

Conception de la commande et analyse de stabilité d'un  
onduleur photovoltaïque connecté au réseau de distribution

par

Colin BRUYANT-ROZOY

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION DE LA MAÎTRISE  
EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

M. Sc. A.

MONTRÉAL, LE 12 AOÛT 2019

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC



Colin Bruyant-Rozoy, 2019



Cette licence [Creative Commons](#) signifie qu'il est permis de diffuser, d'imprimer ou de sauvegarder sur un autre support une partie ou la totalité de cette œuvre à condition de mentionner l'auteur, que ces utilisations soient faites à des fins non commerciales et que le contenu de l'œuvre n'ait pas été modifié.

**PRÉSENTATION DU JURY**

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Handy Fortin-Blanchette, directeur de mémoire  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Kamal Al-Haddad, président du jury  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Ambrish Chandra, membre du jury  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 9 AOÛT 2019

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE



## **REMERCIEMENTS**

Je remercie chaleureusement Mr. Handy Fortin-Blanchette, mon directeur de mémoire, tout d'abord pour l'aide et les indications qu'il m'a fourni tout au long du projet, ainsi que pour sa vision du monde de la recherche et du monde industriel. Cette transmission est importante et formatrice pour un professionnel en herbe tel que moi.

Aussi, je suis reconnaissant envers l'UTBM, et plus spécifiquement à son service international, pour m'avoir permis de suivre un cursus de double diplôme avec l'ÉTS, ce qui a conduit à la réalisation et l'aboutissement de ce projet de recherche.

Je remercie tous mes proches à Montréal qui m'ont permis d'avoir un cadre agréable dans lequel évoluer dans cette ville.

Enfin, je remercie du fond du cœur mes parents qui m'ont toujours supporté dans mes études, et sans qui ce travail n'aurait pas pu voir le jour.



# **Conception de la commande et analyse de stabilité d'un onduleur photovoltaïque connecté au réseau de distribution**

Colin BRUYANT-ROZOY

## **RÉSUMÉ**

Le développement récent des énergies renouvelables a conduit à l'émergence de sources d'énergies décentralisées (DERs). Ces sources, de faible puissance et généralement installées à un niveau local, peuvent être utilisées en support du réseau électrique de distribution, afin de répondre rapidement aux pics de puissance. L'usage de convertisseurs de puissance est requis pour fournir une énergie exploitable, ainsi que pour gérer ses caractéristiques. La connexion des DERs au réseau amène cependant des problématiques nouvelles, principalement en ce qui a trait à la stabilité et à la qualité de l'énergie.

La recherche présentée traite de la connexion d'un convertisseur DC/AC (onduleur) monophasé au réseau, permettant à des panneaux photovoltaïques d'y injecter la puissance produite. Plus précisément, il s'agira d'établir la loi de commande du convertisseur en s'assurant de sa stabilité, de la robustesse du contrôle, ainsi que de la qualité de l'énergie produite. Les performances du système conçu devront alors se conformer aux normes et standards en vigueur. Le fait que le convertisseur soit à haute densité (faibles éléments passifs) et que sa fréquence de commutation est très élevée complexifie la conception de sa commande.

La modélisation du système sera établie pour pouvoir procéder à une analyse fréquentielle. Puis, la synchronisation du convertisseur au réseau sera assurée par une PLL. Enfin, la stratégie de régulation assurant stabilité et robustesse sera présentée. Une attention particulière sera portée au dimensionnement des éléments de la commande, où nous chercherons à obtenir des valeurs optimales. Pour cela, une nouvelle méthode de dimensionnement est proposée, avec laquelle il est possible pour un utilisateur de fixer de nouvelles valeurs rapidement, et de connaître dans la foulée leurs effets de manière quantitative sur le comportement du système. Celui-ci sera testé et validé en simulation. Les résultats montrent que son comportement est conforme au standard IEEE-1547 prédominant en Amérique du Nord. Le convertisseur est capable d'opérer dans des conditions anormales de tension et de fréquence, sa réponse en condition de faute est rapide, et le régime permanent ne souffre d'aucune erreur statique. Finalement, nous étudierons la compensation harmonique du système dans le cas d'un réseau pollué, compensation qui sera assurée pour un dimensionnement spécifique.

