})$$

Dans le mode moyen classique, les calculs sont effectués à chaque front montant du signal MLI. En considérant qu'une demi-période de MLI est plus petite que le pas de temps de simulation, la période de rafraîchissement des calculs de l'interface matérielle est plus importante que le pas de temps de simulation. Dans le cas où la demi-période des signaux MLI est plus grande que le pas de temps de simulation, alors, la période de rafraîchissement des calculs n'est plus assez importante pour que le système fonctionne de façon optimale.

Dans le mode moyen harmonique, le principe d'extraction repose sur le calcul des moyennes sur les signaux MLI durant un pas de temps de simulation temps-réel. Ainsi, à chaque pas de temps, le résultat de la moyenne est calculé par l'interface et synchronisé sur le pas de temps de simulation. Par ailleurs, dans ce mode la demi-période de MLI est plus importante que le pas de temps de simulation. Il est ainsi possible de représenter les harmoniques dus à la fréquence de découpage jusqu'à la moitié de la fréquence d'échantillonnage du simulateur Figure III-42.

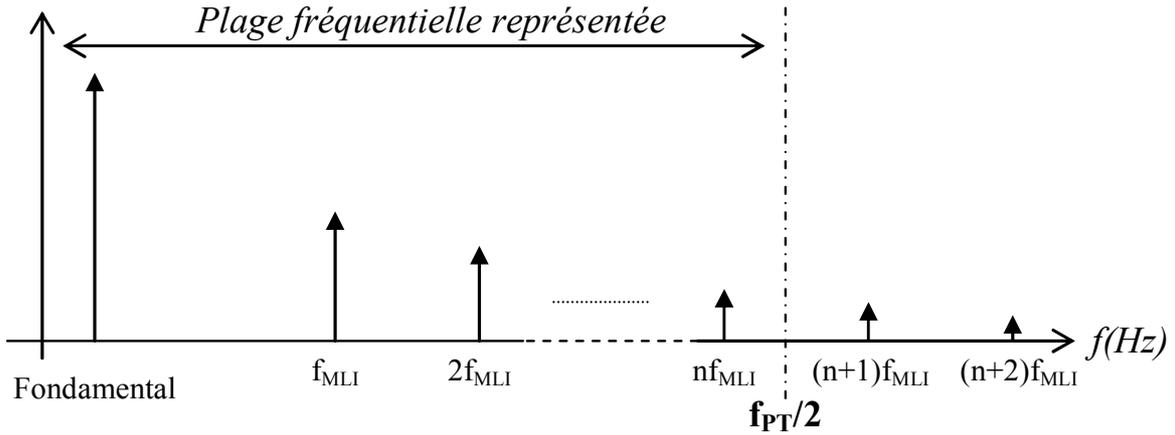


Figure III-42: Définition de la plage de fréquence représentée par la méthode d'extraction en mode moyen harmonique.

La Figure III-43 montre le principe du calcul de la moyenne du signal durant un pas de temps de simulation sur un signal carré simple.

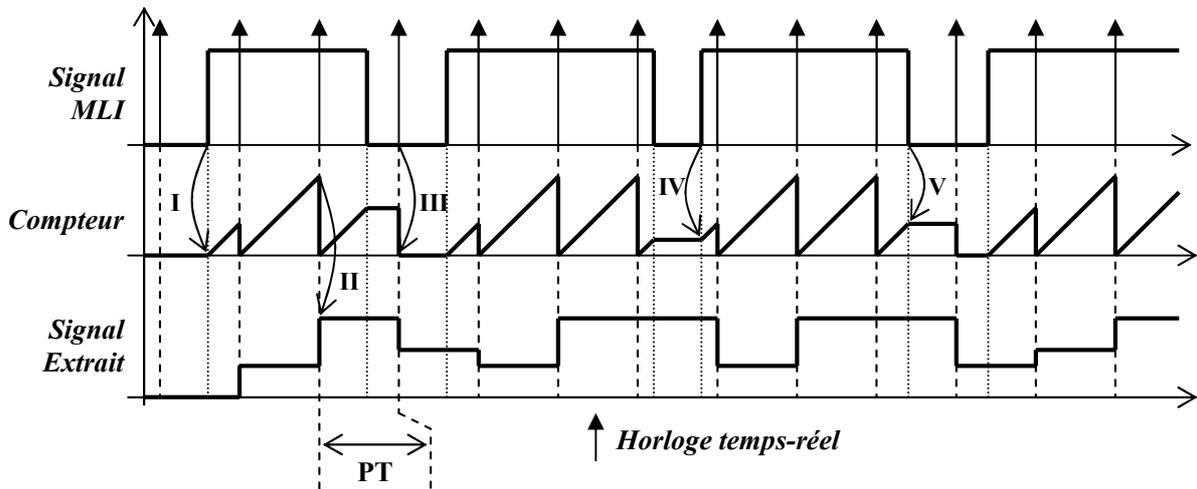


Figure III-43: Principe d'extraction de la méthode du mode moyen harmonique.

Un front montant sur le signal MLI lance l'incréméntation du compteur (I et IV). Dès qu'un front montant de l'horloge temps-réel est rencontré, la valeur finale du compteur est mémorisée (II) puis le compteur est remis à zéro (III). Lorsqu'un front descendant du signal MLI est rencontré, le compteur est bloqué (V).

L'effet de la moyenne glissante sur un signal MLI en prenant une moyenne durant le pas de temps de simulation est présenté Figure III-44.

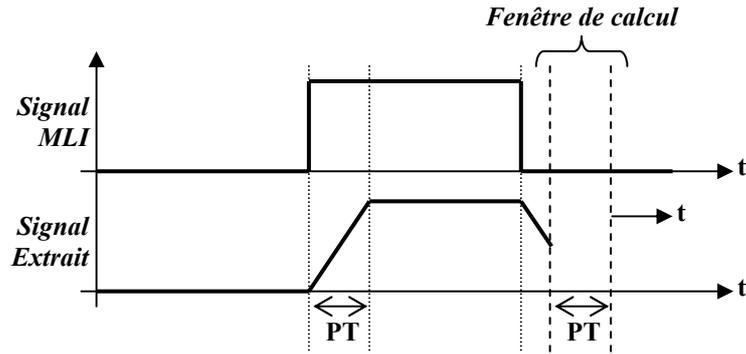


Figure III-44: Effet de la moyenne glissante sur un signal carré.

La Figure III-44 montre que la moyenne glissante sur une durée d'un pas de temps de simulation provoque des rampes sur le signal extrait. Il faut remarquer que le principe de calcul de la moyenne pendant un pas de temps de simulation s'apparente au calcul de la moyenne glissante. En effet, le calcul de la moyenne réalisé ici est effectué entre deux instants fixes qui sont déterminés par l'horloge temps-réel. La moyenne n'est donc pas « glissante », mais si l'on considère l'échantillonnage de la moyenne glissante à chaque pas de temps de simulation, alors le résultat est tout à fait semblable (Figure III-45).

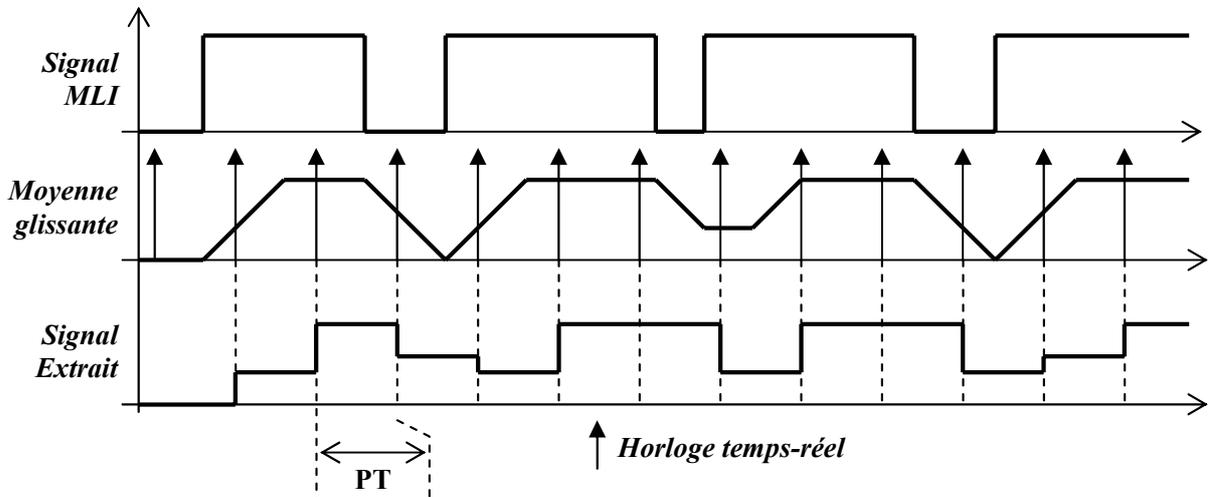


Figure III-45: Analogie entre la méthode du mode moyen harmonique avec la moyenne glissante.

Le principe d'extraction des composantes moyennes durant un pas de temps de simulation proposé revient donc à appliquer une moyenne glissante sur le signal MLI puis à l'échantillonner (Figure III-46).

La bande passante de cette méthode peut être déterminée par l'équation III-6. Pour fixer les idées, un pas de temps de simulation de  $50\mu\text{s}$  conduira à une bande passante à 3dB (environ 30% d'atténuation) de 8849Hz.

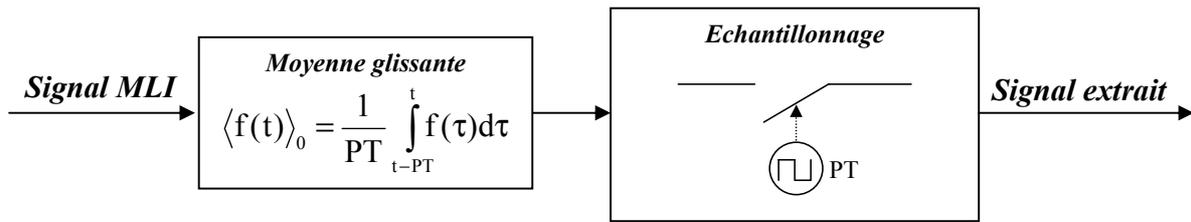


Figure III-46: Principe théorique du mode moyen harmonique par analogie avec la moyenne glissante.

L'intérêt de la méthode utilisant les compteurs est que des composants du commerce peuvent la réaliser pour un coût faible et une bonne rapidité. La méthode fonctionne, par ailleurs, pour des fréquences de découpage variables. Il est aussi possible de numériser l'équation de la moyenne glissante puis de la programmer dans un microprocesseur. Cependant cette dernière méthode est plus onéreuse, nécessite de la mémoire pour stocker des échantillons et ne présente pas de réel avantage pour notre application.

La Figure III-47 montre le signal extrait d'un signal MLI à 3kHz par une moyenne glissante échantillonnée avec un pas de temps  $PT=50\mu s$ . Le principe d'extraction est celui défini par la Figure III-46.

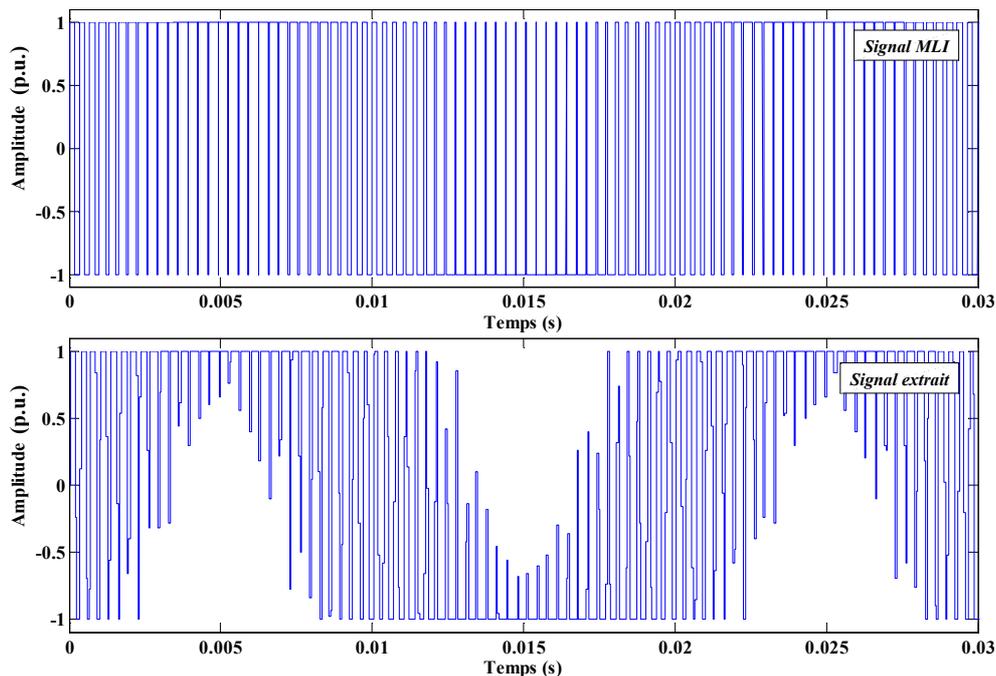


Figure III-47: Extraction d'une modulate et des harmoniques de découpage par la méthode du mode moyen harmonique. Choix d'une fréquence de MLI égale à 3KHz.

La Figure III-48 montre l'analyse spectrale d'un signal MLI avec une fréquence de découpage de 3kHz. La comparaison est faite avec le signal extrait par une moyenne glissante échantillonnée avec un pas de temps  $PT=50\mu s$  Figure III-46.

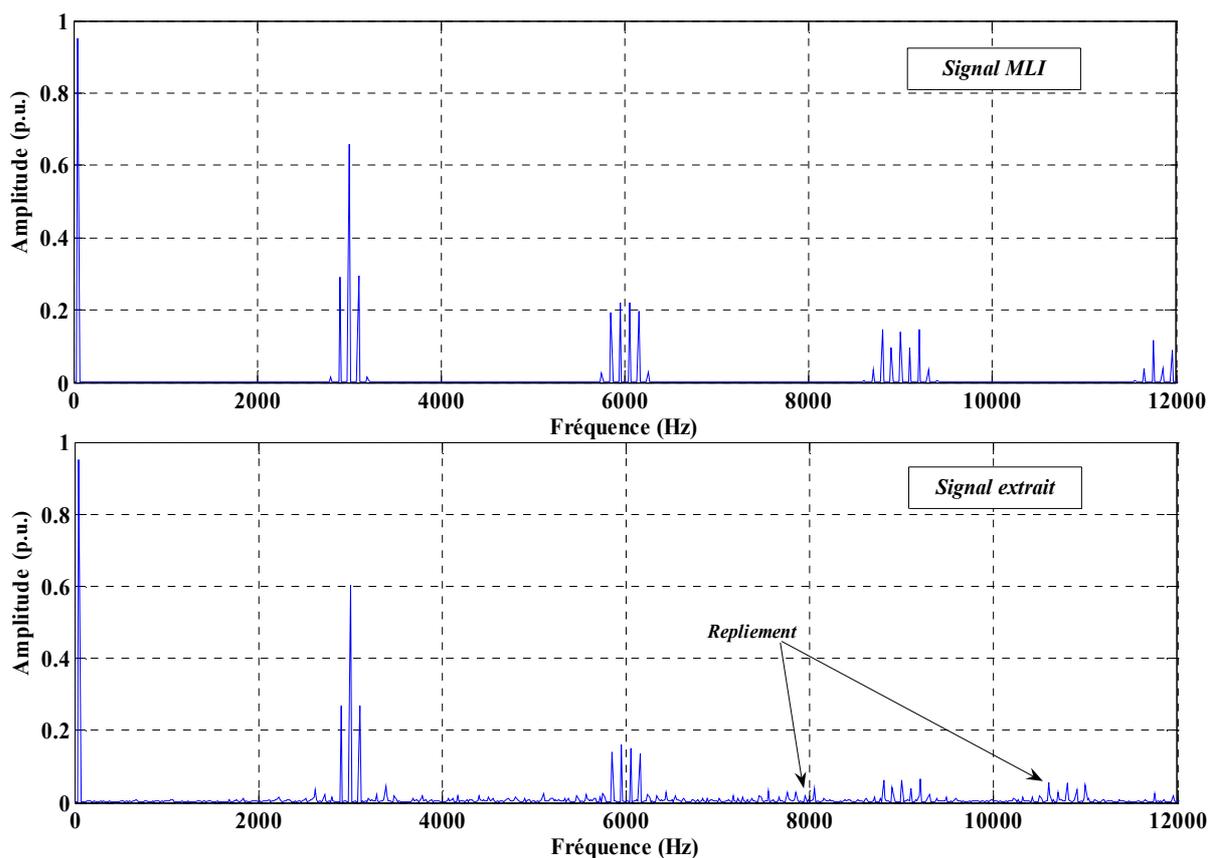


Figure III-48: Analyse spectrale de la MLI et du signal extrait par la méthode du mode moyen harmonique.

Harmonique, fréquence (Hz)	Amplitude du signal MLI	Amplitude du signal extrait	Atténuation théorique (%)	Atténuation mesurée (%)
50	0.9496	0.9496	0	0
3000	0.6335	0.6092	3.66	3.84
6000	0.1897	0.1644	14.2	13.37
9000	0.09698	0.06884	30.1	29.02
12000	0.04602	0.02236	56	51.41

Tableau III-4 : Résultats de comparaison entre les harmoniques du signal MLI et du signal extrait.

Le résultat présenté sur la Figure III-47, montre l'allure du signal MLI pour une fréquence de découpage de 3kHz. Le signal extrait par la méthode théorique du mode moyen harmonique est un signal présentant un fondamental (50Hz) ainsi que des harmoniques dus à la fréquence de découpage. La Figure III-48 montre les transformées de Fourier appliquées au signal MLI et au signal extrait. Les harmoniques dues au découpage sont bien présents dans le spectre du signal extrait. De plus, les amplitudes des raies est bien conformes à ce qui était attendu (Tableau III-4). Il faut noter que l'atténuation définie par l'équation III-6 est effectivement présente sur le signal extrait. On peu remarquer la présence du repliement du spectre fréquentiel dû au sous échantillonnage de la simulation sur le signal extrait (non-respect du théorème de Shannon).

La Figure III-49 illustre un échantillonnage correct, pour lequel le théorème de Shannon est respecté. Des motifs représentant les enveloppes des raies harmoniques se répètent à chaque multiple de la fréquence d'échantillonnage  $f_{PT}$ .

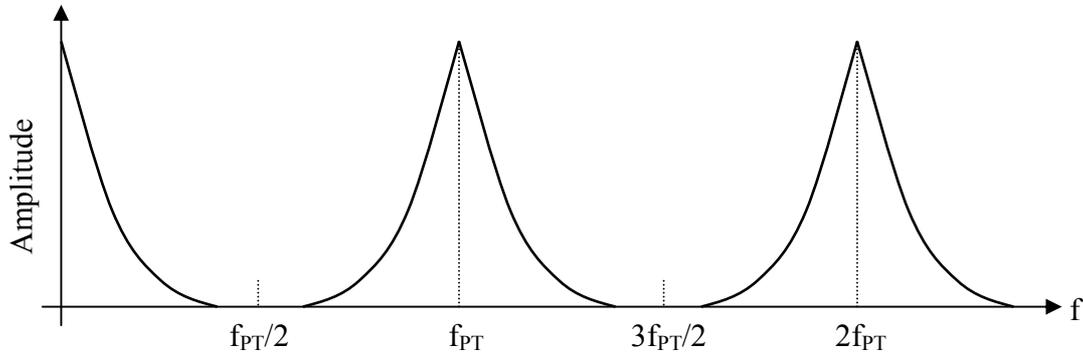


Figure III-49: Effet de l'échantillonnage avec respect du théorème de Shannon.

La Figure III-50 illustre un mauvais échantillonnage. Le signal n'est pas nul au delà de  $f_{PT}/2$ . Le motif se répète bien à chaque multiple de la fréquence d'échantillonnage, mais cette fois-ci, une superposition entre le motif précédent et le motif suivant se produit. La partie superposée illustre le phénomène de repliement.

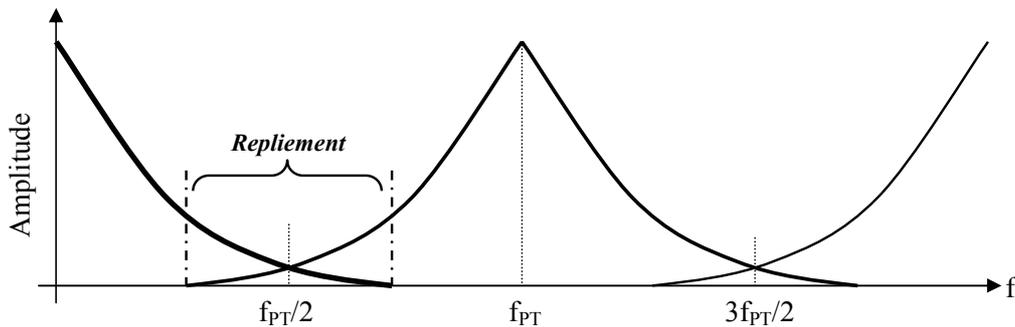


Figure III-50: Présence de repliement en cas de non respect du théorème de Shannon.

Pour supprimer une partie du repliement il est possible de filtrer avec un filtre passe bas à la fréquence de  $f_{PT}/2$ , cependant ce filtrage ne supprime pas toute la partie repliée. Pour résoudre ce problème, il faut nécessairement augmenter la fréquence d'échantillonnage  $f_{PT}$ , afin de respecter le théorème de Shannon.

Dans notre cas, le spectre du signal issu du filtrage glissant n'est pas nul au delà de  $f_{PT}/2$ , ainsi le spectre du signal présent au delà de cette fréquence se replie sur la partie utile du signal nécessaire à la simulation. Un filtrage anti-repliement est difficilement réalisable car il produirait un retard trop important sur la boucle temps-réel (Chapitre IV) ; de plus, certaines raies seraient certes atténuées, mais toujours présentes. Il faut cependant noter, que le phénomène de repliement reste relativement faible en dessous de  $f_{PT}/2$  car le signal extrait est

fortement atténué dans les hautes fréquences (équation III-6). Les résultats présentés dans le chapitre IV développent ce problème et permettent de déterminer l'impact expérimental sur la simulation temps-réel.

La méthode proposée permet bien de représenter les harmoniques de découpage tout en permettant une bonne préhension par le simulateur temps-réel de part la synchronisation avec le pas de temps de simulation. La Figure III-51 montre que le signal extrait est remis à jour à chaque pas de temps PT (sur l'exemple PT=50µs).

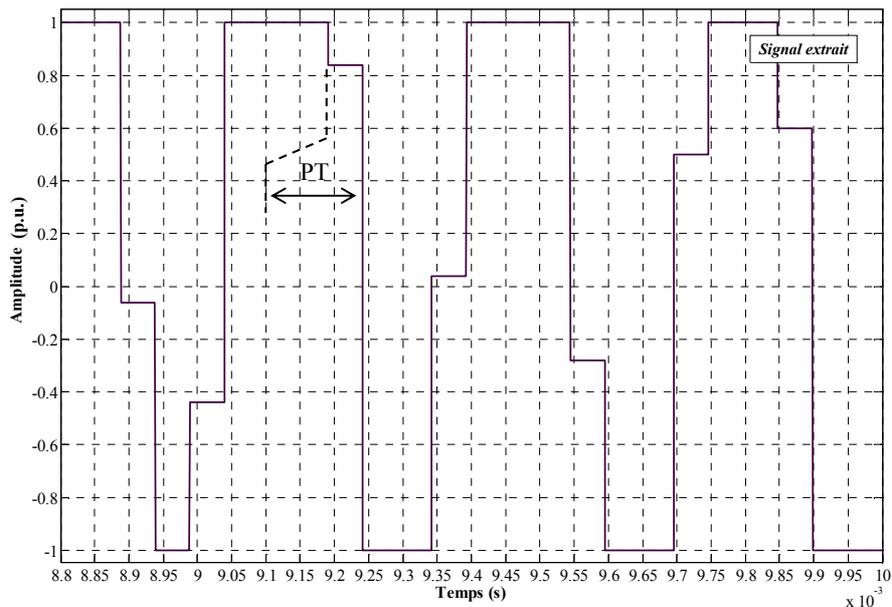


Figure III-51: Allure du signal extrait par la méthode du mode moyen harmonique avec un pas de temps de simulation de 50µs.

### III.5 Conclusion

Ce chapitre a traité des différents types de modélisation et finesses de représentations des systèmes à base d'électronique de puissance. Puis, nous avons présenté les modèles du D-STATCOM et du système éolien à base de machine synchrone. Finalement, le principe de modélisation et le fonctionnement théorique des algorithmes de l'interface développée dans le cadre de cette thèse ont été présentés (la validation de l'interface sera présentée chapitre V).

Deux modes d'extractions sont disponibles. Pour les périodes de MLI faibles devant le pas de temps de simulation le mode moyen est utilisé. Pour les périodes de MLI grandes devant le pas de temps de simulation il est possible de représenter les harmoniques de découpage dans la simulation temps-réel en utilisant le mode moyen harmonique.

Le chapitre suivant va traiter de la validation, par des simulations hors temps-réel, des modèles d'onduleur de tension triphasé ainsi que des asservissements et applications lui étant associés (éolien et D-STATCOM).



## **CHAPITRE IV**

# **Implantation des modèles et simulations hors temps-réel**

<b>CHAPITRE IV .....</b>	<b>106</b>
IV.1 INTRODUCTION .....	106
IV.2 LE D-STATCOM .....	106
<i>IV.2.1 Programmation des asservissements du D-STATCOM</i> .....	<i>107</i>
IV.2.1.1 Asservissement avec des correcteurs PI dans Park.....	108
IV.2.1.2 Asservissement avec des correcteurs résonnants.....	109
IV.2.1.3 Dispositif de génération de la MLI.....	111
<i>IV.2.2 Simulation et validation du modèle topologique du D-STATCOM</i> .....	<i>112</i>
IV.2.2.1 Réalisation des modèles topologiques.....	112
IV.2.2.2 Simulation hors temps-réel du modèle topologique du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park.....	113
<i>IV.2.3 Simulation et validation du modèle moyen du D-STATCOM</i> .....	<i>117</i>
IV.2.3.1 Modèle moyen du D-STATCOM .....	117
IV.2.3.2 Simulation hors temps-réel du modèle moyen du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park .....	118
IV.2.3.3 Simulation hors temps-réel du modèle moyen du D-STATCOM avec des correcteurs résonnants .....	122
<i>IV.2.4 Simulation et validation du modèle moyen dans Park du D-STATCOM</i> .....	<i>123</i>
IV.2.4.1 Modèle moyen dans Park du D-STATCOM.....	123
IV.2.4.2 Simulation hors temps-réel du modèle moyen dans Park du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park.....	124
<i>IV.2.5 Influence du pas de temps de simulation sur les modèles du D-STATCOM</i> .....	<i>127</i>
IV.2.5.1 Modèle moyen avec PI dans Park .....	127
IV.2.5.2 Modèle moyen avec correcteurs résonnants.....	128
IV.3 VALIDATION DU MODELE MOYEN DE D-STATCOM SUR BANC EXPERIMENTAL.....	130
IV.4 LE SYSTEME EOLIEN.....	133
<i>IV.4.1 Le modèle moyen du système éolien dans Park</i> .....	<i>133</i>
<i>IV.4.2 Simulation hors temps-réel du système éolien</i> .....	<i>135</i>
IV.4.2.1 Scénario utilisé.....	135
IV.4.2.2 Paramètres du système éolien .....	136
IV.4.2.3 Résultats des simulations .....	137
IV.5 BILAN SUR LES TEMPS DE CALCUL ESTIMES .....	141
IV.6 CONCLUSION.....	142

## **IV.1 Introduction**

Avant de réaliser des simulations temps-réel avec les modèles développés dans le chapitre III, une étape de validation a été effectuée au préalable avec des simulations hors temps-réel, les résultats sont présentés dans ce chapitre. Les modèles ont été implantés dans le logiciel Matlab / Simulink qui a été pris comme référence. Les simulations obtenues ont été ensuite comparées avec celles obtenues avec le logiciel ARENE URT utilisé dans sa version hors temps-réel. Une fois les modèles validés, ARENE URT a été utilisé pour les simulations temps-réel présentées dans le chapitre V.

Les simulations réalisées sur ARENE URT et Matlab/Simulink sont identiques, tant au niveau des modèles, des paramètres, qu'au niveau des scénarii réalisés (variations des consignes d'asservissement). Cependant, il faut bien noter que le logiciel ARENE URT utilise la méthode de discrétisation des trapèzes, alors que l'on a choisi la méthode d'Euler dans Matlab / Simulink. Ces deux méthodes diffèrent légèrement (Cf. chapitre II § II.4.1.1) ce qui peut induire des différences mineures sur les résultats de simulation.

Dans le premier paragraphe de ce chapitre sont présentés les asservissements et la modélisation du D-STATCOM. Les modèles topologiques, moyens et moyens dans Park ont été testés et validés par rapport aux simulations Matlab/Simulink. Dans la deuxième partie, une validation du modèle moyen de D-STATCOM par l'expérimental a été effectuée. La troisième partie présente les résultats obtenus pour la simulation d'un système éolien complet avec ses asservissements avec une participation aux services systèmes. Finalement, un bilan est effectué sur les temps de calculs des modèles développés, ce qui permet d'apporter une aide précieuse pour le choix du pas de temps de simulation en temps-réel et d'évaluer la taille du système pouvant être intégré dans le simulateur (Cf. Chapitre III.2.1.2).

## **IV.2 Le D-STATCOM**

Dans un souci de clarté et de compréhension, les scénarii de simulation resteront les mêmes pour tout le paragraphe concernant le D-STATCOM dans le cadre des simulations temps-réel et hors temps-réel. Le scénario réalisé consiste à faire varier les consignes de références des asservissements : la consigne de tension du bus continu et celle de la puissance réactive injectée au réseau (Cf. Chapitre III § III.3.3.4). Ainsi, la simulation présente des zones de fonctionnement en régime établi et transitoire. Le graphe séquentiel montrant le scénario réalisé est défini par la Figure IV-1.

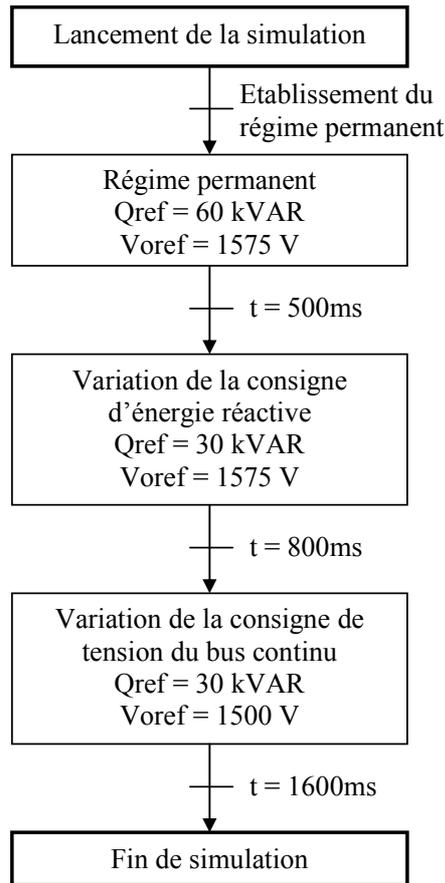


Figure IV-1: Scénario réalisé sur la simulation du D-STATCOM.

Les paramètres du D-STATCOM sont définis par le Tableau IV-1 suivant.

Paramètre	Intitulé	Valeur
Inductance de filtrage	L	0.5e-3 H
Résistance interne de l'inductance de filtrage	r	8e-3 Ω
Résistance des pertes du bus continu	R	10e3 Ω
Capacité du bus continu	C	1e-3 F
Tension efficace du réseau Ph / N	E	127 V

Tableau IV-1: Paramètres des éléments électriques du D-STATCOM.

## IV.2.1 Programmation des asservissements du D-STATCOM

Les asservissements du modèle moyen et topologique sont parfaitement identiques, ainsi le même « schéma bloc » (modèle sous forme d'équations mathématiques encapsulées dans un bloc) peut être utilisé pour les deux modèles.

Il faut toutefois noter que le contrôleur du modèle topologique intègre à la fois les asservissements et le dispositif de génération de la MLI, alors que le modèle moyen étant directement piloté par les modulantes ne possède pas ce bloc de génération de MLI.

### IV.2.1.1 Asservissement avec des correcteurs PI dans Park

Des correcteurs PI dans le repère tournant de Park ont été utilisés pour contrôler le D-STATCOM. L'asservissement présenté chapitre III figure III-28 a été programmé sous Matlab / Simulink. Cet asservissement est formé d'une boucle de contrôle de la tension du bus continu comme présenté sur la Figure IV-2 et d'une boucle de contrôle du courant injecté présenté sur la Figure IV-3.

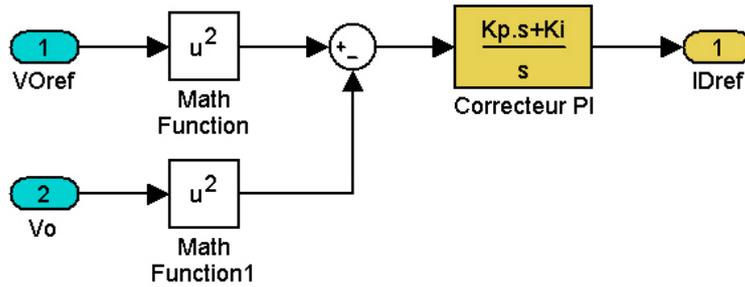


Figure IV-2: Réalisation de la boucle de tension du bus continu du D-STATCOM sur Matlab/Simulink.

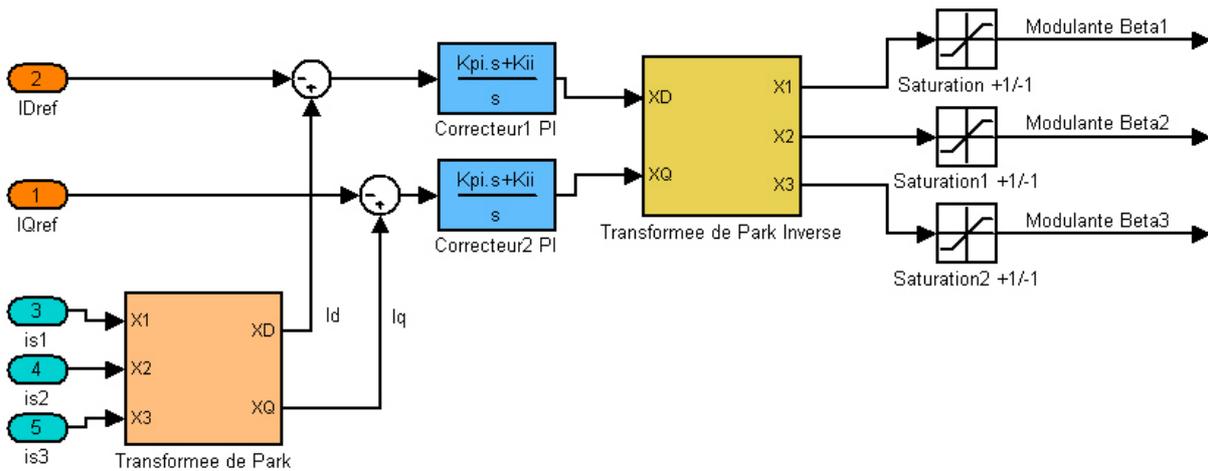


Figure IV-3: Réalisation de la boucle de courant avec des correcteurs PI dans Park du D-STATCOM sur Matlab/Simulink.

$$\text{Avec : } I_{q_{ref}} = \frac{2}{3} \frac{Q_{ref}}{E_d}$$

De même pour ARENE URT avec la boucle de tension et de courants (Figure IV-4).

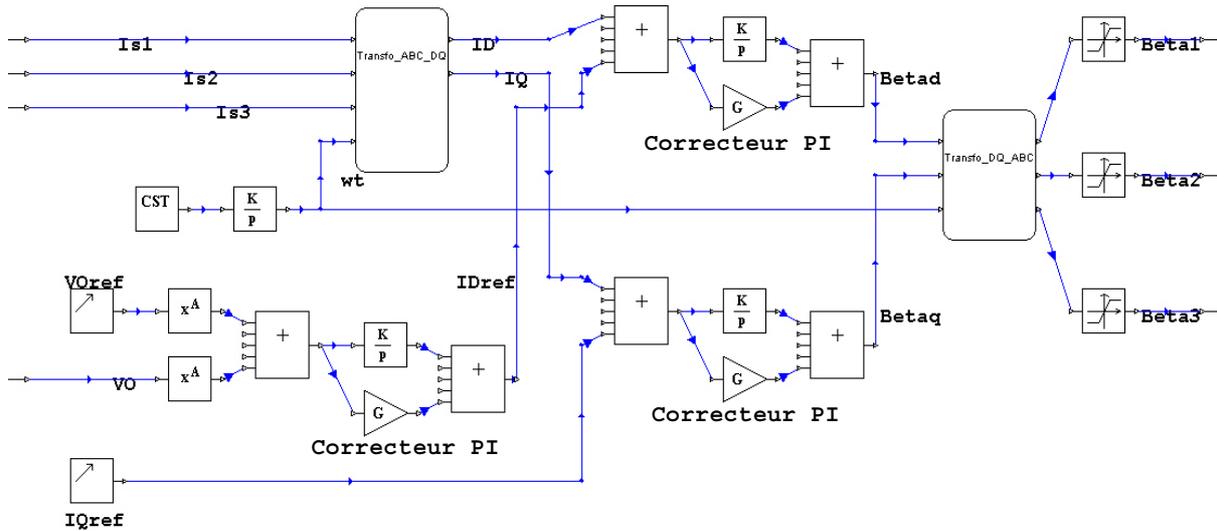


Figure IV-4: Réalisation des asservissements du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park sur ARENE URT.

Comme les fonctions de transfert de la boucle de tension et de courant de l'onduleur de tension sont du premier ordre (Cf. Chapitre III, équations III-66 et III-72), les correcteurs sont dimensionnés pour qu'en boucle fermée la fonction de transfert équivalente de l'asservissement corresponde à un système équivalent du deuxième ordre. Ainsi, le temps de montée et le facteur d'amortissement du système équivalent peuvent être définis par l'utilisateur. Les deux paramètres des correcteurs PI que sont le terme proportionnel  $K_p$  et le terme intégral  $K_i$  sont alors calculés d'après la méthode présentée en annexe B.

Les paramètres du correcteur avec PI dans Park sont présentés sur le Tableau IV-2.

Paramètre	Intitulé	Valeur
Temps de montée de la boucle de tension	$t_m$	100ms
Facteur d'amortissement de la boucle de tension	$z_v$	0.7
Gain proportionnel de la boucle de tension	$K_p$	$8.51e-5$
Gain intégral de la boucle de tension	$K_i$	$2e-3$
Temps de montée de la boucle de courant	$t_{mi}$	1ms
Facteur d'amortissement de la boucle de courant	$z_i$	0.7
Gain proportionnel de la boucle de courant	$K_{pi}$	$2.91e-3$
Gain intégral de la boucle de courant	$K_{ii}$	6.87

Tableau IV-2: Paramètres du contrôleur avec correcteurs dans Park.

#### IV.2.1.2 Asservissement avec des correcteurs résonnants

La boucle d'asservissement de la tension du bus continu reste la même que celle présentée sur la Figure IV-2. Seule change la boucle de courant présentée par la Figure IV-5 pour le logiciel Matlab/Simulink et sur la Figure IV-6 pour le logiciel ARENE URT.

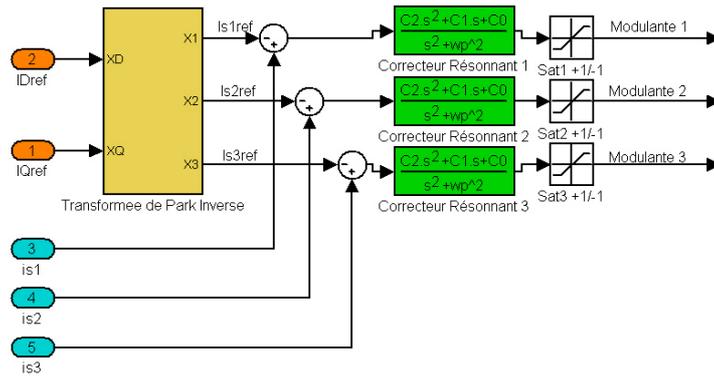


Figure IV-5: Réalisation de la boucle de courant du D-STATCOM avec des correcteurs résonnants (Matlab/Simulink).

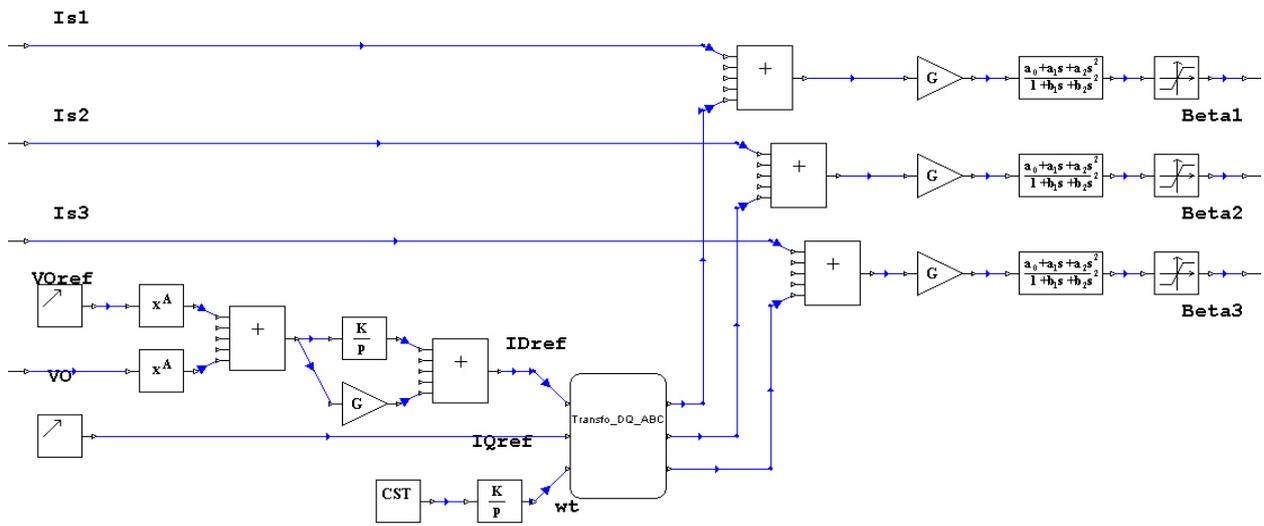


Figure IV-6: Réalisation des asservissements du D-STATCOM avec des correcteurs résonnants (ARENE URT).

Le correcteur PI de la boucle de tension est calculé de la même manière que dans le paragraphe précédent. Les correcteurs résonnants de la boucle de courant sont quant à eux dimensionnés suivant une méthode du polynôme de Naslin présentée par [WAL 01] (annexe B). Les paramètres dimensionnants des correcteurs résonnants sont alors : la pulsation de résonance et le facteur d'amortissement (Tableau IV-3).

Paramètre	Intitulé	Valeur
Temps de montée de la boucle de tension	tm	100ms
Facteur d'amortissement de la boucle de tension	zv	0.7
Gain proportionnel de la boucle de tension	Kp	8.51e-5
Gain intégral de la boucle de tension	Ki	2e-3
Facteur d'amortissement	alpha	2
Pulsation de résonance	wp	100*pi
1 <sup>er</sup> Coefficient du numérateur du correcteur	C0	53.08
2 <sup>nd</sup> Coefficient du numérateur du correcteur	C1	0.1832
3 <sup>eme</sup> Coefficient du numérateur du correcteur	C2	5.586e-4

Tableau IV-3: Paramètres du contrôleur avec correcteurs résonnants.

### IV.2.1.3 Dispositif de génération de la MLI

Plusieurs types de MLI peuvent être générés à partir des modulantes : par exemple, la MLI vectorielle, la MLI intégrant des harmoniques de rang 3, les MLI Delta-Sigma à hystérésis... Dans l'application retenue, le dispositif de génération de la MLI a été réalisé pour générer une MLI intersective avec une porteuse triangulaire symétrique sans harmoniques de rang 3.

Le dispositif de génération de la MLI avec Matlab/Simulink est présenté sur la Figure IV-7 et avec ARENE URT sur la Figure IV-8. Sa programmation est très simple.

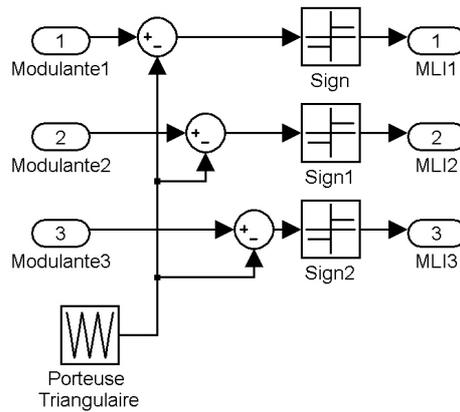


Figure IV-7: Réalisation de la génération de la MLI avec Matlab/Simulink.

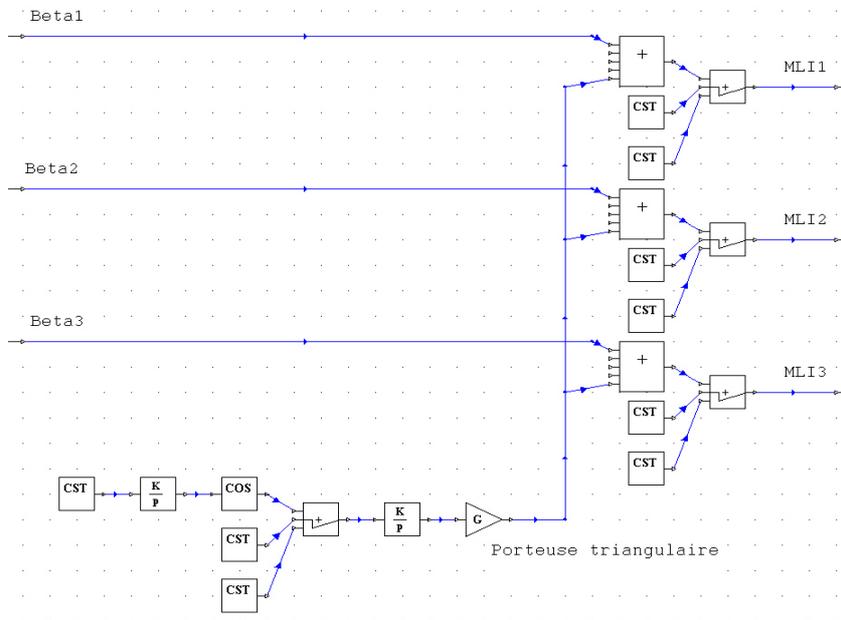


Figure IV-8: Réalisation de la génération de la MLI avec ARENE URT.

La programmation de la même fonction sur ARENE URT est plus complexe, car les blocs fonctionnels de la bibliothèque de Matlab/Simulink ne correspondent pas toujours à

ceux de la bibliothèque d'ARENE URT. On peut remarquer que sur ARENE URT, le bloc de génération du signal triangulaire n'est pas disponible dans la bibliothèque, et a donc dû être réalisé avec des blocs plus simples pour obtenir un fonctionnement équivalent. Les entrées du bloc de génération de la MLI sont les modulantes (Beta) et les sorties sont les signaux MLI. Le paramètre du dispositif de génération de la MLI est la fréquence de la porteuse correspondant à la fréquence de découpage  $f_{MLI}$ .

## IV.2.2 Simulation et validation du modèle topologique du D-STATCOM

Afin de valider le modèle topologique de D-STATCOM réalisé avec ARENE URT, les résultats de simulation ont été comparés avec un modèle topologique de D-STATCOM obtenus avec Matlab / Simulink. De plus, deux types d'asservissements : avec correcteurs PI dans Park et résonnants ont été simulés.

### IV.2.2.1 Réalisation des modèles topologiques

Le modèle topologique de D-STATCOM réalisé est celui présenté dans le chapitre III (équations III-52 et III-53). Les équations du modèle de VSC (équations III-24 et III-26) ont été programmées dans Matlab / Simulink, et ont permis de réaliser le modèle présenté sur la Figure IV-9. On retrouve les mêmes entrées / sorties du modèle que sur la figure III-12.

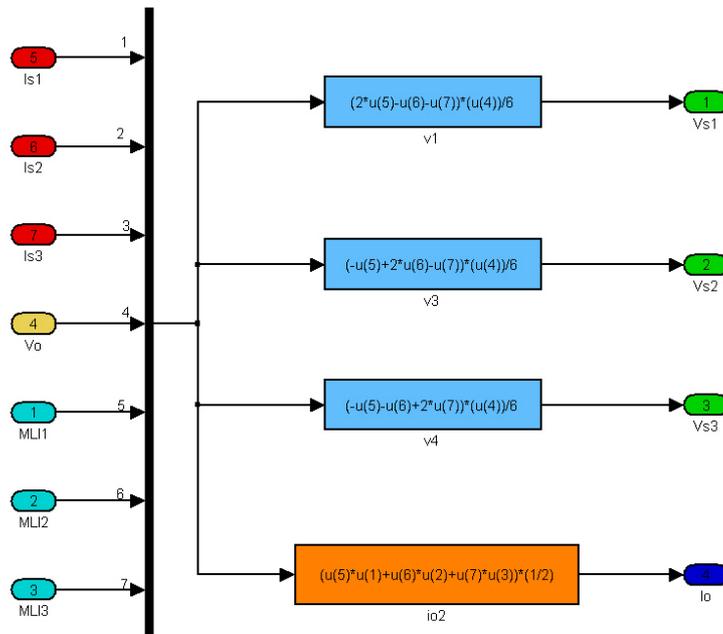


Figure IV-9: Réalisation du modèle de l'onduleur de tension avec Matlab/Simulink.

Ces mêmes équations ont été programmées dans ARENE URT (Figure IV-10).

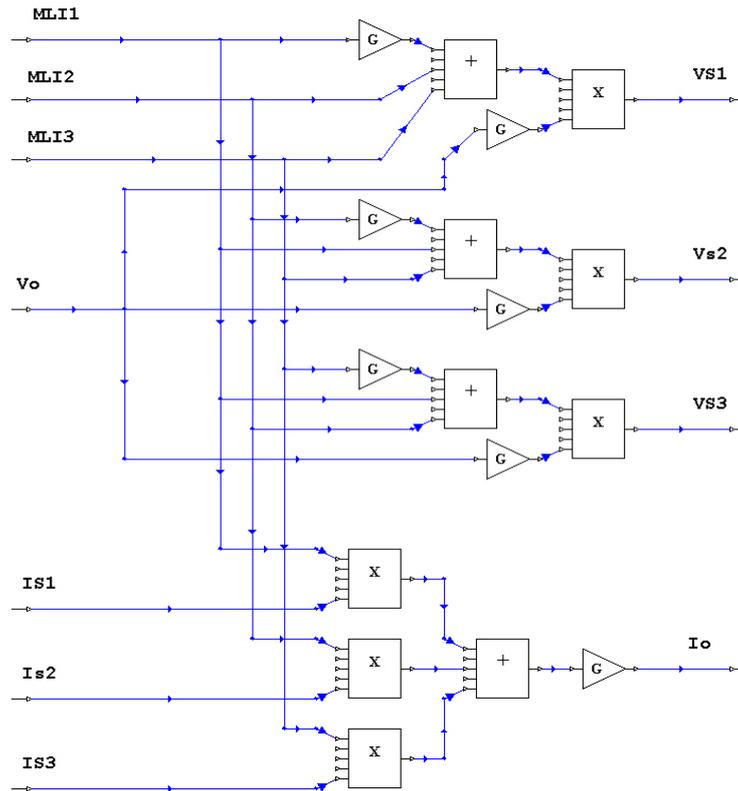


Figure IV-10: Réalisation du modèle de l'onduleur de tension avec ARENE URT.

On peut remarquer des différences dans la programmation des deux modèles. Matlab / Simulink permet la programmation sous forme de schémas blocs tout comme ARENE URT. Par contre il est impossible de programmer les équations du modèle sur ARENE URT sous forme littérale (équations) comme sur Matlab / Simulink.

#### IV.2.2.2 Simulation hors temps-réel du modèle topologique du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park.

##### IV.2.2.2.1 Estimation du temps de calcul du modèle topologique du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park

L'estimation du temps de calcul d'un modèle peut être obtenu grâce au logiciel ARENE URT. Le pas de temps de simulation peut ainsi être défini de telle sorte que la contrainte temps-réel soit respectée et que la précision des résultats soit convenable (Chapitre III § III.2.1.2).

Il est important de noter que l'estimation du pas de temps de calcul est réalisée à partir d'un simulateur donné, dont la puissance de calcul propre peut très largement influencer sur le temps de calcul du modèle. Ainsi, si le simulateur a une puissance de calcul plus importante, le temps de calcul du modèle sera réduit. Pour les applications réalisées, le logiciel ARENE URT fonctionne sous une plateforme UNIX, installée sur un ordinateur parallèle J-5600

Hewlett Packard à bi-processeur exploitant le parallélisme, dont la fréquence d'horloge est de 552 MHz.

Le temps de calcul estimé du modèle topologique est égal à  $24\mu\text{s}$ . Ce temps comprend un réseau électrique très simplifié auquel le D-STATCOM est connecté, le contrôle-commande de ce dispositif ainsi que la génération de la MLI (Figure IV-11). Ce temps ne comprend pas le temps d'acquisition des cartes de conversion Analogiques / Numériques d'ARENE URT, dont il faut tenir compte pour choisir le pas de temps de simulation temps-réel.

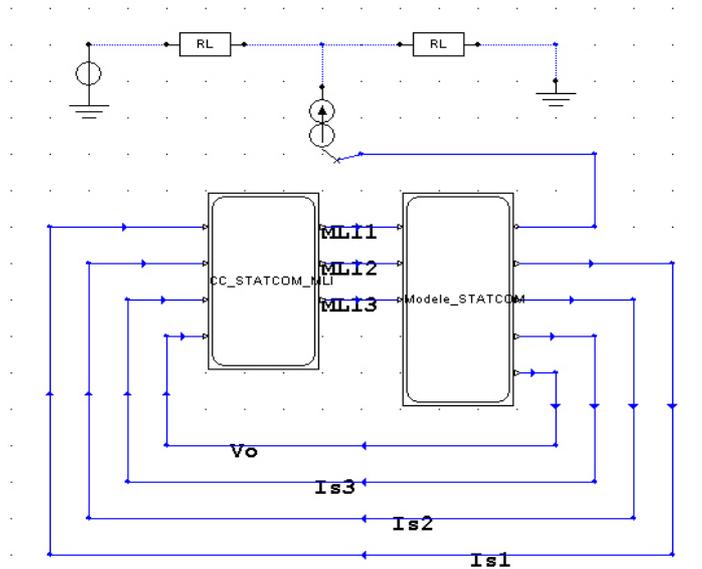


Figure IV-11: Modèle topologique du D-STATCOM connecté au réseau avec son contrôleur MLI.

#### IV.2.2.2.2 Choix du pas de temps de simulation

La précision de simulation est le critère de choix du pas de temps de simulation pour la simulation hors temps-réel. Pour définir la précision des modèles, une simulation a été définie comme référence. Cette simulation consiste en la simulation avec un pas variable d'un modèle topologique grâce à Matlab / Simulink.

La simulation à pas variable permet une meilleure précision si le pas de temps maximal de simulation est correctement choisi. Le pas de temps s'adapte alors à la dynamique des grandeurs simulées (Cf. Chapitre II § II.2). Les écarts entre les modèles simulés à pas fixe et à pas variable sont alors dus principalement aux imprécisions des détections de commutation.

La Figure IV-12 montre la génération d'une MLI avec une fréquence de découpage de 10kHz, simulée à pas variable avec un pas maximal de  $10\mu\text{s}$ . Les pas de temps sont représentés par des marqueurs ronds sur la porteuse. Il est bien visible que les instants où la MLI change de signe (commutation marquée d'un cercle en trait mixte) correspondent très bien aux instants où la modulante égale la porteuse.

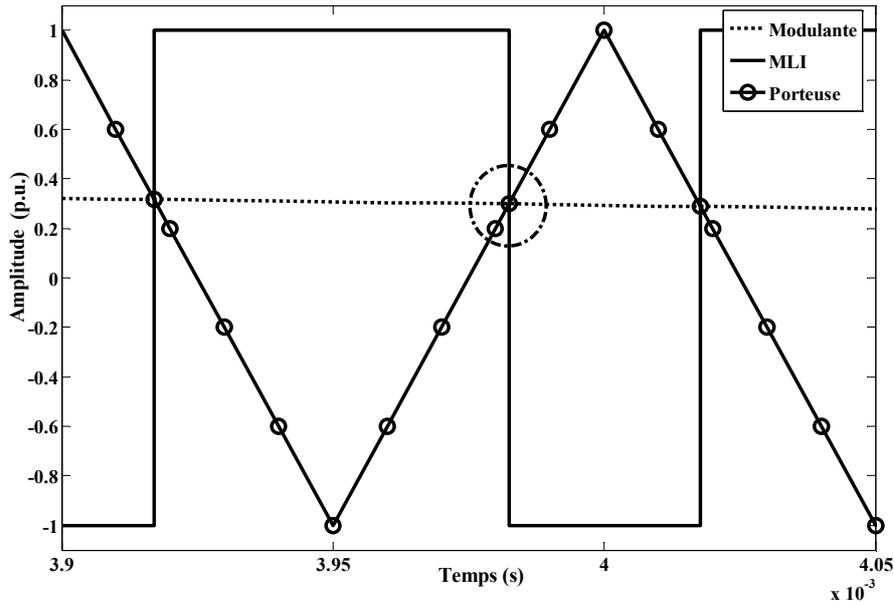


Figure IV-12: Génération de la MLI avec une simulation à pas variable.

La Figure IV-13 montre la génération d'une MLI avec une fréquence de découpage de 10kHz, simulée à pas fixe de 10 $\mu$ s. Les pas de temps sont équi-répartis, et ne permettent pas de bien détailler les instants où la MLI change de signe (cercle en trait mixte). Ces imprécisions sont sources d'erreurs et d'harmoniques supplémentaires dans la simulation car les fronts ne sont plus aussi raides qu'avec le pas variable. Il est donc nécessaire de bien déterminer le pas de temps fixe de simulation, afin d'obtenir une précision correcte par rapport au modèle de référence. Si la précision n'est pas suffisante il faut alors diminuer le pas de temps et dans la mesure du possible dans le respect de la contrainte temps-réel (Cf. Chapitre III § III.2.1.2).

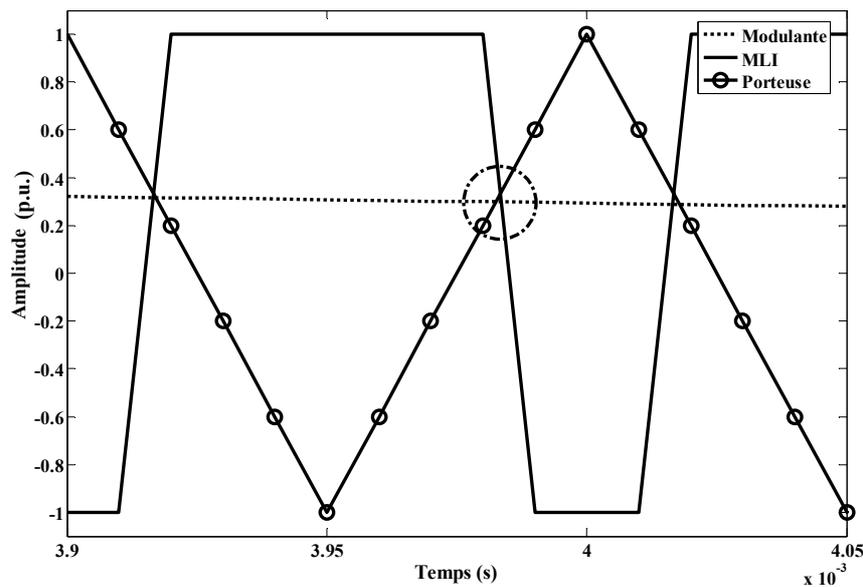


Figure IV-13: Génération de la MLI avec une simulation à pas fixe.

Il faut toutefois noter que le pas de temps fixe minimal pouvant être défini sur ARENE URT est de  $1\mu\text{s}$  et qu'il n'est pas possible de choisir des pas de temps qui ne sont pas entiers.

#### IV.2.2.2.3 Résultats de simulations et comparaison entre Matlab / Simulink et ARENE URT avec correcteurs PI dans Park

La fréquence de découpage choisie est de 10kHz. Dans cette application, le pas de temps choisi pour simuler les modèles topologiques est de  $1\mu\text{s}$  (pas de temps minimal sur ARENE URT). Un pas de temps de  $2\mu\text{s}$  a donné trop d'imprécision sur le modèle simulé sous ARENE URT. Les résultats de simulation sont présentés sur les Figure IV-14 et Figure IV-15.

La durée de simulation a été limitée pour les essais des modèles topologiques à 800ms pour des contraintes de taille de fichiers de résultats et de temps physique de simulation.

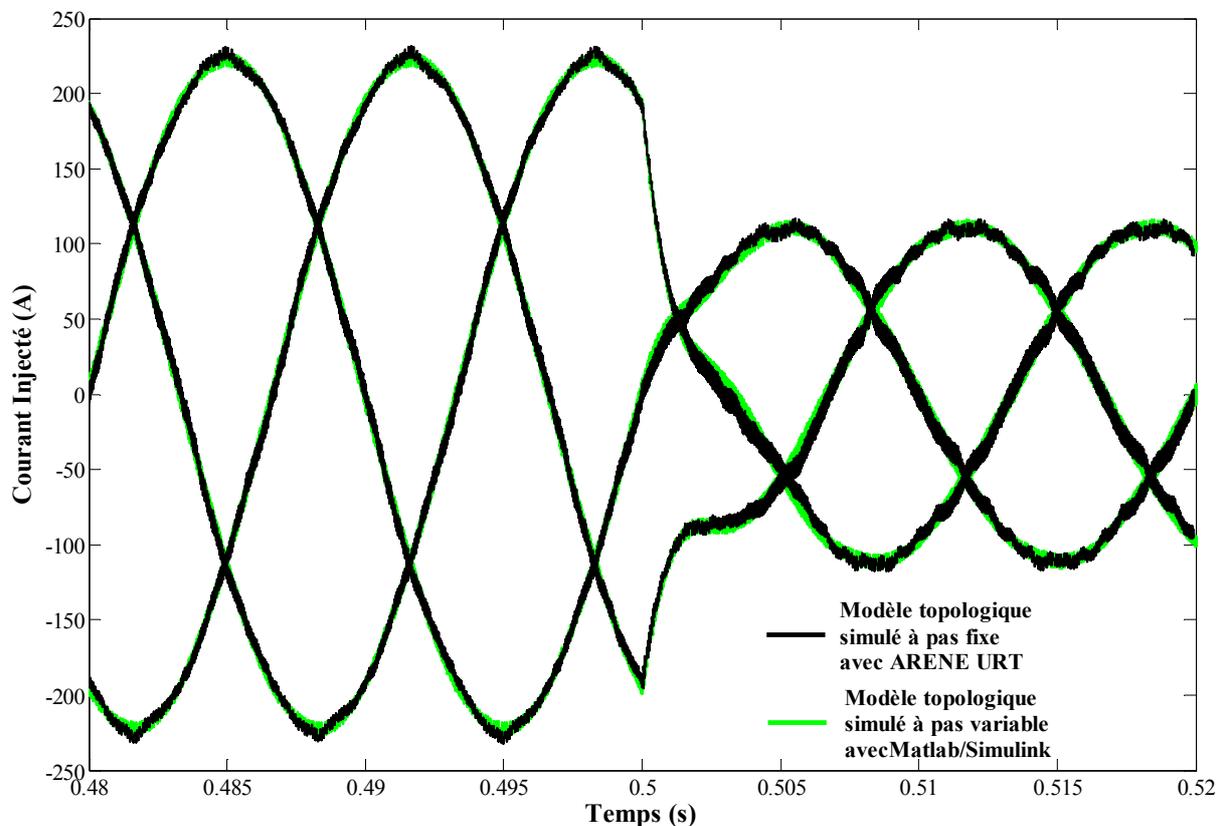


Figure IV-14: Courants injectés au réseau par les modèles topologiques avec Matlab/Simulink et ARENE URT.

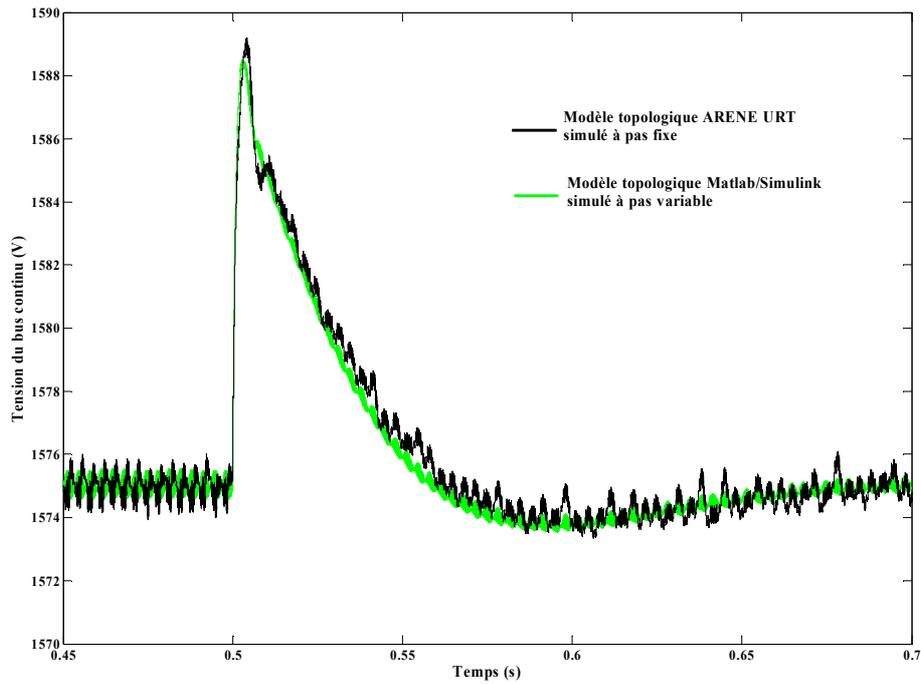


Figure IV-15: Tension du bus continu des modèles topologiques avec Matlab/Simulink et ARENE URT.

On observe clairement la variation de consigne d'énergie réactive sur les courants injectés au réseau par le D-STATCOM à 500ms. Cette variation de consigne provoque une variation de la tension du bus continu (Figure IV-15). En effet, comme présenté sur la Figure III-25 du chapitre III, le courant injecté est vu comme une perturbation sur la boucle d'asservissement de la tension du bus continu. Ainsi si le courant injecté au réseau diminue fortement, la tension du bus continu aura tendance à augmenter et réciproquement.

Les modèles topologiques simulés avec Matlab / Simulink et ARENE URT ont les mêmes caractéristiques. En régime permanent et transitoire, pratiquement aucun écart n'est visible. Toutefois, de petits écarts sont présents en permanence sous forme d'un bruit à caractère aléatoire : reflétant du problème de détection des commutations à pas fixe et de la différence entre les algorithmes utilisés pour la numérisation des éléments électriques. La méthode des trapèzes utilisée sur ARENE URT est plus instable et peut provoquer des oscillations numériques, alors que la méthode d'Euler sur Matlab/Simulink est théoriquement moins précise mais supprime les oscillations numériques (Cf. Chapitre II § II.4.1.2).

## IV.2.3 Simulation et validation du modèle moyen du D-STATCOM

### IV.2.3.1 Modèle moyen du D-STATCOM

Comme mentionné dans le chapitre III § III.4.1, les équations du modèle topologique du D-STATCOM sont identiques à celles utilisées pour le modèle moyen. La seule différence est

introduite par la commande du modèle. Pour le modèle topologique, les entrées de commandes sont les signaux MLI (Figure IV-16) alors que pour le modèle moyen, ce sont les modulant. Les asservissements sont identiques à ceux utilisés pour le modèle topologique.

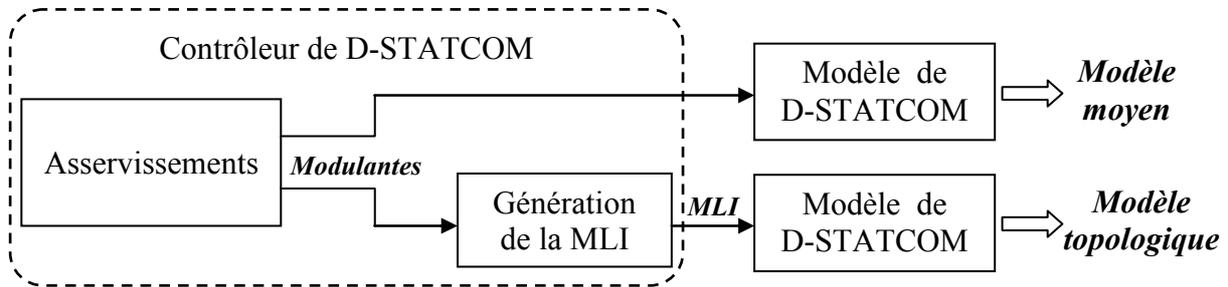


Figure IV-16: Commande des modèles topologiques et moyen.

### IV.2.3.2 Simulation hors temps-réel du modèle moyen du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park

Après avoir programmé le modèle de D-STATCOM, une estimation du temps de calcul a été réalisée avec ARENE URT. Le temps de calcul estimé du modèle moyen de D-STATCOM avec ses correcteurs PI dans Park est égal à  $22\mu\text{s}$ .

#### IV.2.3.2.1 Résultats de simulations et comparaison entre le modèle topologique Matlab / Simulink et moyen Matlab / Simulink avec correcteurs PI dans Park

Les résultats de simulation sont présentés sur les Figure IV-17 et Figure IV-18 avec le modèle topologique de référence simulé à pas variable maximal de  $10\mu\text{s}$  et un modèle moyen simulé à pas fixe de  $10\mu\text{s}$  grâce au logiciel Matlab / Simulink.

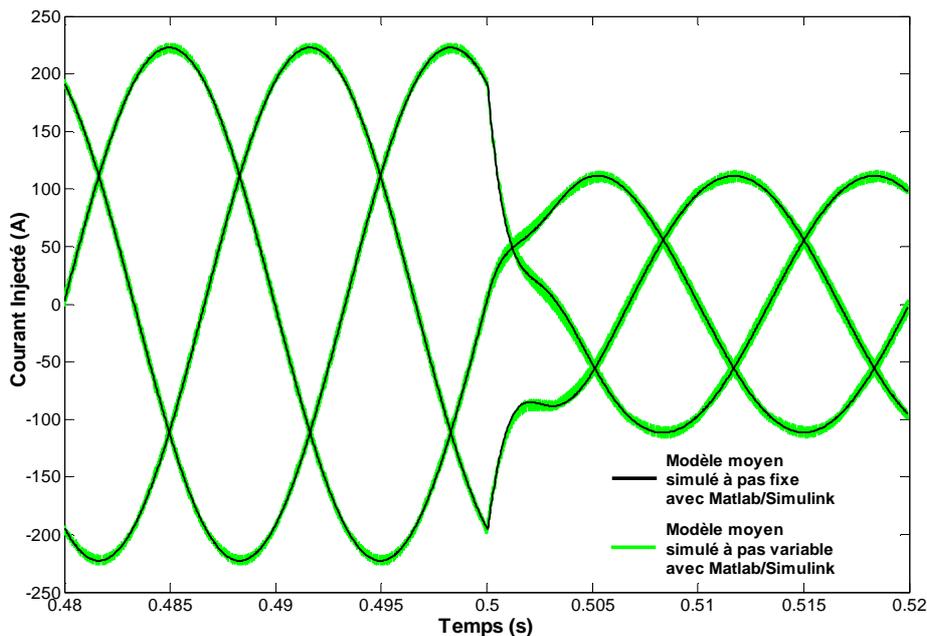


Figure IV-17: Courants injectés au réseau par le modèle topologique et moyen avec Matlab/Simulink.

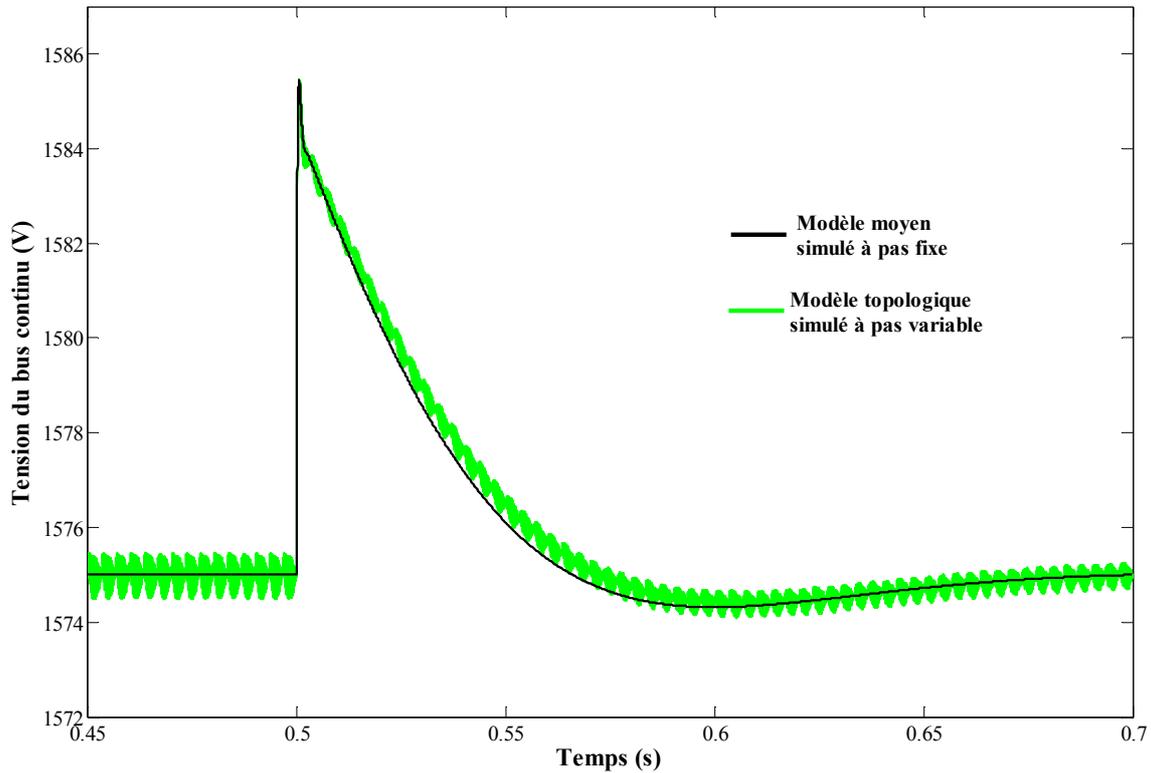


Figure IV-18: Tension du bus continu du modèle topologique et moyen avec Matlab/Simulink.

Il est bien visible que les harmoniques dues aux commutations ne sont pas représentées par le modèle moyen. Le modèle moyen simulé avec Matlab / Simulink est très proche du modèle de référence. En régime permanent, pratiquement aucun écart n'est visible. En régime transitoire, un faible écart est présent sur la tension du bus continu. Ces disparités sont à la fois dues aux différences entre les méthodes de discrétisation ainsi qu'aux méthodes de simulations : pas fixe ou variable. De plus, des harmoniques de découpage se rebouclent par les asservissements, mais comme la fréquence de découpage de cet essai est assez importante, les harmoniques présents sur les courants sont relativement bien atténués par les correcteurs utilisés. Dans les réalisations pratiques, des filtres passe-bas sont ajoutés sur les mesures pour filtrer le bruit et les harmoniques dus à la fréquence de découpage.

#### IV.2.3.2.2 Résultats de simulations et comparaison entre Matlab / Simulink et ARENE URT avec correcteurs PI dans Park

Les résultats de simulation sont présentés sur les Figure IV-19 et Figure IV-20 avec le modèle topologique de référence simulé à pas variable maximal de  $10\mu\text{s}$  avec Matlab / Simulink et un modèle moyen simulé à pas fixe de  $30\mu\text{s}$  grâce au logiciel ARENE URT.

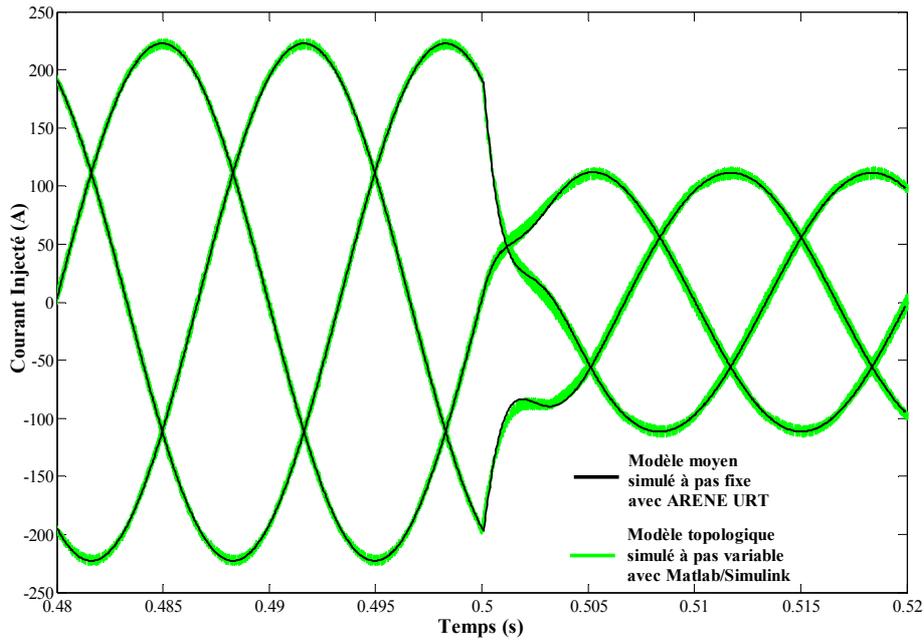


Figure IV-19: Courants injectés au réseau par le modèle topologique avec Matlab/Simulink et moyen avec ARENE URT.

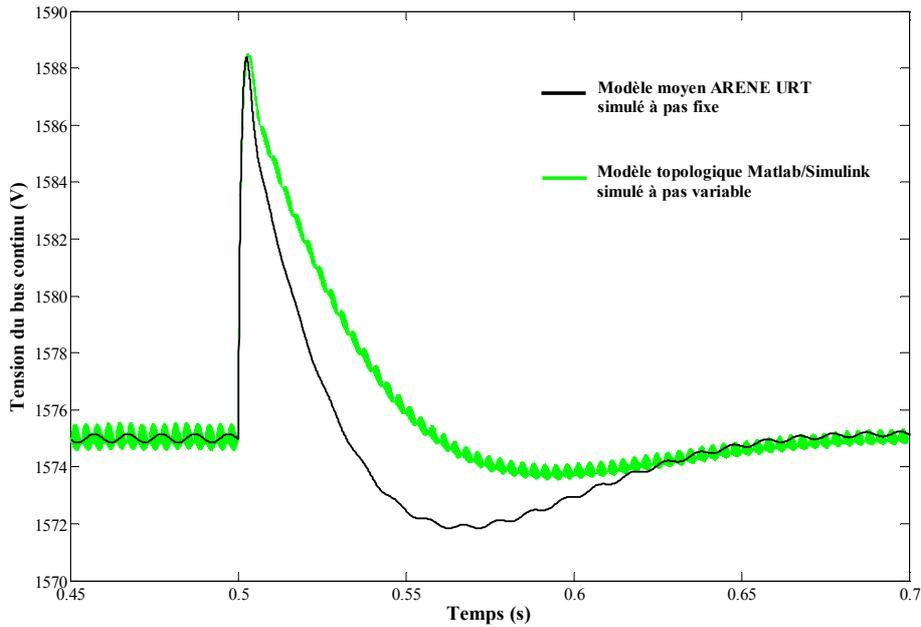


Figure IV-20: Tension du bus continu du modèle topologique avec Matlab/Simulink et moyen avec ARENE URT.

Il est bien visible que le modèle moyen simulé avec ARENE URT donne de très bons résultats concernant les courants injectés au réseau. Un écart en régime transitoire, relativement faible, compte tenu du niveau de tension, est cependant visible sur la Figure IV-20. Certes, des écarts de discrétisation sont présents. Mais dans ce cas, le pas de temps fixe de simulation de  $30\mu\text{s}$  est en cause car la réduction du pas de temps a conduit à la réduction de cet écart.

Les Figure IV-21 et Figure IV-22 montrent les résultats de simulations entre le modèle moyen simulé sur Matlab / Simulink et sur ARENE URT effectuées à pas fixe de  $30\mu\text{s}$ . Compte tenu du pas de temps utilisé, les études peuvent être réalisées jusqu'à 1600ms. Le temps effectif de simulation est alors acceptable ainsi que la taille des fichiers de résultats. Ainsi, la variation de référence de tension du bus continu est simulée à 800ms suivant le scénario défini Figure IV-1.

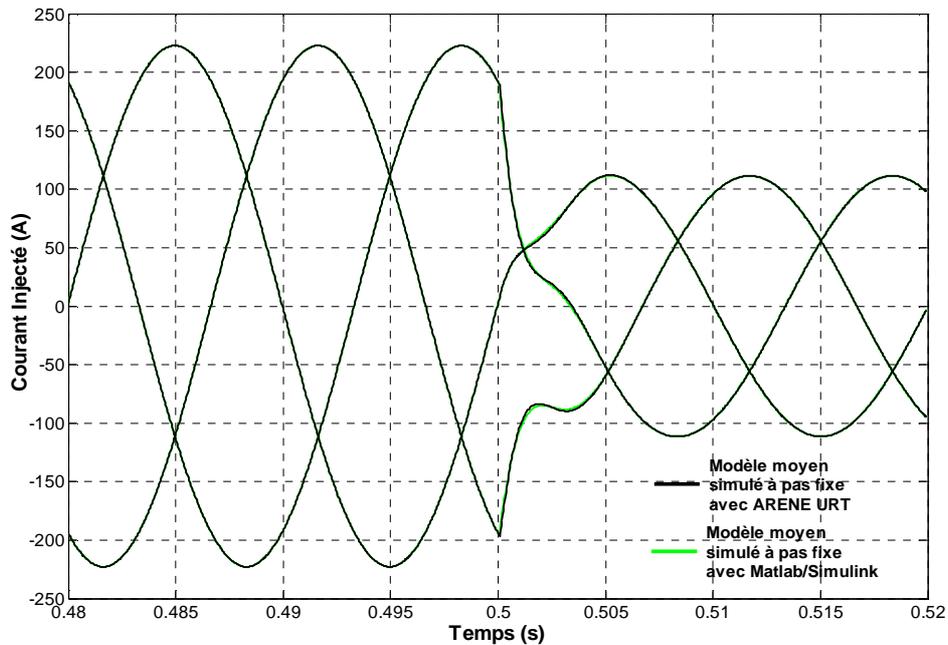


Figure IV-21: Courants injectés au réseau par le modèle moyen avec Matlab/Simulink et moyen avec ARENE URT.

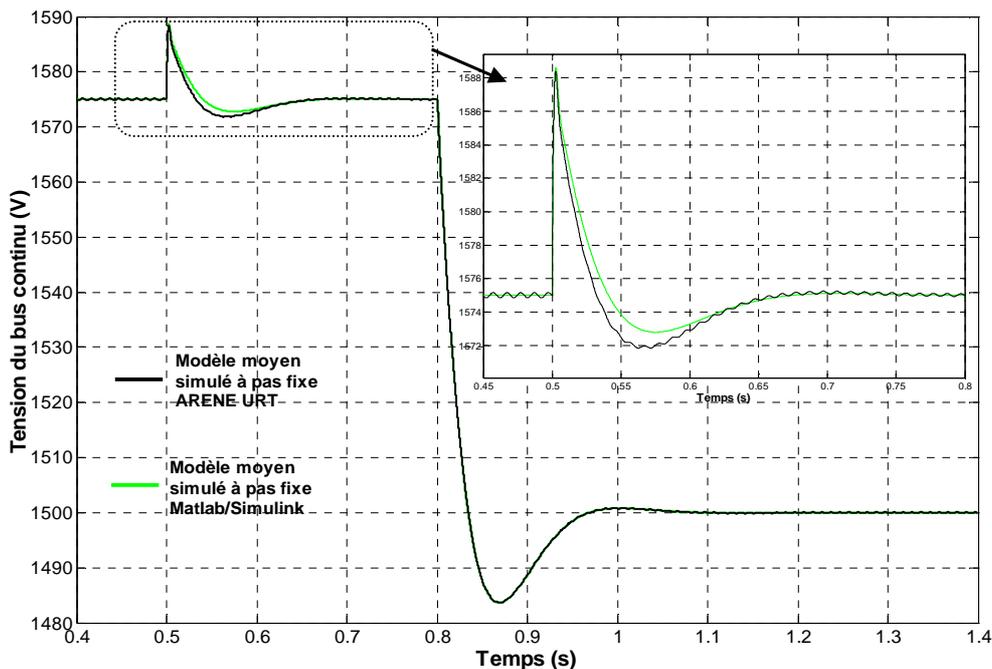


Figure IV-22: Tension du bus continu du modèle moyen avec Matlab/Simulink et moyen avec ARENE URT.

Les résultats obtenus à pas fixe sur ARENE URT et Matlab / Simulink sont très proches, comme le montre un zoom à l'instant de la variation d'énergie réactive.

### IV.2.3.3 Simulation hors temps-réel du modèle moyen du D-STATCOM avec des correcteurs résonnants

Le pas de temps estimé est de  $19\mu\text{s}$  pour la simulation du D-STATCOM avec des correcteurs résonnants. Par comparaison avec le système avec des correcteurs PI dans Park, un gain en temps de calcul de  $3\mu\text{s}$  est réalisé (gain d'une transformée de Park).

#### IV.2.3.3.1 Résultats de simulations et comparaison entre Matlab / Simulink et ARENE URT avec correcteurs PI dans Park

Les Figure IV-23 et Figure IV-24 montrent les résultats de simulations entre le modèle moyen simulé sur Matlab / Simulink et sur ARENE URT effectuées à pas fixe de  $30\mu\text{s}$ .

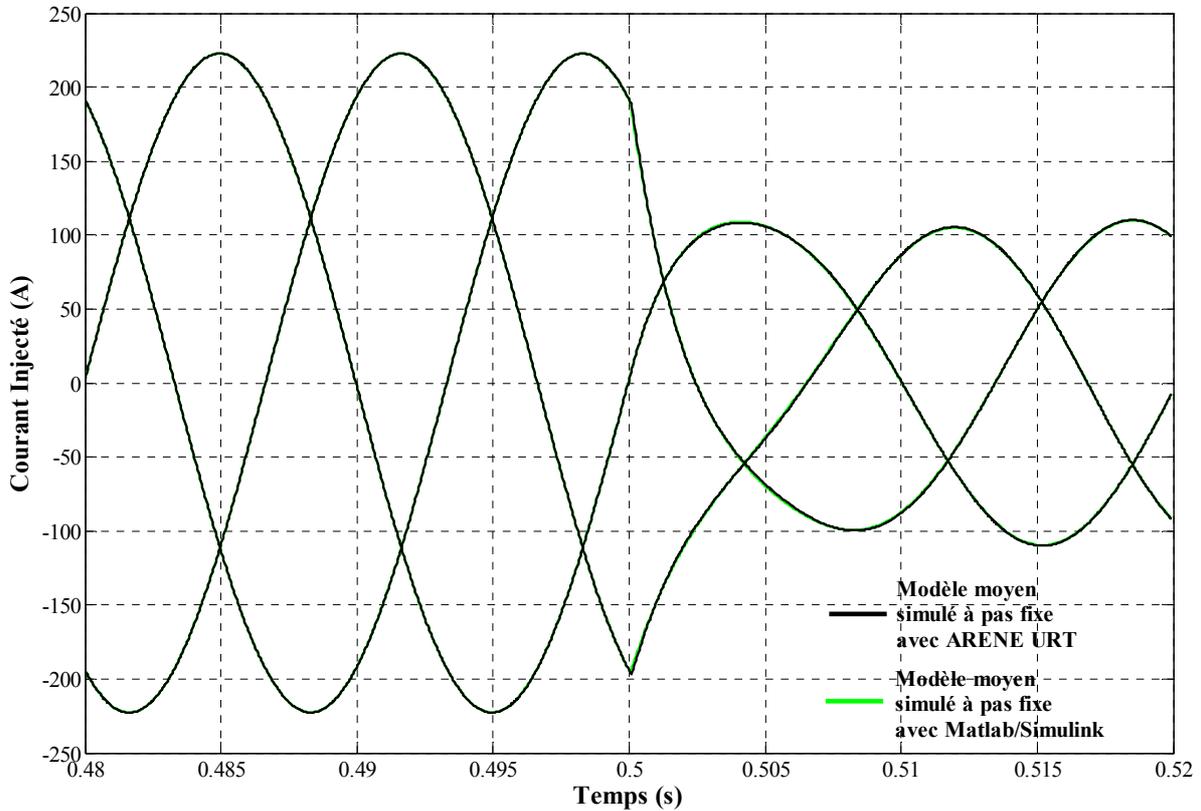


Figure IV-23: Courants injectés au réseau par le modèle moyen avec Matlab/Simulink et moyen avec ARENE URT asservis par des correcteurs résonnants.

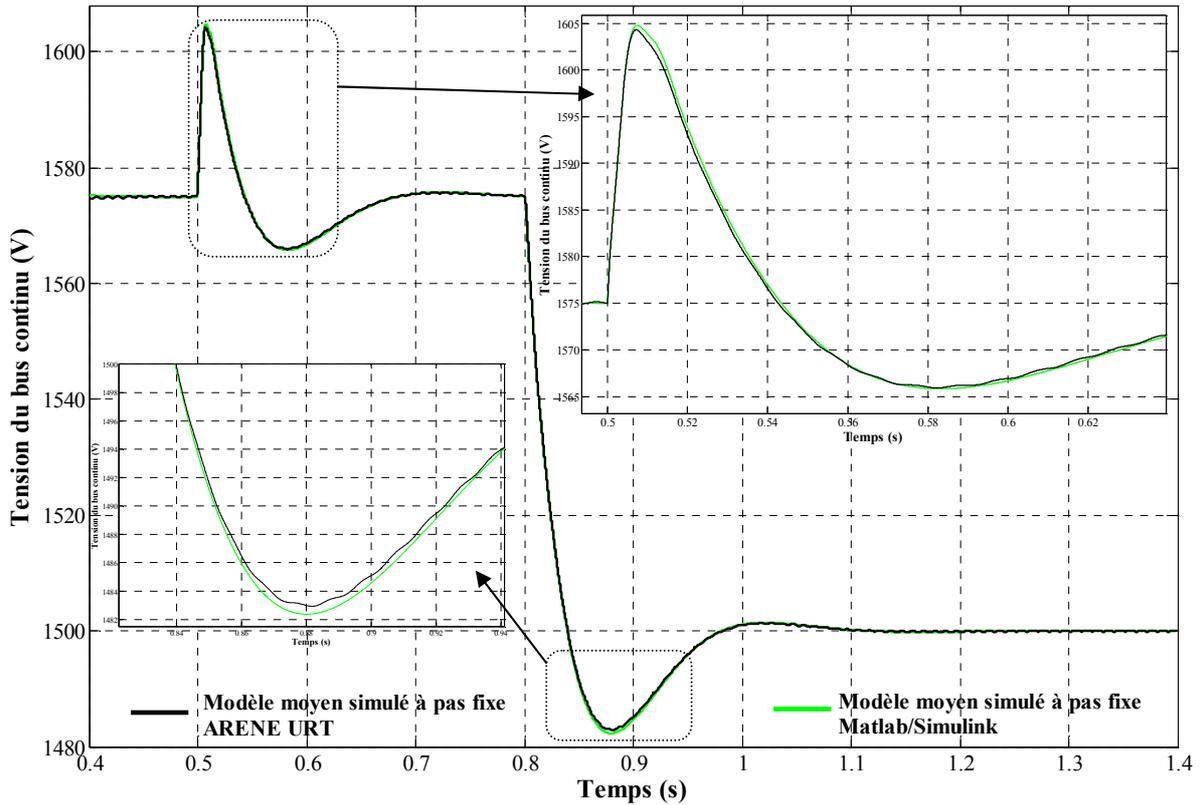


Figure IV-24: Tension du bus continu du modèle moyen avec Matlab/Simulink et moyen avec ARENE URT asservis par des correcteurs résonnants.

Le contrôleur utilisant des correcteurs résonnants donne des résultats tout à fait satisfaisants. Comparé au contrôleur utilisant des correcteurs dans Park, les asservissements réalisés par les correcteurs résonnants sont plus lents pour la boucle de courant ainsi que pour la tension du bus continu. Les dépassements lors de régimes transitoires sont aussi plus importants. Les résultats montrent que les simulations Matlab / Simulink sont pratiquement confondues en régime permanent et transitoire, même en prenant un fort grossissement sur les courbes.

## IV.2.4 Simulation et validation du modèle moyen dans Park du D-STATCOM

### IV.2.4.1 Modèle moyen dans Park du D-STATCOM

Le modèle moyen de l'onduleur de tension dans Park réalisé est celui présenté dans le chapitre III § III-18 (équations III-50 et III-51). Les équations du modèle dans Park ont été programmées dans Matlab / Simulink, et ont permis de réaliser le modèle présenté sur la Figure IV-25. On retrouve les mêmes entrées / sorties du modèle que sur la figure III-18.

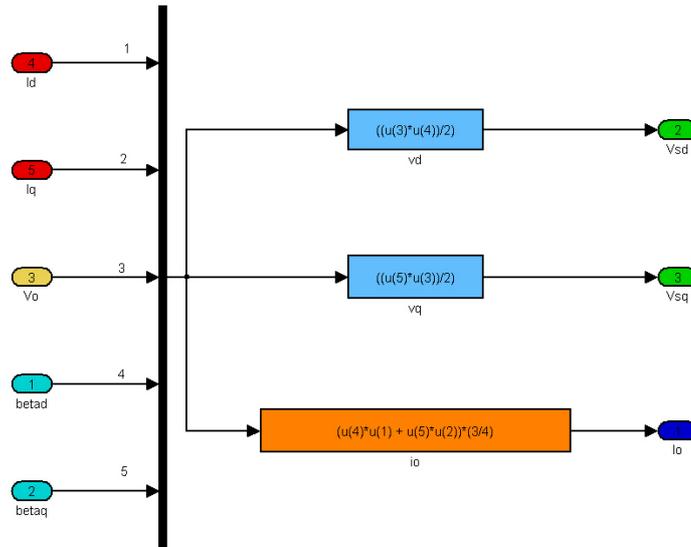


Figure IV-25: Réalisation du modèle de l'onduleur de tension dans Park avec Matlab/Simulink.

Le schéma obtenu avec ARENE URT est alors celui présenté sur la Figure IV-26.

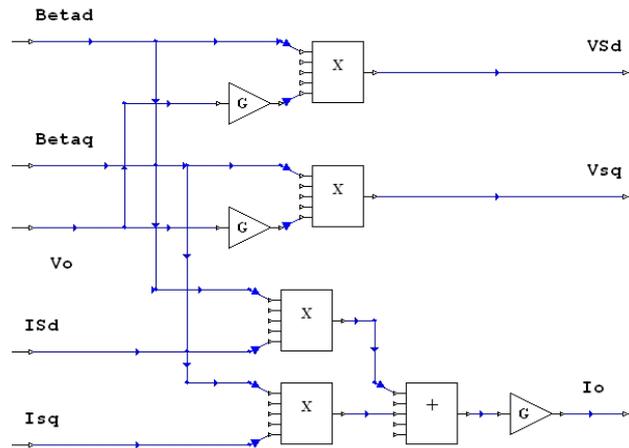


Figure IV-26: Réalisation du modèle de l'onduleur de tension dans Park avec ARENE URT.

#### IV.2.4.2 Simulation hors temps-réel du modèle moyen dans Park du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park

Le pas de calcul estimé pour le D-STATCOM moyen dans Park est de  $17\mu s$ . Le modèle estimé comprend un réseau triphasé, une transformée de Park inverse permettant de faire le lien entre le réseau triphasé et le modèle dans Park.

Le contrôleur du D-STATCOM est intégralement réalisé dans Park, ainsi il n'est pas utile d'utiliser une transformée de Park inverse pour générer des modulantes triphasées et une transformée de Park pour convertir les courants triphasés mesurés en composantes d et q. Par ailleurs, les correcteurs PI ont les mêmes paramètres que ceux utilisés dans le cas triphasé du D-STATCOM (Cf. § IV 2.1.1.1). Le schéma du système est présenté sur la Figure IV-27.

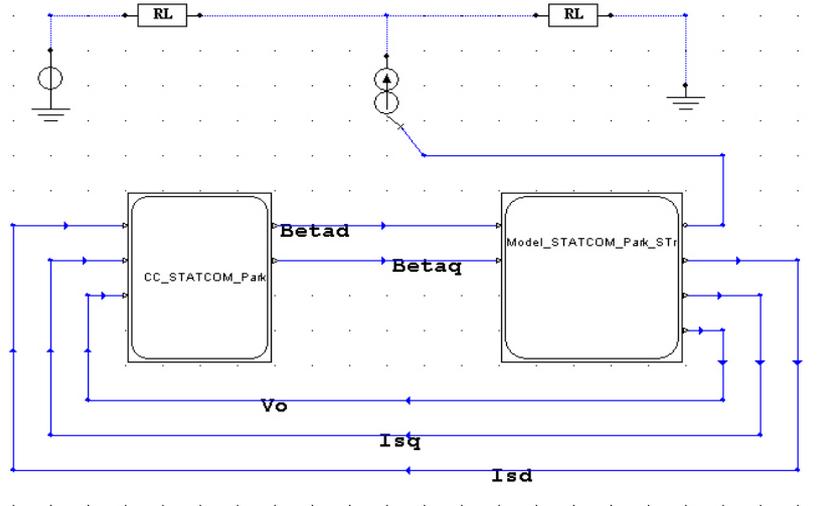


Figure IV-27: Modèle moyen dans Park du D-STATCOM connecté au réseau avec son contrôleur dans Park.