**Mots-clés :** onduleur monophasé, synchronisation au réseau, dimensionnement optimal, réjection harmonique.



# Design of the control and stability analysis of a grid-tied solar inverter

Colin BRUYANT-ROZOY

## ABSTRACT

In the past decades, recent growth of renewable energy sources led to the emergence of Distributed Energy Ressources (DERs). These low power sources are generally installed at a local level, and can be used to provide quick response to power peaks of demand in the distribution grid. The use of power converters is required to exploit power from DERs, as well as to manage its characteristics. Their connection to the grid, however, brings new issues, mainly in regards of stability and of the quality of the energy provided.

The research presented here deals with the connection of a single-phase DC/AC inverter to the grid, allowing photovoltaic panels to inject the generated power. More precisely, we will focus on establishing the control law of the inverter by ensuring its stability, control robustness, and quality of the energy produced. Performances of the designed system must then comply with actuals standards related to these issues. We will consider here a high density converter with low passive elements, and whose its switching frequency is very high, that complicates the design of its control.

Firstly, the modeling of the system will be established to be able to carry out a frequency analysis. Then, synchronization of the inverter to the grid will be ensured by a PLL, and finally, the regulation strategy ensuring stability and robustness will be presented. Particular attention will be paid to the dimensioning of control elements, where we will seek to obtain optimal values. To reach this goal, a new sizing method is proposed, which allows a user to quickly determine a new set of values, from which the quantitative behavior of the system is known. That method will be tested and validated in simulation. The results show that its behavior is consistent with the IEEE-1547 standard prevailing in North America. With the proposed dimensioning, the inverter is then able to operate in abnormal conditions of voltage and frequency, its fault response is fast, and no static errors are observed in steady state. Finally, the harmonic compensation the system will provide in the case of a polluted grid voltage will be treated, and good results will be obtained for a specific dimensioning.

**Keywords:** single-phase inverter, grid synchronization, optimal dimensioning, harmonic compensation.



## TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1    DESCRIPTION DU SYSTÈME VIA UNE REVUE DE LITTERATURE .....	3
1.1    Contexte et problématique générale.....	3
1.2    Caractérisation des panneaux solaires .....	6
1.2.1    Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque.....	6
1.2.2    Modélisation d'une cellule photovoltaïque.....	7
1.2.3    Caractéristiques des PVs.....	8
1.3    Structure électrique associée aux panneaux solaires .....	10
1.3.1    Structure générale .....	10
1.3.2    Organe de contrôle.....	12
1.3.3    Partie DC : hacheur et bus continu .....	13
1.3.4    Module AC et réseau .....	14
1.3.4.1    Système connecté au réseau ( <i>grid-tied</i> ) .....	15
1.3.4.2    Système déconnecté du réseau, ou îloté ( <i>off-grid</i> ).....	15
1.4    Topologie du système étudié .....	16
1.4.1    Topologies et fonctionnement des onduleurs .....	16
1.4.2    Techniques de commande par MLI .....	18
1.4.2.1    MLI bipolaire .....	19
1.4.2.2    MLI unipolaire .....	20
1.4.2.3    Choix d'une méthode de MLI et caractéristiques .....	20
1.4.3    Filtres harmoniques.....	22
1.5    Résumé des paramètres et configuration du système .....	24
1.6    Exigences pour l'interconnexion de l'onduleur au réseau.....	26
1.7    Critère de stabilité .....	28
1.8    Conclusion du Chapitre 1 et orientation du sujet.....	29
CHAPITRE 2    MODÉLISATION DU SYSTÈME .....	31
2.1    Revue des méthodes de modélisation .....	31
2.1.1    Modèles moyens .....	31
2.1.2    Modélisation SSA .....	33
2.1.3    Modélisation GSSA .....	34
2.1.4    Transformation de référentiel .....	35
2.2    Modélisation retenue.....	37
2.3    Modèle de l'onduleur + filtre harmonique.....	38
2.3.1    Système îloté .....	41
2.3.2    Système connecté au réseau.....	43
2.4    Validation du modèle.....	45
2.5    Conclusion du Chapitre 2.....	48