#### IV.2.4.2.1 Résultats de simulations et comparaison entre Matlab / Simulink et ARENE URT avec correcteurs PI dans Park

Les Figure IV-28, Figure IV-29 et Figure IV-30 montrent les résultats de simulations entre le modèle moyen dans Park du D-STATCOM simulé sur Matlab / Simulink et sur ARENE URT effectuées à pas fixe de 30µs.

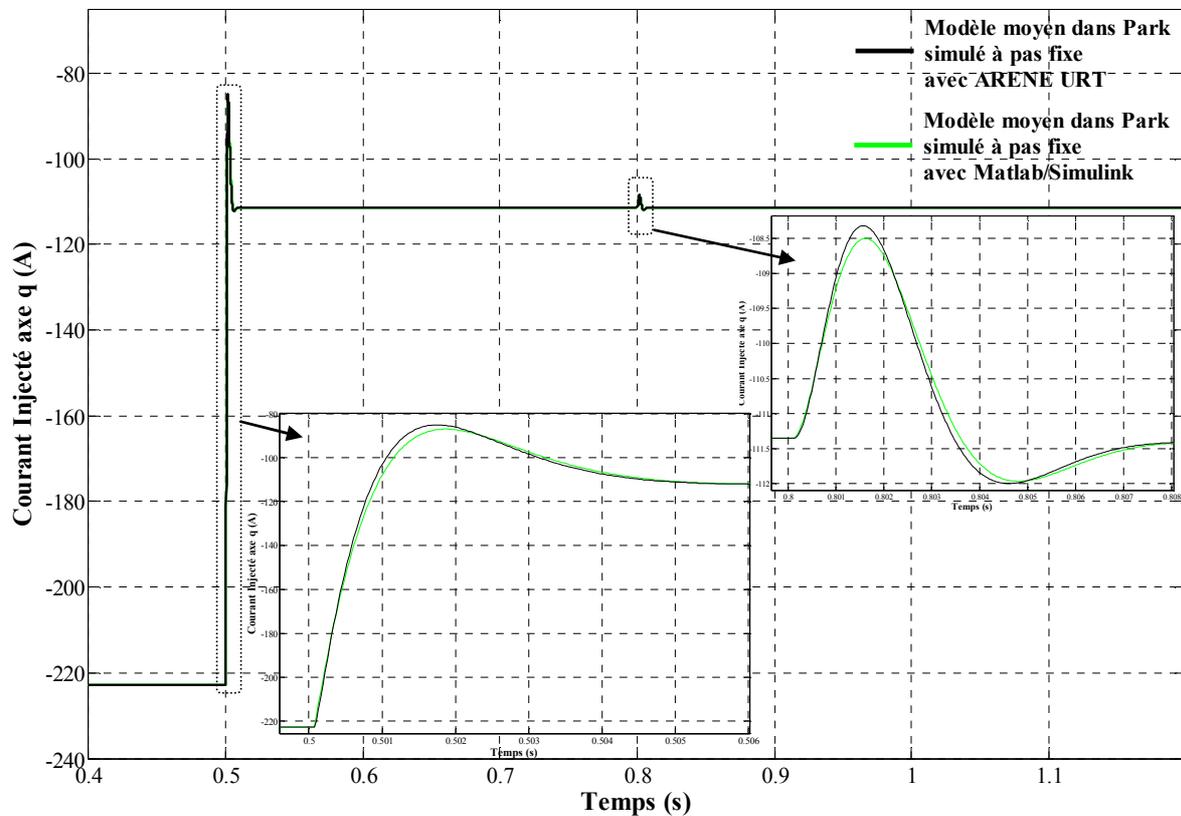


Figure IV-28: Courant d'axe q injecté au réseau par le modèle moyen dans Park avec Matlab/Simulink et ARENE URT.

La Figure IV-28 montre la composante réactive du courant injecté au réseau  $I_{sq}$ . Les deux variations de référence définies par le scénario de la Figure IV-1 sont bien visibles.

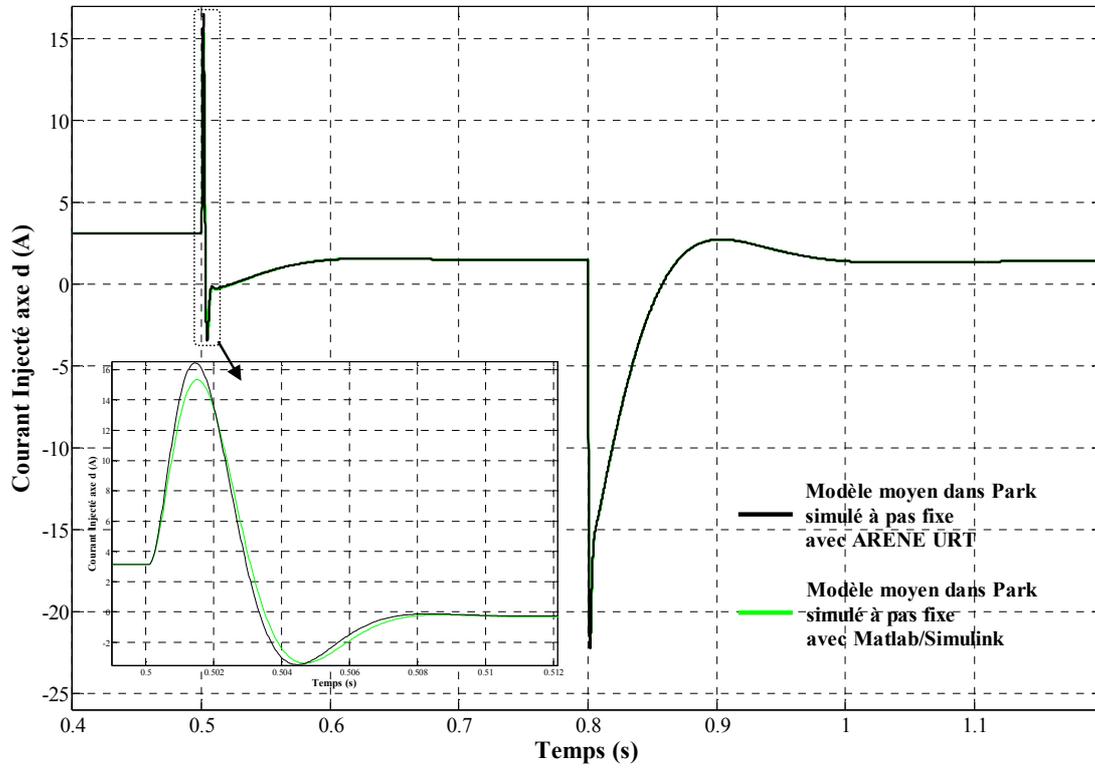


Figure IV-29: Courants d'axe d injecté au réseau par le modèle moyen dans Park avec Matlab/Simulink et ARENE URT.

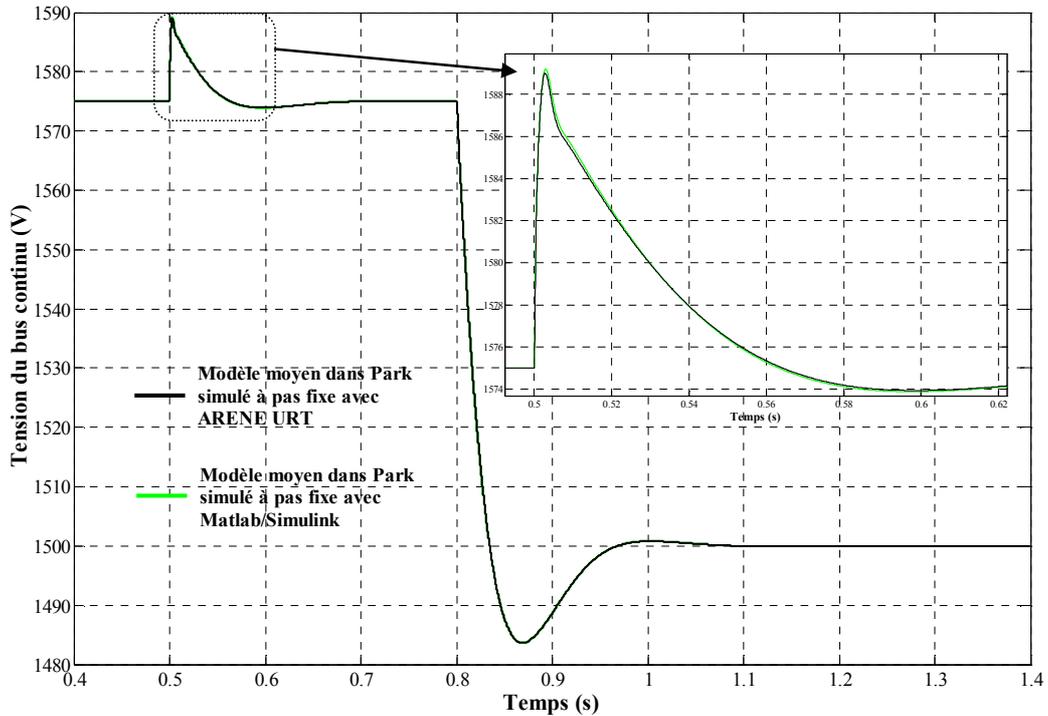


Figure IV-30: Tension du bus continu du modèle moyen dans Park avec Matlab/Simulink et ARENE URT.

La variation de consigne de tension du bus continu provoque aussi une variation transitoire sur la composante active  $I_{sd}$  et réactive  $I_{sq}$  du courant injecté au réseau. La composante  $I_{sd}$  est proportionnelle à l'énergie active absorbée ou générée par l'onduleur qui permet la charge ou la décharge du bus continu. Ainsi, il est normal que  $I_{sd}$  varie lorsque la tension du bus continu évolue (Cf. Chapitre III § III.3.3.4.1). La composante  $I_{sq}$ , quant à elle, varie légèrement car les composantes  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  sont couplées à travers l'inductance (composante  $L\omega$ ), comme le montre la Figure III-22 du D-STATCOM dans Park au chapitre III. Les zooms sur les régimes transitoires montrent bien que le modèle développé sur ARENE URT correspond bien à celui développé sur Matlab / Simulink.

## IV.2.5 Influence du pas de temps de simulation sur les modèles du D-STATCOM

### IV.2.5.1 Modèle moyen avec PI dans Park

Le pas de temps fixe de simulation peut avoir des conséquences très significatives sur les simulations hors temps-réel et temps-réel. Pour étudier son impact au niveau de la précision des résultats, plusieurs simulations hors temps-réel ont été effectuées avec des pas de temps différents. Le modèle étudié est le modèle moyen de D-STATCOM avec son contrôleur utilisant des correcteurs PI dans Park. Cinq simulations ont été réalisées avec des pas de temps fixes de :  $5\mu s$ ,  $30\mu s$ ,  $50\mu s$ ,  $70\mu s$  et  $100\mu s$  avec ARENE URT. Les courbes ont toutes été superposées pour montrer leurs évolutions avec le pas de temps.

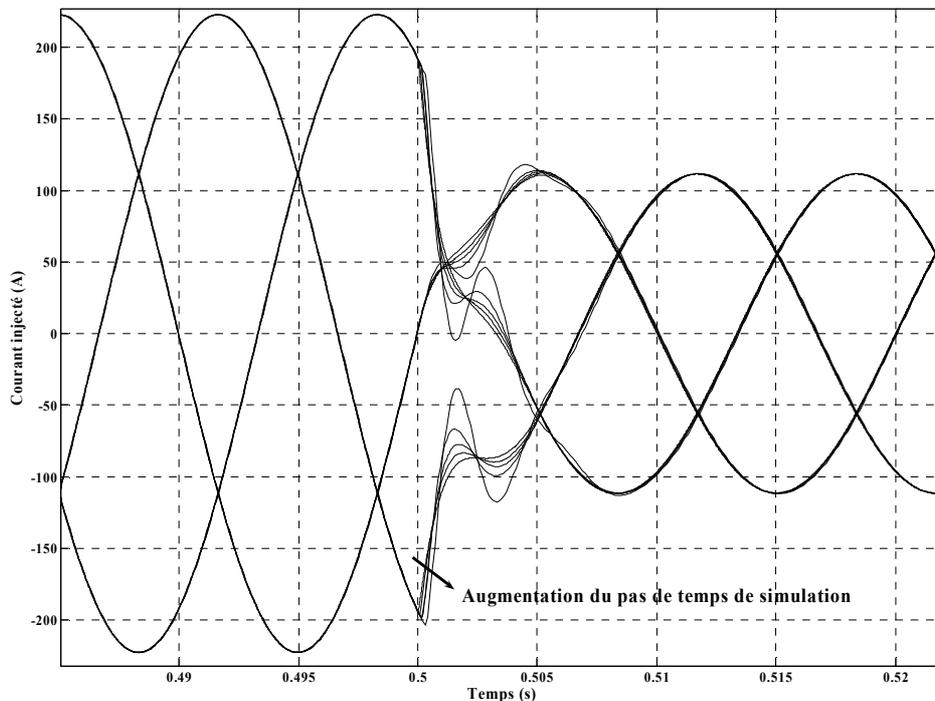


Figure IV-31 : Evolution des courants pour des pas de temps de simulations de  $5\mu s$ ,  $30\mu s$ ,  $50\mu s$ ,  $70\mu s$  et  $100\mu s$  (modèle moyen avec PI dans Park).

La Figure IV-31 montre les courants injectés au réseau par le D-STATCOM et la Figure IV-32 la tension du bus continu. Il est clairement visible que le pas de temps a une influence marquée lors des régimes transitoires. En régime permanent, l'influence du pas de temps est pratiquement nulle. Les imprécisions de calcul augmentent avec le pas de temps, tout comme les retards dans les boucles d'asservissements. En régime permanent, les asservissements arrivent relativement bien à corriger ces imprécisions et ces retards, de telle sorte que, les valeurs asservies sont très proches des références désirées.

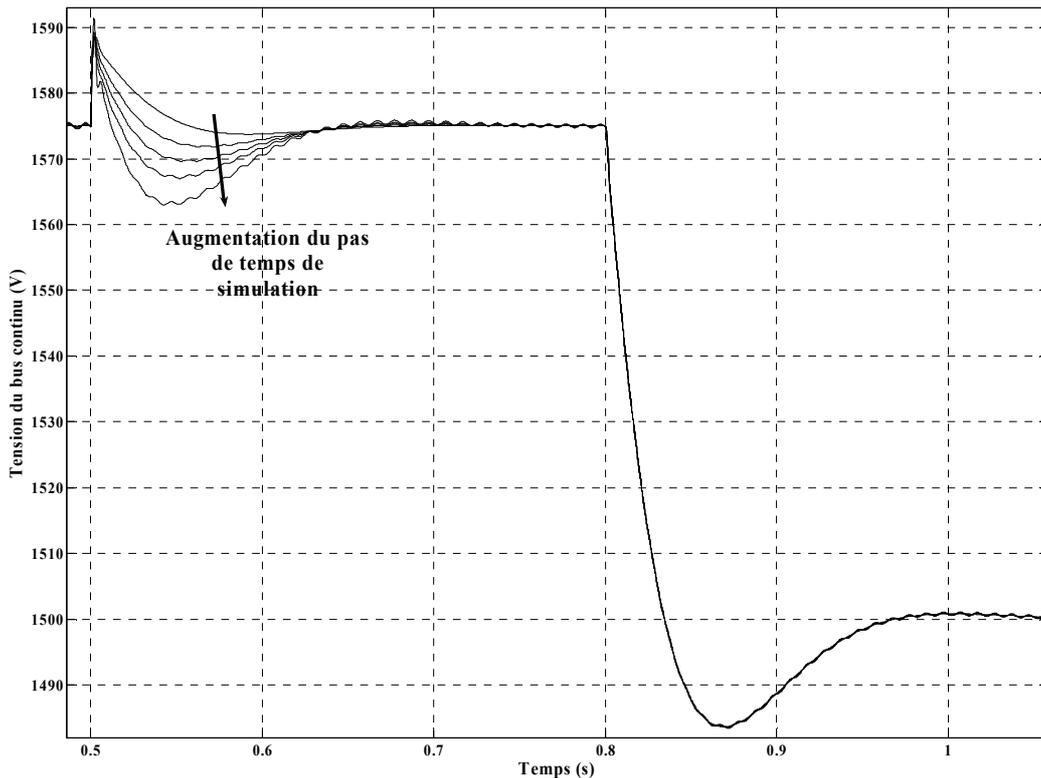


Figure IV-32 : Evolution de la tension du bus continu pour des pas de temps de simulations de  $5\mu\text{s}$ ,  $30\mu\text{s}$ ,  $50\mu\text{s}$ ,  $70\mu\text{s}$  et  $100\mu\text{s}$  (modèle moyen avec PI dans Park).

Le retard introduit par le pas de temps dans la boucle d'asservissement provoque l'instabilité du système si sa valeur devient trop importante. Ainsi, le pas de temps maximal atteint lors de la simulation hors temps-réel du D-STATCOM moyen est de  $140\mu\text{s}$ . Au delà, le système devient instable et la simulation ne donne plus de résultats satisfaisants.

#### IV.2.5.2 Modèle moyen avec correcteurs résonnants

Comme dans l'essai précédent, une variation du pas de temps de simulation a été réalisée pour déterminer son influence sur la précision du D-STATCOM moyen, mais cette fois-ci asservi par des correcteurs résonnants au niveau des boucles de courants.

La Figure IV-33 montre les courants injectés par le D-STATCOM, et la Figure IV-34 la tension du bus continu.

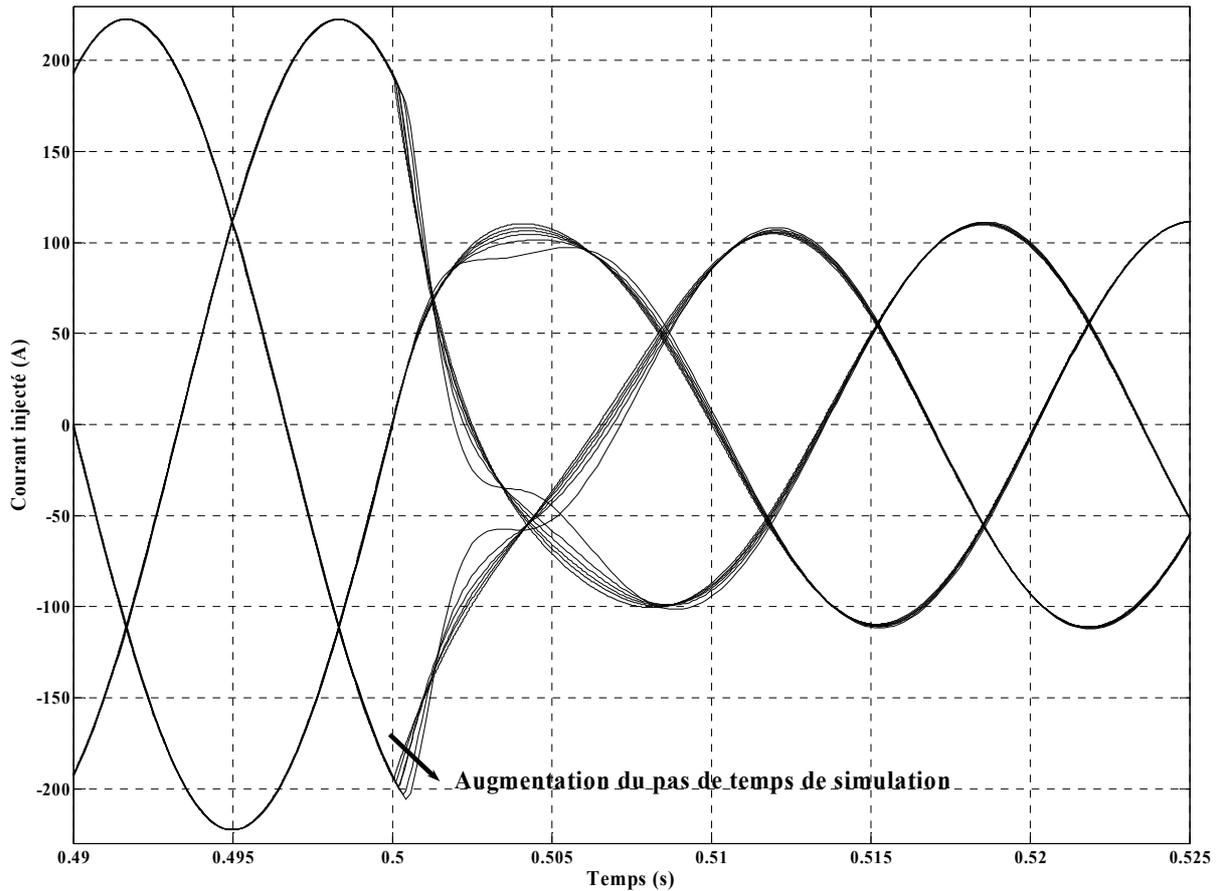


Figure IV-33 : Evolution de la tension du bus continu pour des pas de temps de simulations de  $5\mu\text{s}$ ,  $30\mu\text{s}$ ,  $50\mu\text{s}$ ,  $70\mu\text{s}$ ,  $100\mu\text{s}$  et  $150\mu\text{s}$  (modèle moyen avec correcteurs résonnants).

Six simulations ont été réalisées, avec des pas de temps de :  $5\mu\text{s}$ ,  $30\mu\text{s}$ ,  $50\mu\text{s}$ ,  $70\mu\text{s}$ ,  $100\mu\text{s}$  et  $150\mu\text{s}$  avec ARENE URT.

En utilisant des correcteurs différents, l'influence du pas de temps de simulation est différente sur les courbes obtenues. Dans l'application réalisée, les correcteurs résonnants font que le temps de réaction du système est plus important qu'avec les correcteurs PI dans Park. Le système asservi par les correcteurs résonnants étant plus lent face aux variations de références de courants, le système présente moins de dépassements face aux variations de références. Le système est alors plus stable, et cela explique que le pas de temps maximal rendant le système instable dépasse les  $200\mu\text{s}$ . Au-delà, le système oscille fortement et les résultats ont une imprécision inacceptable.

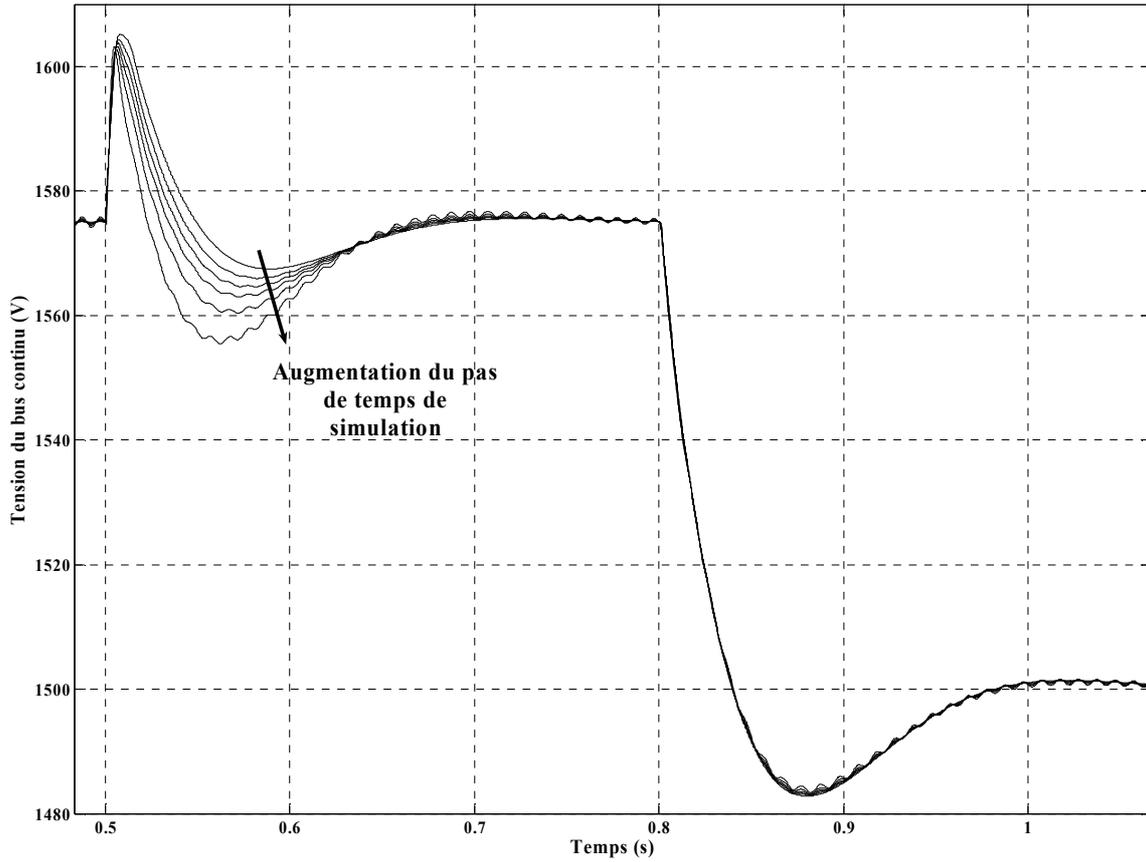


Figure IV-34 : Evolution de la tension du bus continu pour des pas de temps de simulations de  $5\mu\text{s}$ ,  $30\mu\text{s}$ ,  $50\mu\text{s}$ ,  $70\mu\text{s}$ ,  $100\mu\text{s}$  et  $150\mu\text{s}$  (modèle moyen avec correcteurs résonnants).

### IV.3 Validation du modèle moyen de D-STATCOM sur banc expérimental



Figure IV-35 : Photographie du banc expérimental « universel » du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble.

Pour valider expérimentalement le modèle moyen de D-STATCOM, un essai sur un banc expérimental « universel » présenté en annexe E a été réalisé. Ce banc utilise un contrôleur DSPACE et un onduleur réel configuré pour une application D-STATCOM.

Il faut toutefois bien noter que le contrôleur de D-STATCOM utilisé dans cet essai est identique (même architecture et réalisation sous DSPACE) à celui utilisé pour les essais temps-réel du D-STATCOM (Cf. Chapitre V). Seuls les paramètres des éléments électriques du D-STATCOM changent.

Les paramètres du banc expérimental sont les suivants :

Paramètre	Intitulé	Valeur
Inductance de filtrage	L	7e-3 H
Résistance interne de l'inductance de filtrage	r	52.23e-3 $\Omega$
Résistance des pertes du bus continu	R	1000 $\Omega$
Capacité du bus continu	C	1100e-6 F
Tension efficace du réseau Ph / N	E	127 V
Temps de montée de la boucle de tension	tmv	100ms
Facteur d'amortissement de la boucle de tension	zv	0.7
Gain proportionnel de la boucle de tension	Kp	2.65e-4
Gain intégral de la boucle de tension	Ki	2.21e-3
Temps de montée de la boucle de courant	tmi	1ms
Facteur d'amortissement de la boucle de courant	zv	0.7
Gain proportionnel de la boucle de courant	Kpi	0.23
Gain intégral de la boucle de courant	Kii	3.79e+2

Tableau IV-4 : Paramètres du banc expérimental universel.

Il faut noter que les valeurs électriques du système sont issues de données constructeur et n'ont pas fait l'objet de mesures expérimentales pour en identifier les valeurs exactes. La fréquence MLI de l'essai réalisé est de 10kHz. On peut aussi noter que les temps morts des interrupteurs de puissance (3.25 $\mu$ s) n'ont pas été modélisés sur le modèle moyen pour cet essai.

Des variations de références ont été produites pour valider les dynamiques du modèle moyen. Ainsi, une variation de consigne de puissance réactive injectée au réseau de -200% (de 10A à 5A) a été effectuée. De même une augmentation de la tension du bus continu de +10% (de 380V à 420V) a été réalisée.

La Figure IV-36 montre les courants injectés au réseau par l'onduleur réel ainsi que par le modèle moyen correspondant.

La Figure IV-37 montre la tension du bus continu de l'onduleur réel ainsi que du modèle moyen associé.

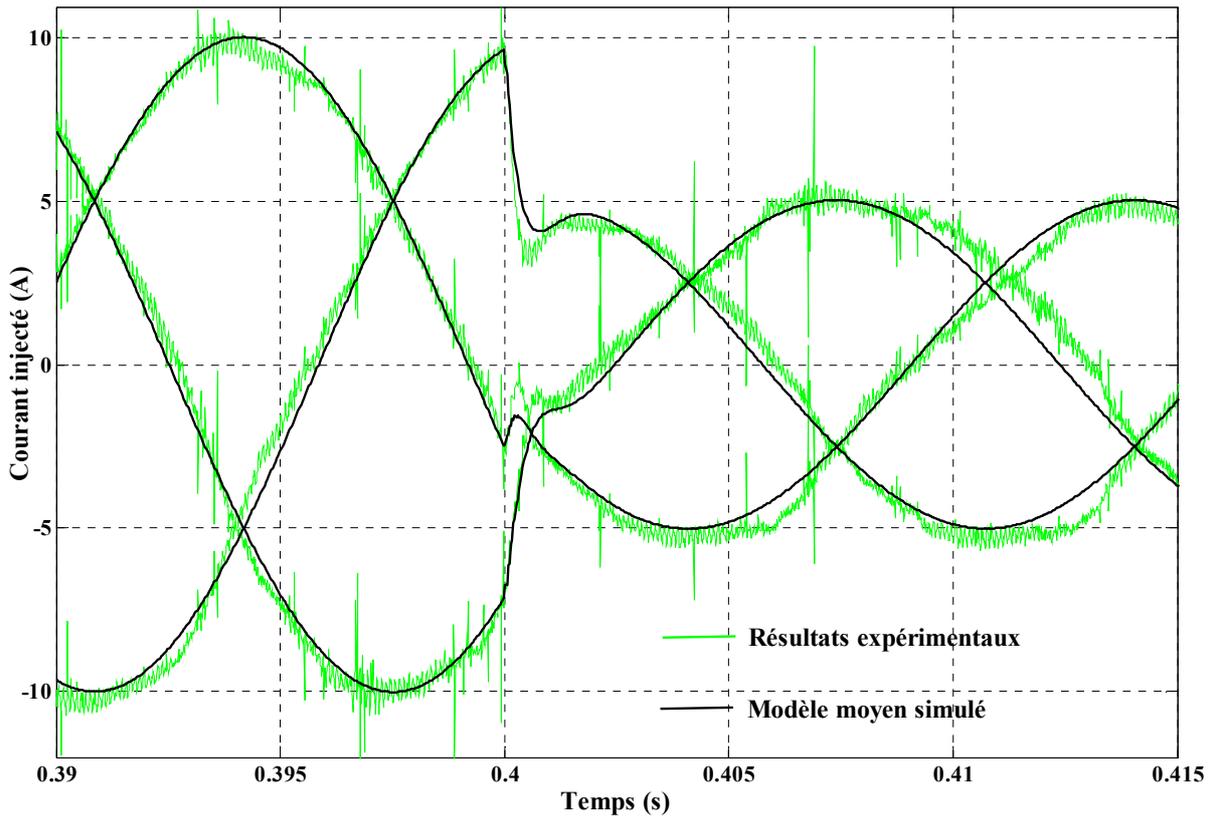


Figure IV-36 : Courant injecté par l'onduleur réel et son modèle moyen simulé.

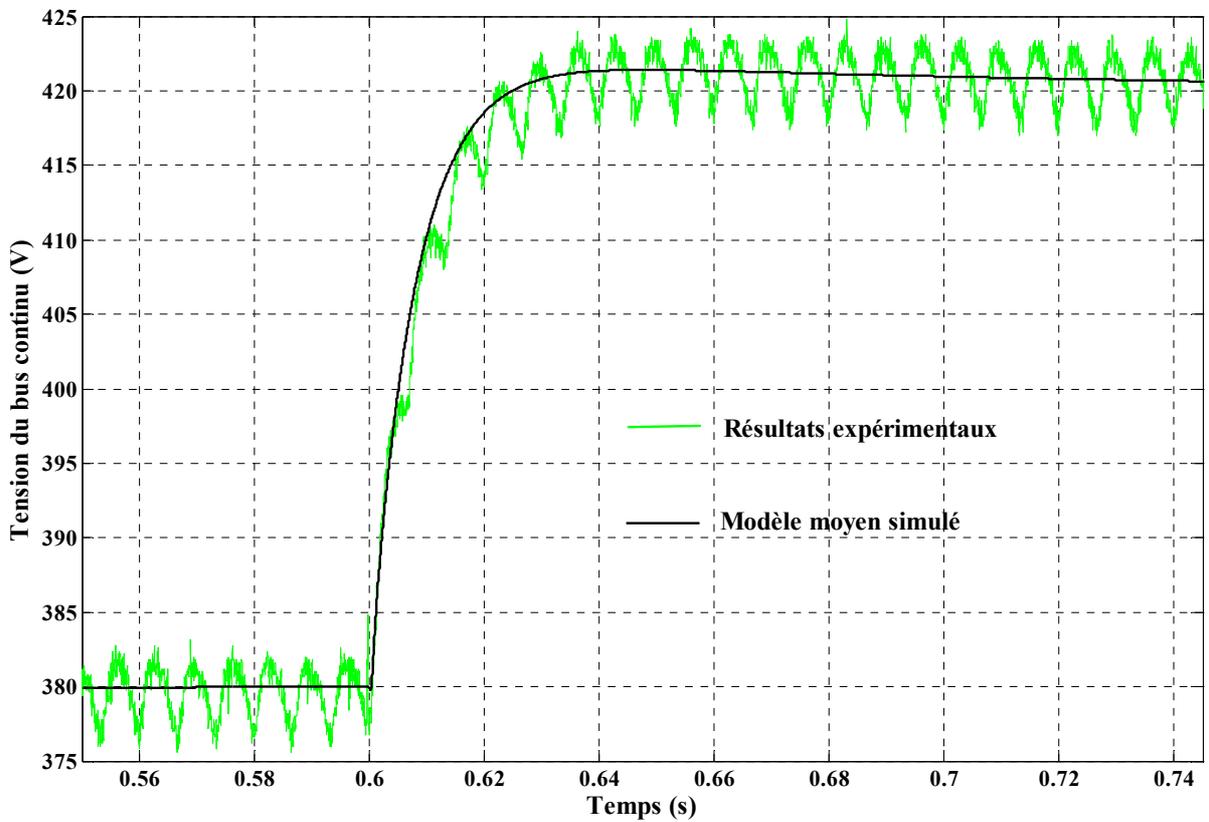


Figure IV-37 : Tension du bus continu de l'onduleur réel et son modèle moyen simulé.

Les résultats obtenus sont très proches, à la fois pour le courant injecté que pour la tension du bus continu, bien qu'il s'agisse d'une comparaison entre un D-STATCOM réel et d'un modèle moyen simulé. Des distorsions sont toutefois présentes sur les courants expérimentaux. Cela s'explique par le fait que les tensions réseaux sont abaissées à travers un autotransformateur qui provoque des distorsions relativement importantes sur la tension (des essais expérimentaux avec une source de tension générée par un amplificateur de puissance lors de l'essai en connexion hybride, chapitre V, ont montré que ces perturbations en courants ne sont plus présentes).

Le modèle moyen donne donc des résultats tout à fait satisfaisants et permet de modéliser les dynamiques du système avec une très bonne précision si son domaine d'utilisation est bien respecté (Cf. Chapitre III § III.3.2.2.2).

Cet essai avec un onduleur réel valide donc le modèle moyen développé dans le cadre de cette thèse et les asservissements qui seront testés sur le système DSPACE pour les essais temps-réel (Cf. Chapitre V § V.3).

## **IV.4 Le système éolien**

Le système éolien modélisé et simulé dans ARENE URT est celui présenté dans le chapitre III §III.3.4.

### **IV.4.1 Le modèle moyen du système éolien dans Park**

Afin d'optimiser le temps de calcul du modèle d'éolienne, des modèles dans Park ont été développés pour la machine synchrone, le redresseur et l'onduleur (modèles dans Park présentés dans le chapitre III § III.3.2.3). Les régulations ont également été réalisées dans Park (Cf. Chapitre III figure III-36).

La partie onduleur est asservie pour un fonctionnement double, réalisant le maintien du niveau de tension au point de raccordement de l'éolienne et l'asservissement de la tension du bus continu du système (par le contrôleur du VSC<sub>1</sub>). Afin d'extraire la puissance maximale du vent, il faut modifier la vitesse de rotation de l'éolienne en fonction de la vitesse du vent (Cf. Chapitre III § III.3.4.4), ce qui est réalisé par des algorithmes de type « Maximum Power Point Tracking » (MPPT) [SPE 94]. Dans cette application, l'objectif est le test de modèles et non l'étude de la génération éolienne. Ainsi, la puissance extractible du vent n'est pas optimisée. Les asservissements du redresseur (VSC<sub>2</sub>) ont alors été réalisés en considérant comme constante la référence de vitesse de rotation de la machine synchrone. Le couple est alors maximisé afin d'extraire la puissance maximale de la machine synchrone.

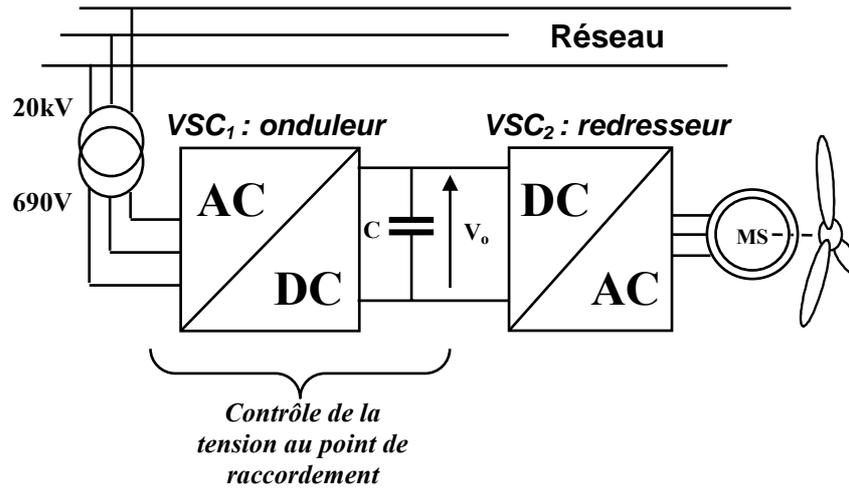


Figure IV-38 : Schéma du système éolien à base de machine synchrone programmé.

Le schéma de la simulation sous ARENE URT est celui présenté sur la Figure IV-39. Le choix d'un réseau simple a été réalisé, car le but est de valider le fonctionnement du système éolien. Ce réseau est constitué d'une source de tension parfaite, d'une ligne et de deux charges dont l'une est connectée à un disjoncteur pour modéliser des enclenchements. Le système éolien est connecté en shunt au réseau et cette connexion est modélisée par un injecteur de courant piloté par les équations mathématiques du modèle du système éolien.

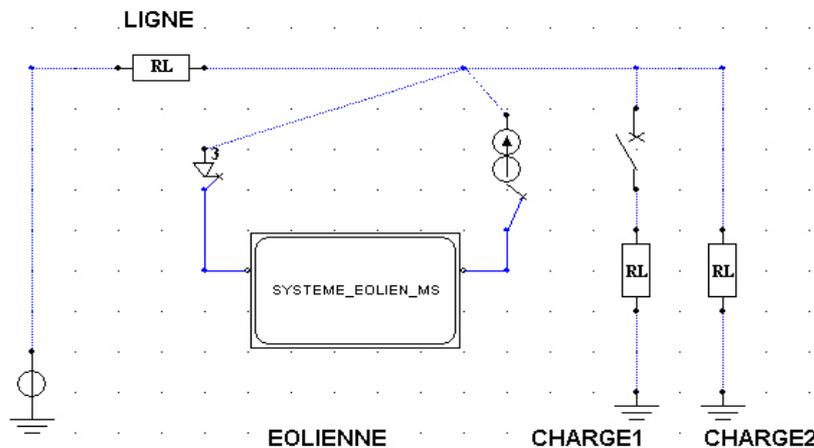


Figure IV-39 : Système éolien programmé dans ARENE URT.

Une boucle à verrouillage de phase (PLL) triphasée [ETX 03], [KIE 04] a été réalisée pour synchroniser la phase des transformées de Park nécessaire aux régulations de l'éolienne (asservissements des courants injectés et de la tension du réseau). La tension au point de raccordement de l'éolienne a été prise comme référence des phases pour les transformées de Park, ainsi la tension au point de raccordement d'axe q est nulle.

L'asservissement de la tension au point de raccordement a été effectué en comparant la valeur de la tension d'axe d avec une valeur de consigne. Le contrôle de cette tension est

effectué par action sur l'énergie réactive échangée avec le réseau par le VSC<sub>1</sub>. Le principe de cette compensation est présentée dans le chapitre I § I.2.1.3.

## IV.4.2 Simulation hors temps-réel du système éolien

### IV.4.2.1 Scénario utilisé

Afin de valider le fonctionnement du système éolien dans les régimes permanents et transitoires, des variations de paramètres ont été effectuées et sont présentées sur la figure Figure IV-40. Les simulations suivantes ont été réalisées sur ARENE URT.

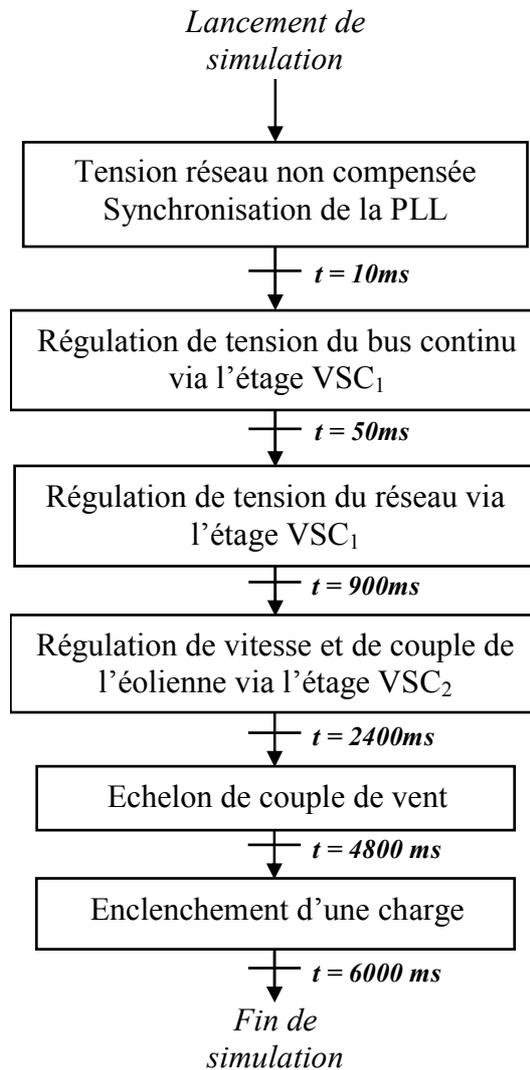


Figure IV-40 : Scénario utilisé pour les simulations du système éolien avec ARENE URT.

La première étape consiste à synchroniser la PLL avec la phase de la tension au point de raccordement. Au bout de 10ms, la boucle à verrouillage de phase est en fonctionnement et les asservissements de plus bas niveau du VSC<sub>1</sub> sont validés. Puis, l'asservissement de la tension au point de raccordement est effectué. La partie éolienne est mise en fonctionnement

en validant ses asservissements et finalement un enclenchement de charge est effectué pour étudier son impact sur le fonctionnement du modèle d'éolienne.

#### IV.4.2.2 Paramètres du système éolien

Paramètres de la machine synchrone [LAV 05] :

Paramètre	Intitulé	Valeur
Résistance statorique	$R_m$	0.01 Ohm
Inductance d'axe d	$L_{m_d}$	1 mH
Inductance d'axe q	$L_{m_q}$	1 mH
Constante de FEM de la machine synchrone	K	120 (V/(rad/s))
Frottements visqueux	f	743 (Kg.m <sup>2</sup> )/s
Moment d'inertie	J	226763 Kg.m <sup>2</sup>
Nombre de paires de pôles	$p_p$	64

Paramètres du réseau (Figure IV-39) :

Paramètre	Intitulé	Valeur
Tension du réseau entre phase et neutre	$E_{res}$	398V
Résistance de la charge d'enclenchement (charge 2)	$R_{ch}$	5 Ohm
Inductance des charges d'enclenchement (charge 2)	$L_{ch}$	1 mH
Résistance de la ligne (ligne)	$R_l$	0.225 Ohm
Inductance de la ligne (ligne)	$L_l$	2.4 mH
Résistance de la charge fixe (charge 1)	$R_{charge}$	4 Ohm

Paramètres des consignes de la machine synchrone:

Paramètre	Intitulé	Valeur
Vitesse initiale MS	$V_{it_{init}}$	4.909 rad/s
Couple résistant initial MS	$C_{r_{init}}$	0 N.m
Couple résistant final MS	$C_{r_{fin}}$	-50000 N.m

Paramètres des asservissements :

Paramètre	Intitulé	Valeur
Temps de montée de la boucle de tension du bus continu	$t_m$	50ms
Gain proportionnel de la boucle de tension du bus continu	$K_p$	5.438e-005
Gain intégral de la boucle de tension du bus continu	$K_i$	2.562e-3
Temps de montée de la boucle de courant de l'onduleur	$t_{mi}$	1ms
Gain proportionnel de la boucle de courant de l'onduleur	$K_{pi}$	7.343e-3
Gain intégral de la boucle de courant de l'onduleur	$K_{ii}$	17.318
Temps de montée de la boucle de vitesse de la machine	$t_{mv}$	1s
Gain proportionnel de la boucle de vitesse de la machine	$K_{pv}$	5798
Gain intégral de la boucle de vitesse de la machine	$K_{iv}$	13636
Temps de montée de la boucle de courant de la machine	$t_{mim}$	1ms
Gain proportionnel de la boucle de courant de la machine	$K_{pim}$	6.128e-3
Gain intégral de la boucle de courant de la machine	$K_{iim}$	14.43
Gain proportionnel de la boucle tension au point de raccordement	$K_{pV}$	1e-4
Gain intégral de la boucle tension au point de raccordement	$K_{iV}$	10

### IV.4.2.3 Résultats des simulations

Le pas de temps de calcul estimé pour cette application est de  $27\mu\text{s}$ . Le pas de temps de simulation choisi est de  $50\mu\text{s}$ .

Seuls les résultats de simulations les plus significatifs du fonctionnement du système éolien sont présentés. La Figure IV-41 montre l'évolution de la vitesse de la machine synchrone. La première variation sensible de vitesse a lieu lors de la validation des asservissements de l'éolienne, puis le couple de vent provoque une forte accélération que les asservissements arrivent à corriger efficacement. La faible vitesse de rotation de l'éolienne ( $4.909\text{rad/s}$  soit  $46.9\text{tr/min}$ ) est due à l'absence de réducteur mécanique sur l'arbre de la machine synchrone et à son important nombre de paires de pôles (64).

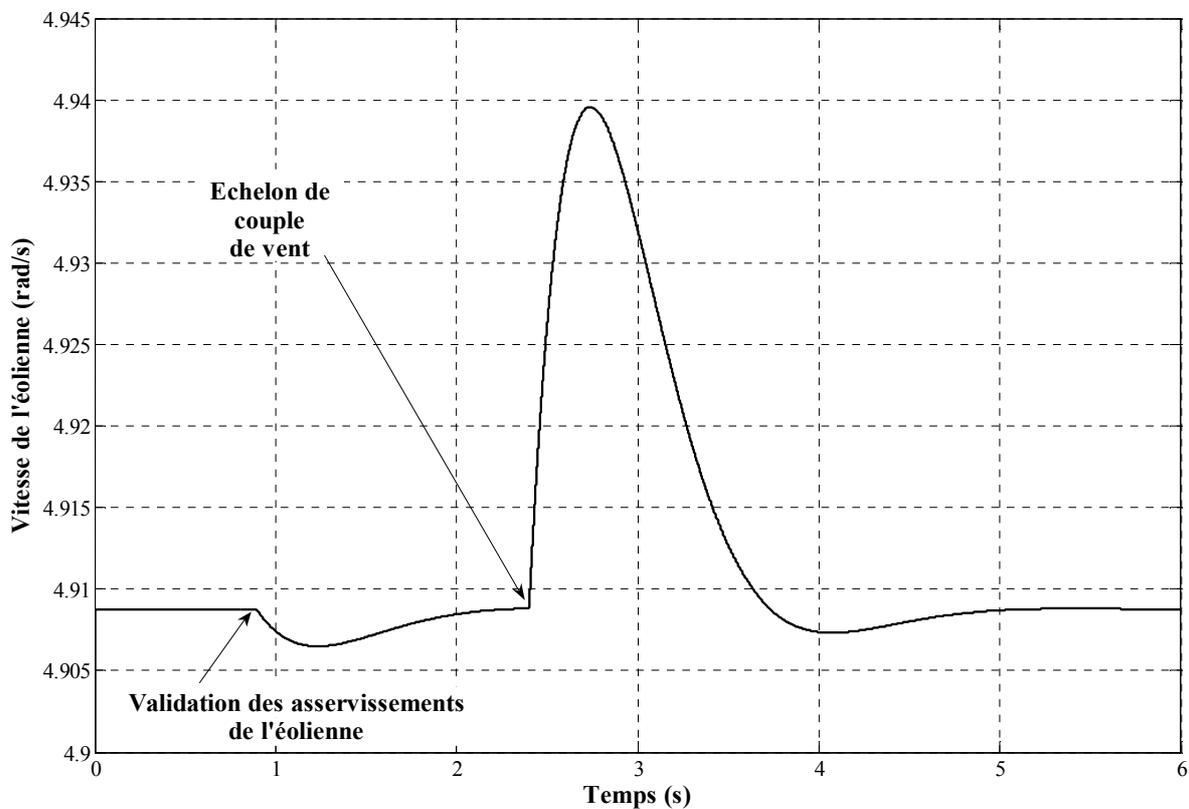


Figure IV-41 : Evolution de la vitesse de l'éolienne (ARENE URT).

La puissance active de l'éolienne (Figure IV-42) est d'après les conventions choisies, négative dans le cas où celle-ci est fournie au réseau. A partir de l'instant où l'éolienne est connectée au réseau, celle-ci consomme ses pertes. Puis lorsque l'échelon de couple est réalisé, la puissance active fournie au réseau augmente fortement.

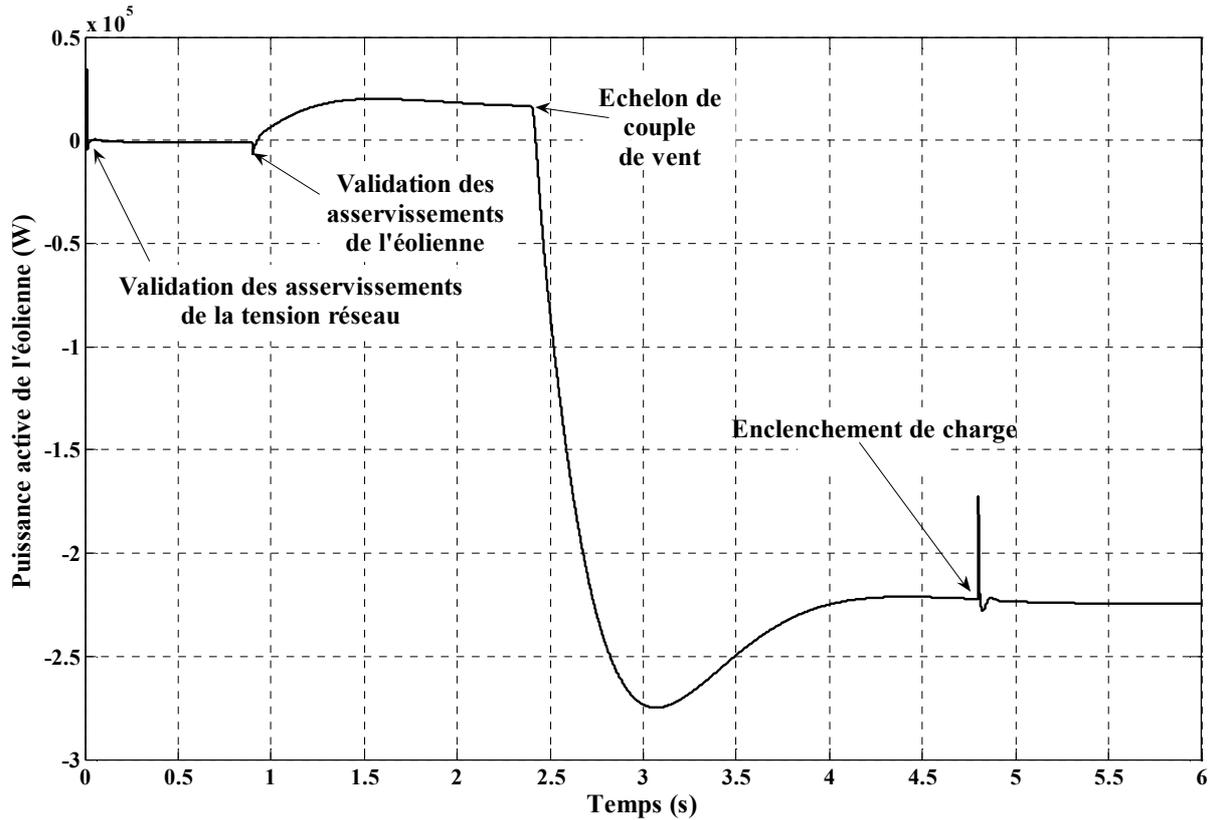


Figure IV-42 : Evolution de la puissance active injectée au réseau par l'éolienne (ARENE URT).

La tension au point de raccordement (Figure IV-43) d'axe d dans le repère de Park évolue de manière très significative durant la simulation réalisée. La valeur de référence choisie pour l'amplitude de la tension entre phase et neutre est de 563V. Cette tension correspond à la tension au secondaire (valeur entre phases efficace de 690V) du transformateur utilisé pour la connexion de l'éolienne au réseau HTA (20kV).

En début de simulation, la tension au point de raccordement est compensée dès que les asservissements de la tension du réseau sont validés. La mise en route de l'éolienne provoque une légère chute de tension qui est compensée. Puis la génération de puissance due l'éolienne provoque une augmentation de tension au point de raccordement. Enfin l'enclenchement de charge provoque un creux de tension très brusque qui est très bien compensé par les asservissements de la tension réseau.

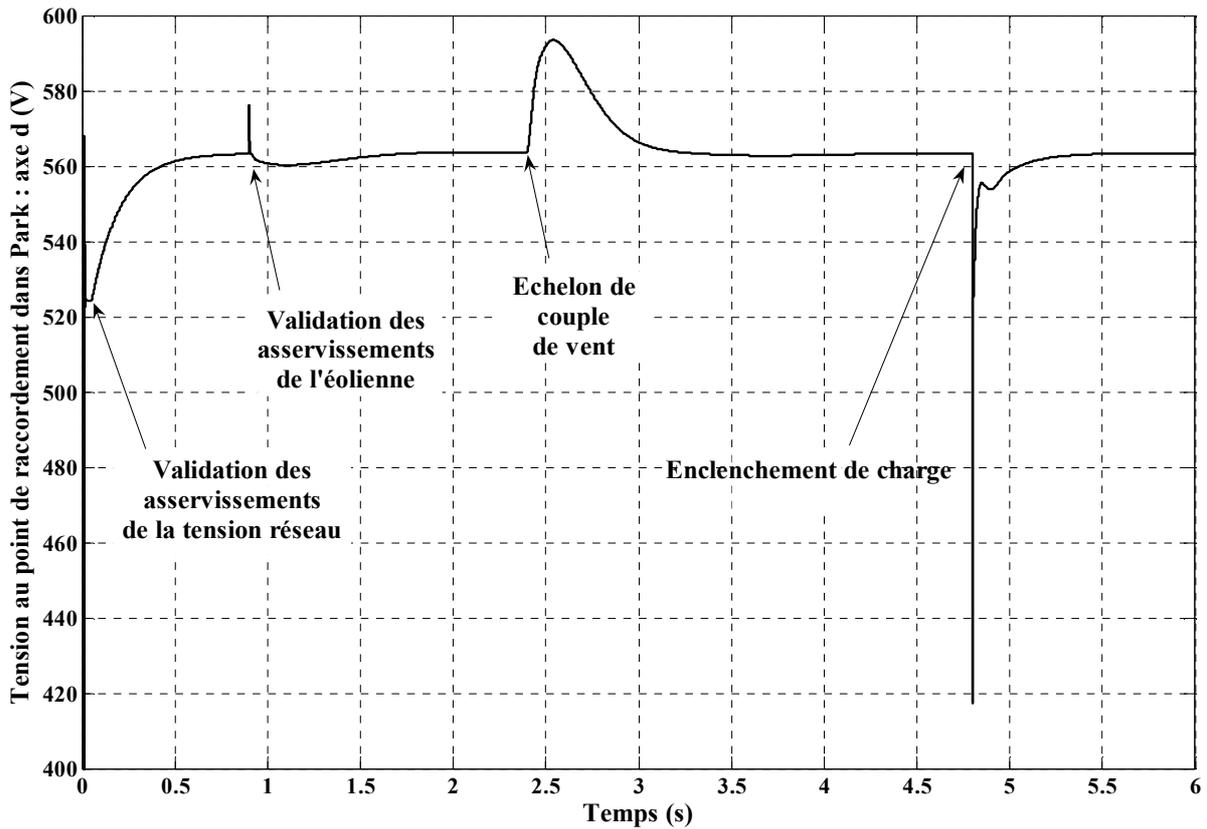


Figure IV-43 : Evolution de la tension au point de raccordement contrôlée par les asservissements de l'éolienne (participation aux services systèmes), (ARENE URT).

La puissance réactive (Figure IV-45) est quant à elle, comptée positivement dans le cas où elle est absorbée par l'éolienne. Ainsi, dans la phase où l'éolienne ne produit pas de puissance active, la puissance réactive est générée par l'éolienne vers le réseau afin de compenser la chute de tension en ligne. Dans l'application réalisée, lorsque l'éolienne fournit assez de puissance active, le courant s'inverse dans la ligne. Dans ce cas, le signe de la chute de tension s'inverse lui aussi (Figure IV-44) et la puissance réactive est alors absorbée pour maintenir la tension au point de raccordement à sa valeur de consigne.

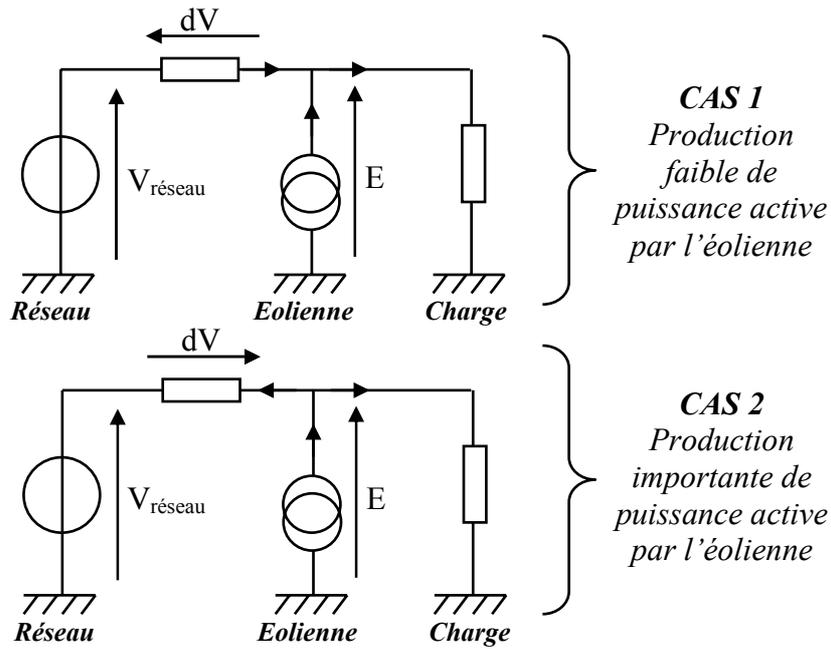


Figure IV-44 : Illustration de l'inversion de la chute de tension en ligne lors d'une forte production de puissance active.

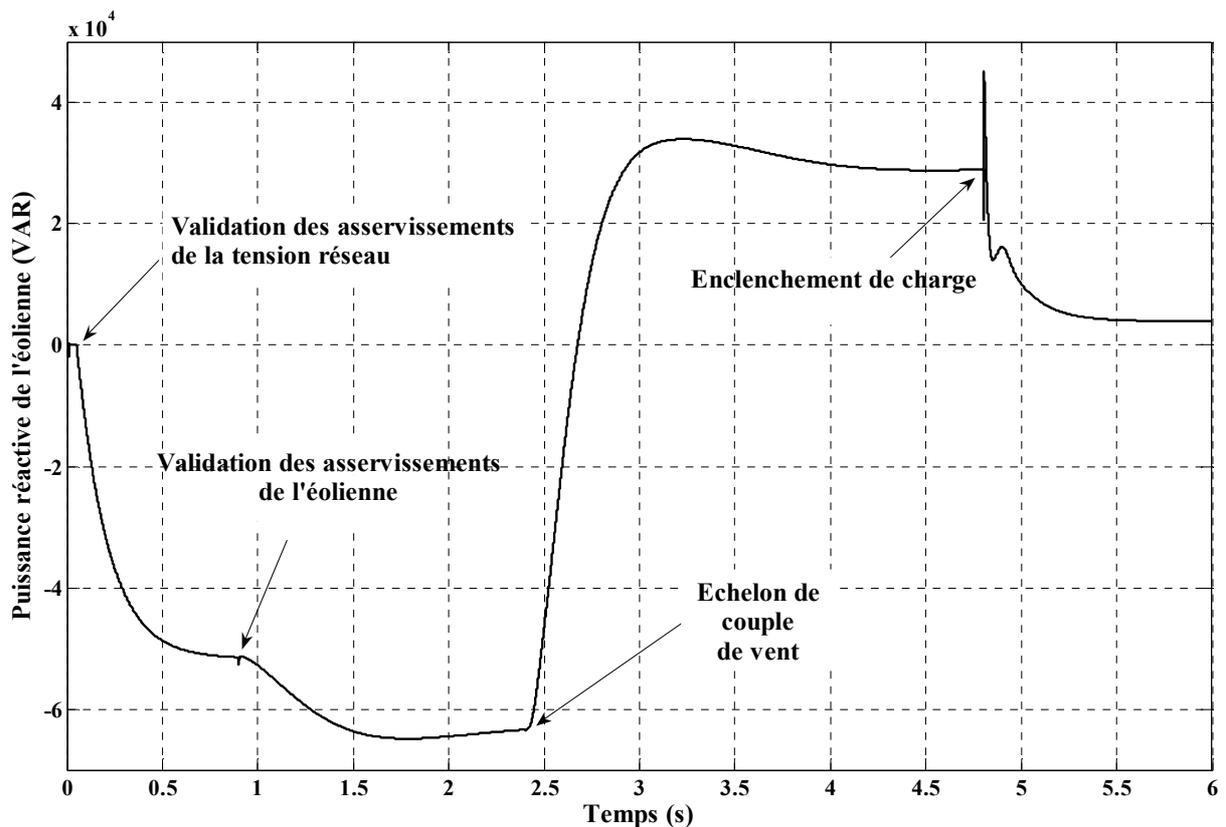


Figure IV-45 : Evolution de la puissance réactive échangée entre l'éolienne et le réseau (ARENE URT).

La tension du bus continu du système éolien (Figure IV-46) chute légèrement lors de la validation des asservissements du système éolien puis, augmente fortement lors de l'échelon

de couple de vent. Finalement, la tension est correctement régulée à sa valeur de consigne (1500V). L'enclenchement de charge a une influence sur la tension du bus continu, car le système doit modifier la quantité d'énergie réactive échangée avec le réseau.

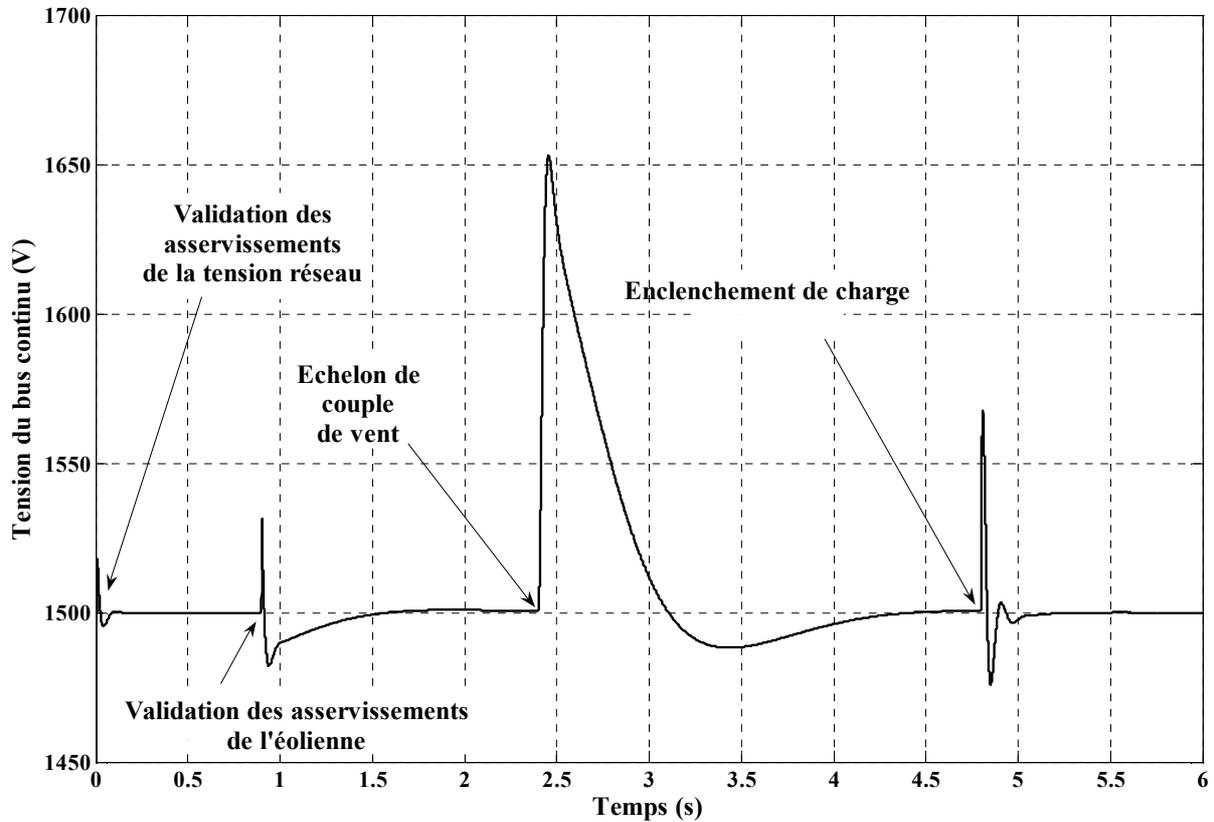


Figure IV-46 : Evolution de la tension du bus continu de l'éolienne (ARENE URT).

Le modèle d'éolienne réalisé sur ARENE URT montre bien que les résultats obtenus concordent avec les résultats théoriques attendus. Le modèle réalisé apporte une très bonne finesse de compréhension des phénomènes produits sur l'éolienne et de leurs interactions entre eux. Ces types de modèles très peu coûteux en temps de calcul permettent des temps de simulation réduits et peuvent être utilisés dans les études industrielles (temps-réel ou non) ou alors en enseignement pour expliquer le fonctionnement d'un système éolien dans une application de qualité d'énergie (participation aux services systèmes).

D'autres études réalisées par [KIE 04] montrent le fonctionnement du modèle de l'éolienne dans Park avec ARENE URT connecté à un réseau faible insulaire.

## IV.5 Bilan sur les temps de calcul estimés

Le tableau suivant (Tableau IV-5) montre la synthèse des temps de calculs estimés pour les différents modèles développés sur ARENE URT.

Composants	Temps de calcul estimé (µs)
Modèle topologique du VSC, contrôleur de D-STATCOM avec PI dans Park, génération de la MLI, réseau triphasé	24
Modèle moyen du VSC, contrôleur moyen avec PI dans Park, réseau triphasé	22
Modèle moyen du VSC, contrôleur moyen résonnant, réseau triphasé	19
Modèle moyen dans Park du VSC, contrôleur moyen dans Park, réseau triphasé	17
Modèle moyen dans Park du système éolien, contrôleurs moyens avec PI dans Park, réseau triphasé	27
Réseau triphasé seul	3
Modèle de VSC triphasé	1
Modèle de VSC triphasé dans Park	1
Contrôleur de D-STATCOM avec PI dans Park et bloc de génération de la MLI	1
Modèle de la machine synchrone dans Park	1
Bloc de génération de la MLI	<1
Transformée de Park / Park inverse	<1
<i>NB : Le temps de calcul estimé dépend du nombre de sorties graphiques (ajouter environ 1µs / sortie graphique).</i>	

**Tableau IV-5 : Estimation du temps de calcul des différents modèles développés avec ARENE URT.**

Ces temps de calculs estimés permettent de déterminer à la fois le pas de temps de simulation pour les simulations temps-réel et aussi la taille du système qui peut être simulé dans ARENE URT afin de respecter la contrainte temps-réel (Cf. Chapitre III § III.2.1.2).

## IV.6 Conclusion

Dans la première partie de ce rapport, nous avons présenté la modélisation et les asservissements du D-STATCOM dans Matlab/Simulink et ARENE URT. Bien que des différences soient présentes entre les blocs de modélisation, ainsi que sur les algorithmes d'intégration, les résultats de simulations sont très proches. Les modèles développés pour l'onduleur de tension et pour les asservissements pour l'application D-STATCOM sont donc validés. Le domaine de validité des modèles de D-STATCOM a été également déterminé et ce, en fonction de la valeur du pas de temps fixe de simulation (Cf. § IV.2.5).

Le modèle moyen de D-STATCOM réalisé avec Matlab/ Simulink a été validé expérimentalement. Cet essai valide ainsi le modèle moyen d'onduleur et ses asservissements pour l'application en D-STATCOM.

Le système éolien à base de machine synchrone programmé sous ARENE URT a été simulé avec succès. Les asservissements réalisés permettent la participation de l'éolienne aux services systèmes par le contrôle de la tension au point de raccordement. Cet essai montre le potentiel des études pouvant être réalisées sur ARENE URT et les perspectives offertes pour le temps-réel.

Un bilan d'estimations de temps de calcul des modèles développés a été réalisé. Ce qui sera très utile pour le chapitre suivant pour les essais temps-réel réalisés.



# **CHAPITRE V**

## **Conception du banc expérimental et résultats de simulation temps-réel**

<b>CHAPITRE V.....</b>	<b>143</b>
V.1 INTRODUCTION.....	143
V.2 CONCEPTION DE L'INTERFACE MATERIELLE.....	143
<i>V.2.1 Caractéristiques.....</i>	<i>143</i>
<i>V.2.2 Méthodes d'extraction des composantes des MLI.....</i>	<i>146</i>
<i>V.2.3 Communication avec ARENE URT.....</i>	<i>148</i>
V.2.3.1 Génération d'un signal MLI haute fréquence suivi d'un filtrage passe bas.....	148
V.2.3.2 Liaison numérique directe.....	151
V.2.3.3 Utilisation d'un convertisseur Numérique / Analogique.....	152
V.2.3.4 Choix de la communication.....	153
<i>V.2.4 Interface en mode moyen.....</i>	<i>153</i>
V.2.4.1 Résultat d'extraction.....	153
V.2.4.2 Etude du retard de traitement de l'interface.....	156
<i>V.2.5 Interface en mode moyen harmonique.....</i>	<i>157</i>
V.2.5.1 Résultat d'extraction avec un signal MLI à 3kHz.....	158
V.2.5.2 Résultat d'extraction avec un signal MLI à 10kHz.....	160
V.3 TEST TEMPS-REEL DU CONTROLEUR DE D-STATCOM.....	163
<i>V.3.1 Mise en oeuvre de la simulation temps-réel.....</i>	<i>163</i>
V.3.1.1 Réalisation du contrôleur MLI de D-STATCOM.....	163
V.3.1.2 Réalisation de la simulation en temps-réel avec ARENE URT.....	166
<i>V.3.2 Tests en temps-réel du dispositif.....</i>	<i>167</i>
V.3.2.1 Test de validation pour un contrôleur moyen de D-STATCOM.....	167
V.3.2.2 Tests de contrôleurs MLI de D-STATCOM.....	170
V.4 SIMULATION TEMPS-REEL HYBRIDE.....	182
<i>V.4.1 Présentation des objectifs et du dispositif simulé.....</i>	<i>182</i>
<i>V.4.2 Simulation hybride temps-réel du système éolien MASDA.....</i>	<i>184</i>
V.4.2.1 Courant injecté au réseau par l'éolienne.....	184
V.4.2.2 Création d'un creux de tension sur le réseau simulé.....	185
V.5 CONCLUSION.....	186

## V.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la validation expérimentale sur le banc d'essais d'études temps-réel. D'une part les tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM sont présentés. Et d'autre part, les tests temps-réel de la connexion hybride d'un système éolien.

La première partie montre la conception de l'interface matérielle, qui est un élément clef pour la simulation temps-réel de contrôleurs MLI. Ainsi, il est très important de bien définir les principales caractéristiques que doit respecter l'interface dans le contexte temps-réel. Le moyen de communication qu'elle utilise pour générer les signaux vers ARENE URT a été étudié et réalisé. L'interface matérielle a ensuite été testée séparément de l'ensemble temps-réel dans ses deux modes de fonctionnement (moyen et moyen harmonique) afin de valider son fonctionnement et déterminer ainsi ses caractéristiques (retards, distorsion...).

La seconde partie présente les résultats des tests en temps-réel d'un contrôleur MLI du D-STATCOM. Dans ce paragraphe, la conception de la commande, de l'intégration des contraintes expérimentales (retards, conditionnement des signaux...) sont traitées. Puis des simulations temps-réel ont été réalisées avec ce contrôleur MLI et comparées aux simulations hors temps-réel (validées dans le chapitre précédent). Les asservissements avec des correcteurs résonnants et dans Park ont tous deux été testés.

Finalement, la dernière partie montrera les résultats d'une simulation hybride temps-réel obtenus avec une éolienne MASDA réalisée sur le banc d'essais universel. Les objectifs de cet essai seront définis puis les résultats commentés et analysés.

## V.2 Conception de l'interface matérielle

### V.2.1 Caractéristiques

Pour réaliser les tests d'équipements MLI en temps-réel, les systèmes à base d'électronique de puissance sont implantés dans ARENE URT sous forme de modèles mathématiques. Dans l'application réalisée, deux modes de fonctionnement peuvent être choisis en fonction de la fréquence de découpage de la MLI (Cf. Chapitre III § III.4.2) :

- dans le mode moyen, l'interface extrait les modulantes signaux MLI sur les trois phases ;
- dans le mode moyen harmonique, l'interface extrait sur les trois phases, les modulantes ainsi que les composantes harmoniques dues aux fréquences de découpage.

Afin de ne pas perturber la boucle de simulation temps-réel (Figure V-1), l'interface matérielle doit pouvoir extraire les modulantes dans un délai minimum et ne doit pas engendrer trop de distorsion sur les signaux de commande des modèles simulés.

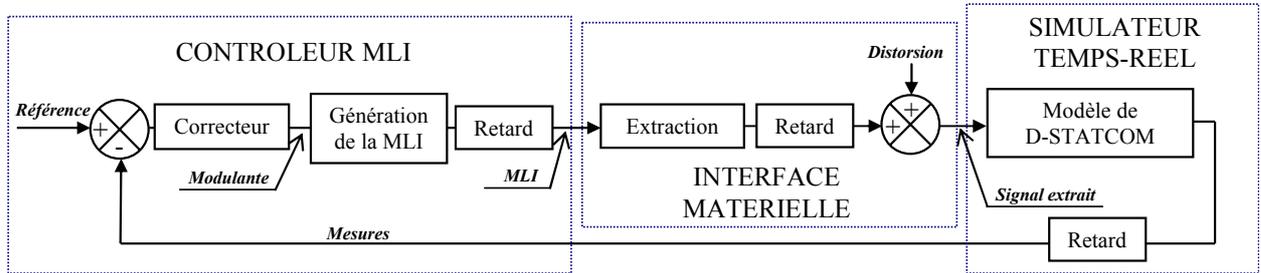


Figure V-1 : Description de la boucle temps-réel réalisée entre ARENE URT et le contrôleur MLI.

Une distorsion sur les modulantes peut être modélisée comme une perturbation sur la boucle de simulation temps-réel (Figure V-1). Le retard généré par l'interface rentre directement en compte dans la boucle d'asservissement et peut provoquer l'instabilité du système asservi si la marge de phase devient trop faible (Figure V-2).

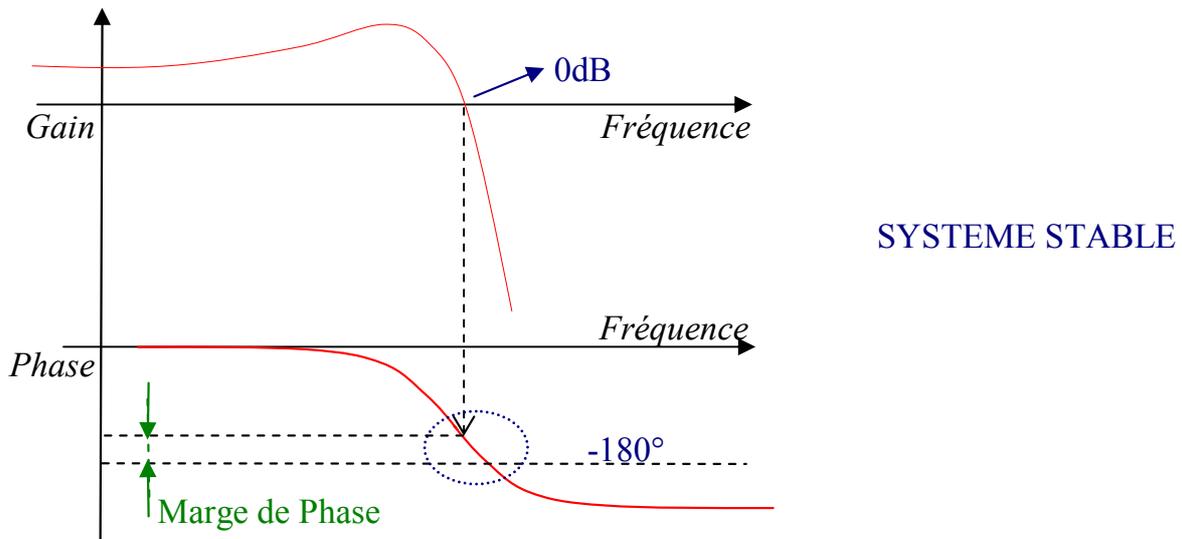


Figure V-2 : Définition de la marge de phase d'un système passe bas.

Un retard pur se modélise dans le domaine fréquentiel de Laplace par une exponentielle complexe  $e^{-j\omega T_r}$ .  $T_r$  correspond à la valeur du retard en secondes. La présence d'un retard ne change pas la valeur du gain mais diminue la phase proportionnellement à  $\omega$  avec une pente de  $-T_r$ .

La Figure V-3 montre l'effet d'un retard sur un système passe bas du troisième ordre. Sans retard le système est stable, mais si le retard devient trop important alors la marge de phase diminue jusqu'à rendre le système instable.

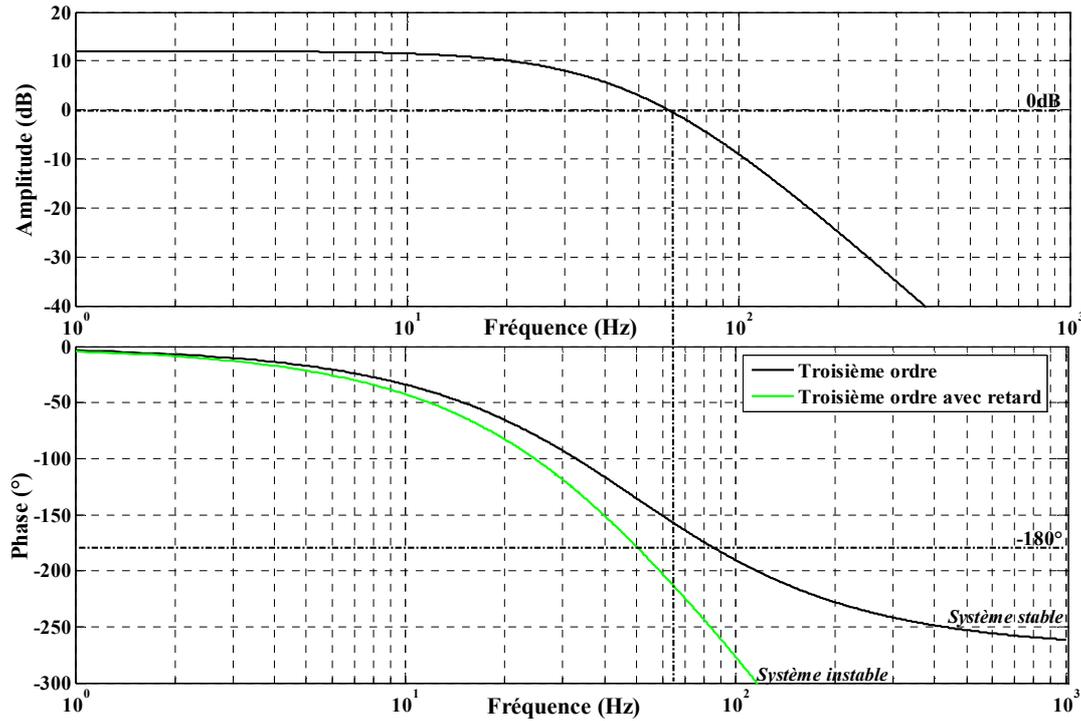


Figure V-3 : Effet d'un retard sur un système passe bas du troisième ordre.

Il faut prendre en compte le retard total de la boucle d'asservissement temps-réel pour avoir une idée de la stabilité du système. Le retard total est principalement causé par :

- le contrôleur : par le temps de calcul des asservissements ainsi que par le dispositif de génération de la MLI ;
- l'interface matérielle : par la méthode d'extraction choisie (mode moyen ou moyen harmonique), le temps d'extraction et la génération des signaux en sortie de l'interface ;
- le simulateur temps-réel : par l'acquisition des signaux, le temps de calcul et le temps de génération des signaux en sortie du simulateur.

Plus le retard global augmente et plus la marge de phase diminue. Ainsi, le système peut devenir instable si ce retard est trop important : il faut donc essayer, dans la mesure du possible, de le réduire.

La valeur du retard qui rendra le système instable va dépendre de la fonction de transfert du système en boucle fermée. Par ailleurs, la distorsion causée par les éléments du système ainsi que les perturbations électromagnétiques sur les signaux physiques peuvent aussi nuire au bon fonctionnement du système et induire des instabilités. Ainsi, la stabilité va dépendre à la fois des coefficients du correcteur du contrôleur, des paramètres du système simulé et des perturbations présentes sur le système temps-réel. Le retard causant l'instabilité du système peut être déterminé approximativement en modélisant ce retard global dans une simulation

hors temps-réel. Cependant, seuls des essais en temps-réel permettront d'en déterminer la valeur exacte.

Chaque élément placé dans la boucle de simulation temps-réel a un impact sur son fonctionnement. L'interface matérielle doit donc avoir un retard le plus faible possible et une distorsion très réduite.

## V.2.2 Méthodes d'extraction des composantes des MLI

Plusieurs principes d'extraction pour l'interface matérielle ont été étudiés. Seules seront détaillées ici les solutions présentant le plus d'intérêt.

La première solution étudiée est le filtrage de la MLI (Figure V-4) par un filtre passe bas (Butterworth, Tchebychev et Bessel).

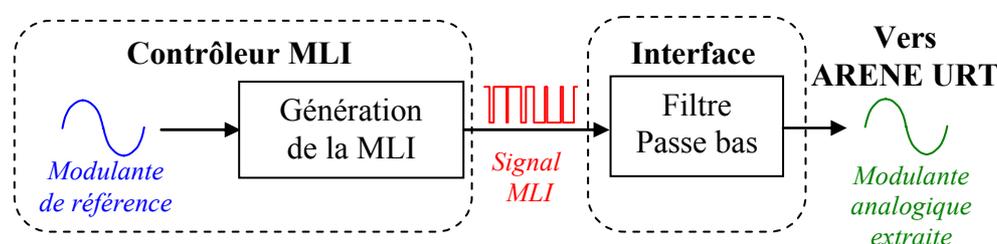


Figure V-4 : Principe d'extraction de la modulante par filtrage analogique.

Les deux caractéristiques principales du filtre passe bas pour l'application réalisée sont sa bande passante et son atténuation pour la fréquence correspondant au découpage. Le choix de la fréquence de coupure va déterminer la bande passante du filtre et l'ordre du filtre son atténuation pour une fréquence donnée. Cependant, un compromis doit être réalisé entre le retard du filtre et son ordre. Plus l'ordre du filtre est élevé et plus le retard du filtre est important dans la bande passante. Le principal problème de cette méthode est que dans l'application visée, l'atténuation désirée pour l'extraction de la modulante fait que le retard produit par le filtre est trop important pour assurer la stabilité de la boucle temps-réel. Pour fixer les idées, une atténuation de -40dB pour une fréquence de 10kHz et une bande passante de 2kHz conduisent au choix d'un filtre de Butterworth d'ordre 3. Le retard provoqué par ce filtre est de 160 $\mu$ s dans sa bande passante, ce qui est totalement inacceptable pour le fonctionnement en temps-réel du système.

La deuxième solution est l'utilisation de filtres numériques. Pour réaliser cette application, il est alors nécessaire d'utiliser un calculateur numérique tel qu'un processeur de signal (DSP) par exemple. Le principe du filtrage numérique repose sur l'échantillonnage d'un signal afin de le discrétiser en une suite d'échantillons. A partir de ces échantillons, le signal peut être traité par le calculateur pour réaliser le filtre souhaité. Ce type de filtrage, très efficace, nécessite cependant une fréquence d'échantillonnage très élevée, car le signal MLI a

un caractère très discontinu (fronts très raides). Le calculateur doit alors avoir un temps de traitement très faible pour gérer le nombre d'échantillons, et une capacité de mémoire importante pour le stockage des échantillons.

La dernière solution étudiée repose sur l'utilisation d'un processeur de signal et de fonctions spécifiques que sont les entrées de détection de fronts sur un signal, synchronisées sur un compteur. Cette méthode ne peut s'appliquer que sur un signal binaire, ce qui est le justement le cas dans notre application avec la MLI. Le principe est présenté Figure V-5.

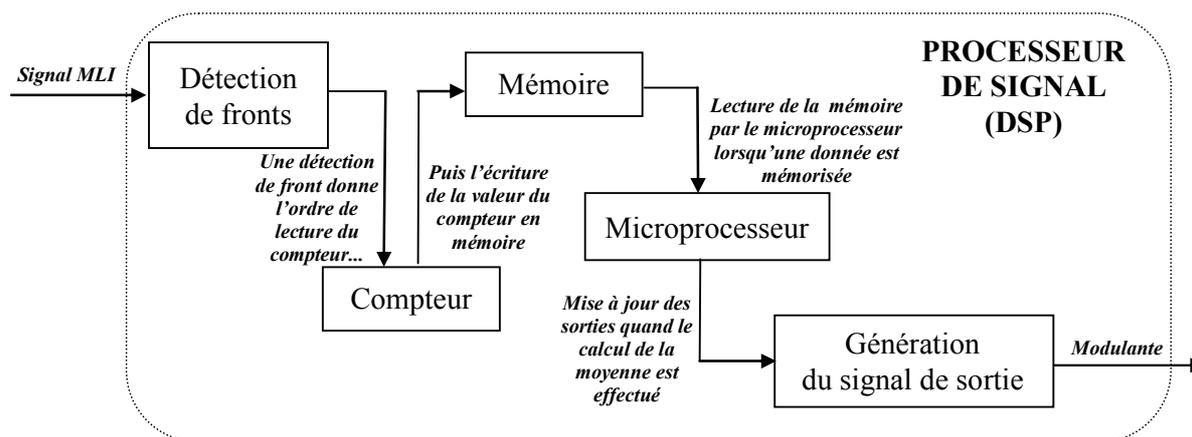


Figure V-5 : Principe d'extraction de la modulante en utilisant un processeur de signal.

La première étape consiste à détecter les fronts des signaux MLI par les entrées de capture du DSP, ces entrées permettent aussi la mémorisation de la valeur d'un compteur lors de chaque front. En connaissant le temps d'incréméntation du compteur il est relativement simple de déterminer la moyenne du signal entre les fronts (Cf. Chapitre III § III.4.2). La dernière étape consiste à générer le signal de sortie et la communication avec le simulateur temps-réel. Si la comparaison est faite par rapport aux autres méthodes, l'avantage ici est la simplicité de mise en oeuvre et de bonnes performances. Cette méthode a donc été retenue pour l'application et le DSP utilisé sera le TMS320F2812 (Texas Instruments).

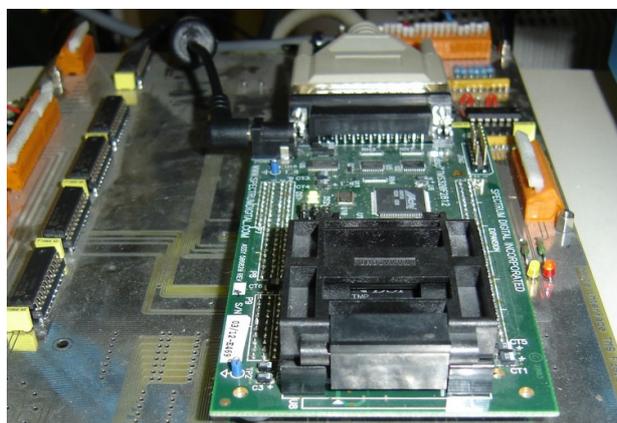


Figure V-6 : Photographie de l'interface matérielle à base de processeur de signal DSP.

## V.2.3 Communication avec ARENE URT

Plusieurs méthodes ont été étudiées pour réaliser la communication entre le simulateur temps-réel et la carte DSP constituant l'interface matérielle. Ces méthodes sont présentées ci-après.

### V.2.3.1 Génération d'un signal MLI haute fréquence suivi d'un filtrage passe bas

La première méthode étudiée (Figure V-7) consiste à générer un signal MLI à haute fréquence (environ 50kHz), puis de filtrer cette MLI par des filtres passe bas. Contrairement au filtrage direct sur le signal MLI issu du contrôleur, le filtrage sur le signal MLI haute fréquence « régénéré » par la carte DSP est plus simple. Les harmoniques de découpage ont alors des fréquences bien plus grandes (fréquences multiples de la fréquence de découpage). Ainsi la fréquence de coupure du filtre peut être augmentée, l'atténuation pourra être aussi plus importante et la bande passante améliorée.

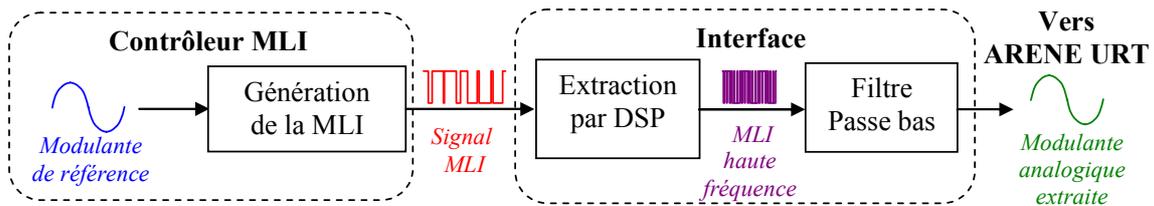


Figure V-7 : Principe de génération d'un signal analogique à partir d'un signal MLI haute fréquence.

Les trois structures de filtres étudiées sont ici décrites Figure V-8 à Figure V-10.

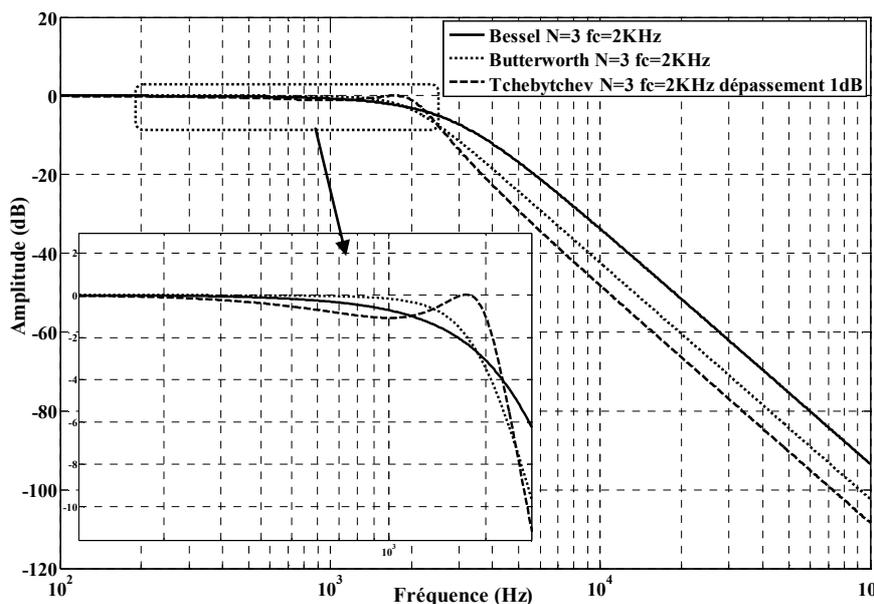


Figure V-8 : Caractéristiques d'atténuation des filtres de Bessel, Butterworth et Tchebychev.

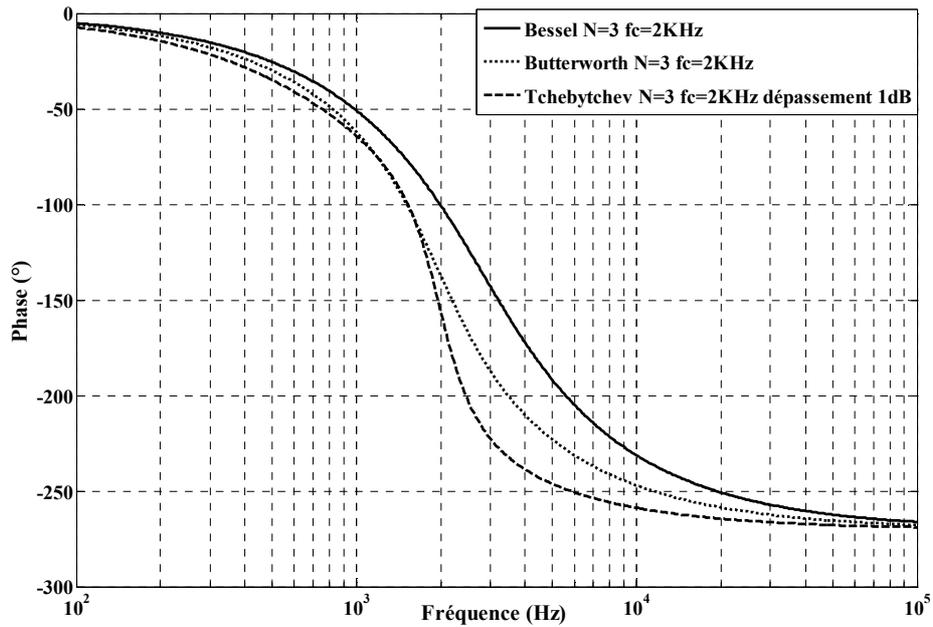


Figure V-9 : Caractéristiques de phases des filtres de Bessel, Butterworth et Tchebychev.

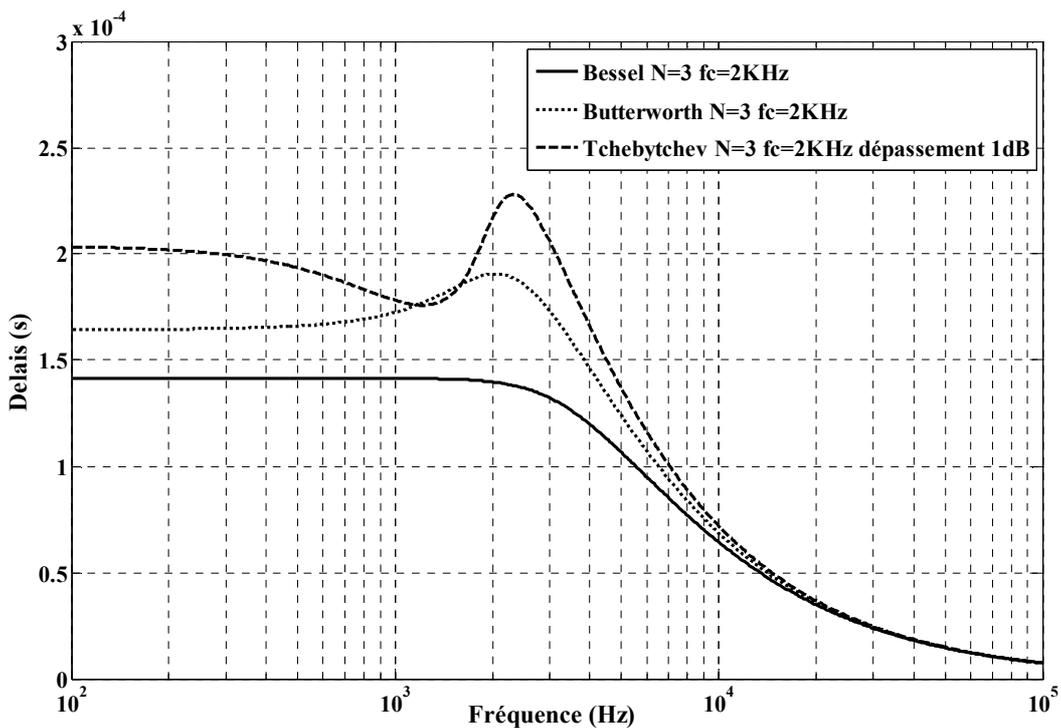


Figure V-10 : Caractéristiques de retard des filtres de Bessel, Butterworth et Tchebychev.