<b>CHAPITRE 3</b>	<b>CONCEPTION D'UNE PLL POUR LA SYNCHRONISATION AU RÉSEAU .....</b>	<b>49</b>
3.1	Revue des PLLs et structures existantes .....	50
3.2	Étude de la structure de PLL retenue .....	53
3.2.1	Structure de la PLL et linéarisation du système .....	53
3.2.2	Modélisation petit signal de la PLL .....	55
3.3	Dimensionnement .....	58
3.3.1	Étude de la simplification du système .....	59
3.3.2	Réponse temporelle du système .....	60
3.3.3	Calcul du dépassement .....	62
3.3.4	Calcul du temps de stabilisation .....	64
3.3.5	Prise en compte des facteurs d'amortissement $\geq 1$ .....	68
3.3.6	Calcul de la pulsation de coupure .....	70
3.3.7	Courbes de dimensionnement des paramètres de la PLL .....	71
3.4	Filtrage de la composante haute fréquence .....	74
3.4.1	Principe du filtre adaptatif mis en place .....	75
3.4.2	Caractérisation du filtre pour un dimensionnement optimal .....	77
3.4.3	Courbes de dimensionnement du filtre adaptatif de Notch .....	79
3.5	Dimensionnement retenu .....	81
3.6	Résultats et discussion .....	84
3.6.1	Test d'une variation de fréquence .....	85
3.6.2	Test d'une variation de phase .....	88
3.6.3	Test avec contenu harmonique du réseau .....	89
3.6.4	Comparaison avec une configuration sans filtrage .....	92
3.7	Conclusion du Chapitre 3 .....	94
<b>CHAPITRE 4</b>	<b>CONCEPTION DE LA RÉGULATION DU SYSTÈME CONNECTÉ AU RÉSEAU .....</b>	<b>97</b>
4.1	Revue des problématiques d'interconnexion au réseau utilitaire .....	98
4.2	Revue des contrôleurs et des structures de contrôle .....	100
4.3	Sélection d'une stratégie de commande .....	103
4.3.1	Stabilité du système non compensé .....	103
4.3.2	Choix de la stratégie de commande .....	104
4.3.3	Modélisation avec les nouvelles variables de commande .....	107
4.4	Dimensionnement sans compensation harmonique .....	110
4.4.1	Termes constants .....	112
4.4.2	Méthode de dimensionnement – 1 <sup>ère</sup> approche .....	112
4.4.2.1	Principe .....	112
4.4.2.2	Application de la méthode .....	114
4.4.2.3	Résultats de la 1 <sup>ère</sup> approche et discussion .....	116
4.4.3	Prise en compte de la non-linéarité du système .....	119
4.4.4	Correction de la méthode (2 <sup>nde</sup> approche) et dimensionnement final .....	120
4.4.5	Analyse fréquentielle du système en boucle fermée sans compensation harmonique .....	123
4.5	Dimensionnement avec compensation harmonique .....	125