Le filtre de Butterworth a comme principal avantage de garantir un gain pratiquement constant sur sa bande passante. L'avantage de ce filtre est qu'il permet d'extraire un signal dont la fréquence peut varier sur la bande passante du filtre sans l'atténuer.

Le filtre de Tchebychev coupe avec une pente beaucoup plus forte au delà de la fréquence de coupure, le pouvoir de filtrage de ce filtre est donc important. Ses principaux

inconvenients sont la grosse variation de gain sur sa bande passante et la distorsion importante du signal car la phase varie de façon non linéaire.

Le filtre de Bessel (ou Thomson) présente l'avantage d'une variation de phase relativement linéaire en fonction de la fréquence. La distorsion du signal de sortie est alors plus faible qu'avec les filtres précédents. Son principal inconvénient est son pouvoir de filtrage réduit.

	Constance du Gain sur la bande passante	Pouvoir de filtrage	Linéarité de la phase (faible distorsion)	Rapidité
<b>Butterworth</b>	++	+	+	+
<b>Tchebychev</b>	--	++	--	--
<b>Bessel</b>	+	--	++	++

Tableau V-1 : Synthèse des caractéristiques propres aux filtres de Bessel, Butterworth et Tchebychev.

Pour l'application réalisée, le filtre de Butterworth représente un relatif bon compromis entre l'atténuation du filtre et un faible retard, de plus, la distorsion dans la bande passante engendrée par ce filtre reste faible.

Un filtre de Butterworth du deuxième ordre a été dimensionné pour le filtrage d'un signal MLI ayant une fréquence de découpage de 50kHz. Les paramètres de ce filtre sont les suivants : une fréquence de coupure de 5kHz (Figure V-11) ; une atténuation à la fréquence de 50kHz de -42dB. Le retard dans la bande passante obtenu est alors de 45µs (Figure V-12). Ce retard reste encore trop important et ce type de conversion n'a pas été retenu.

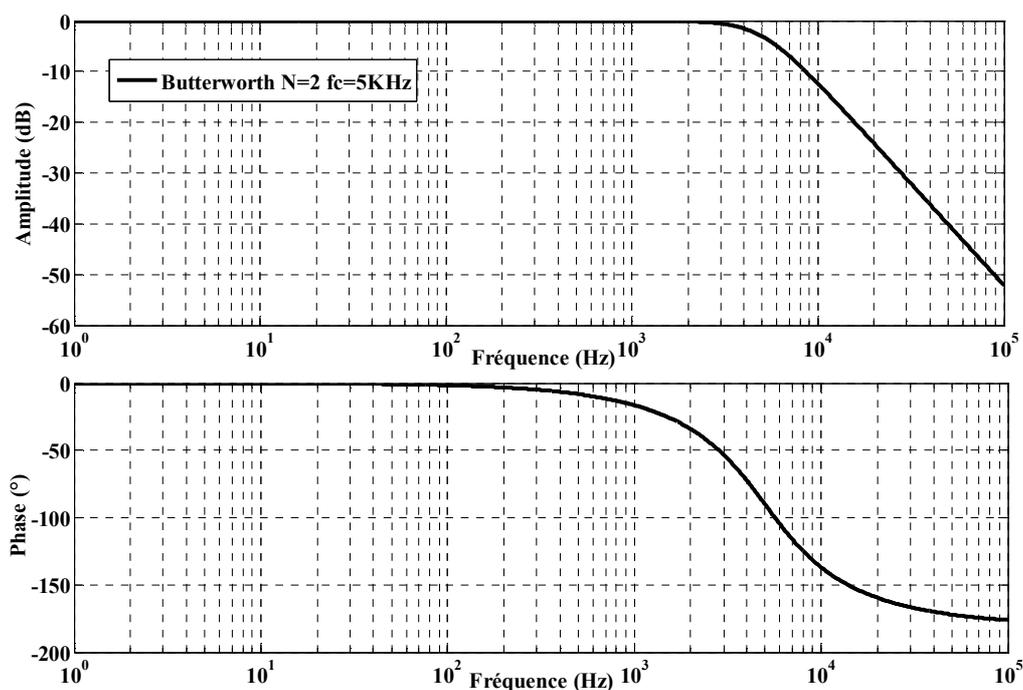


Figure V-11 : Diagramme de Bode du filtre de Butterworth d'ordre 2 et de fréquence de coupure de 5kHz.

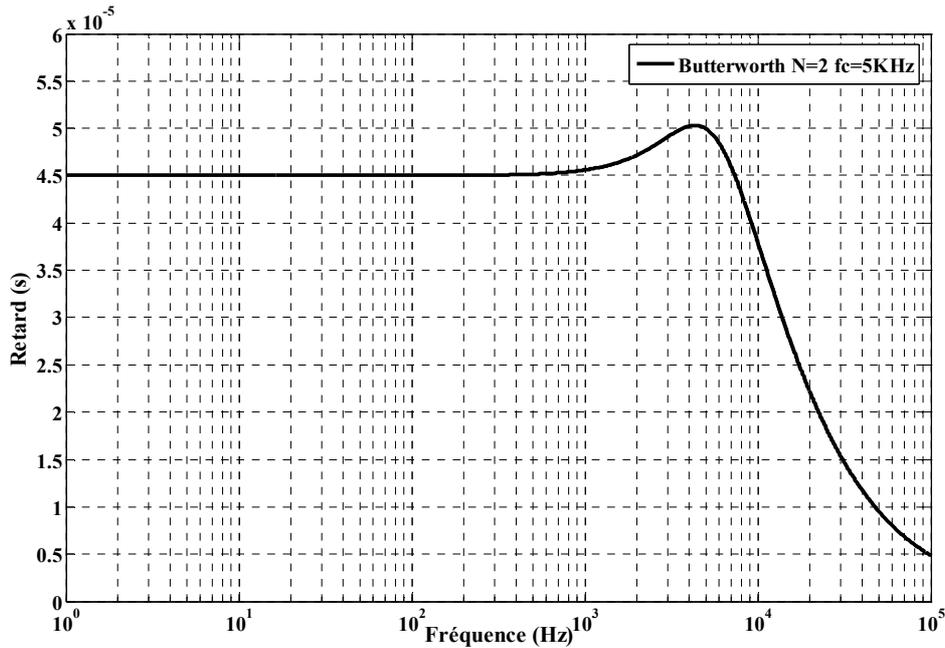


Figure V-12 : Retard du filtre de Butterworth d'ordre 2 et de fréquence de coupure de 5kHz.

### V.2.3.2 Liaison numérique directe

La liaison numérique directe consiste à connecter l'interface matérielle à ARENE URT par une liaison numérique. Les 3 phases sont alors codées sur n bits chacune et sont connectées à ARENE via les cartes d'acquisition numériques (Figure V-13).

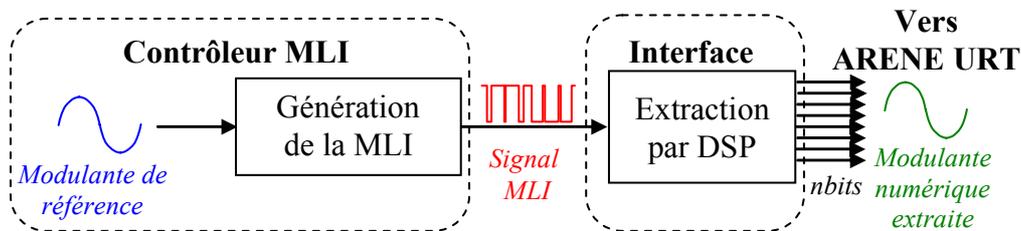


Figure V-13 : Principe de génération d'une modulante numérique codée sur n bits à partir d'un DSP.

Cette solution est bien plus contraignante en terme de connectique qu'une solution analogique où un seul conducteur par phase et une masse sont nécessaires pour établir la connexion. Dans le cas de la connexion proposée, chaque phase est codée sur 8 bits chacune. Il faut alors connecter 24 fils entre l'interface matérielle et ARENE pour les trois phases (Figure V-14). Toutefois, l'avantage majeur est qu'il n'y a pas de composant électronique entre l'interface et ARENE URT. Ainsi, il n'y a pas de retards supplémentaires ni de distorsion due à la conversion numérique analogique (du côté de l'interface matérielle) et analogique numérique (du côté d'ARENE URT). Avec cette solution, toutes les entrées analogiques d'ARENE URT sont alors disponibles pour la connexion d'autres équipements.

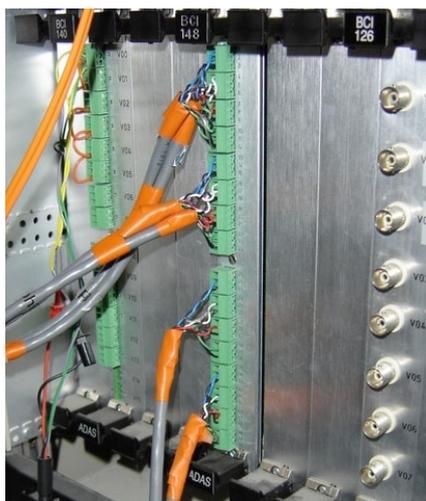


Figure V-14 : Photographie de la connectique par liaison numérique directe réalisée sur ARENE URT.

Pour obtenir une valeur numérique interprétable par la simulation ARENE URT il faut réaliser une interface logicielle. Le principe de l'interface est de calculer la valeur numérique à partir des 8 informations binaires de chaque phase (Figure V-15). Chaque bit est alors pondéré par un gain correspondant à son poids binaire : 1 pour le bit de poids faible jusqu'à 128 pour le bit de poids fort. Ensuite la valeur moyenne de 127.5 est retranchée puis un gain de  $1/127.5$  est appliqué pour obtenir une modulante comprise entre +1 et -1.

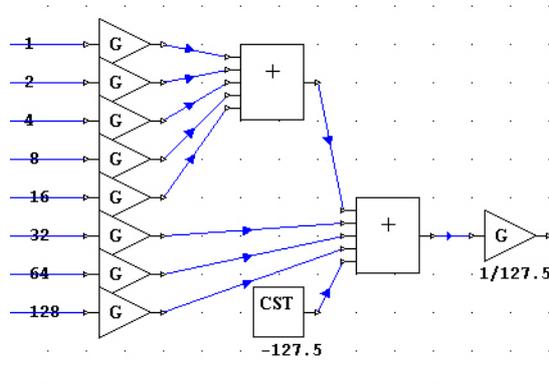


Figure V-15 : Interface logicielle de conversion numérique / analogique développée dans ARENE URT.

Cette interface logicielle, très peu coûteuse en temps de calcul ( $\approx 1\mu s$ ), présente un intérêt tout particulier pour notre application.

### V.2.3.3 Utilisation d'un convertisseur Numérique / Analogique

L'utilisation d'un convertisseur analogique / numérique (CNA) permet de transformer le signal numérique issu du microprocesseur en une tension ou un courant analogique. La résolution choisie pour coder le signal est de 8 bits. Les sorties des CNA sont donc directement interfacées avec ARENE par les cartes d'acquisition analogiques.

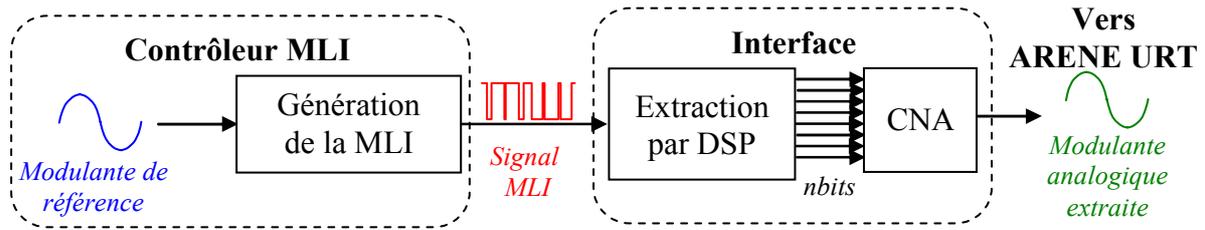


Figure V-16 : Principe de génération d'une modulate analogique à partir d'un DSP.

La résolution du convertisseur est définie par son quantum  $q$ .

$$q = \frac{\text{Tension d'alimentation maximale} - \text{Tension d'alimentation minimale}}{2^n - 1} \quad (\text{V-1})$$

Pour  $n = 8$  bits avec une tension d'alimentation du convertisseur comprise entre 0 et 5V, le quantum obtenu est de 19,6mV : soit une précision de 0,4%, ce qui est suffisant pour l'application réalisée.

Pour fixer les idées, un montage a été réalisé avec un convertisseur en courant (DAC08) permettant d'obtenir un temps de conversion maximal de 135ns. Un montage amplificateur opérationnel est ensuite utilisé pour convertir le courant en tension. L'avantage majeur de cette configuration est que le retard de l'ensemble reste très faible (une centaine de nanosecondes).

### V.2.3.4 Choix de la communication

La liaison numérique directe est la méthode retenue pour les essais en temps-réel. Cette méthode, certes coûteuse en connectique, présente l'avantage important de ne pas créer de distorsions sur le signal extrait ni de retards supplémentaires dans la boucle temps-réel. Afin de valider le bon fonctionnement de l'interface, un CNA a été utilisé pour visualiser les modulantes extraites à l'oscilloscope.

## V.2.4 Interface en mode moyen

### V.2.4.1 Résultat d'extraction

Dans ce mode d'extraction, l'interface calcule la composante moyenne du signal MLI entre deux fronts de ce signal (équations III-96 et III-97). Le signal extrait est alors très proche de la modulante si la fréquence de découpage est assez importante devant la fréquence de la modulante (Cf. chapitre III § III.4.2.1).

Un premier essai a été réalisé avec l'interface en mode moyen, en prenant une fréquence de découpage de 10kHz, bien plus importante que la fréquence pour la modulante de 50Hz (coefficient de modulation de 200). Le signal extrait doit alors être très proche de la modulante. On peut observer (Figure V-17) qu'au retard près, le signal extrait est identique à

la modulante de référence. Par ailleurs, il n'y a pas, ou très peu de distorsion du signal. Tout le contenu spectral de la modulante de référence est conservé dans le signal extrait que l'on pourra considérer, pour cette fréquence de découpage, comme la « modulante extraite ».

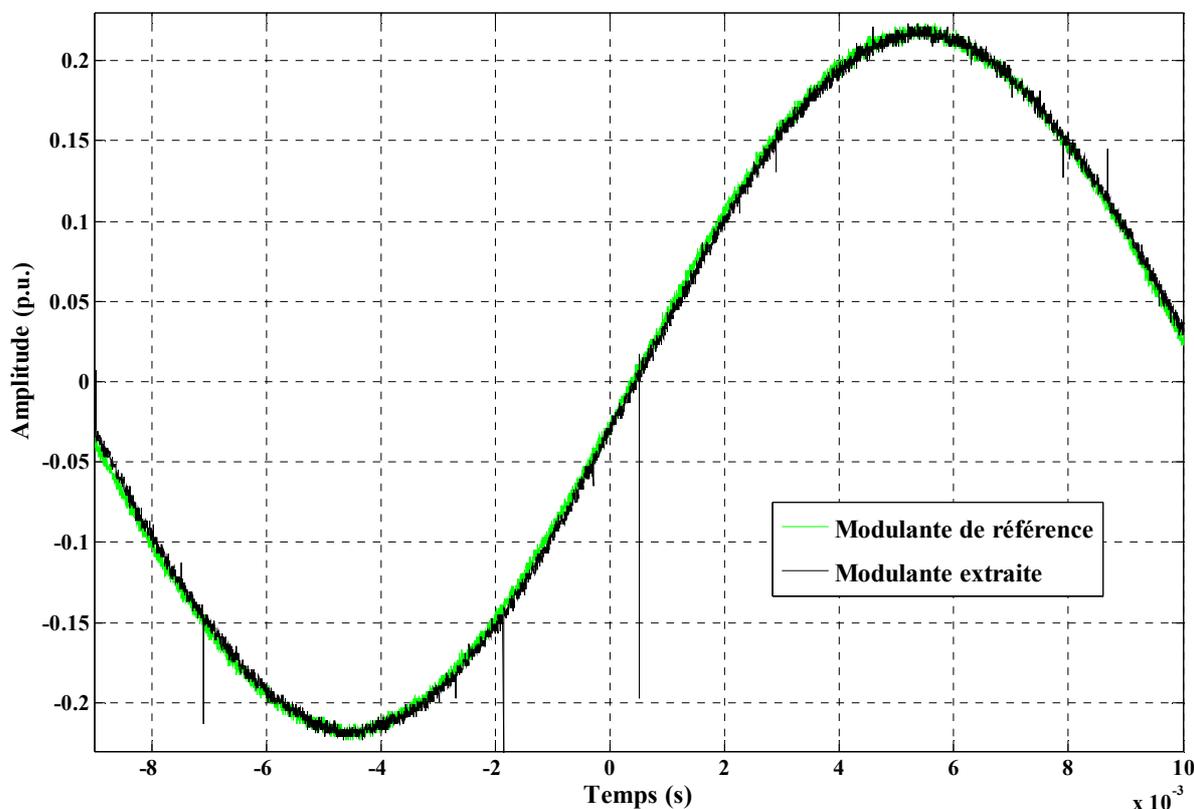


Figure V-17 : Résultat expérimental d'extraction d'une modulante à 50Hz à partir d'un signal MLI à 10kHz.

Un second essai a été réalisé avec une fréquence de découpage de 10kHz et une fréquence pour la modulante de 500Hz. Le signal extrait est alors présenté sur la Figure V-18. Par comparaison avec les résultats obtenus précédemment, le signal extrait dans ce cas, présente plus de disparités par rapport à la modulante de référence. Cela vient du fait que la fréquence de la modulante a augmenté par rapport à la fréquence de la MLI d'un rapport de 10. Ainsi, la modulante extraite est assez déformée et la distorsion engendrée par cette méthode d'extraction et non pas par l'interface, est importante. Il faut noter que la moyenne glissante appliquée sur le signal MLI produirait un résultat tout à fait similaire.

Le même effet serait aussi présent si la fréquence de la MLI était de 1kHz et la fréquence de la modulante de 50Hz (coefficient de modulation de 20). En général la modulante est à la fréquence de 50Hz, voilà pourquoi dans le cas de fréquences de découpage MLI relativement basses, il sera alors préférable d'utiliser l'interface en mode moyen harmonique.

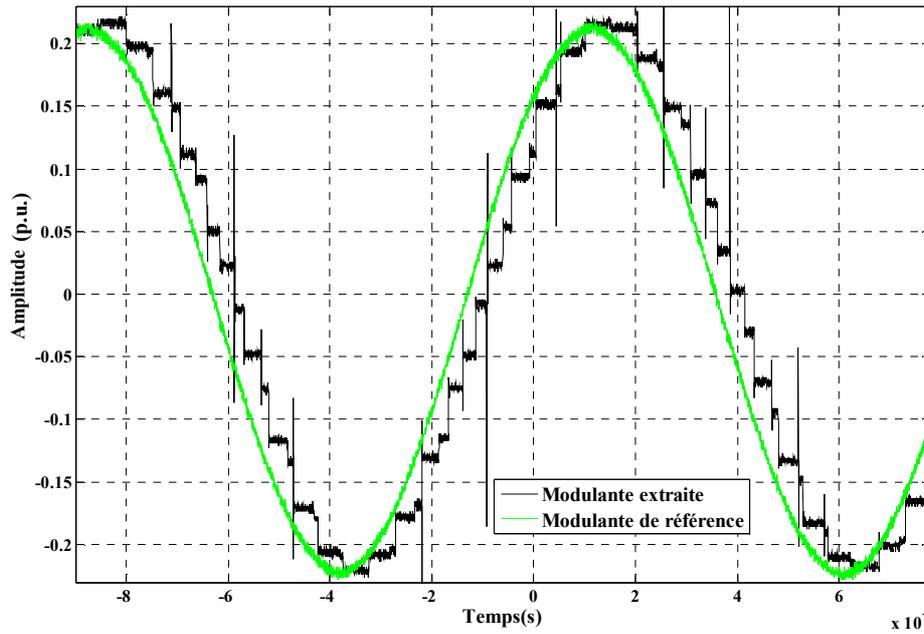


Figure V-18 : Résultat expérimental d'extraction d'une modulante à 500Hz à partir d'un signal MLI à 10kHz.

Un dernier essai a été réalisé avec une fréquence pour la MLI de 10kHz et en réalisant une variation de consigne sur la modulante. Le signal extrait est alors présenté sur la Figure V-19.

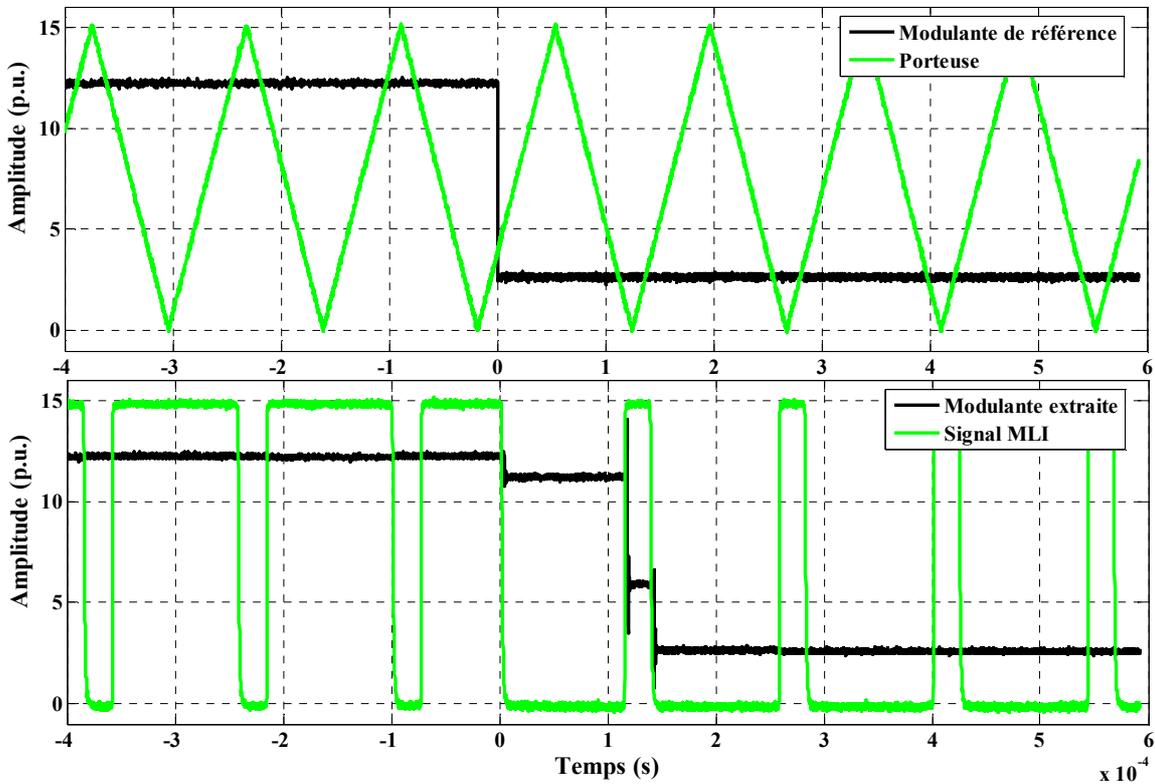


Figure V-19 : Résultat expérimental d'extraction d'une modulante en échelon à partir d'un signal MLI à 10kHz.

La Figure V-19 montre la porteuse triangulaire qui est comparée à la modulante pour réaliser la MLI. La modulante extraite est alors générée, et les étapes du calcul de la moyenne entre deux fronts du signal MLI sont bien visibles (Cf. l'approche théorique : Figure III.41). Il faut ainsi environ une période de découpage environ pour que la valeur de la modulante extraite égale à nouveau la valeur de la modulante de référence. Cela s'explique par le fait qu'il faut aussi une période de découpage pour que le rapport cyclique de la MLI s'établisse à sa valeur finale. Le retard propre à l'interface est alors très faible et la mesure est présentée dans le paragraphe suivant.

#### V.2.4.2 Etude du retard de traitement de l'interface

Le retard provoqué par l'interface peut avoir un rôle très important dans la simulation temps-réel du contrôleur MLI. Pour mesurer le retard propre à l'interface, on se heurte à la difficulté de séparer le temps de génération de la MLI du temps de traitement de l'interface.

Le programme d'extraction est une tâche d'interruption « IT » (*Interruption Task*) du DSP qui est déclenchée par un front sur le signal MLI. Le temps de retard a été mesuré sur le DSP TMS320F2812 en utilisant une sortie activée lors de l'entrée dans l'IT et désactivée lors de la sortie. Le synoptique suivant (Figure V-20) détaille le principe de mesure du retard de traitement de l'interface.

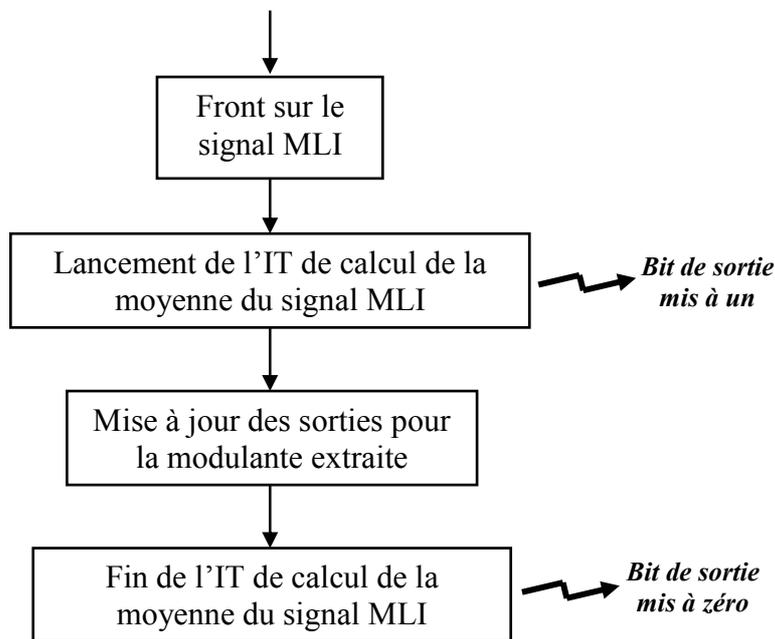


Figure V-20 : Principe d'utilisation d'une tâche d'interruption (IT) pour la mesure du temps de traitement.

La Figure V-21 montre le relevé expérimental de la mesure du temps de traitement de l'interface.

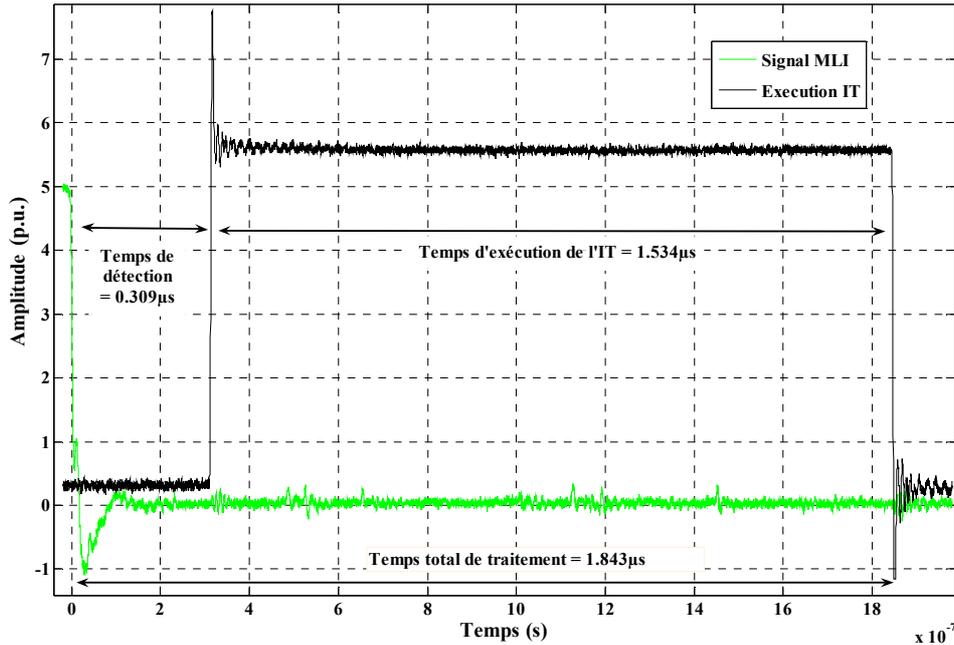


Figure V-21 : Résultat expérimental de la mesure du retard de traitement de l'interface matérielle.

Le retard, ou temps de traitement, peut alors se traduire par :

- un temps de détection (figure ci-dessus) correspondant au temps entre l'instant du front du signal MLI et l'instant où l'IT est exécutée ;
- un temps d'exécution nécessaire au calcul de la moyenne et à la mise à jour des sorties.

La faible valeur du retard obtenue,  $2\mu\text{s}$  environ, montre que l'interface matérielle réalisée avec un système de calcul de moyenne par DSP est très efficace. Compte tenu du très faible retard de traitement, l'utilisation de cette méthode est donc justifiée par rapport aux méthodes utilisant le filtrage analogique (Figure V-12). De plus la distorsion provoquée par l'interface sur le signal de sortie reste très faible, et n'est pas observable sur les courbes obtenues. Ces deux résultats significatifs ont conduit à retenir la solution du calcul de la moyenne par DSP pour la réalisation de l'interface matérielle.

## V.2.5 Interface en mode moyen harmonique

Dans ce mode d'extraction, l'interface calcule la composante moyenne et harmonique du signal MLI. Le principe est présenté dans le chapitre III § III.4.2.2. Le signal extrait est alors composé de la composante moyenne (modulante) et des harmoniques de découpage. Ces harmoniques dus au découpage peuvent être représentés jusqu'à une valeur de la fréquence limitée par le pas de temps de simulation (Cf. Figure III-42).

### V.2.5.1 Résultat d'extraction avec un signal MLI à 3kHz

Un premier essai a été réalisé, en prenant un pas de temps pour le calcul de la composante moyenne et harmonique de  $30\mu\text{s}$ .

Ce temps correspond au pas de temps de simulation (PT) dans le cas d'une simulation temps-réel. La fréquence pour la MLI est de 3kHz, et pour la modulante de 50Hz.

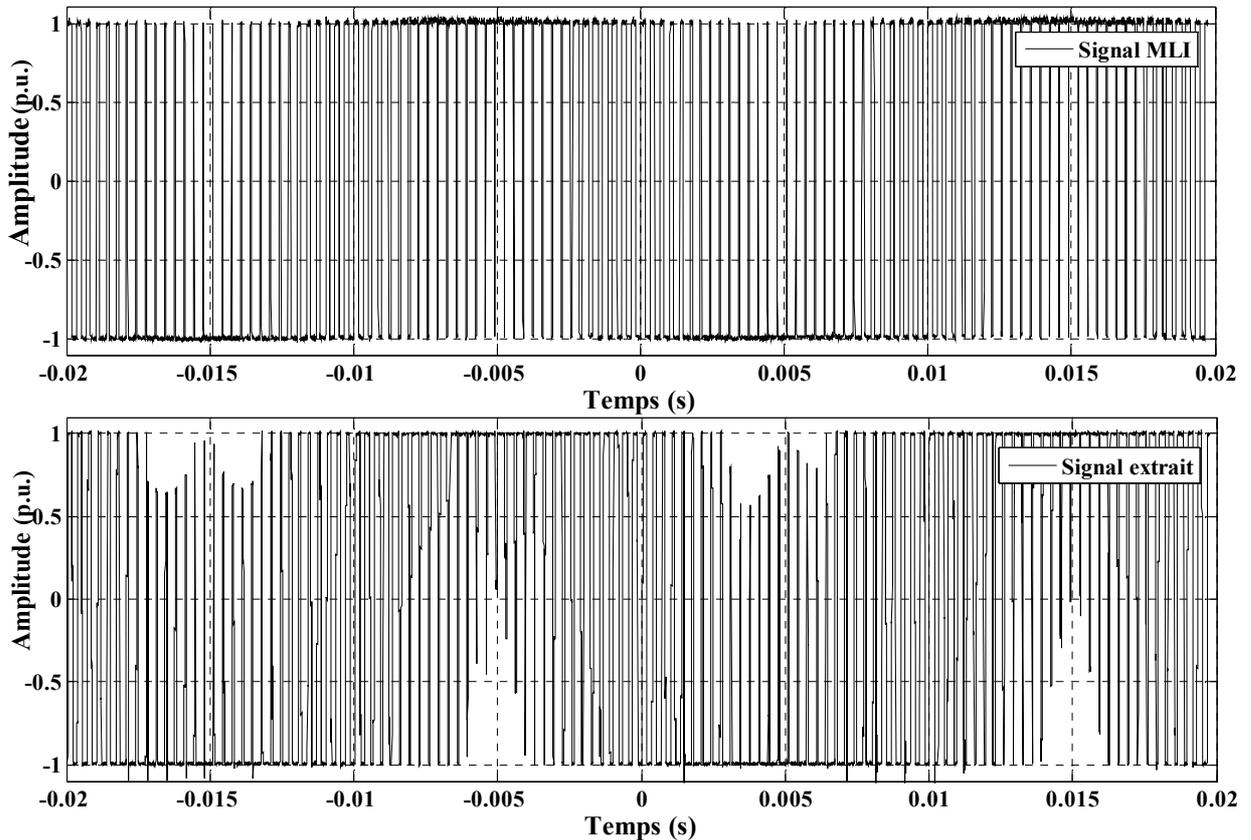


Figure V-22 : Signal extrait par l'interface en mode moyen harmonique avec  $f_{MLI}=3\text{kHz}$ ,  $PT=30\mu\text{s}$ .

La Figure V-22 montre le signal extrait par l'interface en mode moyen harmonique à partir du signal MLI.

Il est bien visible que les harmoniques dus au découpage sont bien présents sur le signal extrait. Ces harmoniques ont été calculés à partir d'une transformée de Fourier et les résultats sont présentés sur la Figure V-23.

La Figure V-23 montre que les rangs des harmoniques du signal MLI multiples de la fréquence de découpage sont tous bien représentés sur le signal extrait.

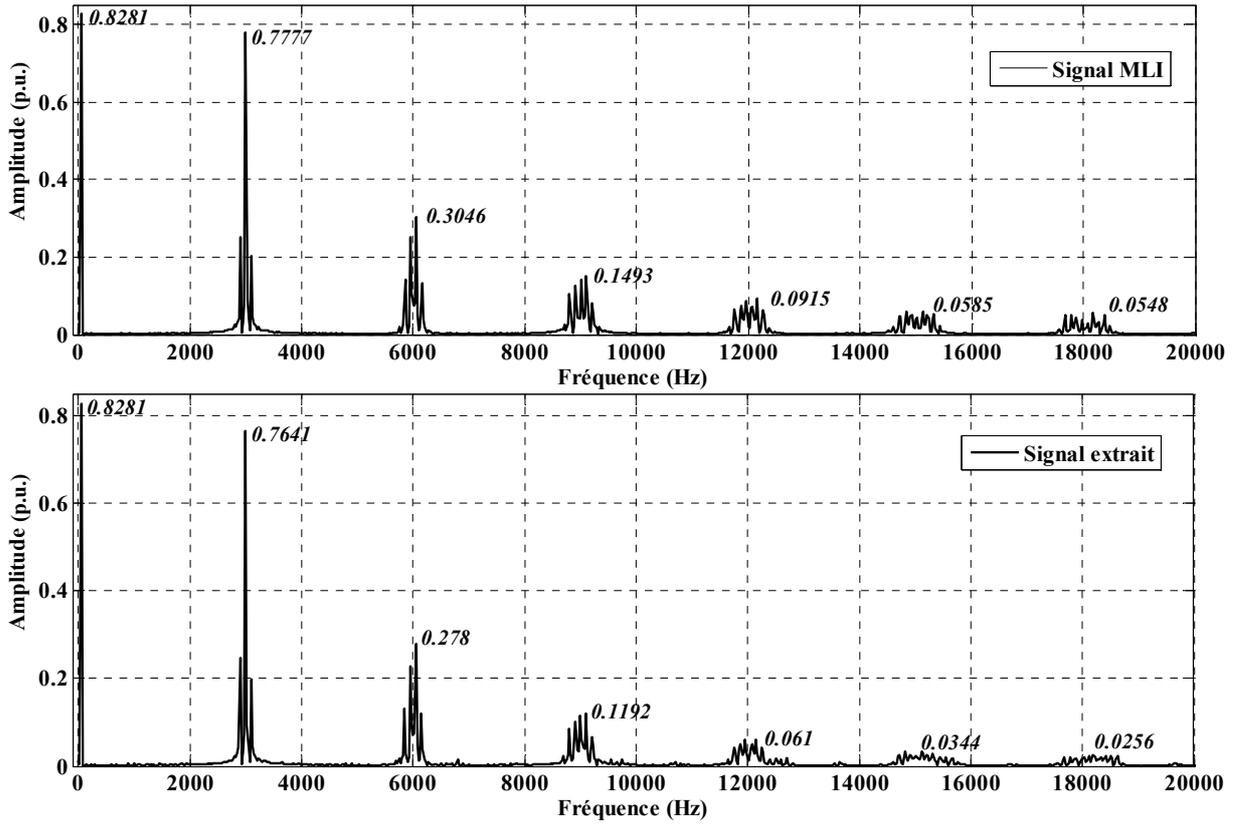


Figure V-23 : Harmoniques du signal extrait par l'interface et du signal MLI ( $f_{MLI}=3kHz$ ,  $PT=30\mu s$ ).

Afin de comparer l'amplitude de chaque harmonique, l'effet d'atténuation dû à l'interface et qui est lié au calcul de la moyenne glissante et à son échantillonnage (Cf. Chapitre III § III.2.3), doit être pris en compte.

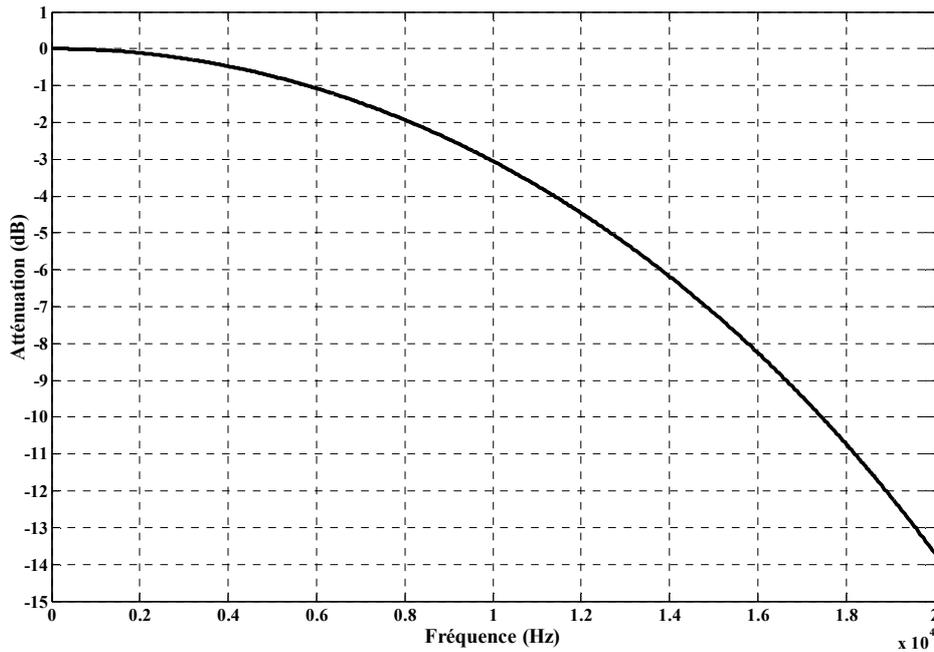


Figure V-24 : Atténuation théorique de l'interface en fonction de la fréquence du signal d'entrée ( $PT=30\mu s$ ).

La comparaison est alors réalisée en multipliant le signal MLI par cette atténuation théorique calculée d'après l'équation III-6 (Figure V-24).

Les résultats sont présentés sur la Figure V-25 et montrent bien que l'interface en mode moyen harmonique a un résultat tout à fait similaire à celui attendu et présenté dans la partie théorique du chapitre III § III.4.2.2.

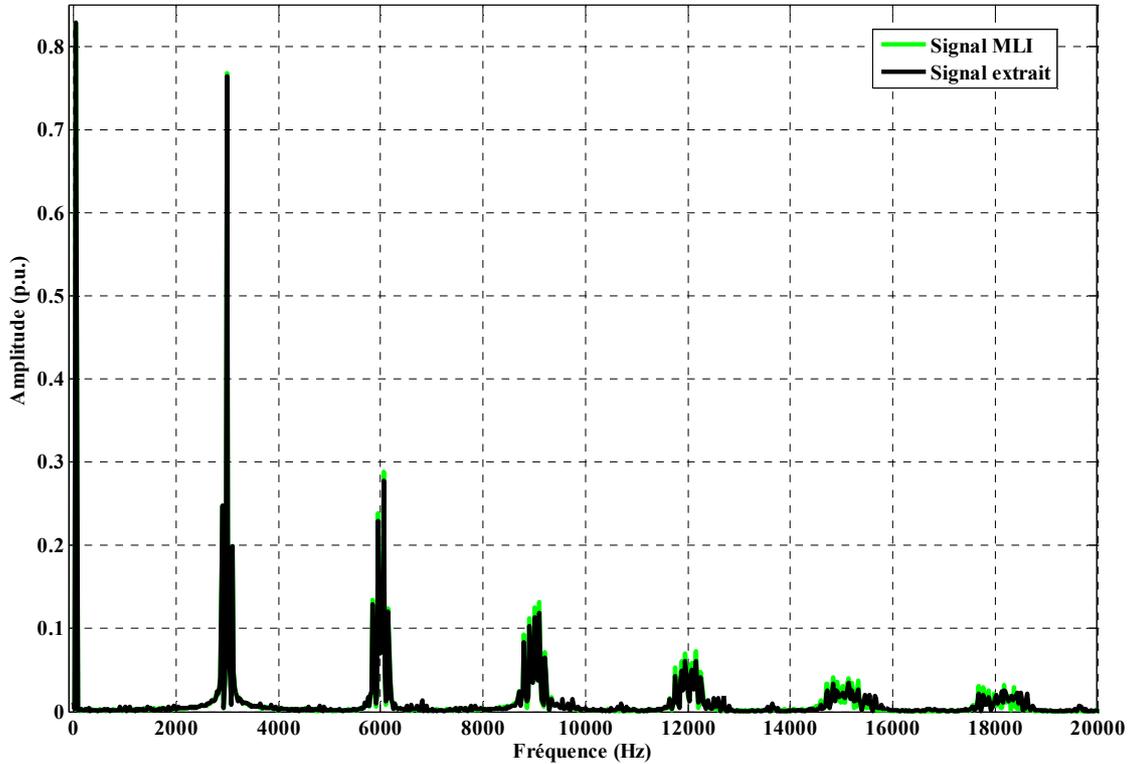


Figure V-25 : Comparaison des harmoniques du signal extrait par l'interface et des harmoniques du signal MLI atténués par la fonction d'atténuation théorique de l'interface ( $f_{MLI}=3kHz$ ,  $PT$  30 $\mu$ s).

### V.2.5.2 Résultat d'extraction avec un signal MLI à 10kHz

Un second essai a été réalisé, en prenant un pas de temps pour le calcul de la composante moyenne et harmonique de 30 $\mu$ s, une fréquence pour la MLI de 10kHz et pour la modulante de 50Hz. La Figure V-26 montre le signal extrait par l'interface à partir du signal MLI.

Comme la fréquence de la MLI est plus importante que le pas de temps pour le calcul, la plage de fréquence des harmoniques dus au découpage est réduite. Ainsi la forme du signal extrait à une forme qui s'approche plus d'une modulante que dans l'essai réalisé précédemment.

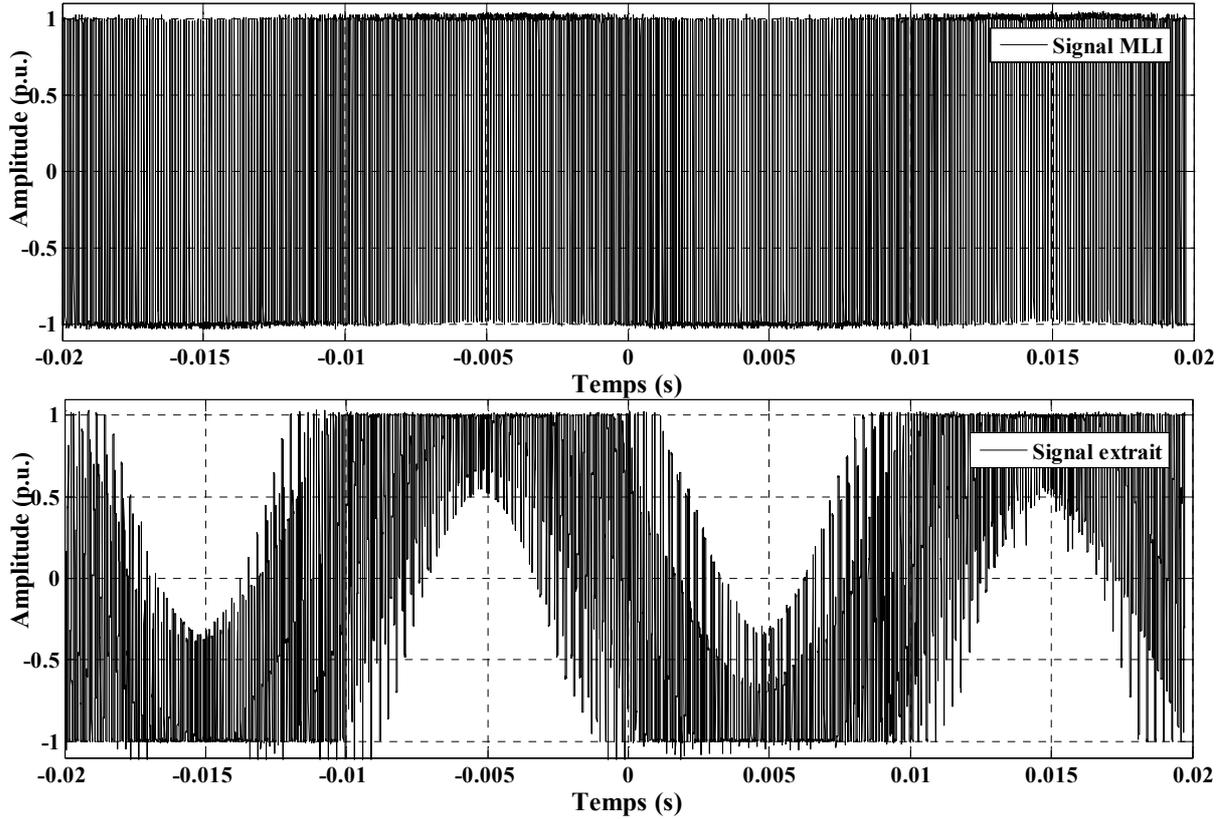


Figure V-26 : Signal extrait par l'interface en mode moyen harmonique avec  $f_{MLI}=10\text{kHz}$ ,  $PT=30\mu\text{s}$ .