4.5.1	Problématique de stabilité.....	125
4.5.2	Adaptation de la méthode de dimensionnement .....	127
4.5.3	Dimensionnement .....	127
4.5.4	Analyse fréquentielle du système en boucle fermée avec compensation harmonique .....	129
4.6	Impact de l'inductance de ligne sur le système dimensionné .....	132
4.7	Résultats et discussion .....	133
4.7.1	Test d'une variation de consigne .....	134
4.7.2	Test d'une variation de la tension du réseau.....	136
4.7.3	Test dans le cas d'un réseau pollué.....	138
4.8	Conclusion du Chapitre 4.....	141
<b>CHAPITRE 5 TEST DU SYSTÈME TOTAL DANS UN CAS RÉALISTE.....</b>		<b>143</b>
5.1	Rappels de la configuration du système et de ses paramètres .....	143
5.2	Test d'une variation de fréquence du réseau.....	146
5.3	Test d'une variation de consigne .....	148
5.4	Test d'une variation de tension du réseau.....	149
5.5	Test dans le cas d'un réseau pollué.....	151
5.6	Insertion des temps morts et analyse des harmoniques au PCC .....	152
5.6.1	Revue des temps-morts et de leurs effets.....	152
5.6.2	Insertion des temps-morts dans le système et analyse harmonique .....	154
5.7	Conclusion du Chapitre 5.....	157
<b>CONCLUSION.....</b>		<b>159</b>
<b>RECOMMANDATIONS .....</b>		<b>163</b>
<b>ANNEXE I</b>	<b>MODÈLE POUR EXTRACTION DES CARACTÉRISTIQUES D'UN MODULE PV .....</b>	<b>165</b>
<b>ANNEXE II</b>	<b>STANDARDS POUR L'INTERCONNEXION DE SOURCES DÉCENTRALISÉES AU RÉSEAU UTILITAIRE.....</b>	<b>167</b>
<b>ANNEXE III</b>	<b>ÉTUDE DE LA <i>RULE 21</i> .....</b>	<b>173</b>
<b>ANNEXE IV</b>	<b>VALIDATION DU MODELE DE L'ONDULEUR + FILTRE LCL.....</b>	<b>177</b>
<b>ANNEXE V</b>	<b>DÉMONSTRATION DE LA PRÉSENCE ET DES EXPRESSIONS D'EXTREMUMS LOCAUX DE LA RÉPONSE DE LA PLL .....</b>	<b>179</b>
<b>ANNEXE VI</b>	<b>SCRIPT POUR LE TRACÉ DES COURBES DE DIMENSIONNEMENT DE LA PLL.....</b>	<b>189</b>
<b>ANNEXE VII</b>	<b>SCRIPT POUR LE TRACÉ DES COURBES DE DIMENSIONNEMENT DU FILTRE DE NOTCH .....</b>	<b>193</b>
<b>ANNEXE VIII</b>	<b>FICHIER DE SIMULATION DU TEST DE LA PLL.....</b>	<b>197</b>

ANNEXE IX	SCRIPT D'INITIALISATION DE LA SIMULATION DE LA PLL.....	201
ANNEXE X	COMPARAISON DE LA RÉPONSE DU SYSTÈME A DES ENTRÉES ECHELON ET SINUS .....	203
ANNEXE XI	SCRIPT POUR LE DIMENSIONNEMENT DE LA COMMANDE.....	207
ANNEXE XII	SIMULATION EN COMMUTATION DE L'ONDULEUR ET DE SA COMMANDE.....	211
ANNEXE XIII	SIMULATION DU MODÈLE DE L'ONDULEUR ET DE SA COMMANDE.....	217
ANNEXE XIV	SCRIPT D'INITIALISATION DES TESTS DE L'ONDULEUR ET DE SA COMMANDE .....	219
LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....		221

## LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1	États possibles des interrupteurs pour un onduleur à pont complet en H ..18
Tableau 1.2	Paramètres du système .....26
Tableau 3.1	Valeur des harmoniques de tension sur les réseaux basse et moyenne tension d'Hydro-Québec .....90
Tableau 4.1	Résumé des paramètres de la commande sans compensation harmonique .....122
Tableau 4.2	Résumé des paramètres de la commande avec compensation harmonique .....129
Tableau 5.1	Résumé des paramètres de l'onduleur connecté au réseau et de sa commande .....145
Tableau 5.2	Valeurs de THD de tension et de courant lors de l'ajout des temps-morts.....156



## LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1	Évolution de la capacité de production solaire mondiale .....4
Figure 1.2	Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque .....7
Figure 1.3	Schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque .....7
Figure 1.4	Caractéristique courant-tension d'un PV .....9
Figure 1.5	Caractéristique puissance-tension d'un PV .....9
Figure 1.6	Schématique de la structure électrique associée aux PVs.....11
Figure 1.7	Onduleur à demi-pont .....16
Figure 1.8	Onduleur à pont complet en H .....16
Figure 1.9	Onduleur HBDC .....17
Figure 1.10	Représentation des signaux de commande par MLI (a) Bipolaire ; (b) Unipolaire .....19
Figure 1.11	Types de filtres harmoniques (a) Filtre L ; (b) Filtre LC ; (c) Filtre LCL.22
Figure 1.12	Diagramme de Bode du filtre LCL entre courant de sortie et tension d'entrée .....24
Figure 1.13	Schéma électrique du système îloté .....25
Figure 1.14	Schéma électrique du système connecté au réseau .....25
Figure 2.1	Schéma de principe de la transformation de référentiel $dq$ .....36
Figure 2.2	Schéma électrique du système îloté .....39
Figure 2.3	Schéma électrique du système connecté au réseau .....39
Figure 2.4	Schéma bloc du système îloté .....42
Figure 2.5	Schéma bloc du système connecté au réseau .....44

Figure 2.6	Validation du modèle en BO avec variation de charge (a) Tension $v_g$ ; (b) Erreur de tension du modèle.....	46
Figure 2.7	Validation du modèle en BO avec variation de consigne (a) Tension $v_g$ ; (b) Erreur de tension du modèle.....	47
Figure 2.8	Validation du modèle – zoom sur la courbe de tension $v_g$ .....	47
Figure 3.1	Topologie générale d'une PLL.....	50
Figure 3.2	Structure basique de PLL.....	51
Figure 3.3	Structure d'une PLL utilisant une génération de signal In-Quadrature .....	52
Figure 3.4	Structure de la PLL retenue .....	53
Figure 3.5	Schéma bloc du système linéarisé.....	57
Figure 3.6	Tracés des fonctions complète et simplifiée de la PLL (a) Diagramme de Bode ; (b) Réponse à l'échelon.....	60
Figure 3.7	Évolution du dépassement de la PLL selon $\xi$ .....	72
Figure 3.8	Évolution du temps de stabilisation de la PLL selon $\xi$ et $\omega_n$ .....	72
Figure 3.9	Évolution de la pulsation de coupure à -3dB de la PLL selon $\xi$ et $\omega_n$ .....	73
Figure 3.10	Diagramme de Bode d'un filtre de Notch .....	75
Figure 3.11	Schéma bloc du filtre de Notch adaptatif.....	76
Figure 3.12	Évolution du gain du filtre de Notch à la pulsation d'encoche .....	80
Figure 3.13	Évolution des pulsations de coupure du filtre de Notch .....	80
Figure 3.14	Diagrammes de Bode de la PLL et du filtre de Notch avec le dimensionnement retenu .....	84
Figure 3.15	Variation de fréquence de +3Hz (a) Fréquence estimée par la PLL ; (b) Erreur de fréquence par rapport à la référence.....	85
Figure 3.16	Variation de fréquence de +3Hz - Erreur d'angle estimé par la PLL.....	86
Figure 3.17	Variation de fréquence de +3Hz (a) Sinus reconstitué par la PLL ; (b) Erreur sur le sinus reconstitué.....	86
Figure 3.18	Variation de phase de +30° (a) Fréquence estimée par la PLL ; (b) Erreur de fréquence par rapport à la référence .....	88

Figure 3.19	Variation de phase de $+30^\circ$ - Erreur d'angle estimé par la PLL .....	88
Figure 3.20	Variation de de phase de $+30^\circ$ (a) Sinus reconstitué par la PLL ; (b) Erreur sur le sinus reconstitué .....	89
Figure 3.21	Cas d'un réseau pollué (a) Sinus reconstitué par la PLL ; (b) Erreur sur le sinus reconstitué.....	91
Figure 3.22	Spectre de tension d'un réseau pollué et du sinus reconstitué par la PLL..	91
Figure 3.23	Test de la PLL sans filtre de Notch (a) Fréquence estimée ; (b) Erreur de fréquence .....	93
Figure 3.24	Comparaison d'un filtrage adaptatif et non adaptatif lors d'une variation de fréquence de $+3\text{Hz}$ (a) Fréquence estimée ; (b) Erreur de fréquence ...	93
Figure 4.1	Évolution de la marge de phase du système en BO selon l'inductance réseau .....	99
Figure 4.2	Diagramme de Bode de compensateurs P-Res .....	103
Figure 4.3	Diagramme de Bode du gain de boucle du système en BO.....	104
Figure 4.4	Schéma électrique du système et de sa commande.....	106
Figure 4.5	Modèle du système et de sa commande.....	106
Figure 4.6	Diagramme de Bode du système non compensé en BO avec contrôle du courant $i_c$ .....	107
Figure 4.7	Schéma bloc simplifié du système et de sa commande .....	108
Figure 4.8	Évolution de la marge de phase du gain de boucle – 1 <sup>ère</sup> approche .....	115
Figure 4.9	Évolution des caractéristiques temporelles du système – 1 <sup>ère</sup> approche (a) et (c) Temps de stabilisation de $ig_1$ et $ig_2$ ; (b) Dépassement de $ig_1$ ; (d) Valeur pic de $ig_2$ .....	115
Figure 4.10	Test d'une variation de consigne – 1 <sup>ère</sup> approche (a) Courant $i_g(t)$ ; (b) Erreur de courant par rapport à la référence.....	117
Figure 4.11	Zoom en X du test d'un variation de consigne – 1 <sup>ère</sup> approche (a) Courant $i_g(t)$ ; (b) Erreur de courant par rapport à la référence .....	117
Figure 4.12	Validation de la condition de proportionnalité entre $k_p$ et $H_1$ (a) Courant $i_g(t)$ ; (b) Signal $d(t)$ en entrée du modulateur MLI .....	120
Figure 4.13	Évolution de la marge de phase du gain de boucle – 2 <sup>nde</sup> approche .....	121