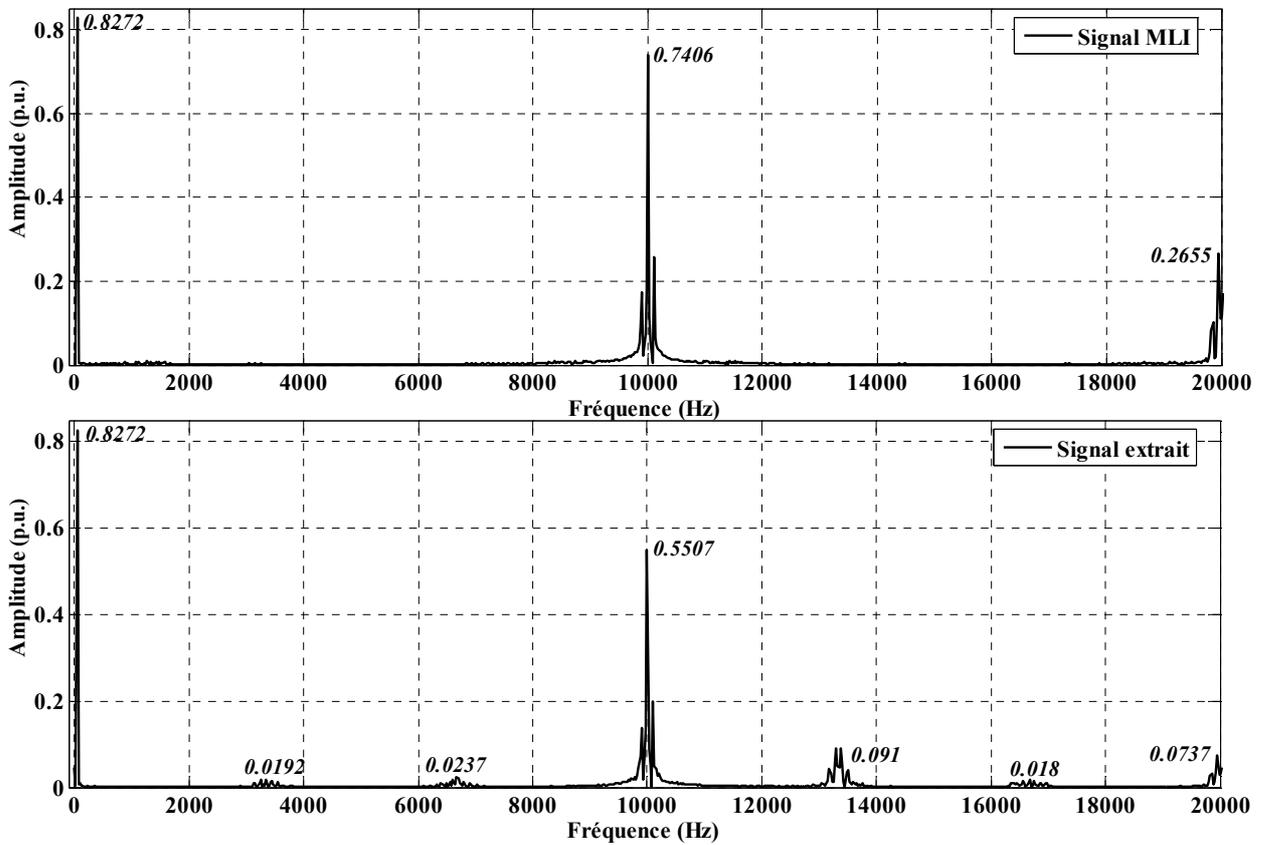
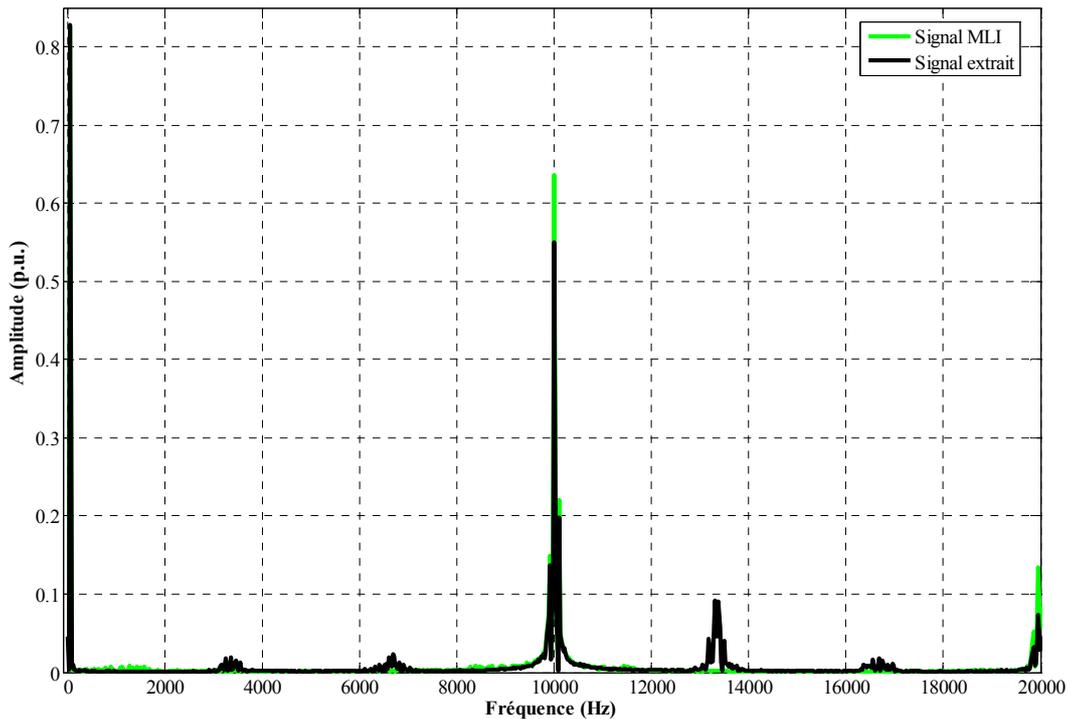


Figure V-27 : Harmoniques du signal extrait par l'interface et du signal MLI ( $f_{MLI}=10\text{kHz}$ ,  $PT=30\mu\text{s}$ ).

Les harmoniques sont toujours bien représentés (Figure V-27), cependant, l'effet de repliement présenté dans le chapitre III § III.4.2.2 est bien visible, car des harmoniques non multiples de la fréquence de découpage sont présents. Ces harmoniques restent cependant faibles et leur impact réduit pour les simulation temps-réel.

La Figure V-28 présente la comparaison entre l'amplitude des harmoniques de la MLI multipliés par la fonction d'atténuation théorique de la méthode d'extraction et les harmoniques du signal extrait.



*Figure V-28 : Comparaison des harmoniques du signal extrait par l'interface et des harmoniques du signal MLI atténués par la fonction d'atténuation théorique de l'interface ( $f_{MLI}=10kHz$  PT  $30\mu s$ ).*

L'amplitude du fondamental à 50Hz qui est aussi celui de la modulante est parfaitement égale à celle de la modulante extraite, cependant un léger écart est présent sur l'harmonique à 10kHz, dû à la fréquence de découpage de la MLI.

Les résultats expérimentaux présentés montrent que le fonctionnement de l'interface matérielle en mode moyen harmonique est tout à fait cohérent et sont tout à fait semblables à ceux attendus par la théorie (Cf. chapitre III § III.4.2.2).

## V.3 Test temps-réel du contrôleur de D-STATCOM

### V.3.1 Mise en oeuvre de la simulation temps-réel

#### V.3.1.1 Réalisation du contrôleur MLI de D-STATCOM

##### V.3.1.1.1 Choix du support de réalisation

Le support de réalisation choisi pour réaliser le contrôleur du D-STATCOM est un système DSPACE. Le choix d'un système DSPACE a été utilisé afin de valider le dispositif de test temps-réel de contrôleur à MLI, constitué d'ARENE, de l'interface logicielle et matérielle.

Le système DSPACE utilisé (DS1102) a comme base logicielle : Matlab/Simulink et comme base matérielle : un processeur DSP (TMS320C31 de Texas Instruments). Une fois la programmation du dispositif effectuée grâce à Matlab/Simulink, le système DSPACE compile les fichiers réalisés sous forme d'un code interprétable par le DSP (assembleur). La dernière étape consiste en l'exécution du programme en temps-réel sur le DSP.

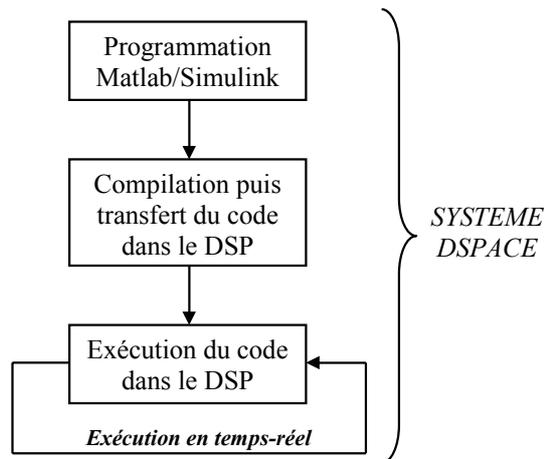


Figure V-29 : Principe de fonctionnement du système DSPACE.

Dans l'application réalisée, le système DSPACE présente des avantages indéniables.

Tout d'abord sa simplicité de programmation : car elle s'effectue à l'aide de Matlab/Simulink. Les asservissements développés pour le contrôleur du D-STATCOM avaient, par ailleurs, déjà été programmés sur Matlab/Simulink dans le cadre des simulations hors temps-réel. DSPACE a donc permis, pour l'application réalisée, un gain de temps significatif.

Ensuite, ce système apporte une très bonne flexibilité de mise en oeuvre car les asservissements avec les correcteurs PI dans Park ou avec les correcteurs résonnants une fois programmés, ne prennent que peu de temps à être implantés et mis en exécution dans le DSP.

Ainsi il est possible de « passer » d'un correcteur à un autre très rapidement, sans déconnexions matérielles.

Finalement, le DSPACE permet, dans une certaine mesure, d'avoir accès aux variables d'asservissements et signaux de simulations, ce qui n'aurait pu être possible avec un prototype matériel de contrôleur. Cette caractéristique a permis de mieux valider le fonctionnement du système temps-réel en obtenant des signaux intermédiaires pour des mesures de retards par exemple.

### V.3.1.1.2 Caractéristiques du système DSPACE

Tout comme ARENE URT, le système DSPACE est un système fonctionnant en temps-réel, sa principale caractéristique est donc le temps de retard. Une mesure du temps de réponse du DSPACE, a été effectuée en utilisant une entrée et une sortie analogique. Le temps de réponse est proportionnel au pas de temps fixe ( $PT_{\text{DSPACE}}$ ) du système DSPACE (Figure V-30). De plus, il faut cependant ajouter à ce retard les temps des conversions des entrées analogiques/numériques (CAN) et sorties numériques/analogiques (CNA). Deux résolutions pour les entrées sont disponibles (deux CAN 16 bits et deux 12bits). La documentation technique du composant DSP donne un temps de conversion de  $4\mu\text{s}$  pour un CAN 16 bits et de  $1,25\mu\text{s}$  pour un CAN 12 bits. Pour le CNA, la résolution est de 12 bits et le temps de conversion de  $4\mu\text{s}$ . Une mesure sur le DSPACE a donné un temps de retard dû aux conversions « dt » d'environ  $6\mu\text{s}$ , mais celui-ci est variable et dépend aussi de l'entrée utilisée.

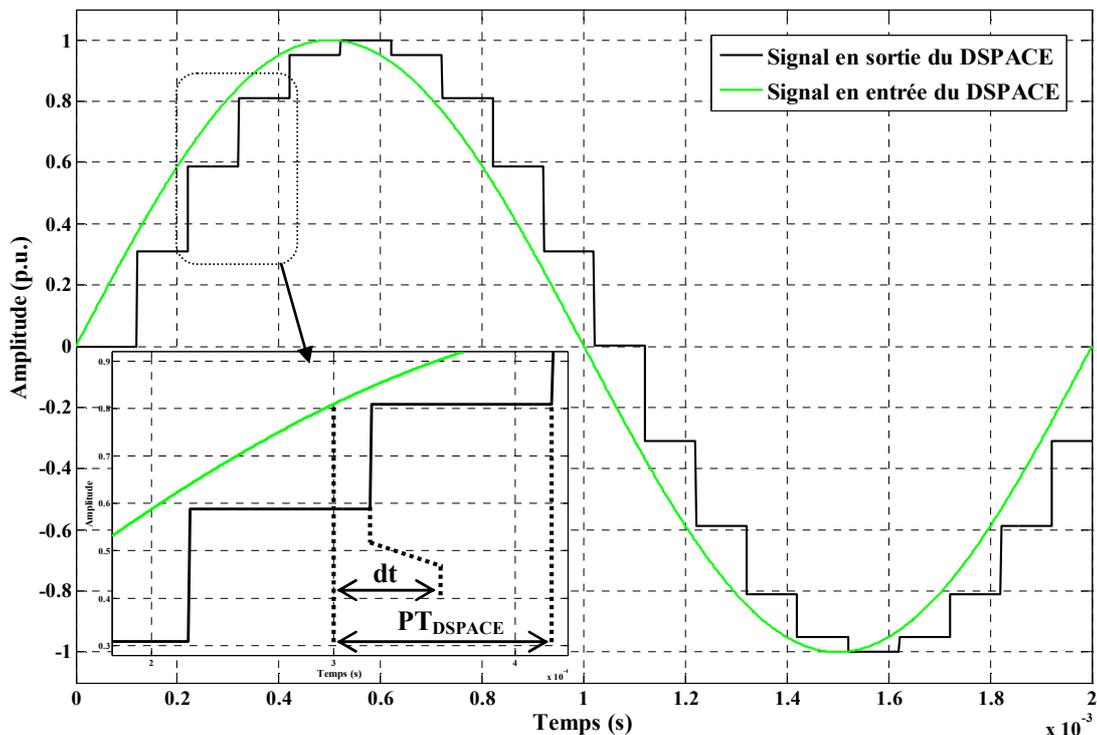


Figure V-30 : Mesure des temps de retards du système DSPACE.

Un des paramètres limitant pour le système DSPACE utilisé est son nombre d'entrées analogiques (4) et sorties analogiques (4), ce facteur limitant ne concerne pas les systèmes de nouvelle génération. Dans l'application réalisée, le nombre d'entrées analogiques a limité les tests pour les asservissements du D-STATCOM. En effet, typiquement, le D-STATCOM doit permettre de maintenir la tension au point de raccordement à une valeur de consigne (Cf. Chapitre I § I.2.1.3). Pour cela, le DSPACE aurait nécessité deux entrées en tension (si le réseau est équilibré en tension), deux en courant (si le neutre du D-STATCOM n'est pas raccordé), une pour la tension du bus continu : soit au total 5 entrées analogiques.

Les simulations temps-réel réalisées ont cependant permis de tester les asservissements du D-STATCOM de plus bas niveau : les asservissements des courants injectés au réseau (2 entrées analogiques : si le neutre n'est pas raccordé) et la tension du bus continu de l'onduleur de tension (1 entrée analogique). Classiquement, la synchronisation du contrôleur du D-STATCOM aurait dû être réalisée avec une boucle à verrouillage de phase (PLL) à partir des tensions au point de raccordement (dans le cas d'une PLL monophasée 1 seule entrée analogique est requise si les tensions du réseau sont équilibrées). Cela n'a pu être effectué compte tenu de la puissance de calcul du DSPACE 1102 qui n'a pas permis d'y intégrer la PLL (le pas de temps requis par le DSPACE aurait été, trop important pour tester les contrôleurs souhaités). Il a donc fallu générer directement l'angle pour les transformées de Park permettant de synchroniser le contrôleur en utilisant la dernière entrée analogique disponible du DSPACE (4 entrées analogiques au total).

Les sorties du DSPACE utilisées sont les sorties MLI générées à partir d'un composant dédié de la carte DSP (le circuit TMS320P14 de Texas Instruments), il est ainsi possible de choisir une période de MLI plus petite que le pas de temps de simulation. Il faut toutefois noter que la mise à jour de la MLI ne s'effectue qu'à chaque pas de temps de simulation et à chaque front montant de la première phase du signal MLI.

#### **V.3.1.1.3 Temps de calculs et pas de temps de simulation du DSPACE**

Les asservissements du D-STATCOM avec des correcteurs PI dans Park ont été programmés dans le DSPACE. Le temps de calcul sur la carte DSP a conduit au choix d'un pas de temps de simulation pour le fonctionnement en temps-réel avec ce type de correcteurs de 120 $\mu$ s.

De même, les asservissements du D-STATCOM avec des correcteurs résonnants ont été programmés dans le DSPACE et le pas de temps de simulation choisi est de 100 $\mu$ s.

### V.3.1.2 Réalisation de la simulation en temps-réel avec ARENE URT

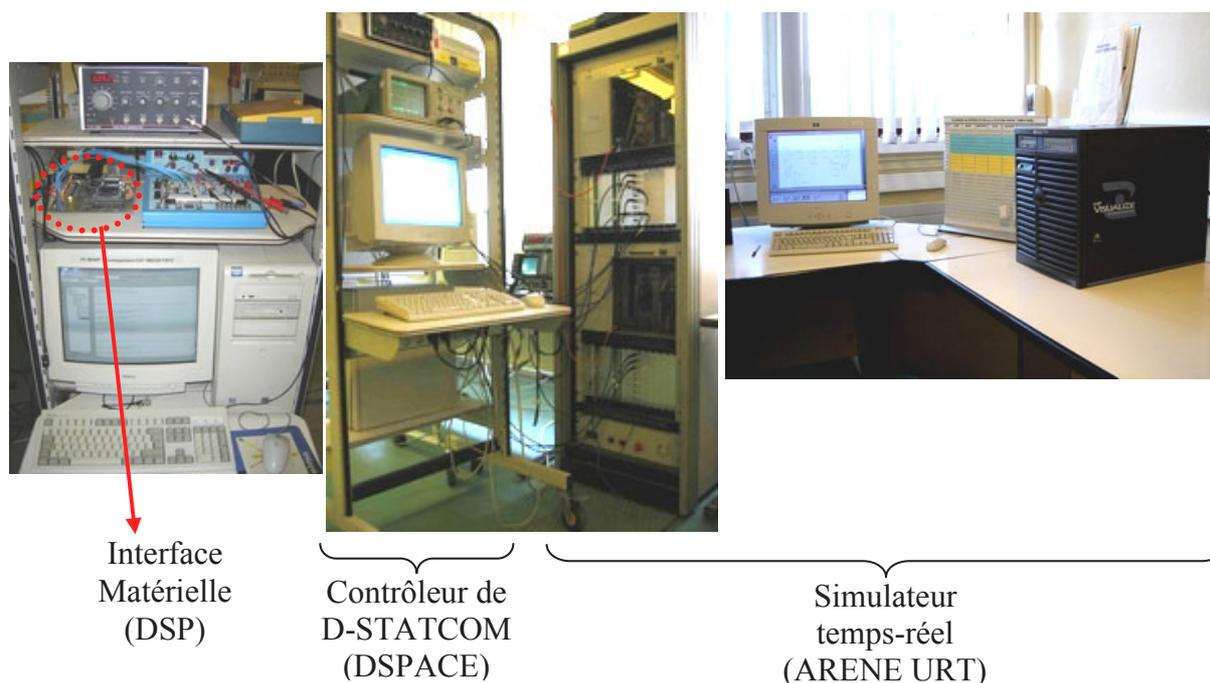


Figure V-31 : Photographies représentant le banc d'essais temps-réel conçu dans le cadre de cette thèse.

#### V.3.1.2.1 Choix du modèle de D-STATCOM

La fréquence de découpage de la MLI qui doit être étudiée est de 10kHz.

Compte tenu du pas de temps estimé pour le modèle topologique de D-STATCOM (temps de calcul estimé de  $20\mu\text{s}$  avec les blocs d'entrées/sorties temps-réel) et du pas de temps requis pour obtenir une bonne précision au niveau des résultats ( $1\mu\text{s}$ ), la simulation en temps-réel du modèle topologique n'est pas possible avec le simulateur utilisé pour la fréquence de découpage considérée.

L'interface matérielle doit alors être utilisée afin d'échantillonner correctement le signal MLI et d'en extraire les composantes utiles. Deux modes de fonctionnement sont alors possibles : le mode moyen et le mode moyen harmonique.

#### V.3.1.2.2 Simulation temps-réel en mode moyen et moyen harmonique

La simulation temps-réel pour les deux modes est constituée du modèle de D-STATCOM, de l'interface logicielle et d'un système de validation et de synchronisation pour le DSPACE. Ce système de synchronisation et validation permet la génération d'une sortie de validation pour le lancement des asservissements du DSPACE et de l'angle de synchronisation pour les transformées de Park en même temps que la simulation temps-réel ARENE URT. L'interface logicielle permet de convertir les signaux issus de l'interface matérielle DSP codés sur 8 bits sur chaque phase.

Dans le mode moyen, un système de détection et de suppression des pics sur les signaux de commande a été développé pour la simulation ARENE URT. Les pics parasites peuvent apparaître aléatoirement lorsque l'échantillonnage d'ARENE coïncide avec la mise à jour des 8 bits de sortie de l'interface DSP. Le temps de calcul estimé de la simulation ARENE URT est de  $22\mu\text{s}$  avec les blocs d'entrées/sorties temps-réel. Le pas de temps de simulation choisi est de  $30\mu\text{s}$  en prenant en compte le temps nécessaire à l'acquisition des signaux par ARENE URT.

Dans le mode moyen harmonique, la composition de la simulation temps-réel est similaire à celle utilisée pour le mode moyen. Cependant, l'interface d'élimination des pics parasites n'est pas utilisée compte tenu de l'allure très discontinue du signal extrait par l'interface (la partie utile du signal pourrait être détectée comme des pics parasites). Le temps de calcul estimé de la simulation ARENE URT en mode moyen est de  $20\mu\text{s}$  avec les blocs d'entrées/sorties temps-réel. Le pas de temps de simulation choisi est de  $30\mu\text{s}$ .

### V.3.2 Tests en temps-réel du dispositif

#### V.3.2.1 Test de validation pour un contrôleur moyen de D-STATCOM

Ce test a été réalisé afin de valider le fonctionnement en temps-réel du simulateur ARENE URT connecté au contrôleur de D-STATCOM réalisé avec DSPACE.

Dans cet essai, le DSPACE génère directement les modulantes pour le modèle de D-STATCOM dans ARENE, au lieu de générer les signaux MLI comme présenté dans les paragraphes suivants. Ainsi, le modèle simulé est un modèle moyen, car les signaux de commandes issus du contrôleur sont des modulantes.

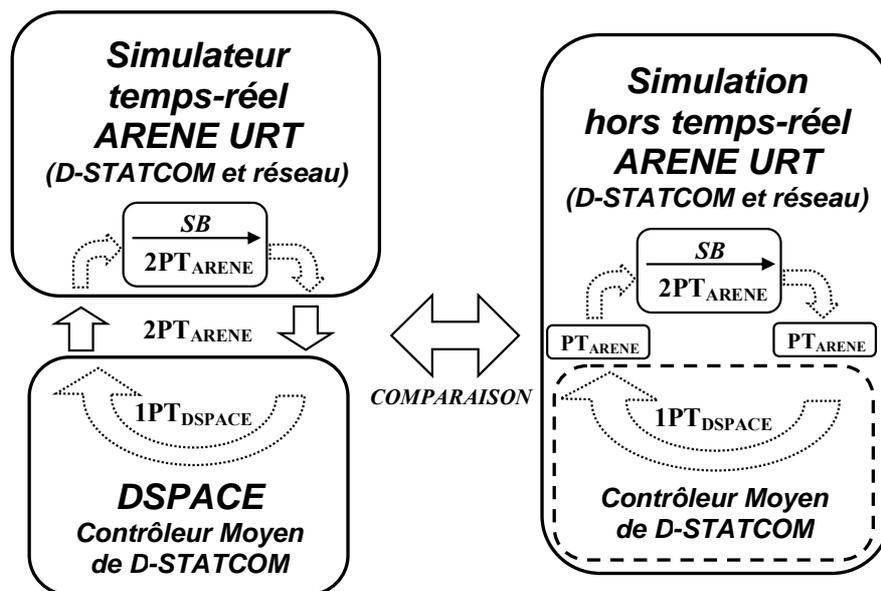


Figure V-32 : tests en temps-réel d'un contrôleur moyen de D-STATCOM. Représentation des retards physiques dans la simulation hors temps-réel ARENE URT.

Le pas de temps du contrôleur DSPACE est de  $120\mu\text{s}$  et d'ARENE URT de  $30\mu\text{s}$  (Tableau V-2). Pour valider les résultats obtenus en temps-réel, une simulation hors temps-réel a été prise comme référence. Afin de bien traduire les phénomènes inhérents à la simulation temps-réel : les retards dus au DSPACE (un pas de temps de simulation :  $120\mu\text{s}$ ) et à ARENE URT (deux pas de temps de simulation :  $60\mu\text{s}$ ) ont été modélisés dans la simulation hors temps-réel.

	ARENE URT	DSPACE
<b>Pas de temps de simulation temps-réel</b>	$30\mu\text{s}$	$120\mu\text{s}$
<b>Compensation des retards dans la simulation hors temps-réel (dus à chaque élément correspondant)</b>	$60\mu\text{s}$	$120\mu\text{s}$

Tableau V-2 : Paramètres des simulations pour l'essai réalisé.

Pour le fonctionnement en temps-réel, seuls deux pas de temps de retard sont imputables à ARENE URT : pour l'acquisition, le traitement et la restitution des signaux (Chapitre II § II.5.2). Toutefois, dans cette application, il a été nécessaire d'utiliser un « Schéma Bloc » (SB) d'ARENE URT afin de modéliser le D-STATCOM. Il faut bien noter que le passage dans un schéma bloc d'ARENE provoque la perte de deux pas de temps. Le retard total d'ARENE URT, pour notre application, est donc de 4 pas de temps de simulation.

Un schéma Bloc est également utilisé pour modéliser le D-STATCOM dans la simulation hors temps-réel. Ainsi, seuls sont compensés les deux pas de temps dus à l'acquisition au traitement et la restitution des signaux d'ARENE URT (Figure V-32).

Les effets de quantification des convertisseurs et de jitter de phase (Cf. Chapitre II § II.5.3.2) dus à l'échantillonnage des signaux par le DSPACE et ARENE n'ont pas été représentés.

La Figure V-33 montre les courants injectés au réseau par le D-STATCOM, et la Figure V-34 la tension du bus continu du système.

Les correcteurs moyens testés utilisent des PI dans le repère de PARK.

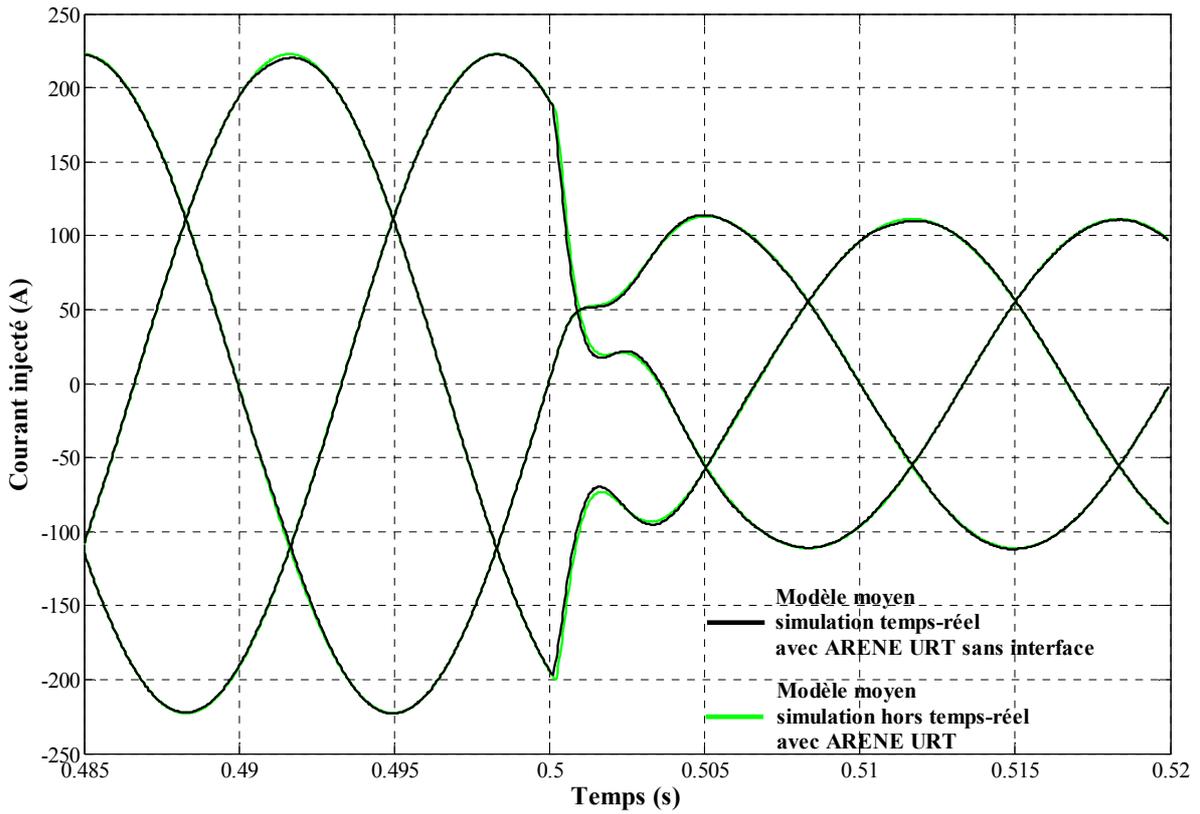


Figure V-33 : tests en temps-réel d'un contrôleur moyen de D-STATCOM. Courants injectés au réseau, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

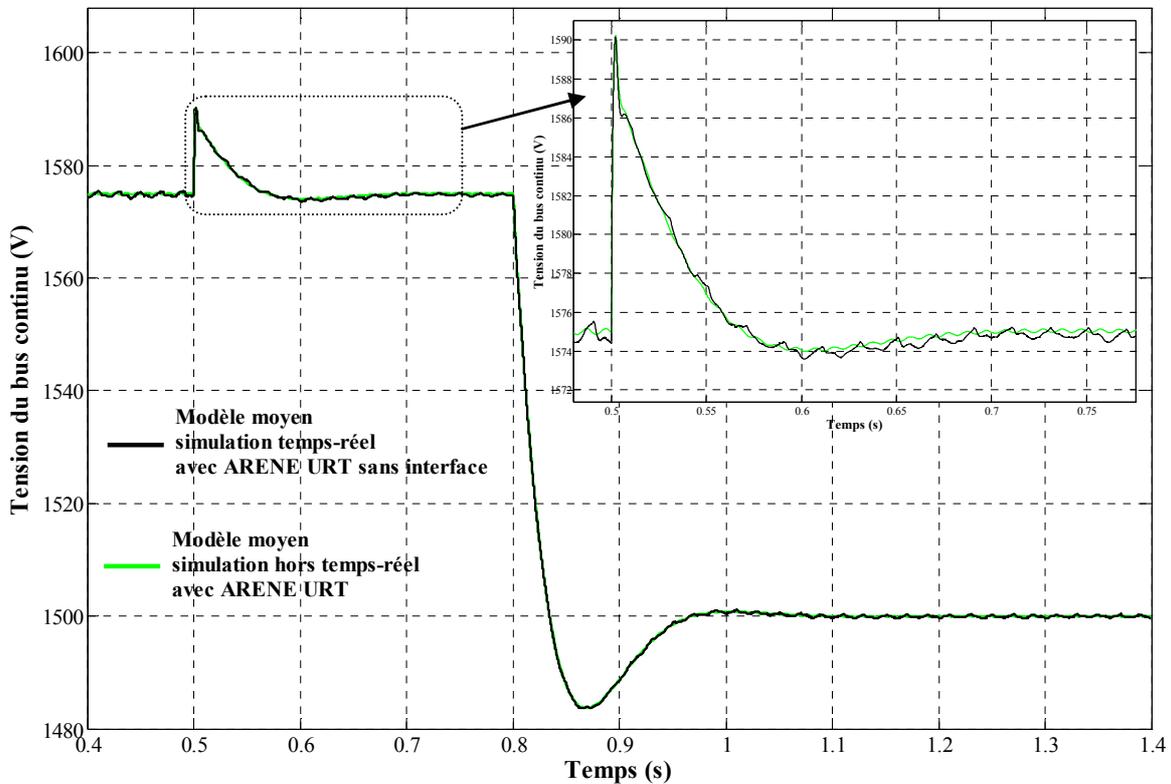


Figure V-34 : tests en temps-réel d'un contrôleur moyen de D-STATCOM. Tension du bus continu, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

Les courbes obtenues sont pratiquement identiques en régime permanent tout comme en régime transitoire. Cela montre effectivement que les impacts de la simulation temps-réel se traduisent principalement dans cet essai par des retards dus au DSPACE et à ARENE URT.

### V.3.2.2 Tests de contrôleurs MLI de D-STATCOM

L'un des objectifs majeurs de ce projet a été d'établir des méthodes pour le test des contrôleurs MLI ayant des fréquences de découpages élevées. Les tests suivants montrent les résultats obtenus avec le banc d'essais « d'études temps-réel » (Figure V-31) qui a été développé spécialement dans le cadre de ce projet.

Les asservissements du contrôleur MLI de D-STATCOM qui ont été réalisés sur le DSPACE, ont été validés par nos soins sur le banc expérimental « universel ». Ce banc a permis d'obtenir les résultats expérimentaux d'un D-STATCOM réel connecté au réseau (Cf. chapitre IV § IV.3). Ces mêmes asservissements ont ensuite été testés sur le banc d'études temps-réel et ont été ainsi validés expérimentalement. Cela montre qu'il est tout à fait possible de tester des contrôleurs MLI industriels avec le banc d'études temps-réel développé.

L'interface matérielle a été utilisée dans les deux modes pour extraire soit les modulantes ou les modulantes et les harmoniques de découpage des signaux MLI. Les signaux générés par l'interface matérielle sont ensuite utilisés par le simulateur temps-réel ARENE URT pour piloter le modèle de D-STATCOM simulé (Figure V-35).

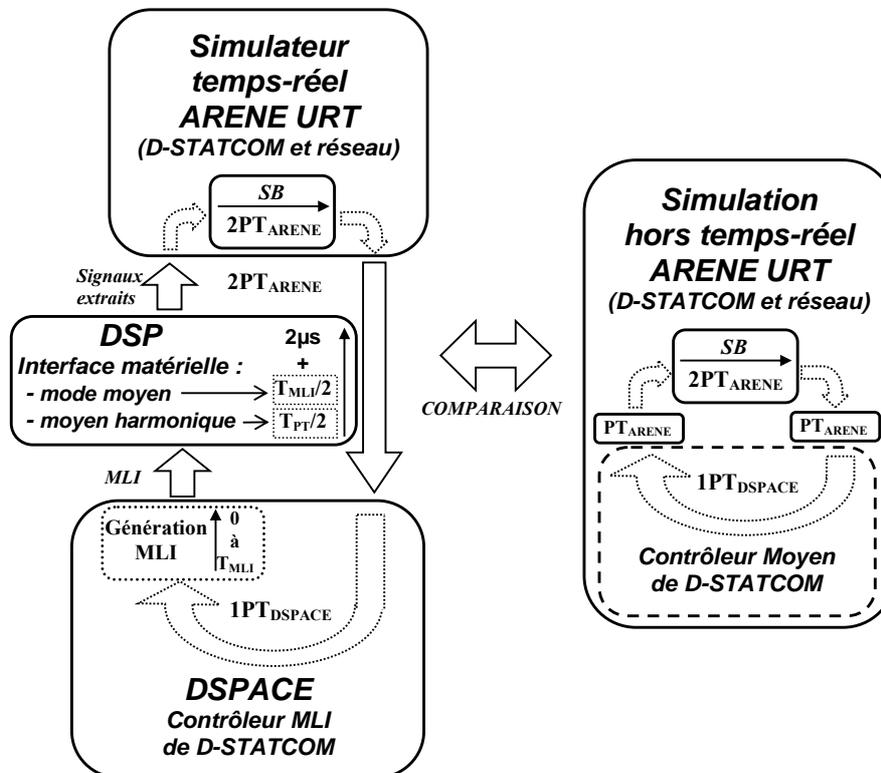


Figure V-35 : tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM. Représentation des retards physiques dans la simulation hors temps-réel ARENE URT.

V.3.2.2.1 Contrôleur de D-STATCOM MLI avec interface en mode moyen

Les essais présentés dans les paragraphes suivants ont été réalisés avec le contrôleur de D-STATCOM MLI à 10kHz réalisé avec DSPACE. Les asservissements avec des correcteurs PI dans Park et résonnants ont été testés. Le temps de calcul estimé de la simulation ARENE URT en mode moyen est de 22μs avec les blocs d’entrées/sorties temps-réel. Le pas de temps de simulation choisi est de 30μs.

V.3.2.2.1.1 Correcteurs PI dans Park

Le pas de temps du contrôleur DSPACE avec les correcteurs PI dans Park choisi est de 120μs et pour ARENE URT de 30μs. Pour valider les résultats obtenus en temps-réel, la simulation hors temps-réel, dont certains retards ont été compensés (Figure V-35), a été utilisée comme référence (tableau suivant). La Figure V-36 montre les courants injectés au réseau par le D-STATCOM. La Figure V-37 montre la tension du bus continu du système. La Figure V-38 montre la modulante dans la simulation ARENE URT issue de l’interface matérielle.

	ARENE URT	DSPACE
<b>Pas de temps de simulation temps-réel</b>	30μs	120μs
<b>Compensation des retards dans la simulation hors temps-réel (dus à chaque élément correspondant)</b>	60μs	120μs

Tableau V-3 : Paramètres des simulations pour l’essai réalisé.

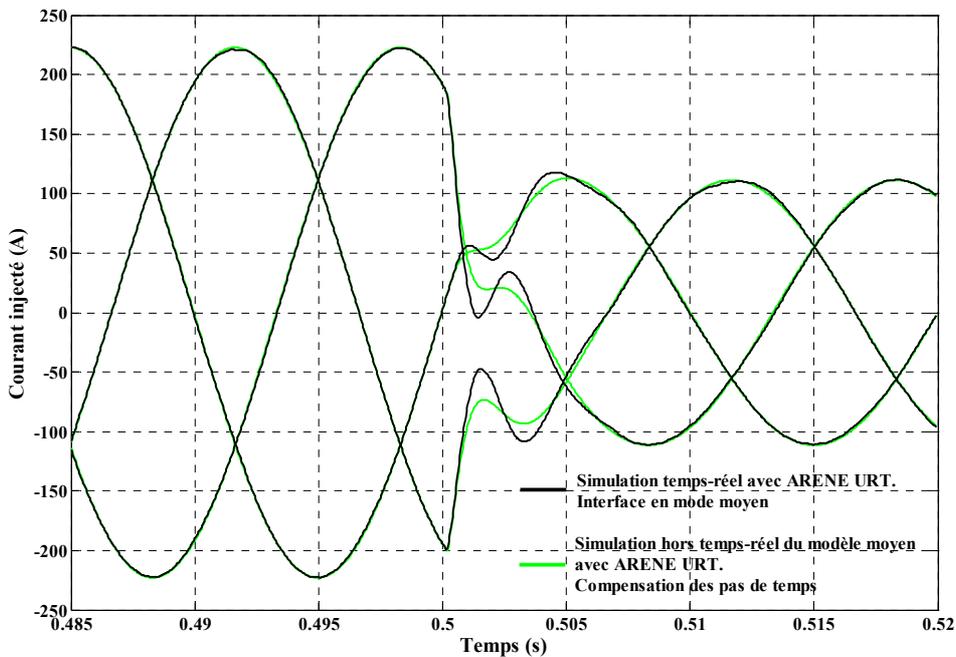


Figure V-36 : tests en temps-réel d’un contrôleur MLI de D-STATCOM avec correcteurs PI dans Park. Interface de mode moyen ( $f_{MLI}=10kHz$ ). Courants injectés au réseau, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

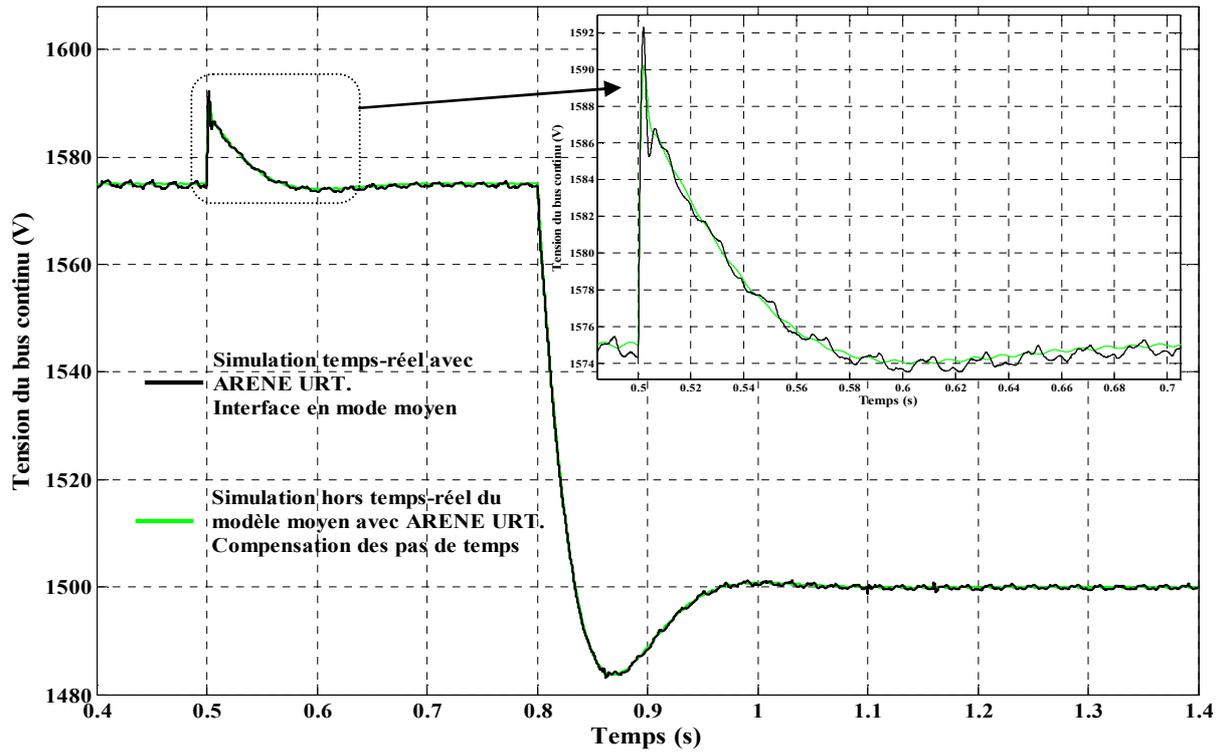


Figure V-37 : tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM avec correcteurs PI dans Park. Interface de mode moyen ( $f_{MLI}=10\text{kHz}$ ). Tension du bus continu, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

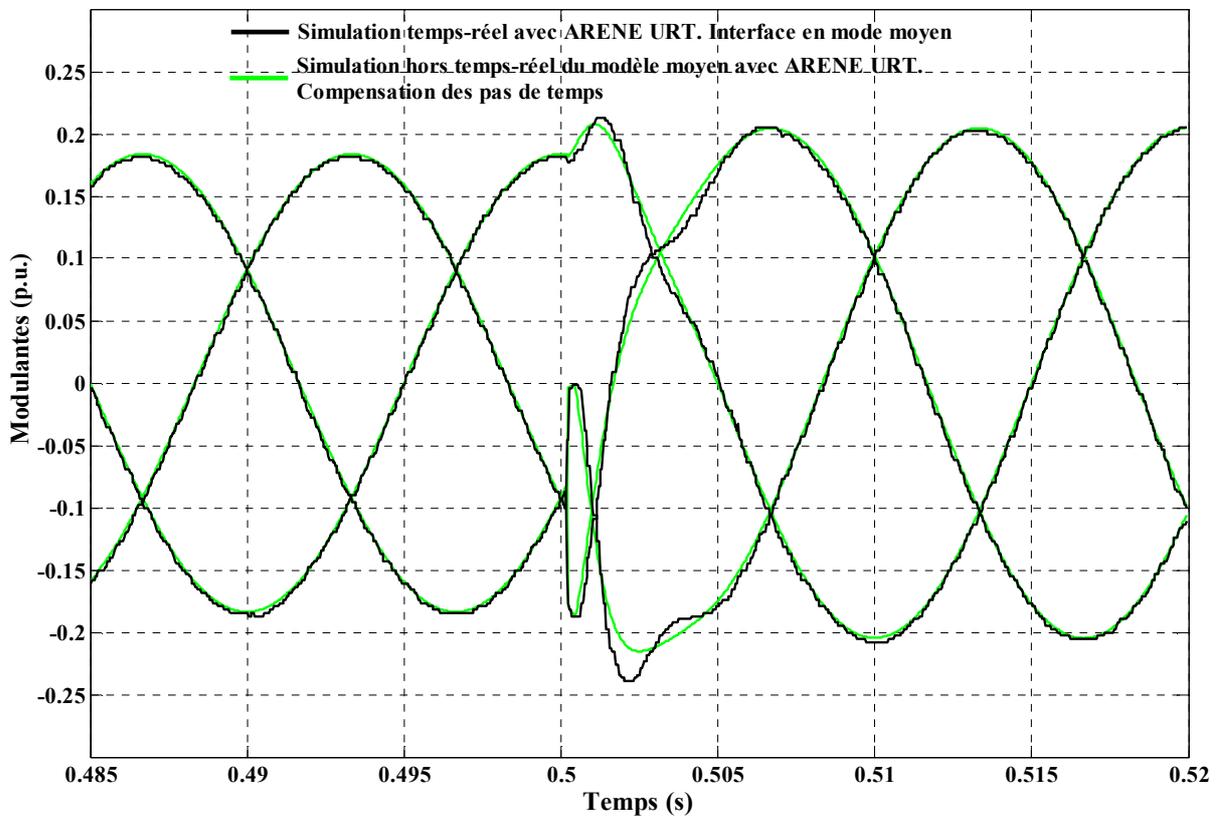


Figure V-38 : tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM avec correcteurs PI dans Park. Interface de mode moyen ( $f_{MLI}=10\text{kHz}$ ). Modulantes, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

V.3.2.2.1.2 Correcteurs résonnants

Le pas de temps du contrôleur DSPACE avec les correcteurs résonnants est de  $100\mu\text{s}$  et pour ARENE URT de  $30\mu\text{s}$ . On obtient alors les paramètres suivants pour les simulations temps réel et hors temps-réel avec compensation des retards.

	ARENE URT	DSPACE
<b>Pas de temps de simulation temps-réel</b>	$30\mu\text{s}$	$100\mu\text{s}$
<b>Compensation des retards dans la simulation hors temps-réel (dus à chaque simulateur correspondant)</b>	$60\mu\text{s}$	$100\mu\text{s}$

Tableau V-4 : Paramètres des simulations pour l'essai réalisé.

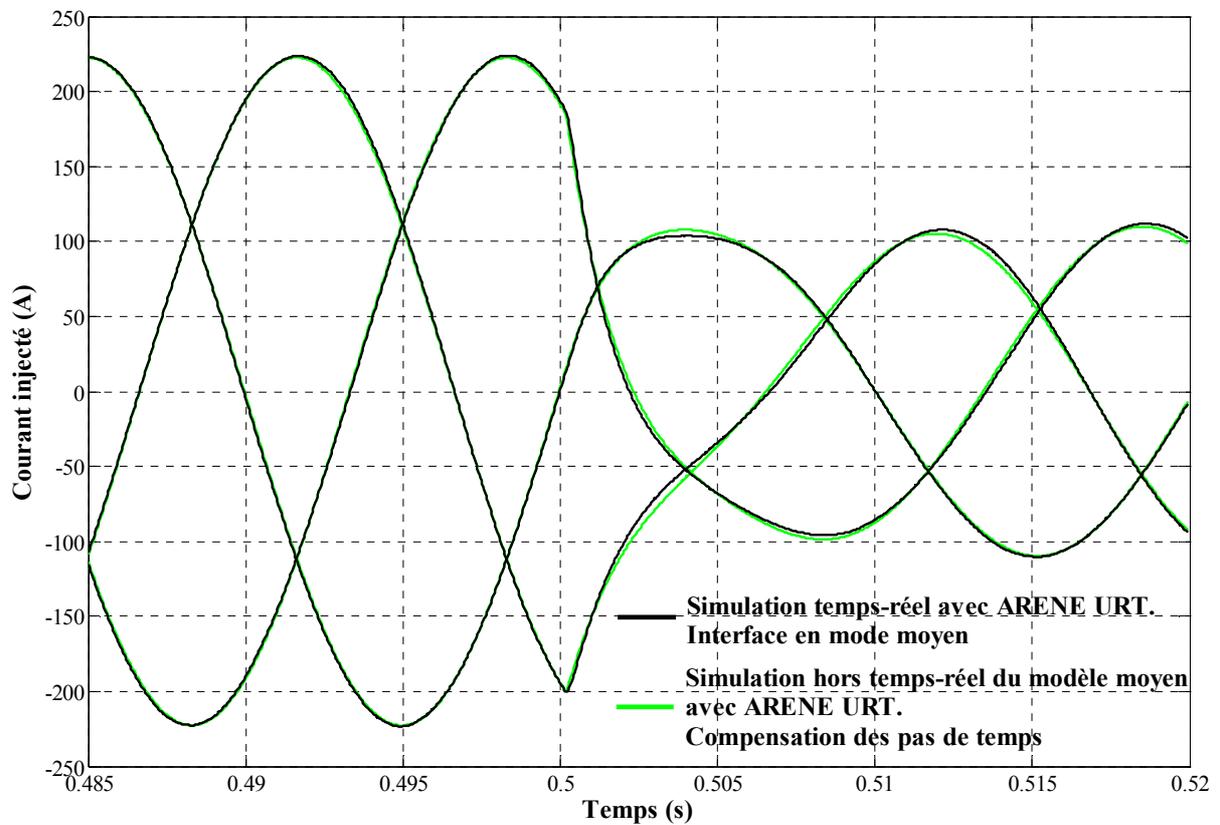


Figure V-39 : tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM avec correcteurs résonnants. Interface de mode moyen ( $f_{MLI}=10\text{kHz}$ ). Courants injectés au réseau, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

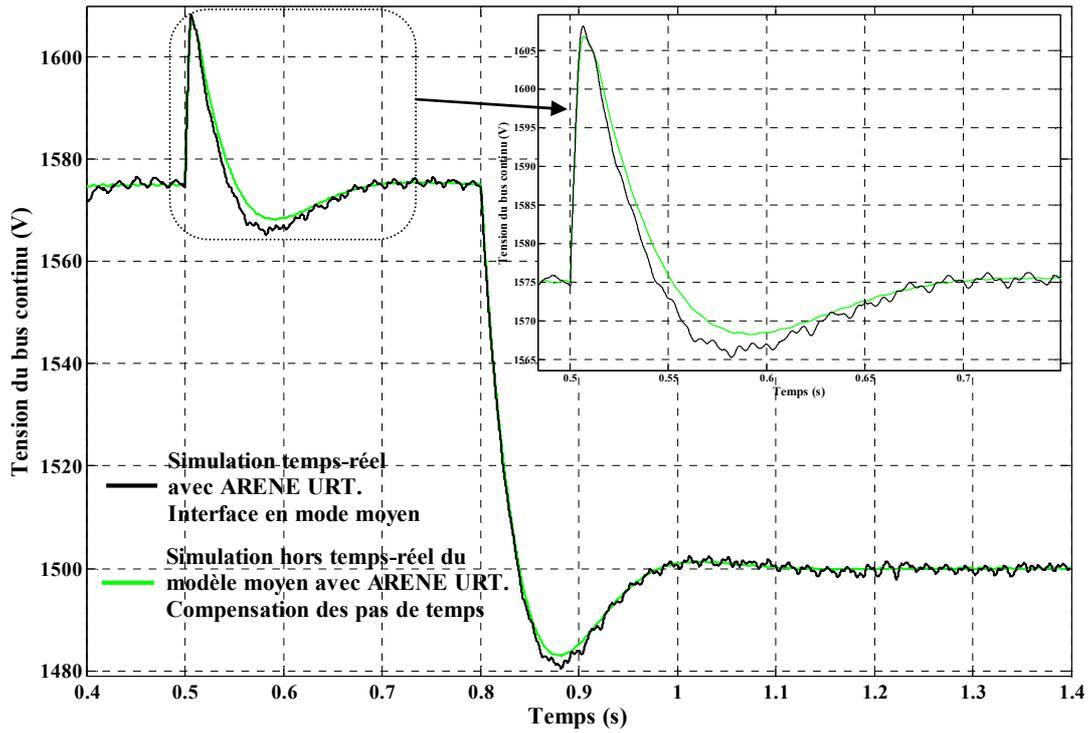


Figure V-40 : tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM avec correcteurs résonnants. Interface de mode moyen ( $f_{MLI}=10\text{kHz}$ ). Tension du bus continu, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

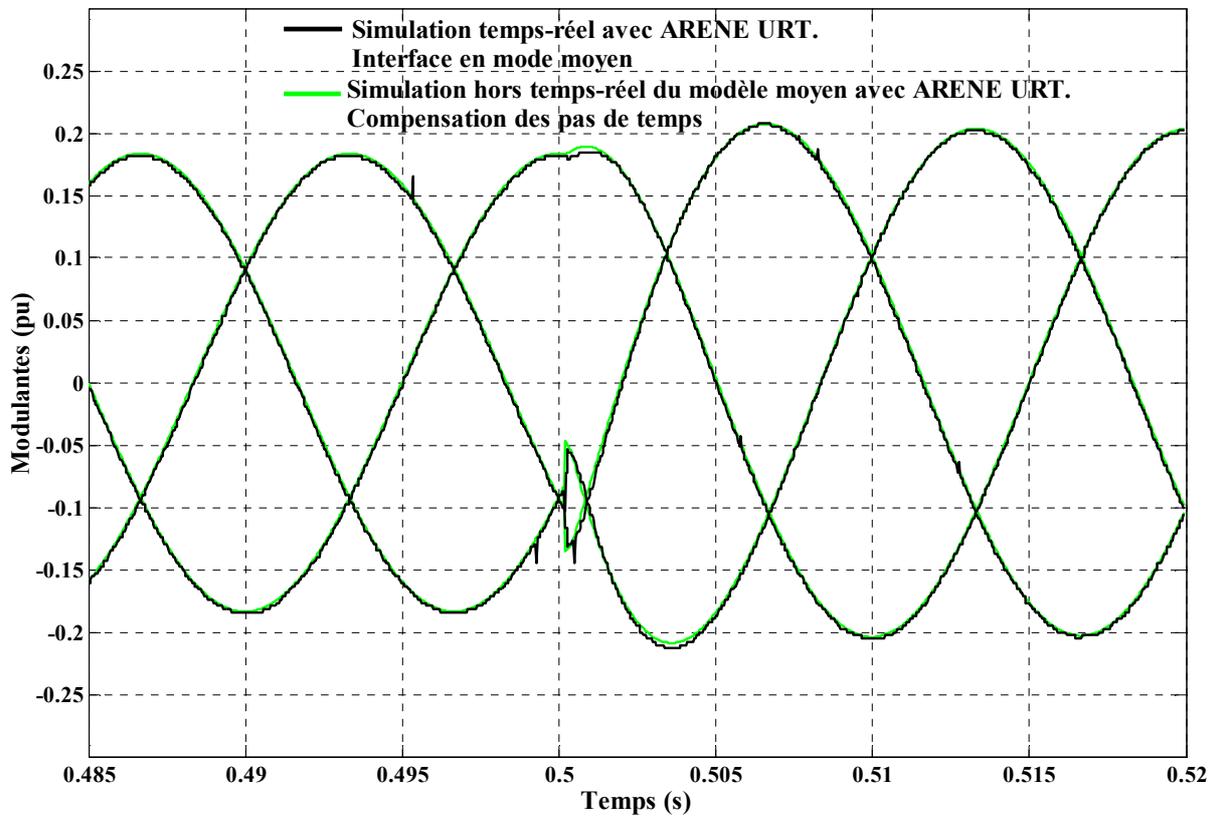


Figure V-41 : tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM avec correcteurs résonnants. Interface de mode moyen ( $f_{MLI}=10\text{kHz}$ ). Modulantes, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

V.3.2.2.1.3 Bilan des résultats obtenus par l'interface en mode moyen

Les résultats obtenus, montrent que l'effet des retards introduits par la génération de la MLI et par l'interface matérielle est bien sensible sur les régimes transitoires. Ces retards non compensés dans la simulation hors temps-réel de référence proviennent :

- du temps de traitement de l'interface matérielle. Cependant le retard mesuré sur l'interface reste très faible ( $2\mu\text{s}$ ) comparé à la période de la MLI :  $T_{\text{MLI}}$  ( $100\mu\text{s}$ ) ;
- du principe même du calcul de la moyenne sur le signal MLI. Comme présenté dans le chapitre III § III.2.3.1.1, l'application d'une moyenne glissante durant une période de MLI conduit à un retard de  $T_{\text{MLI}}/2$  ;
- du temps de génération de la MLI. En effet sur le DSPACE utilisé, la génération de la MLI s'effectue avec un composant numérique dédié. La mise à jour des MLI ne s'effectue qu'à chaque front montant du signal de la première phase, ainsi le retard introduit n'est pas constant (effet de Jitter) et peut varier entre 0 et la période de découpage  $T_{\text{MLI}}$ .

Le tableau suivant montre le bilan des retards présents dans la boucle temps-réel.

Composant	Retard minimum	Retard maximum
ARENE URT : Temps-réel	$2PT_{\text{ARENE}}$	$2PT_{\text{ARENE}}$
ARENE URT : Schéma Bloc	$2PT_{\text{ARENE}}$	$2PT_{\text{ARENE}}$
DSPACE	$PT_{\text{DSPACE}}$	$PT_{\text{DSPACE}}$
Génération de la MLI avec DSPACE	0	$T_{\text{MLI}}$
Interface matérielle : retard de traitement	$2\mu\text{s}$	$2\mu\text{s}$
Interface matérielle : méthode d'extraction	$T_{\text{MLI}}/2$	$T_{\text{MLI}}/2$

Tableau V-5 : Interface en mode moyen. Analyse des retards de chaque élément de la boucle temps-réel.

Pour l'application utilisant des correcteurs PI dans Park ( $PT_{\text{ARENE}}=30\mu\text{s}$ ,  $PT_{\text{DSPACE}}=120\mu\text{s}$ ,  $T_{\text{MLI}}=100\mu\text{s}$ ), le retard théorique de la boucle temps-réel global est compris entre  $292\mu\text{s}$  et  $392\mu\text{s}$ . Ce retard est relativement conséquent, a une influence assez significative sur les résultats obtenus lors de cette simulation temps-réel. Une simulation réalisée avec une valeur de retard pour la compensation de  $300\mu\text{s}$  (10 pas de temps ARENE

URT) a donné de très bons résultats et montre que le retard de la boucle temps-réel est bien compris dans la plage théorique attendue (Figure V-42).

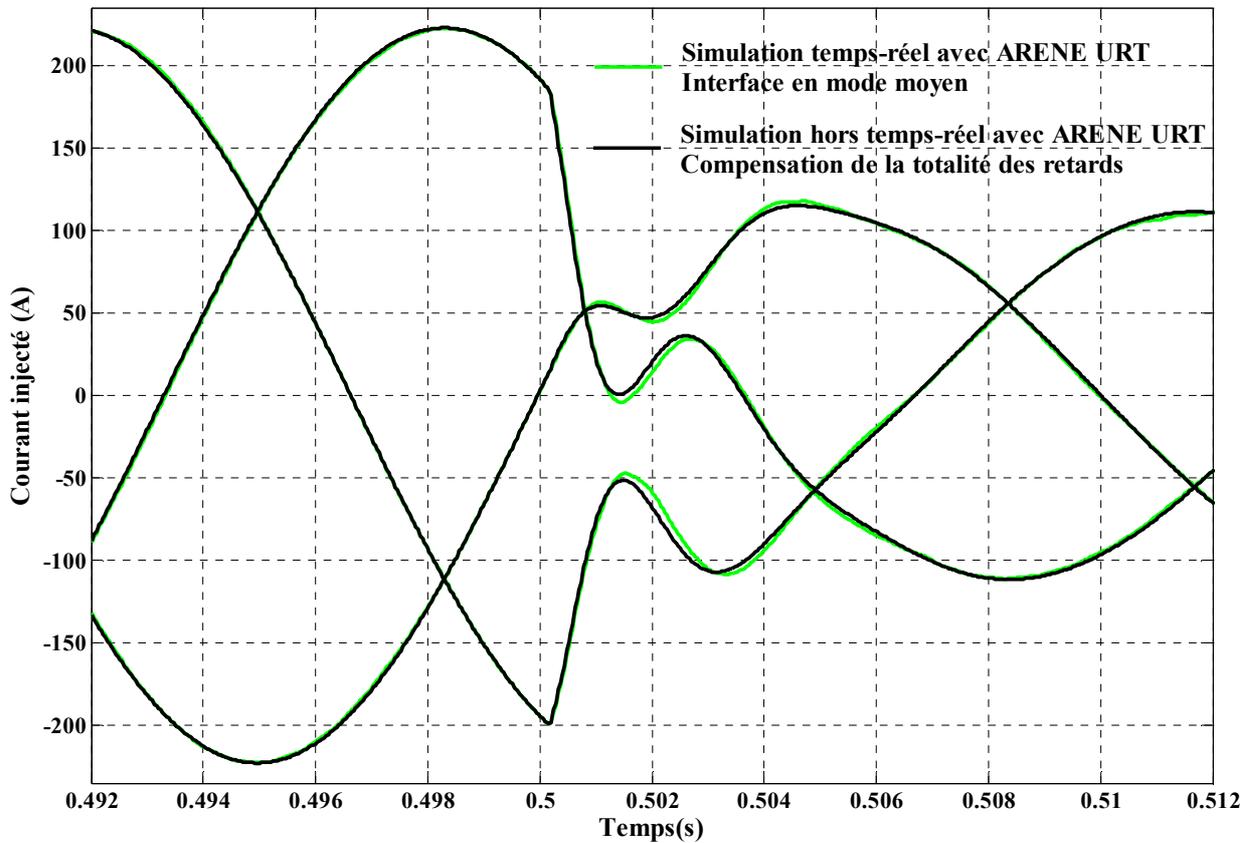


Figure V-42 : tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM avec correcteurs PI dans Park. Interface de mode moyen ( $f_{MLI}=10\text{kHz}$ ). Courants injectés au réseau, comparaison avec la simulation hors temps-réel en compensant la totalité des retards de la boucle temps-réel.

D'autres aspects peuvent rentrer aussi en jeu, comme la quantification due à la liaison 8 bits réalisée entre l'interface matérielle et ARENE URT. En effet dans cette application l'effet de quantification est relativement marqué car la valeur de la modulante (Figure V-38) est assez faible (valeur maximale dans cet essai de 0.2). Cela montre bien que le système temps-réel peut accepter une variation de l'amplitude des modulantes assez conséquente grâce à la précision de l'interface matérielle développée. Pour obtenir une valeur de modulante plus élevée et ainsi de meilleurs résultats lors de la simulation temps-réel, il est tout à fait envisageable de réduire la tension du bus continu (Cf. Chapitre III équation III-50) en modifiant la consigne du contrôleur de D-STATCOM.

Les résultats obtenus avec l'interface en mode moyen montrent que le test des contrôleurs MLI est possible avec la méthode proposée et que les résultats sont tout à fait convenables en terme de précision. Les fréquences de découpage qui ont été testées avec cette méthode vont de 5kHz à 80kHz. Au delà de ces limites la simulation temps-réel n'est plus possible.

### V.3.2.2.2 Contrôleur de D-STATCOM MLI avec interface en mode moyen harmonique

Les essais présentés dans les paragraphes suivants ont été réalisés avec le contrôleur de D-STATCOM MLI à 3kHz réalisé avec DSPACE. Les asservissements avec des correcteurs PI dans Park et résonnants ont été testés.

Le temps de calcul estimé de la simulation ARENE URT en mode moyen harmonique est de  $20\mu\text{s}$  avec les blocs d'entrées/sorties temps-réel. Le pas de temps de simulation choisi est de  $30\mu\text{s}$ .

#### V.3.2.2.2.1 Correcteurs PI dans Park

Le pas de temps du contrôleur DSPACE avec les correcteurs PI dans Park est de  $120\mu\text{s}$  et pour ARENE URT de  $30\mu\text{s}$ . On obtient alors les paramètres suivants pour les simulations.

	ARENE URT	DSPACE
<b>Pas de temps de simulation temps-réel</b>	$30\mu\text{s}$	$120\mu\text{s}$
<b>Compensation des retards dans la simulation hors temps-réel (dus à chaque simulateur correspondant)</b>	$60\mu\text{s}$	$120\mu\text{s}$

Tableau V-6 : Paramètres des simulations pour l'essai réalisé.

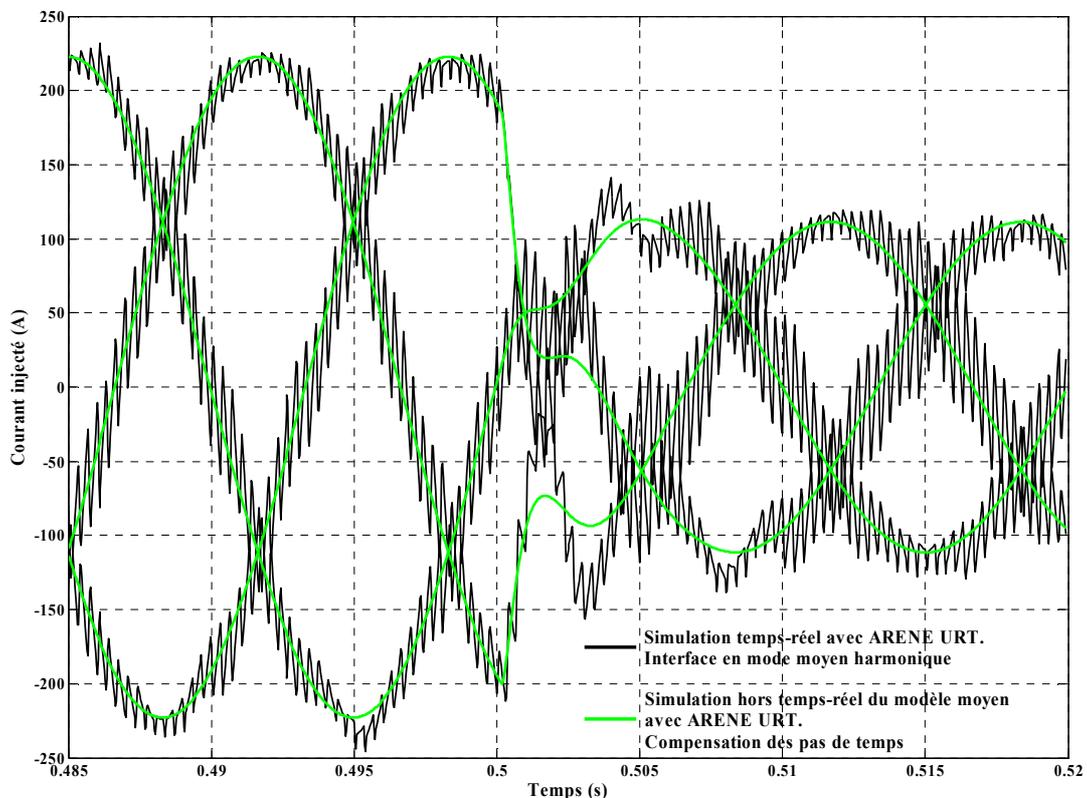


Figure V-43 : tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM avec correcteurs PI dans Park. Interface de mode moyen harmonique ( $f_{MLI}=3\text{kHz}$ ). Courants injectés au réseau, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

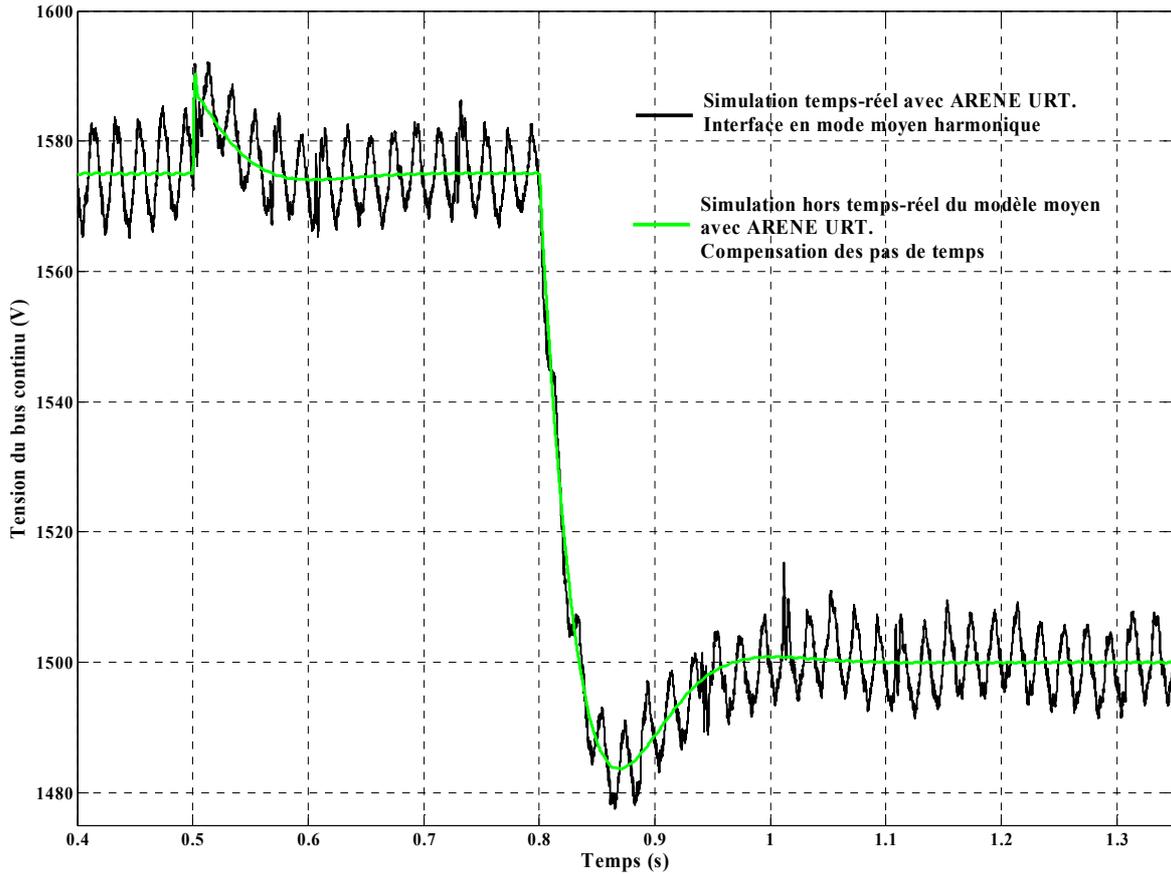


Figure V-44 : tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM avec correcteurs PI dans Park. Interface de mode moyen harmonique ( $f_{MLI}=3kHz$ ). Tension du bus continu, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

V.3.2.2.2.2 Correcteurs résonnants

Le pas de temps du contrôleur DSPACE avec les correcteurs résonnants est de  $100\mu s$  et pour ARENE URT de  $30\mu s$ . On obtient alors les paramètres suivants pour les simulations.

	ARENE URT	DSPACE
<b>Pas de temps de simulation temps-réel</b>	$30\mu s$	$100\mu s$
<b>Compensation des retards dans la simulation hors temps-réel (dus à chaque simulateur correspondant)</b>	$60\mu s$	$100\mu s$

Tableau V-7 : Paramètres des simulations pour l'essai réalisé.

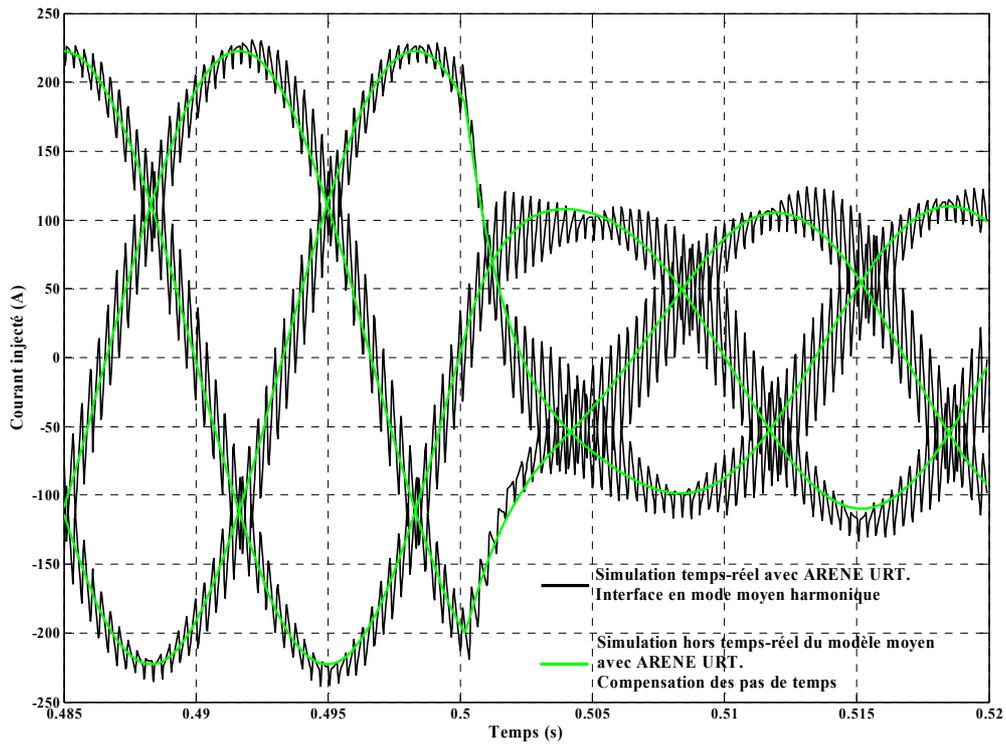


Figure V-45 : tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM avec correcteurs résonnants. Interface de mode moyen harmonique ( $f_{MLI}=3\text{kHz}$ ). Courants injectés au réseau, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

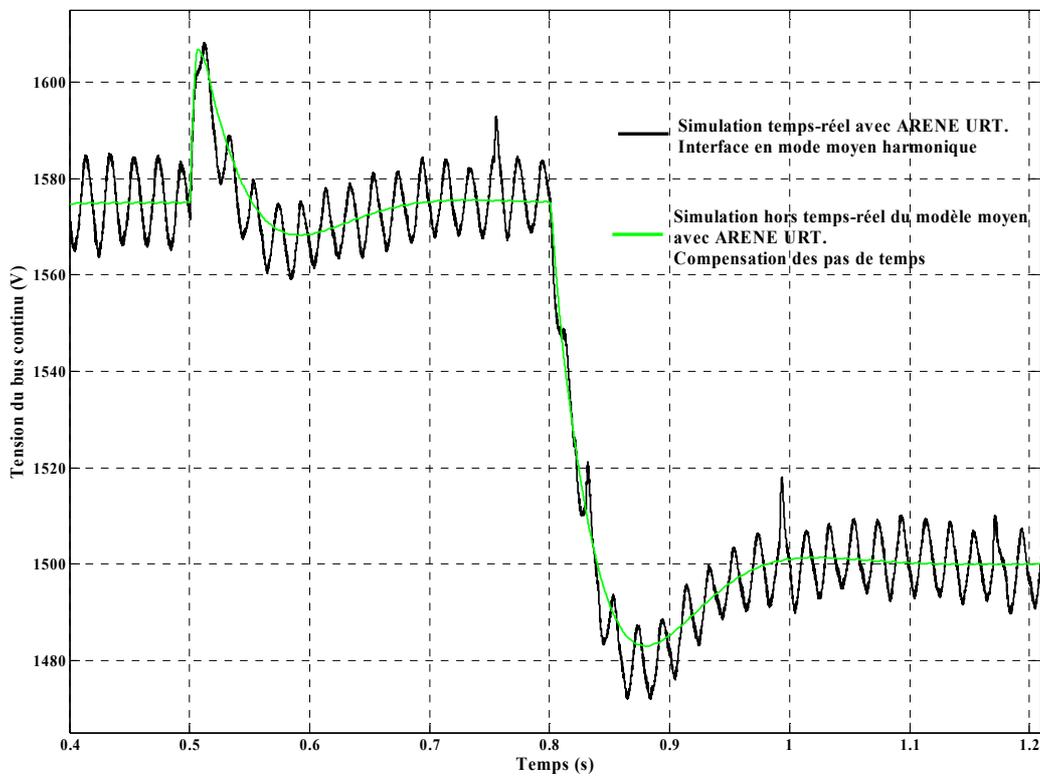


Figure V-46 : tests en temps-réel d'un contrôleur MLI de D-STATCOM avec correcteurs résonnants. Interface de mode moyen harmonique ( $f_{MLI}=3\text{kHz}$ ). Tension du bus continu, comparaison avec la simulation hors temps-réel.

V.3.2.2.2.3 Bilan des résultats obtenus par l'interface en mode moyen harmonique

Dans cette application l'effet des retards introduits par la génération de la MLI et de l'interface matérielle est présent mais difficilement visible sur les résultats obtenus compte tenu de la représentation des harmoniques dans la simulation temps-réel. Les retards introduits par la méthode proposée proviennent :

- du temps de traitement de l'interface matérielle. Cependant ce retard (environ  $2\mu\text{s}$ ) est très faible et peut pratiquement être négligé comparé à la période de la MLI ( $T_{\text{MLI}} = 333\mu\text{s}$ ) ;
- du principe même du calcul de la moyenne sur le signal MLI. L'application d'une moyenne glissante en mode moyen harmonique durant un pas de temps de simulation conduit à un retard de  $PT/2$  ( $15\mu\text{s}$ ) ;
- du retard dû à la génération de la MLI avec le DSPACE utilisé qui peut varier entre 0 et la période de découpage  $T_{\text{MLI}}$  ( $333\mu\text{s}$ ).

Le tableau suivant montre le bilan des retards présents dans la boucle temps-réel pour l'interface en mode moyen harmonique.

Composant	Retard minimum	Retard maximum
ARENE URT : Temps-réel	$2PT_{\text{ARENE}}$	$2PT_{\text{ARENE}}$
ARENE URT : Schéma Bloc	$2PT_{\text{ARENE}}$	$2PT_{\text{ARENE}}$
DSPACE	$PT_{\text{DSPACE}}$	$PT_{\text{DSPACE}}$
Génération de la MLI avec DSPACE	0	$T_{\text{MLI}}$
Interface matérielle : retard de traitement	$2\mu\text{s}$	$2\mu\text{s}$
Interface matérielle : méthode d'extraction	$PT_{\text{ARENE}}/2$	$PT_{\text{ARENE}}/2$

Tableau V-8 : Interface en mode moyen harmonique. Analyse des retards de chaque élément de la boucle temps-réel.

Pour les résultats obtenus avec cette application en utilisant l'interface en mode moyen harmonique et les correcteurs PI dans Park ( $PT_{\text{ARENE}}=30\mu\text{s}$ ,  $PT_{\text{DSPACE}}=120\mu\text{s}$ ,  $T_{\text{MLI}}=333\mu\text{s}$ ), le retard théorique global de la boucle temps-réel est compris entre  $257\mu\text{s}$  et  $590\mu\text{s}$ . Ce retard peut être très conséquent et son influence est donc très significative sur les transitoires obtenus lors de cette simulation temps-réel et sur la stabilité de la boucle temps-réel. Cependant, il faut bien noter que les contrôleurs MLI peuvent intégrer des méthodes de compensation des retards : qui peuvent être dus aux temps de latence des interrupteurs de

puissance, du contrôleur lui-même et des retards introduits par les capteurs. La compensation des retards par le contrôleur n'a pas été testée, et ce choix est justifié car cela a permis de déterminer les limites des simulations temps-réel réalisées. Si la boucle temps-réel est instable ou si les résultats obtenus ne sont plus assez précis, alors il est tout à fait envisageable de compenser ces retards via le contrôleur.

Comme précédemment les aspects de quantification rentrent aussi en jeu.

Les résultats obtenus avec l'interface en mode moyen harmonique sont encourageants. Ils montrent qu'il est possible de tester des contrôleurs MLI tout en représentant les harmoniques de découpage dans la simulation temps-réel.

La Figure V-47 montre une comparaison des harmoniques présents dans les signaux de commande du D-STATCOM entre la simulation temps-réel ARENE URT et une simulation hors temps-réel équivalente Matlab/Simulink. La simulation hors temps-réel Matlab/Simulink a été réalisée à partir du modèle topologique en appliquant la moyenne glissante échantillonnée (définie dans le chapitre III § III.4.2.2) sur les signaux MLI.

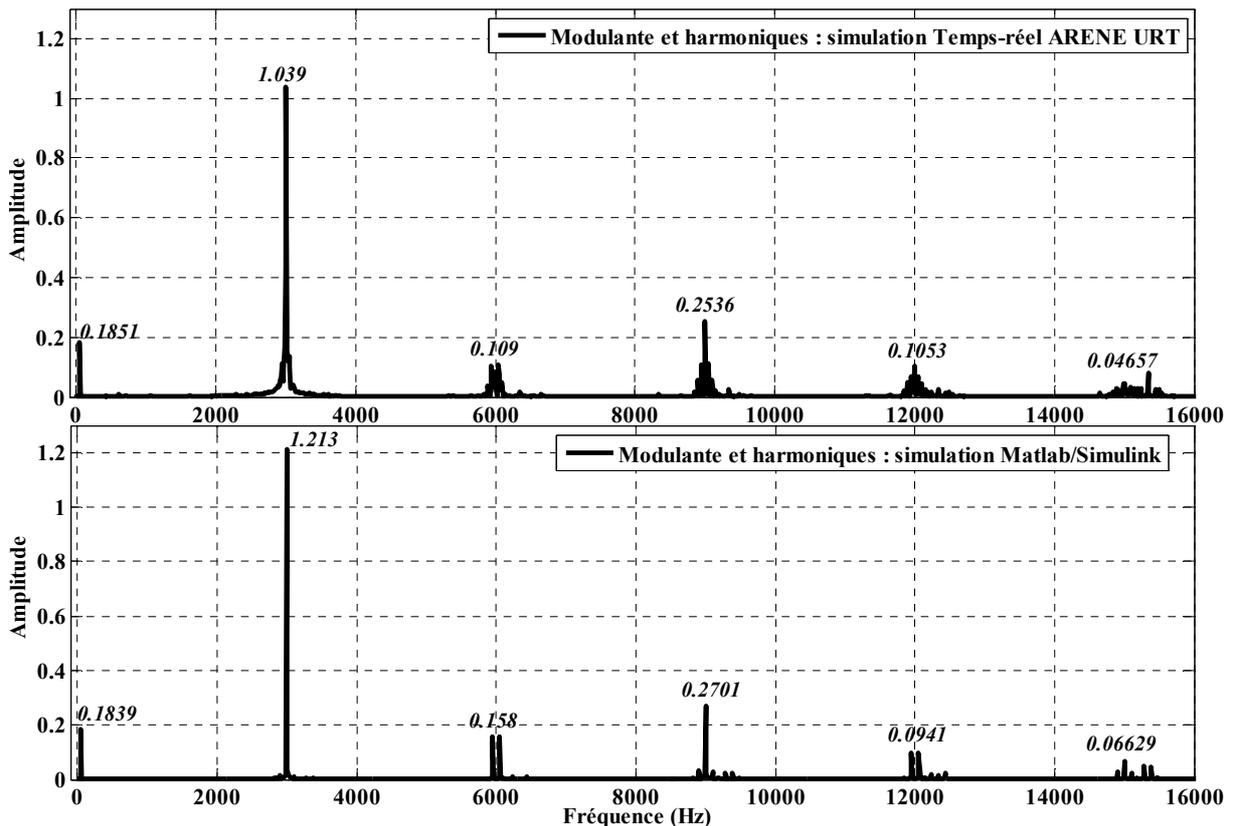


Figure V-47 : Comparaison des harmoniques présents dans le simulateur ARENE URT lors de la simulation temps-réel en mode moyen harmonique. Comparaison avec les harmoniques obtenus lors d'une simulation hors temps-réel équivalente avec Matlab Simulink, en appliquant une moyenne glissante échantillonnée sur les signaux MLI ( $f_{MLI}=3\text{kHz}$ ,  $PT\ 30\mu\text{s}$ ).

Les harmoniques multiples de la fréquence de découpage sont bien présents dans la simulation temps-réel ARENE URT et leurs amplitudes correspondent très bien au résultat théorique attendu (Matlab/Simulink).

Les fréquences de découpage qui ont été testées en mode moyen harmonique vont de 2kHz à 16kHz pour un pas de temps de simulation temps-réel de 30 $\mu$ s. Au delà de ces limites la simulation temps-réel n'est plus possible.

Il faut bien noter que la fréquence limite haute de la MLI (15kHz) est essentiellement liée au pas de temps de simulation utilisé (Cf. Chapitre III § III.4.2.2). Il est ainsi possible d'augmenter la fréquence des MLI pouvant être testées si le pas de temps de simulation est réduit, et dans ce cas  $f_{PT}$  augmente.

## **V.4 Simulation temps-réel hybride**

### **V.4.1 Présentation des objectifs et du dispositif simulé**

L'un des principaux intérêts de la simulation hybride est qu'elle permet d'allier les avantages de la simulation analogique (réseau électriques à taille réduite) à ceux de la simulation numérique (création de défauts ou de perturbations réseau... Cf. Chapitre II § II.3.1.3).

Le procédé étudié grâce au simulateur hybride temps-réel est un banc expérimental analogique permettant l'analyse de différentes technologies d'éoliennes. Dans l'application retenue, le banc analogique se compose d'une Machine ASynchrone à Double Alimentation (MASDA) fonctionnant en génératrice qui est entraînée par une machine à courant continu permettant de reproduire l'image d'un couple éolien (Figure V-49).

Originellement, le banc analogique éolien a été connecté sur le réseau EDF. Ainsi il n'était pas possible d'étudier le comportement de l'éolienne face aux perturbations telles que les creux de tension, les variations de fréquence, le fonctionnement en mode îloté, etc.

Dans ce contexte, la simulation hybride temps-réel trouve un champ d'application extrêmement riche, car le réseau électrique est simulé dans le simulateur numérique ce qui permet de créer des défauts ou des perturbations sur celui-ci. Ainsi il est possible d'étudier le comportement de l'éolienne face aux perturbations du réseau. Il est naturellement possible d'étudier l'impact de la connexion de l'éolienne sur le réseau simulé et sur les autres équipements (protections ou autres producteurs) modélisés.

Le simulateur temps-réel hybride présenté ici a été développé par [OCN 05]. Par ailleurs, ce simulateur hybride permet aussi les essais d'autres dispositifs en puissance comme par exemple : les piles à combustible, les systèmes photovoltaïques ou alors des systèmes FACTS... D'autres types de dispositifs de puissance pourront être aussi testés comme les

systèmes de protection (protections de découplage), les systèmes à base d'électronique de puissance (interfaces de producteurs incluant leurs régulations, etc.).

Le simulateur hybride réalisé s'appuie sur le simulateur numérique temps-réel ARENE URT. Dans la solution présentée Figure V-48, une connexion shunt est réalisée. Un amplificateur de puissance commandé en tension modélise le point de raccordement du producteur au réseau et l'utilisation d'un capteur de courant permet l'acquisition des courants dans ARENE URT. Ainsi une boucle temps-réel est créée et rend possible la représentation de l'éolienne sur le réseau simulé.

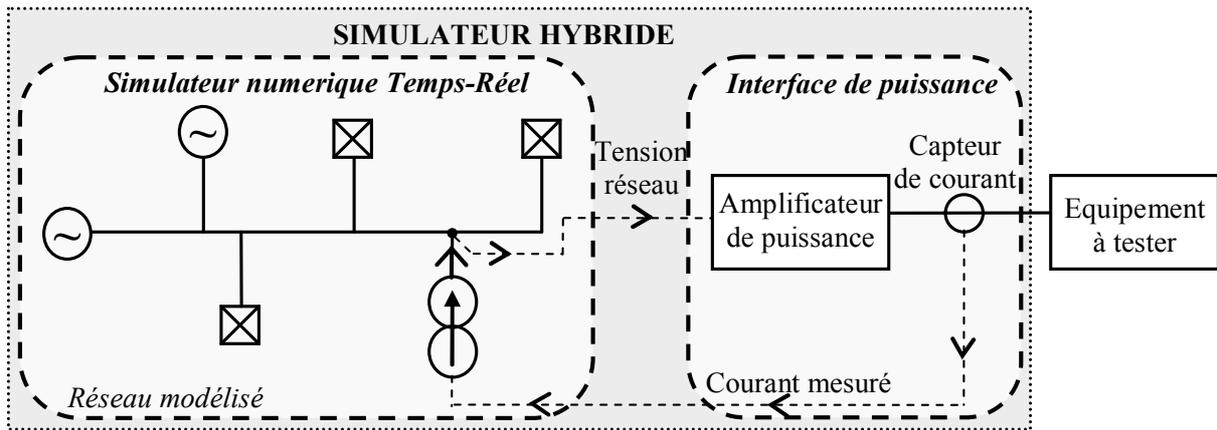


Figure V-48 : Principe de la simulation hybride.

Les principales caractéristiques des éléments composants le simulateur temps-réel hybride sont présentées dans [OCN 05].

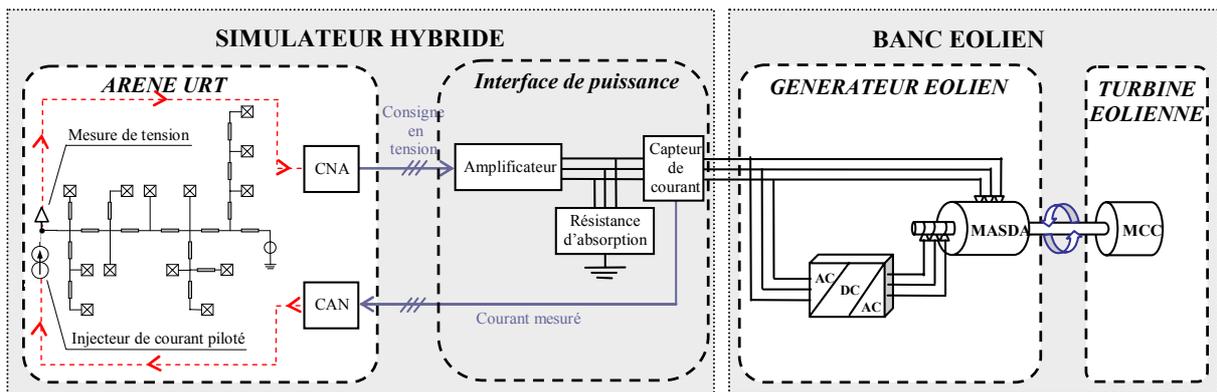


Figure V-49 : Schéma du banc expérimental dédié à la simulation hybride réalisé.

Sur le schéma utilisé ci-dessus, deux parties distinctes peuvent être identifiées :

- le simulateur hybride comportant le simulateur temps-réel ARENE URT (modélisation d'un réseau de distribution), l'amplificateur de puissance, le capteur de courant et une résistance d'absorption (dissipation de puissance);

- le banc éolien comportant un générateur éolien (MASDA) entraîné par une machine à courant continu en régime de moteur (MCC) modélisant la turbine.

Le réseau de distribution utilisé fonctionne sous 20kV et comporte : 1 nœud infini, 15 lignes, 13 charges et un injecteur de courant permettant d'intégrer les entrées/sorties de la génératrice éolienne dans le simulateur ARENE URT.

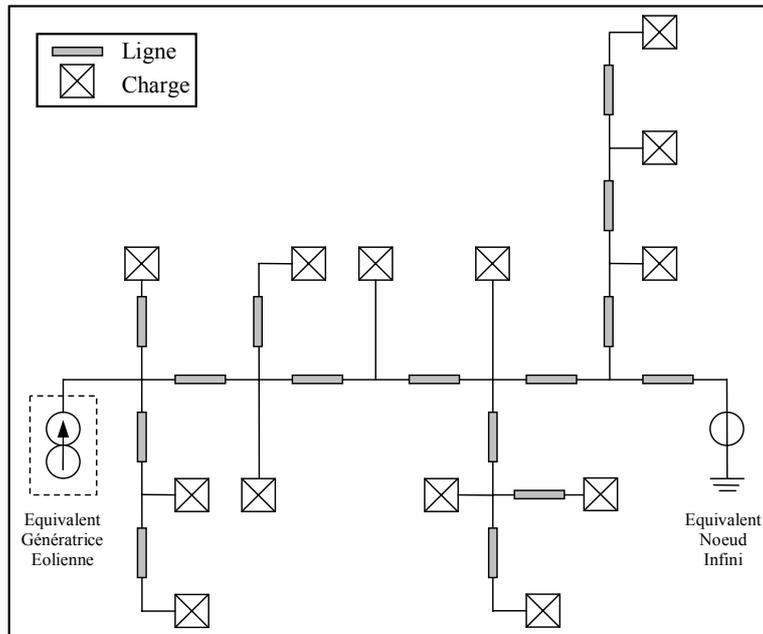


Figure V-50 : Schéma simulé lors des essais de la connexion hybride de l'éolienne.

Les lignes sont modélisées par des impédances de type RL (Résistance et Inductance placés en série). Les paramètres ont été en considérant que chaque tronçon a une longueur de 5km. Les lignes ont une résistance de  $1\Omega$  et une inductance de 12mH. Les charges sont également de type RL, et ont une résistance de  $800\Omega$  et une inductance de 1274mH (chaque charge absorbe une puissance d'environ 0,4MW).

## V.4.2 Simulation hybride temps-réel du système éolien MASDA

### V.4.2.1 Courant injecté au réseau par l'éolienne

Dans cet essai, les asservissements de l'éolienne permettent d'extraire le maximum de puissance du vent.

Ainsi, le profil du vent est directement lié à l'évolution de l'amplitude du courant en sortie de l'éolienne. La Figure V-51 montre le courant injecté par l'éolienne sur le réseau simulé dans ARENE URT.

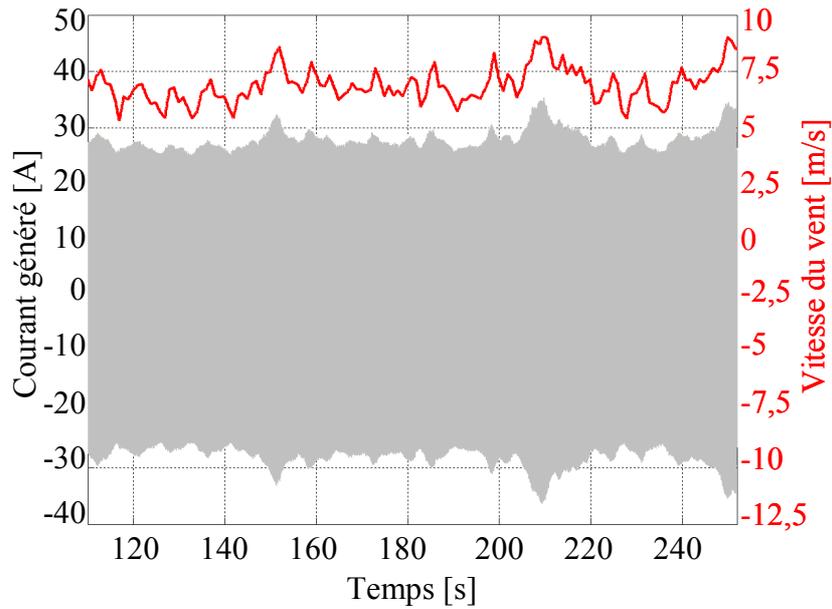


Figure V-51 : Courant généré par l'éolienne durant la simulation temps-réel hybride.

#### V.4.2.2 Création d'un creux de tension sur le réseau simulé

L'un des intérêts majeur de la simulation hybride est la création de perturbations sur le réseau. Dans cet essai, un creux de tension a été réalisé sur le réseau simulé et son impact est clairement visible sur le courant généré par l'éolienne (Figure V-52).

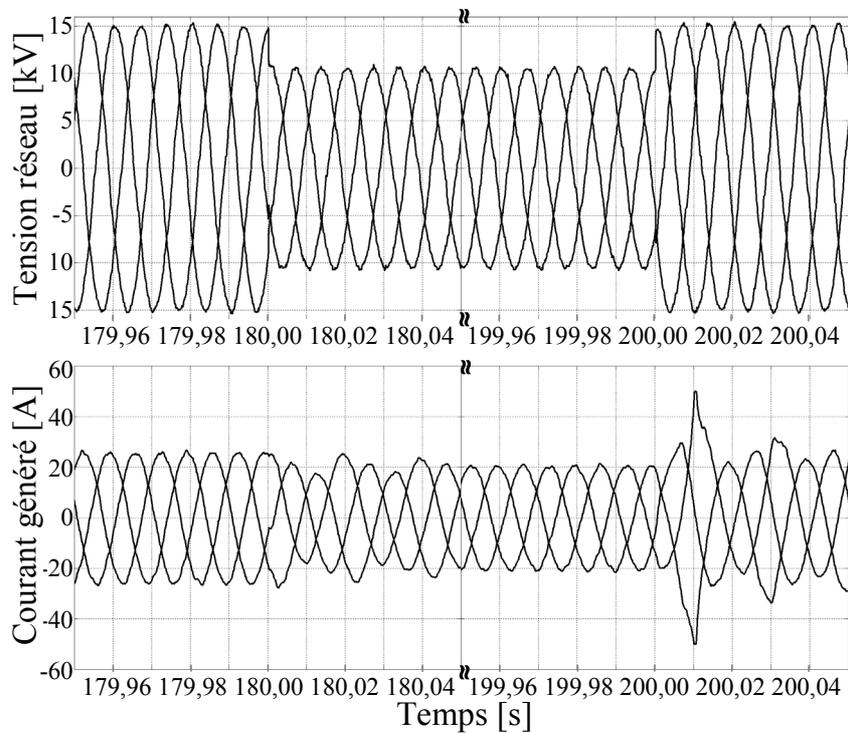


Figure V-52 : Courant généré par l'éolienne durant la simulation temps-réel hybride face à un creux de tension réseau.

Il faut toutefois noter qu'une limite en puissance active absorbée par l'amplificateur est présente : ce qui a conduit à limiter le courant actif généré par la MASDA. Ainsi, dans cet essai, l'éolienne absorbe plus de courant réactif requis pour sa magnétisation qu'elle ne produit d'actif. Ainsi, lors d'une baisse notable de tension réseau, la puissance sur l'éolienne restant constante durant l'essai : le courant actif doit augmenter. Le courant réactif, qui est majoritaire dans cet essai, diminue. Ainsi, se produit une baisse globale du courant de l'éolienne. Lors de l'augmentation de la tension, la MASDA doit être re-magnétisée et un pic de courant se produit alors.

Les simulations hybrides réalisées sur l'éolienne à MASDA ont été menées avec succès, et montrent la faisabilité et l'intérêt d'un tel type de simulation pour les études de dispositifs ou d'équipements réels.