Figure 4.14	Évolution des caractéristiques temporelles du système – 2 <sup>nde</sup> approche (a) et (c) Temps de stabilisation de $i_{g1}$ et $i_{g2}$ ; (b) Dépassement de $i_{g1}$ ; (d) Valeur pic de $i_{g2}$ .....	121
Figure 4.15	Diagramme de Bode du gain de boucle $T(s)$ du système dimensionné sans compensation harmonique .....	123
Figure 4.16	Diagramme de Bode de la fonction de suivi $i_{g1}(s)$ du système dimensionné sans compensation harmonique.....	124
Figure 4.17	Diagramme de Bode de la fonction de perturbation $i_{g2}(s)$ du système dimensionné sans compensation harmonique.....	124
Figure 4.18	Évolution de la marge de phase du système avec le nombre maximal d'harmonique à compenser $h_{max}$ .....	126
Figure 4.19	Évolution de la marge de phase du gain de boucle pour différents $h_{max}$ ..	127
Figure 4.20	Évolution des caractéristiques temporelles du système pour différents $h_{max}$ (a) et (c) Temps de stabilisation de $i_{g1}$ et $i_{g2}$ ; (b) Dépassement de $i_{g1}$ ; (d) Valeur pic de $i_{g2}$ .....	128
Figure 4.21	Diagramme de Bode du gain de boucle $T(s)$ du système dimensionné avec compensation harmonique .....	130
Figure 4.22	Diagramme de Bode de la fonction de suivi $i_{g1}(s)$ du système dimensionné avec compensation harmonique .....	130
Figure 4.23	Diagramme de Bode de la fonction de perturbation $i_{g2}(s)$ du système dimensionné avec compensation harmonique .....	131
Figure 4.24	Évolution de la marge de phase du système pour les deux dimensionnement selon l'inductance de ligne.....	132
Figure 4.25	Test de la régulation – variation de consigne (a) Courant $i_g(t)$ ; (b) Erreur de courant (zoom Y) ; (c) Erreur de courant (zoom X) .....	135
Figure 4.26	Test de la régulation – variation de la tension du réseau (a) Tension $v_g(t)$ et courant $i_g(t)$ ; (b) Erreur de courant (zoom Y) ; (c) Erreur de courant (zoom X) .....	137
Figure 4.27	Test de la régulation – cas d'un réseau pollué (a) Tension $v_g(t)$ et courant $i_g(t)$ ; (b) Erreur de courant.....	139
Figure 4.28	Test de la régulation – cas d'un réseau pollué (a) Spectres de courant et tension sans CH ; (b) Spectres de courant et tension avec CH .....	139

Figure 5.1	Schéma électrique de l'onduleur synchronisé au réseau et de sa commande .....	144
Figure 5.2	Modèle de l'onduleur synchronisé au réseau et de sa commande .....	144
Figure 5.3	Test du système total – variation de fréquence du réseau (a) Erreur de fréquence de la PLL ; (b) Erreur sur le courant de référence fourni par la PLL ; (c) Erreur de courant .....	147
Figure 5.4	Test du système total – variation de consigne (a) Courant $i_g(t)$ ; (b) Erreur de courant .....	149
Figure 5.5	Test du système total – variation de tension du réseau (a) Tension $v_g(t)$ et courant $i_g(t)$ ; (b) Erreur de courant ; (c) Erreur de fréquence estimée par la PLL .....	150
Figure 5.6	Test du système total – cas d'un réseau pollué (a) Spectres de courant et tension sans CH ; (b) Spectres de courant et tension avec CH .....	151
Figure 5.7	Erreurs de courant avec présence des temps-morts .....	155
Figure 5.8	Insertion des temps-morts (a) Spectre de courant sans CH ; (b) Spectre de courant avec CH .....	155



## LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

AC	Courant alternatif, ou terme alternatif
BF	Boucle fermée
BO	Boucle ouverte
CEC	<i>California Energy Commission</i>
CPUC	<i>California Public Utilities Commission</i>
DC	Courant continu, ou terme continu
DER	<i>Distributed Energy Ressources</i> – Source d'énergie décentralisée
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
GSSA	<i>General State-Space Averaging</i>
HBDC	<i>Half-Bridge Diode-Clamped</i>
HF	Haute fréquence
IEEE	<i>Institue of Electrical and Electronics Engineers</i>
L/HFRT	<i>Low/High Frequency Ride-Through</i>
L/HVRT	<i>Low/High Voltage Ride-Through</i>
LF	<i>Loop Filter</i>
MG	Marge de gain
MLI	Modulation de largeur d'impulsion (identique à PWM)
MP	Marge de phase
MPP	<i>Maximum Power Point</i> – Point de puissance maximal
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> – Recherche du point de puissance maximal

PCC	<i>Point of Common Coupling</i> – Nœud de raccordement commun
PD	<i>Phase Detector</i> – Détecteur de phase
PI	Proportionnel-Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> – Boucle à verrouillage de phase
P-Res	Proportionnel-Résonnant
PV	Photovoltaïque, ou panneau photovoltaïque
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulation de largeur d'impulsion (MLI)
RMS	<i>Root Mean Square</i> – Valeur efficace
ROCOF	<i>Rate of change of frequency</i> – Taux de variation de fréquence
SPWM	<i>Sinus Pulse Width Modulation</i> – MLI de type sinus
SSA	<i>State-Space Averaging</i> – Modèle d'état moyen
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> – Taux de Distorsion Harmonique
VCO	<i>Voltage-Controlled Oscillator</i>
ZND	Zone de non détection

## LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

### UNITÉS UTILISÉES

A	Ampère
C	Coulomb
°	Degré
dB	Décibel
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
m <sup>2</sup>	Mètre carré
Ω	Ohm
rad	Radian
s	Seconde
V	Volt
W	Watt

### SYMBOLES UTILISÉS

α	Plage de stabilisation d'une fonction du second ordre
C	Condensateur du filtre LCL
d	Signal de référence du modulateur à MLI
D	Dépassement d'une fonction du second ordre
ε <sub>pd</sub>	Erreur en sortie du détecteur de phase de la PLL
ε <sub>i</sub>	Erreur de courant de la régulation
f <sub>r</sub>	Fréquence du réseau
f <sub>s</sub>	Fréquence de commutation
G <sub>i</sub>	Fonction de transfert du régulateur de courant
G <sub>1</sub> et G <sub>2</sub>	Fonctions de transferts intermédiaires décrivant le système régulé
h	Ordre harmonique
h <sub>max</sub>	Ordre maximal harmonique à compenser
H <sub>1</sub>	Coefficient proportionnel sur le retour du courant capacitif
H <sub>Notch,dB</sub>	Gain d'un filtre de Notch à la pulsation d'encoche
H <sub>cut</sub>	Gain de coupure
i <sub>L</sub>	Courant dans l'inductance L <sub>1</sub>
i <sub>C</sub>	Courant dans la branche capacitif du filtre LCL
i <sub>g</sub>	Courant injecté au PCC
i <sub>g</sub> *	Courant de référence
i <sub>g1</sub>	Fonction de transfert de suivi du système bouclé
i <sub>g2</sub>	Fonction de transfert de perturbation du système bouclé
j	Nombre imaginaire
k <sub>p</sub>	Gain proportionnel d'un compensateur PI ou P-Res