## **V.5 Conclusion**

Les méthodes développées pour tester des contrôleurs MLI ont été validées. Les simulations temps-réel ont été réalisées avec un contrôleur MLI et comparées à des simulations hors temps-réel (validées dans le chapitre précédent). L'objectif a été de pouvoir juger de la validité des méthodes théoriques développées dans le cadre de cette thèse (Cf. Chapitre III § III.4). De plus, l'analyse et la compréhension des résultats obtenus temps-réel a été ainsi rendues possible. En effet, les retards des différents éléments de la simulation temps-réel ont pu être identifiés par comparaison avec les simulations hors temps-réel intégrant ces mêmes retards.

La simulation hybride d'un moyen de production sur ARENE URT a été menée avec succès. Les résultats obtenus sont très encourageants et montrent clairement la faisabilité de la simulation hybride temps-réel. Le banc éolien MASDA a été testé en créant des perturbations sur le réseau simulé. Ce nouvel outil de simulation hybride temps-réel, ouvre de nombreuses perspectives pour les tests de moyens de productions (photovoltaïque, PAC, etc.) ou des systèmes D-FACTS (D-STATCOM, DVR, UPQC mais aussi des systèmes à thyristors comme le SVC Static Var Compensator...). De plus, des tests en puissance de protections sont clairement envisageables (découplage, systèmes de calcul de distance de défaut, etc.).

# **CONCLUSION GENERALE**



Cette thèse a été consacrée au test en temps-réel des systèmes à base d'électronique de puissance.

Le but fixé initialement était de concevoir un banc expérimental pour tester des contrôleurs MLI en temps-réel avec des fréquences de découpage de l'ordre de la dizaine de kilohertz.

L'application choisie pour ces tests a été le D-STATCOM commandé en MLI. Ce choix a été motivé par le fait que les fréquences de découpage en jeu se heurtent à la faiblesse relative des fréquences d'échantillonnage des calculateurs temps réel.

La problématique du choix de la modélisation la mieux adaptée pour le temps-réel s'est ensuite posée tout naturellement. Ainsi la proposition de méthodes de sélections (Cf. Chapitre III) a été réalisée. Dans l'application réalisée, le choix du modèle moyen triphasé d'un onduleur a été fait car ce modèle présentait un temps de calcul très réduit et une très bonne précision de simulation.

Ensuite ces modèles ont été validés grâce à des simulations hors temps-réel, en considérant leurs précisions par rapport à l'évolution du pas de temps fixe de simulation. Ce type d'essais est important en temps-réel car si la taille du réseau simulé augmente par exemple, le pas de temps de simulation doit parfois être lui aussi augmenté pour respecter la contrainte temps-réel.

Puis des méthodes théoriques pour la simulation en temps-réel de contrôleurs d'onduleurs de tension ont été développées. Ces méthodes novatrices, permettent de tester des contrôleurs avec des fréquences de découpage très élevées grâce au « mode moyen ». Par ailleurs, il a été également possible de tester des fréquences de découpage plus basses tout en représentant les harmoniques de découpage dans la simulation temps-réel. Cette dernière méthode présente un intérêt tout particulier pour les études des harmoniques générées par le convertisseur d'électronique de puissance simulé et sa commande. Il faut noter que ces deux méthodes fonctionnent aussi si la fréquence de découpage de la MLI évolue durant la simulation (application possible à la traction électrique).

Les méthodes théoriques ont été ensuite implantées dans un microprocesseur DSP. Il a donc fallu adapter le principe de ces méthodes en un langage de programmation adapté. L'interface matérielle qui a été ainsi réalisée a été validée séparément pour bien définir ces caractéristiques. Ainsi, il a été possible de déterminer son impact sur la simulation temps-réel.

Un contrôleur de D-STATCOM a été réalisé grâce à un système DSPACE. Les asservissements du D-STATCOM ont été simulés sur Matlab/Simulink et testés sur un banc expérimental avec un onduleur réel. S'il n'y a pas de problème majeur pour l'implantation de ces lois de commandes dans le DSPACE ; il faut cependant bien noter que les instants exacts d'échantillonnage et de restitution des signaux en entrée/sortie du dispositif DSPACE ne sont

pas maîtrisables, donc non synchronisés (en comparaison avec un système programmé directement sur DSP). Cela a conduit à l'analyse fine des caractéristiques de DSPACE pour déterminer les parties fixes et variables des retards de ce système. Le même problème s'est posé pour le simulateur ARENE URT. Chaque élément de la boucle temps-réel a ainsi été analysé séparément.

Finalement, les tests en temps-réel du contrôleur MLI de D-STATCOM ont été réalisés et menés avec succès. Les fréquences de MLI testées vont de 2kHz à 10kHz avec l'interface en mode moyen harmonique jusqu'à 80 kHz en mode moyen. Il faut, par ailleurs, bien noter qu'avec le banc expérimental temps-réel qui a été conçu, les tests des contrôleurs associés aux différentes applications présentées dans le chapitre I sont toutes potentiellement réalisables. Les méthodes novatrices développées dans le cadre de cette thèse s'appliquent également aux autres simulateurs numériques temps-réel.

La disponibilité du temps aidant, il a été possible de poursuivre les travaux par des simulations hybrides. Ainsi, un simulateur hybride a été conçu, et le test d'un système éolien à machine à induction à double alimentation (MASDA) a pu être réalisé. Les résultats montrent le bon fonctionnement de l'ensemble éolienne connectée au simulateur hybride.

Les perspectives à ce travail peuvent être mentionnées comme suit :

- développer une interface matérielle capable de détecter automatiquement quel mode utiliser (moyen ou moyen harmonique) pour le test de contrôleurs à MLI ;
- les tests de dispositifs en puissance par le simulateur hybride développé va permettre le test de moyens de productions (photovoltaïque, PAC, etc.) ou des systèmes D-FACTS (D-STATCOM, DVR, UPQC mais aussi des systèmes à thyristors comme le SVC Static Var Compensator...). De plus, des tests en puissance de protections sont clairement envisageables (découplage, systèmes de calcul de distance de défaut, etc.) ;
- l'émulation de systèmes de production via des sources programmables étoffera certainement le dispositif temps réel hybride.

# **BIBLIOGRAPHIE**



- [ABO 03] S. Abourida, C. Dufour, J. Bélanger and V. Lapointe, "Real-time PC-based simulator of electric systems and drives", presented at the Int. Conf. on Power System Transients, New Orleans USA, 2003.
- [ALV 00] C. Alvarez, J. Alamar, A. Domijan, A. Montenegro, Z. Song, "An investigation toward new technologies and issues in power quality", Proceedings of Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power, Page(s):444 - 449 vol.2, 1-4 Oct. 2000.
- [ARR 01] J. Arrillaga and N. R. Watson, "Computer Modeling of Electric Power Systems", 2nd ed., Chichester, England: John Wiley and Sons, 2001.
- [BAC 05] S. Bacha, C. Gombert, "Modélisation des éléments de base", chapitre 7 dans "Exploitation des réseaux d'énergie électrique avec l'électronique de puissance" du traité EGEM de HERMES SCIENCE, à paraître en 2005.
- [BAC 93] S. Bacha, "Modélisation et commande des convertisseurs à découpage symétrique", thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), janvier 1993.
- [BAC 94] S. Bacha, A. Hassan, M. Brunello, "General nonlinear control law for DC-DC symmetric switching converters", Power Electronics Specialists Conference, PESC '93 Record., 24th Annual IEEE, Page(s): 222 – 228, 1993.
- [BAR 00] A. O. Barry, F. Guay, S. Guerette and P. Giroux, "Digital real-time simulation for distribution systems", presented at the IEEE 9th Int. Conference on Transmission and Distribution Construction, Montreal Quebec Canada, 2000.
- [BES 96] Y. Besanger, "Etude des FACTS (Flexible AC Transmission System) et de leur comportement dans les réseaux de transport et d'interconnexion", Thèse de Doctorat de l'INPG soutenue en Juillet 1996.
- [BLA 53] H.S. BLACK, "Modulation theory", book, Van Nostrand Company. Inc. , 1953.
- [BOW 75] S.R. BOWES, B.M. BIRD, "Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power convertors", IEE Proc., 122, (5), pp. 507-513, 1975.
- [BRA 97] A. Braham, H. Schneider, M. Metz, "Recent developments in real-time analogue simulation of high power electrotechnical systems" Industrial Electronics, International Conference on Control and Instrumentation, IECON 97. 23rd, Page(s):744 - 748 vol.2, 1997.
- [BRO 81] AB. Brown, R.D. Middlebrook, "Sampled-data modeling of switching regulators", 349-369, PESC 1981.
- [CAL 96] V.A. Caliskan, G.C. Verghese, A.M. Stankovic, "Multi-frequency averaging of DC/DC converters", IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Page(s): 113 – 119, 1996.
- [CAP 02] S. L. Capitaneanu, "Optimisation de la Fonction MLI d'un Onduleur de Tension Deux Niveaux", Thèse de doctorat de l'ENSEEIH de Toulouse, novembre 2002.
- [CHA 04] R. Champagne, L. A. Dessaint, H. Fortin-Blanchette and G. Sybille, "Analysis and validation of a real-time AC drive simulator", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 19, pp. 336-345, March 2004.
- [DEL 05] I. Deslauriers, N. Avdiu, Boon Teck Ooi, "Naturally sampled triangle carrier PWM bandwidth limit and output spectrum", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 20, Issue 1, Page(s):100 – 106, Jan. 2005.
- [DEV 98] O. Devaux, L. Levacher and O. Huet, "An advanced and powerful real-time digital transient network analyser", IEEE Trans. Power Delivery, vol. 13, pp. 421-426 , April 1998.

- [DIN 01] V. R. Dinavahi, M. R. Iravani, and R. Bonert, "Real-time digital simulation of power electronic apparatus interfaced with digital controllers", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 16, pp. 775-781, Oct. 2001.
- [DIN 04] V. R. Dinavahi, M. R. Iravani, and R. Bonert, "Design of a real-time digital Simulator for a D-STATCOM system", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 51, pp. 1001-1008, Oct. 2004.
- [DOI 90] H. Doi, M. Goto, T. Kawai, S. Yokokawa, T. Suzuki, "Advanced power system analogue simulator", *IEEE Transactions on Power Systems*, Volume 5, Issue 3, Page(s):962 - 968, Aug. 1990.
- [DOM 86] H.W. Dommel, "Electromagnetic Transients Program Reference Manual", EMPT Theory Book, 1986
- [DUF 04] C. Dufour and J. Bélanger, "A real-time simulator for doubly fed induction generator based wind turbine applications", presented at the Int. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004.
- [DUR 93] R.C. Durie, C. Pottle, "An extensible real-time digital transient network analyzer", *IEEE Transactions on Power Systems*, Volume 8, Issue 1, Page(s): 84 – 89, Feb. 1993.
- [ETX 03] I. Etxeberria-Otadui, "Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique - Application à la qualité de l'énergie", Thèse de l'INPG, Année 2003.
- [FOR 04] P. Forsyth, T. Maguire and R. Kuffel, "Real time digital simulation for control and protection system testing", presented at the 35th Int. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004.
- [FRO 99] H. Fromont, L. Levacher, K. Strunz, "An efficient parallel computer architecture for real time simulations of electromagnetic transients in power systems", *Proceedings of the 31st North American Power Symposium (NAPS)*, San Luis Obispo, USA, October 1999.
- [FUJ 98] H. Fujita, H. Akagi, "The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 13, Issue 2, Page(s): 315 – 322, March 1998.
- [GAZ 05] H. Gaztañaga, A. López de Heredia, I. Etxeberria-Otadui, S. Bacha, X. Guillaud, J. Guiraud, R. Rezero, 11th European Conference on Power Electronics and Applications : EPE'05, 2005.
- [GER 98] L. Gerbaud, C. Lechevalier, A. Bolopion, J. Bignon, "Modélisation et simulation à topologie variable des convertisseurs statiques et des entraînements électromagnétiques", *The European Physical Journal*, mars 1998.
- [GIC 96] B. Gick, T. Gallenkamp, T. Wess, "Introducing Digital Simulation Into An Analogue Real-time Power System Simulator" *Sixth International Conference on AC and DC Power Transmission*, Conf. Publ. No. 423, Page(s): 369 – 374, May 1996.
- [GOL 97] A.M.Gole, Albert Keri, C. Nwankpa, E. W.Gunther, H. W. Dommel, I.Hassan, J.R. Marti, J. A.Martinez, K.G.Fehrle, L.Tang (Chairman), M.F. McGranaghan, O.B.Nayak, P.F.Ribeiro, R.Iravani, R. Lasseter, "Guidelines For Modeling Power Electronics In Electric Power Engineering Applications", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Volume 12, Issue 1, Page(s): 505 - 514, 1997.
- [GOM 02] C. Gombert, "Elaboration et simulation temps-reel de modèles de systèmes FACTS sur le logiciel ARENE", DEA de l'INPG, année 2002.

- [GOM 05a] C. Gombert, S. Bacha, D. Roye, Y. Bésanger, F. Blache, R. Chareille, "Simulation numérique temps-réel de systèmes à base d'électronique de puissance, Test en temps-réel de contrôles-commandes MLI", *Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE)*, à paraître en 2005.
- [GOM 05b] C. Gombert, S. Bacha, D. Roye, Y. Besanger, R. Chareille and F. Blache, "Test of PWM power electronics devices for electricity network using digital real-time simulator", presented at the 18th Int. Conference on Electricity Distribution, CIRED'05, Turin, Italy, 2005.
- [GUI 98] J. Guiraud, "Commandes Vectorielles de Machines Alternatives à Base de Processeur de Signal", Mémoire ingénieur CNAM. CUEFA., février 1998.
- [GUI 99] X. Guillaud, F. Vandecasteele, M. Wulcerick, J.P. Hautier, "New concept of corrector for the control of alternative quantities", EPE'99, Lausanne, Suisse, September 1999.
- [GUI 00] X. Guillaud; J.P. Hautier, M. Wulverick, F. Crespi, "Multiresonant corrector for active filter", Conference Record of the Industry Applications Conference, Vol. 4, Page(s):2151 - 2155, vol.4, 2000.
- [GUI 02] X. Guillaud, F. Vandecasteele, M. Wulverick, J.P. Hautier, "Les correcteurs résonnants multifréquentiels – Application au contrôle de différents systèmes électrotechniques", *Revue Internationale de Genie Electrique (RIGE)*, Vol.5, No. 1, pp. 135-145, 2002.
- [HAN 98] Y.D. LiHan Han, Z.H. Wang, M. Claus, D. Retzmann, D. Povh, "Verification of HVDC controller using an advanced hybrid real time simulator", *Proceedings of the International Conference on Power System Technology, POWERCON '98*, Volume 1, 18-21 Page(s):493 - 497 vol.1, 1998.
- [HAU 99] J.P. Hautier, X. Guillaud, F. Vandecasteele, M. Wulveryck, "Contrôle de grandeurs alternatives par correcteur résonnant", *Revue Internationale de Génie Electrique*, Vol 2, n°2, pages 163-183, 1999.
- [HOL 98] D.G. Holmes, "A general analytical method for determining the theoretical harmonic components of carrier based PWM strategies", *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting*, Volume 2, Page(s):1207 - 1214, 1998.
- [HU 00] M. Hu, H. Chen, "Modeling and controlling of unified power quality compensator", *International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management, 2000. APSCOM-00*, Vol. 2, Page(s):431 - 435, 2000.
- [KEL 00] B. De Kelper, L.A. Dessaint, V.Q. Do, J.-C. Soumagne, "An algorithm for accurate switching representation in fixed-step simulation of power electronics" *Power Engineering Society Winter Meeting, IEEE*, 23-27 Jan. 2000 Page(s):762 - 767 vol.1, 2000.
- [KEL 02] B. De Kelper, L.A. Dessaint, K. Al-Haddad, K. Nakra, "A comprehensive approach to fixed-step simulation of switched circuits" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 17, Issue 2, Page(s):216 – 224, March 2002.
- [KIE 04] Florian Kienzle, « Modélisation sur le logiciel de simulation numérique ARENE d'un système éolien connecté à un réseau insulaire », Note Technique GIE, N° :NTE/Mo43/04/001/A, mars 2004.
- [LAV 02] N. Laverdure, S. Bacha, D. Roye, B. Raison, F. Dumas, "Elements of modelling of wind power systems with energy management: two structures in comparison", *IECON 02, 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, Volume 2, 5-8 Nov., Page(s):1083 - 1088, 2002.

- [LAV 05] N. Laverdure, "Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires", Thèse de doctorat de l'INPG, qui sera soutenue en décembre 2005.
- [LAV 95] M. Lavoie, V.-Q. Do, J.L. Houle, J. Davidson, "Parallel solution of electrical networks by the method of exact equivalents" Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Volume 2, Page(s):1050 - 1053 vol.2, Sept. 1995.
- [LIA 05] K. L. Lian and P.W. Lehn, P.W, "Real-time simulation of voltage source converters based on time average method", IEEE Trans. Power Systems, vol. 20, pp. 110-118, Feb. 2005.
- [LIN 02] L.R. Linares, J.R. Marti, "A Resynchronization Algorithm for Topological Changes in Real Time Fast Transients Simulation" Presented at the 14th Power Systems Computation Conference, Sevilla, Spain, 2002.
- [MAH 90] K. Mahabir, G. Verghese, J. Thottuvelil, A. Heyman, "Linear averaged and sampled data models for large signal control of high power factor AC-DC converters", Power Electronics Specialists Conference, PESC '90 Record., 21st Annual IEEE, Page(s):372 – 381, 1990.
- [MAH 97] J. Mahdavi, A. Emaadi, M. D. Bellar, M. Ehsani, "Analysis of power electronics converters using the generalized state-space averaging approach", IEEE Transaction on Circuits and Systems, vol. 44, pp. 767-770, Aug. 1997.
- [MAN 01] V. Manzo, "Modélisation d'actionneurs réseau sur ARENE", DEA de l'INPG, année 2001.
- [MAR 88] F.D. Martzloff, T.M. Gruz, "Power quality site surveys: facts, fiction, and fallacies", IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 24, Issue 6, Page(s):1005 - 1018, Nov.-Dec. 1988
- [MAR 94] J.R. Marti, L.R. Linares, "Real-time EMTP-based transients simulation", IEEE Transactions on Power Systems, Volume 9, Issue 3, Page(s):1309 – 1317, Aug. 1994.
- [MEY 98] B. Meyer, M. Jerosolimski, M. Stubbe, "Outils de simulation dynamique des réseaux électriques", Techniques de l'ingénieur, D4120, 1998.
- [MID 76] R.D. Middlebrook, S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching converter power stages", IEEE Power Electronic Specialists Conference, Records , pp 18-34, 1976.
- [MID 88] R.D. Middlebrook, "Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converters", Proceedings of the IEEE, Volume 76, Issue 4, Page(s): 343 – 354, April 1988.
- [MOG 05] E.F. Mogos, "Production décentralisée dans les réseau de distribution. Etude pluridisciplinaire de la modélisation pour le contrôle des sources", Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale des Arts et Métiers, soutenue le 20 juillet 2005.
- [MOH 94] N. Mohan, W.P. Robbins, T.M. Undeland, R. Nilssen, O. Mo, "Simulation of power electronic and motion control systems-an overview", Proceedings of the IEEE, Volume 82, Issue 8, Page(s):1287 – 1302, Aug. 1994.
- [MOY 98] J.F. Moynihan, M.G.Egan, J.M.D. Murphy, "Theoretical spectra of space-vector-modulated waveforms", IEE Proc -Electr Power Appl, Vol 145, No I, January 1998.
- [MUN 05] I. Munteanu, N.A. Cutululis, A.I. Bratcu and E. Ceang, "Optimization of variable speed wind power systems based on a LQG approach", Control Engineering Practice, 13(7), Elsevier, pp. 903-912, 2005.

- [NAK 95] H. Nakra, R.L. Vaughan, C. Gagnon, A. Venne, C. Thomassin, J. Gagnon, "Real-time simulator for power system dynamics studies" IEEE Transactions on Power Systems, Volume 10, Issue 2, Page(s):1063 – 1070, May 1995.
- [NIM 00] G. Nimmersjo, M.N. Saha, B. Hillstrom, "Protective relay testing using a modern digital real time simulator" Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE Volume 3, Page(s):1905 - 1910 vol.3, Jan. 2000.
- [NIM 88] G. Nimmersjo, O. Werner-Erichsen, B. Hillstrom, G.D. Rockefeller, "A digitally-controlled, real-time, analog power-system simulator for closed-loop protective relaying testing", IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 3, Issue 1, Page(s):138 – 152, Jan. 1988.
- [NOW 91] J.M. Noworolski, S.R. Sanders, "Generalized in-plane circuit averaging", Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991. APEC '91. Conference Proceedings, Page(s): 445 - 451, 10-15 March 1991.
- [OCN 05] D. Ocnasu, "Connexion à ARENE temps-réel d'un banc expérimental dédié à la génération éolienne", DEA de l'INPG, année 2005.
- [OLI 00] M.M. de Oliveira, "Power Electronics for Mitigation of Voltage Sags and Improved Control of AC Power Systems", Doctoral Dissertation of the Royal Institute of Technology KTH, Stockholm 2000.
- [OSB 95] M.M. Osborne, R.H.Kitchin, H.M. Ryan, "Custom power technology in distribution systems: an overview", Reliability IEE North Eastern Centre Power Section Symposium on the Security and Power Quality of Distribution Systems, Page(s): 10/1 - 1011, Apr 1995.
- [PEL 96] C. Pelissou, "Contrôle du couple d'une machine asynchrone pour la traction ferroviaire à moyenne et grande vitesse - Transitions des modes de commandes et de MLI", Thèse de Doctorat de l'INPG soutenue le 03 juillet 1996.
- [PER 79] J. Pérard, E. Toutain, M. Nougaret : "Modélisation des convertisseurs d'énergie par un schéma équivalent", L'onde électrique, Vol.59, N° 12, 1979.
- [PET 96] P. Petitclair, S. Bacha, J.P. Rognon, "Averaged modelling and nonlinear control of an ASVC (advanced static VAR compensator)", Power Electronics Specialists Conference, PESC '96 Record., 27th Annual IEEE, 23-27 June 1996 Page(s):753 - 758 vol.1, 1996.
- [ROY 00] D. Roye, "Le moteur asynchrone et son alimentation", Contribution à l'ouvrage collectif "Commande des moteurs asynchrones, Modélisation, contrôle vectoriel et DTC" dirigé par C.Canudas. Hermès Science, 53 pages, Mai 2000.
- [SAB 03] D.D. Sabin, A. Sannino, "A summary of the draft IEEE P1409 custom power application guide", Transmission and Distribution Conference and Exposition, IEEE PES, vol.3, Page(s): 931 - 936, 2003.
- [SAN 90] S.R. Sanders, J.M. Noworolski, X.Z. Liu, G.C. Verghese, "Generalized averaging method for power conversion circuits", 21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '90 Record, Page(s): 333 – 340, June 1990.
- [SON 98] M. Sonnenschein, V. Staudt, "Evaluation of a shunt active filter using frequency identification" Proceedings of 8th International Conference on Harmonics And Quality of Power, Volume 2, 14-16 Oct. 1998.
- [SPE 94] R. Spee, S. Bhowmik, J.H.R. Enslin, "Adaptive control strategies for variable-speed doubly-fed wind power generation systems, Conference Record of the 1994 IEEE, Industry Applications Society Annual Meeting, Page(s): 545 - 552 vol.1, 1994.

- [STR 01] S. Strunz, "Numerical methods for real time simulation of electromagnetics in AC/DC network systems", Ph-D thesis of the University of Saarland in Saarbrücken, Germany, 2001.
- [STR 04a] K. Strunz, "Position-dependent control of numerical integration in circuit simulation", IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Volume 51, Issue 10, Page(s): 561 – 565, Oct. 2004.
- [STR 04b] K. Strunz, "Flexible numerical integration for efficient representation of switching in real time electromagnetic transients Simulation", IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 19, Issue 3, Page(s): 1276 – 1283, July 2004.
- [STR 99] K. Strunz, H. Fromont, "Space variant integration in digital real time simulators for electromagnetic transients", Proceedings of the 3rd International Conference on Digital Power System Simulators (ICDS), Västerås, Sweden, May 1999.
- [SUN 94] A. Sundaram, H. Mehta, V.Tahiliani, "Custom Power-EPRI's response to power quality issues", Southcon'94. Conference Record, Page(s): 398 - 403, 29-31 March 1994.
- [THO 88] V.J. Thottuvelil, "Challenges in computer-based analysis/simulation and design of power electronic circuits", IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Page(s): 1 – 7, Aug. 1988.
- [THO 91] V.J. Thottuvelil, D. Chin, G.C. Verghese, "Hierarchical approaches to modeling high-power-factor AC-DC converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 6, Issue 2, Page(s): 179 – 187, April 1991.
- [TZO 93] Y.Y Tzou, L.J Hsu, "A practical SPICE macro model for the IGBT", International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON '93, Page(s): 762 – 766, vol.2, Nov. 1993.
- [VAL 04] I. Valero, "Interfaçage et contrôle commande de piles à combustible pour applications stationnaires et transport", Thèse de doctorat de l'INPG, decembre 2004.
- [VER 89] G.C. Verghese, C.A. Bruzos, K.N. Mahabir, "Averaged and sampled-data models for current mode control: a re-examination", Power Electronics Specialists Conference, PESC '89 Record., 20th Annual IEEE, Page(s): 484 – 491, vol.1, 1989.
- [WAG 90] V.E. Wagner, A.A. Andreshak, J.P. Staniak, "Power quality and factory automation", IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 26, Issue 4, Page(s): 620 - 626, July-Aug. 1990.
- [WAL 01] A. Walter, "Modélisation de systèmes a piles a combustible", Stage de DEA de l'INPG, septembre 2001.
- [WAN 90] A. Wang, S.R. Sanders, "Random and programmed pulse-width modulation techniques for DC-DC converters", IEEE International Conference on Systems Engineering, Page(s): 589 – 592, Aug. 1990.
- [WAT 03] N.R. Watson, "Accuracy of Discretization Methods for Electromagnetic Transient Simulation", presented at the International Conference on Power Systems Transients, IPST, New Orleans, USA, 2003.
- [ZEC 00] M. Zecri, H. Schneider, I. Etcheverry, A. Braham, "Analogue real time emulation for power converters", Power Electronics and Motion Control Conference, Proceedings of the The Third International PIEMC 2000, Page(s): 502 - 507 vol.1, 2000.

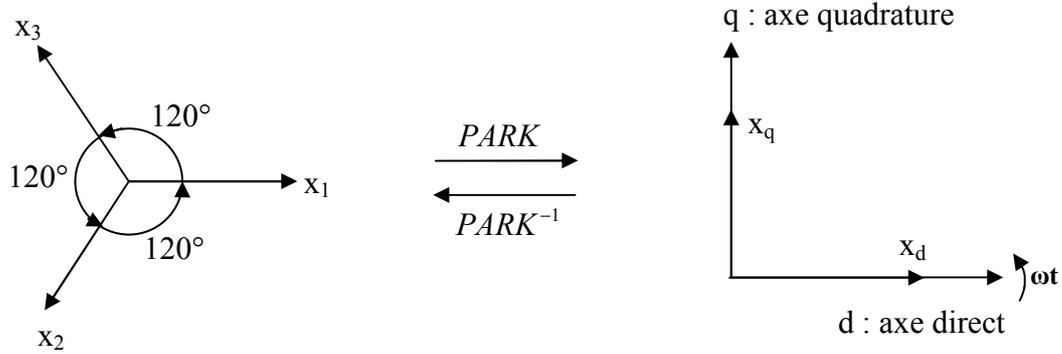
# **ANNEXES**



## Annexe A

### Conventions des transformées de Park et transformées de Park Inverse utilisées

Transformée de Park utilisant la conservation des amplitudes :



La transformée de Park est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

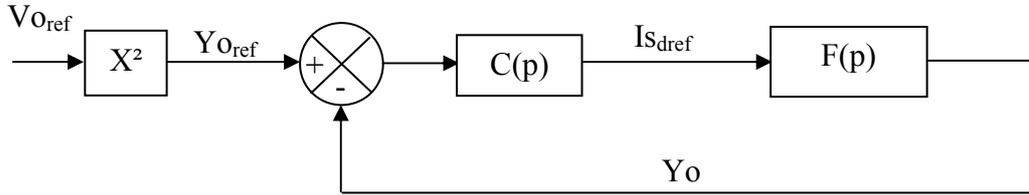
Et la transformée de Park inverse est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

## Annexe B

### Calcul des coefficients du correcteur de la boucle de tension du D-STATCOM

La boucle d'asservissement de tension du D-STATCOM est la suivante :



La fonction de transfert  $F(p)$  est définie par :

$$F(p) = \frac{Y_O}{I_{S_d}} = \frac{3.R.E_d}{2} \frac{1}{\left(1 + \frac{RC}{2}p\right)}$$

Avec l'équation suivante pour le correcteur Proportionnel Intégral (PI) :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \text{ avec } K_p : \text{ gain proportionnel et } K_i \text{ gain intégral.}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte peut être déduite :

$$\frac{Y_O}{Y_{Oref\ BO}} = \frac{3.R.E_d.K_i}{2} \frac{1 + \frac{K_p}{K_i}p}{\left(s + \frac{RC}{2}p^2\right)}$$

Puis la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{Y_O}{Y_{Oref\ BF}} = \frac{1 + \frac{K_p}{K_i}p}{\left(1 + p\left(\frac{2}{3.R.E_d.K_i} + \frac{K_p}{K_i}\right) + \frac{C}{3.E_d.K_i}p^2\right)}$$

Par identification entre le dénominateur  $Den(p)$  de la fonction de transfert en boucle fermée et la fonction de transfert suivante :

$$Den(p) = 1 + p\left(\frac{2.z}{\omega_n}\right) + \frac{1}{\omega_n^2}p^2$$

On trouve :

$$K_i = \frac{C.\omega_n^2}{3.E_d} \text{ et } K_p = \frac{2.z.K_i}{\omega_n} - \frac{2}{3.R.E_d}$$

En définissant un temps de montée  $t_m$  et un facteur d'amortissement  $z$ , la pulsation naturelle est alors déduite par :  $\omega_n = 3.29/t_m$  (système du 2<sup>ème</sup> ordre). Les coefficients  $K_p$  et  $K_i$  peuvent alors être calculés.

**En pratiquant de même pour la boucle de courant de l'onduleur le fichier Matlab/Simulink suivant peut être établi pour dimensionner les correcteurs de l'onduleur.**

% Paramètres pour le modèle moyen d'onduleur MLI

E=127;            % valeur efficace de la tension Ph/N  
L=0.5e-3;        % inductance équivalente filtre et transformateur  
r=8e-3;           % résistance interne de l'inductance de couplage  
R=10000;        % résistance équivalente aux pertes actives de l'onduleur coté bus continu  
C=1e-3;          % condensateur du bus continu  
w=100\*pi;        % pulsation réseau

% Paramètres de contrôle de l'onduleur

VOref=1575;     % tension du bus continu de l'onduleur  
Qref=-60000;    % puissance réactive injectée au réseau

% Paramètres du correcteur PI de la boucle de tension

tmv=0.1;            % temps de montée boucle de tension  
Wnv= 3.29/tm;        % pulsation naturelle de la fonction de transfert équivalente  
zv=0.7;             % facteur d'amortissement  
Ki=(C\*Wnv\*Wnv)/(3\*E\*sqrt(2))            % calcul du coefficient intégral du correcteur PI  
Kp=((2\*zv\*Ki)/Wnv)-(2/(3\*R\*E\*sqrt(2)))    % calcul du coefficient proportionnel du correcteur PI

% Paramètres du correcteur PI de la boucle de courant

tm=3e-3;            % temps de montée boucle de tension  
Wni= 3.29/tm;        % pulsation naturelle de la fonction de transfert équivalente  
zi=0.7;             % facteur d'amortissement  
Kii=(2\*L\*Wni\*Wni)/(VOref)                % calcul du coefficient intégral du correcteur PI  
Kpi=((2\*zi\*Kii)/Wni)-((2\*r)/(VOref))      % calcul du coefficient proportionnel du correcteur PI

**Dans le cas où des correcteurs résonnants sont utilisés pour la boucle de courant de l'onduleur le programme de réglage des coefficients des correcteurs est le suivant :**

$$\text{Avec : } C(p) = \frac{c_2 \cdot p^2 + c_1 \cdot p + c_0}{p^2 + \omega_p^2}$$

% Paramètres du correcteur résonnant de la boucle de courant

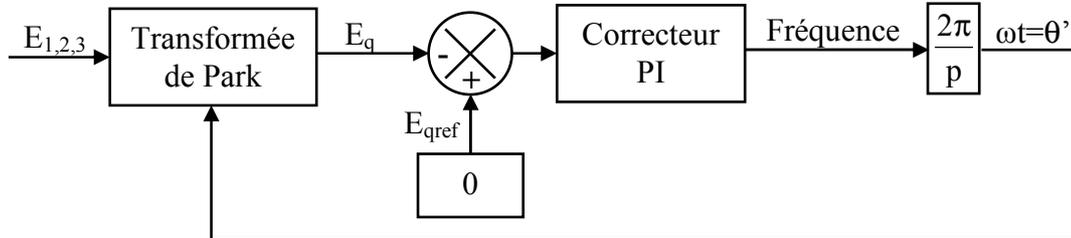
wp=100\*pi;         % pulsation de résonance  
w0=(2.2\*wp)/pi;    % première pulsation du système  
alpha=2;            % coefficient fixant le premier dépassement en boucle fermée  
C0=(L\*w0^3\*alpha^3-r\*wp^2)\*(2/VOref)  
C1=(L\*w0^2\*alpha^3-L\*wp^2)\*(2/VOref)  
C2=(L\*w0\*alpha^2-r^2)\*(2/VOref)

Le principe d'obtention des formules de calcul de  $c_0$ ,  $c_1$ ,  $c_2$  est donné par [WAL 01].

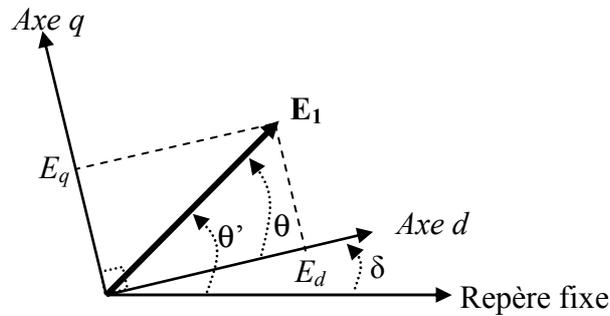
## Annexe C

### Elaboration et réglage des correcteurs d'une PLL triphasée

La PLL triphasée développée dans le cadre de ce projet utilise une transformée de Park comme suit :



La transformée de Park a le rôle de comparateur de phase. Cette PLL a pour avantage de pouvoir également mesurer la fréquence du signal d'entrée.



La figure précédente montre le fonctionnement de la PLL triphasée. En régime permanent, lorsque la PLL « est accrochée »,  $\theta = \theta'$ ,  $\delta = 0$  et  $E_q = 0$ . On a alors  $E_d = E_1$ .

### Réglage du correcteur de la PLL

Pour régler les paramètres du correcteur, il faut établir un schéma équivalent d'asservissement de la PLL triphasée. Pour ce faire, on calcule la composante en quadrature des tensions triphasées au point de raccordement  $E_{123}$ .

$$E_{123} = E_m \left[ \cos \theta \quad \cos \left( \theta - \frac{2\Pi}{3} \right) \quad \cos \left( \theta + \frac{2\Pi}{3} \right) \right]^T$$

La composante en quadrature  $E_q$  peut s'écrire:

$$E_q = -\frac{2}{3} \cdot E_m \left[ \sin \theta' \cdot \cos \theta + \sin \left( \theta' - \frac{2\Pi}{3} \right) \cdot \cos \left( \theta - \frac{2\Pi}{3} \right) + \sin \left( \theta' + \frac{2\Pi}{3} \right) \cdot \cos \left( \theta + \frac{2\Pi}{3} \right) \right]$$

Avec :

$\theta$  : Angle des tensions à l'entrée de la PLL ( $E_{123}$ )

$\theta'$  : Angle à la sortie de la PLL

En utilisant les formules trigonométriques suivantes :

$$\sin \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} [\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)]$$

$$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cdot \cos \beta \pm \cos \alpha \cdot \sin \beta$$

On obtient finalement :

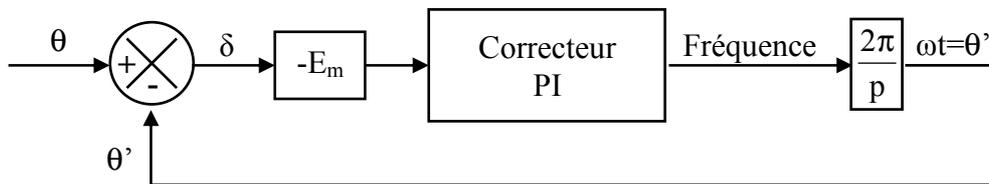
$$E_q = -E_m \cdot \sin \delta \quad \text{avec } \delta = \theta - \theta'$$

Le but de la PLL triphasée est d'annuler  $\delta$  pour obtenir ainsi la fréquence et l'angle de la tension au point de raccordement. Pour pouvoir utiliser les techniques classiques de réglage du correcteur PI, il est nécessaire de linéariser la PLL.

Ainsi, si l'erreur du système ( $E_q$ ) est considérée comme très petite, la relation entre cette erreur et l'erreur d'estimation de phase ( $\delta$ ) sera :

$$E_q = -E_m \cdot \sin \delta \approx -E_m \cdot \delta$$

On obtient alors le modèle linéarisé de la PLL :



Si on choisit un correcteur PI de la forme :  $C(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$

On obtient pour la fonction de transfert de la boucle fermée :

$$\frac{\theta'}{\theta}(p) = \frac{1 + \frac{K_p}{k_i} p}{1 + \frac{K_p}{K_i} p + \frac{1}{2\pi E_m K_i} p^2} = \frac{\text{Num}}{\text{Den}}(p)$$

Pour un 2<sup>ème</sup> ordre :  $\text{Den}(p) = 1 + \left(\frac{2z}{\omega_n}\right) \cdot p + \frac{1}{\omega_n^2} \cdot p^2$

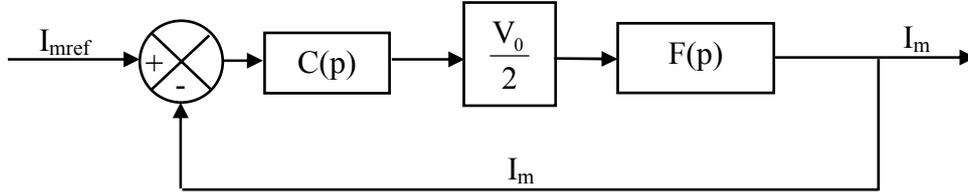
On trouve donc :  $K_i = \frac{\omega_n^2}{2 \cdot \pi \cdot E_m}$  et  $K_p = \frac{\omega_n \cdot z}{\pi \cdot E_m}$

Avec :  $z$  – amortissement et  $\omega_n$  – pulsation naturelle

## Annexe D

### Calcul des coefficients du correcteur PI de la boucle de courant de la MS

La boucle de courant est la suivante :



Correcteur Proportionnel Intégral (PI):

$$C(p) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{p} \text{ avec } K_{pi} : \text{ gain proportionnel et } K_{ii} : \text{ gain intégral}$$

$$F(p) = \frac{1}{L_m \cdot p + R_m}$$

Fonction de transfert en boucle ouverte :

$$\frac{I_m}{I_{mref\ BO}} = \frac{K_{pi} \cdot p + K_{ii}}{s} \cdot \frac{V_0}{2} \cdot \frac{1}{L_m \cdot p + R_m}$$

Fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{I_m}{I_{mref\ BF}} = \frac{1 + \frac{K_{pi}}{K_{ii}} p}{1 + \frac{2R_m + K_{pi} V_0}{K_{ii} V_0} \cdot p + \frac{2L_m}{K_{ii} V_0} \cdot p^2}$$

Par identification entre le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée et la fonction de transfert suivante :

$$\text{Den} = 1 + p \left( \frac{2z}{\omega_n} \right) + \frac{1}{\omega_n^2} p^2$$

On trouve :

$$K_{ii} = \frac{2L_m \omega_n^2}{V_0}$$

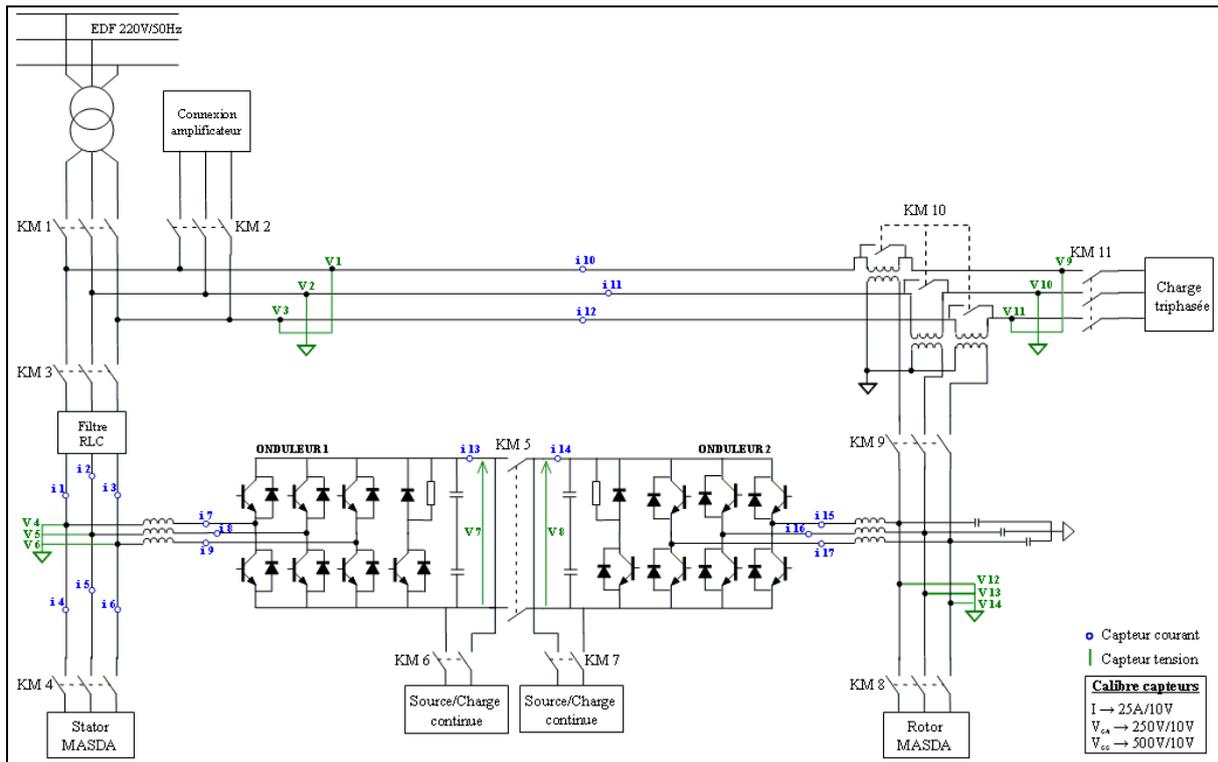
$$K_{pi} = \frac{2zK_{ii}}{\omega_n} - \frac{2R_m}{V_0}$$

Pour le réglage de la boucle de vitesse, la démarche de calcul des coefficients des correcteurs est similaire (identification du dénominateur du système du deuxième ordre en boucle fermée).

## Annexe E

### Banc expérimental « universel »

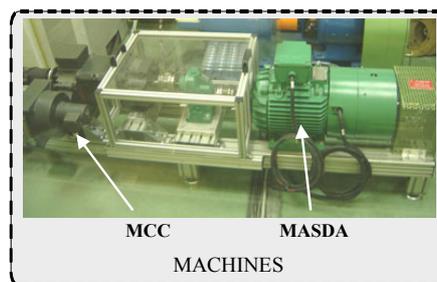
Le banc expérimental universel permet la réalisation de multiples applications à base de convertisseurs d'électronique de puissance. D'une part la topologie du système est configurable par action sur des contacteurs ( $KM_X$  sur le schéma). D'autre part le système de contrôle qui est réalisé sous DSPACE permet de tester des lois de commande de manière très évolutive. Le schéma d'ensemble de ce banc est présenté sur la figure suivante :



Pour la simulation hybride temps-réel, ce banc a été utilisé pour représenter un banc éolien à base de MASDA. Le couple de vent sur l'arbre de la MASDA a été généré par une Machine à Courant Continu (MCC) asservie par son courant d'induit par le système DSPACE. Ainsi des profils de couple de vent peuvent être réalisés très aisément.

### Banc expérimental « universel », application à la génération éolienne

#### CONVERTISSEURS E.P. ET CONTROLERS DES MACHINES





# LEXIQUE



<i>AC</i>	Alternative Current
<i>ARENE PCNRT</i>	ARENE Personal Computer Non-Real-Time
<i>ARENE URT</i>	ARENE Unix Real Time
<i>CAN</i>	Convertisseur Analogique Numérique
<i>CNA</i>	Convertisseur Numérique Analogique
<i>CSSC</i>	Clock Synchronized Structure Changing
<i>DC</i>	Direct Current
<i>D-FACTS</i>	Flexible AC Transmission Systems for Distribution power system
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor
<i>D-STATCOM</i>	STATic COMPensator for Distribution power system
<i>DVR</i>	Dynamic Voltage Restorer
<i>EMTP</i>	ElectroMagnetic Transients Program
<i>EP</i>	Electronique de Puissance
<i>FACTS</i>	Flexible AC Transmission Systems
<i>FEM</i>	Force ElectroMotrice
<i>GTO</i>	Gate Turn-Off Thyristors
<i>GUI</i>	Graphic User Interface
<i>HVDC</i>	High-Voltage Direct Current
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistors
<i>IGCT</i>	Integrated Gate Commutated Thyristor
<i>IT</i>	Interruption Task
<i>MASDA</i>	Machine Asynchrone à Double Alimentation
<i>MCC</i>	Machine à Courant Continu
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking
<i>MS</i>	Machine Synchrone
<i>PAC</i>	Piles A Combustible
<i>PI (Correcteur)</i>	Correcteur Proportionnel Intégral
<i>PLL</i>	Phase Locked Loop
<i>PT</i>	Pas de Temps de simulation
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation
<i>RL</i>	Résistance et Inductance placés en série
<i>RTDS</i>	Real-Time Digital Simulator
<i>SB</i>	Schéma Bloc
<i>STATCOM</i>	STATic COMPensator
<i>SVC</i>	Static Var Compensator
<i>TCR</i>	Thyristor Controlled Reactor
<i>TCSC</i>	Thyristor Controlled Series Compensation
<i>UPFC</i>	Unified Power Flow Controller
<i>UPQC</i>	Unified Power Quality Conditionner
<i>VME</i>	Versa Module Eurocard
<i>VSC</i>	Voltage Source Converter

*RESUME* : Dans le contexte politique et économique actuel, les dispositifs à base d'électronique de puissance occupent une place grandissante dans les réseaux électriques pour le réglage de tension, la qualité d'énergie et l'interfaçage des producteurs pour ne citer que ces applications. Le système à base d'électronique de puissance vit dans un dispositif plus complexe pouvant être constitué par exemple d'un groupe de production, d'un système de stockage d'énergie, d'une ou plusieurs source primaire énergie et de différents niveaux de contrôle. Tous ces composants interagissent avec le réseau et les perturbations agissent dans les deux sens. Il est donc nécessaire de bien étudier ces systèmes et ce, dans leur environnement réseau. Des simulateurs temps-réel ont été ainsi développés et utilisés pour le prototypage, l'analyse de modes dégradés, la validation d'algorithmes de contrôle... Cependant, si ces simulateurs présentent des avantages indéniables pour le test d'équipements physiques, la simulation en temps-réel des dispositifs à base d'électronique de puissance demeure très problématique. A cet effet, des méthodes novatrices ont été élaborées dans cette thèse et un banc expérimental a été conçu et réalisé pour tester des contrôleurs de systèmes d'électronique de puissance à modulation de largeur d'impulsions. De plus, afin de pouvoir tester des équipements de puissance, des simulations temps-réel hybrides ont été également réalisées.

*MOTS CLES* : *Simulation temps-réel, Simulation hybride temps-réel, électronique de puissance, Modulation de Largeur d'Impulsion, qualité de l'énergie, onduleur de tension, modélisation, commande.*

*ABSTRACT* : In the actual political and economical context, the power electronics devices have a growing place in the power systems. Many applications of these systems are dedicated to the voltage control, the power quality and the power producers connection... The power electronics devices are often included in a more complex system, for instance : a production unit, an energy storage device, energy production sources using various control levels... Therefore interactions can occur between these components and the power system. Thus, a particular attention must be paid to study these systems in the power system environment. As response, real-time simulators have been developed and used for prototyping, degraded mode analysis, control algorithms validation... However, despite the real-time simulators advantages for equipment testing, the real-time simulation of power electronics devices remains hazardous. Considering that, innovative solutions have been developed in the present thesis. To validate the theory, a real-time experimental benchmark has been conceived for tests of power electronics controllers generating pulse width modulation. Moreover, power equipments tests have also been performed using real-time hybrid simulations.

*KEYWORDS* : *Real-time simulation, real-time hybrid simulation, power electronics, Pulse Width Modulation, power quality, voltage inverter, modeling, control.*

---