$k_i$	Gain intégral d'un compensateur PI
$k_{in}$	Gain statique de la PLL
$k_{pd}$	Gain du détecteur de phase de la PLL
$k_{vco}$	Gain de l'oscillateur de la PLL
$K_{inv}$	Gain statique du pont + modulateur
$L_1$	Inductance du filtre LCL du côté du pont
$L_2$	Inductance du filtre LCL du côté du réseau / charge
$L_g$	Inductance de ligne
$m$	rapport de modulation
$P_{nom}$	Puissance nominale du système
$r_c$	Résistance en série du condensateur C
$r_g$	Résistance de ligne
$R_{ch}$	Résistance de charge dans le cas d'un système îloté
$s$	Variable de Laplace
$S_{1,2,3,4}$	Interrupteurs 1, 2, 3, 4 du pont
$t$	Temps
$t_p$	Temps de pointe d'une fonction du second ordre
$t_s$	Temps de stabilisation d'une fonction du second ordre
$T$	Gain de boucle
$T_s$	Période de commutation
$T_{og}$	Fonction de transfert e boucle ouverte du syststème îloté ( <i>off-grid</i> )
$T_{LCL}$	Fonction de transfert du filtre LCL
$T_{t,gt}$	Fonction de transfert de suivi en boucle ouverte du système <i>grid-tied</i>
$T_{d,gt}$	Fonction de transfert de perturbation du système <i>grid-tied</i>
$u$	Signal de commande des interrupteurs $S_1$ et $S_4$
$\bar{u}$	Signal de commande des interrupteurs $S_2$ et $S_3$
$U$	Tension aux bornes de la branche capacitive du filtre LCL
$v_a$	Tension en sortie du pont
$v_g$	Tension au PCC
$v_s$	Tension du réseau
$V_{DC}$	Tension du bus DC
$V_{tri}$	Amplitude de la porteuse triangulaire du modulateur à MLI
$\omega$	Pulsation du réseau
$\omega'$	Pulsation estimée de la PLL
$\omega_c$	Pulsation centrale de la PLL, ou pulsation de coupure
$\Delta\omega_c$	Plage d'atténuation d'un filtre de Notch
$\omega_{c1}$	Pulsation de coupure basse d'un filtre de Notch
$\omega_{c2}$	Pulsation de coupure haute d'un filtre de Notch
$\omega_d$	Pulsation naturelle amortie d'une fonction du second ordre
$\omega_n$	Pulsation naturelle d'une fonction du second ordre
$\omega_s$	Pulsation d'encoche d'un filtre de Notch
$\omega_r$	Pulsation fondamentale d'un compensateur P-Res
$\omega_{res}$	Pulsation de résonnance d'un filtre LCL
$Z_C$	Impédance de la branche capacitive du filtre LCL
$Z_g$	Impédance du réseau

$Z_{L1}$	Impédance de l'inductance $L_1$ du filtre LCL
$Z_{L2}$	Impédance de l'inductance $L_2$ du filtre LCL
$\xi$	Facteur d'amortissement d'une fonction du second ordre
$\xi_1$	Facteur d'amortissement 1 d'un filtre de Notch
$\xi_2$	Facteur d'amortissement 2 d'un filtre de Notch
$\theta$	Angle du réseau
$\theta'$	Angle estimé par la PLL
$\Phi$	Phase du réseau
$\Phi'$	Phase estimée par la PLL



## INTRODUCTION

Les sources d'énergies renouvelables ont connu un essor sans précédent durant les dernières décennies, afin de s'inscrire dans la problématique de transition énergétique. Cela amène à l'émergence de sources décentralisées (DERs) de faible puissance, organisées en micro-réseau à une échelle locale. Ces sources sont le plus souvent dotées de systèmes de stockage, tels que des accumulateurs ou des volants inertiels, ce qui permet de palier à l'intermittence de la production et ainsi de pouvoir réagir à la demande selon le moment de la journée. Il est courant de connecter les DERs au réseau utilitaire de distribution (ici Hydro-Québec) via l'utilisation d'onduleurs. Cela permet de répondre rapidement aux pics de puissance sur le réseau, sans avoir les contraintes inertielles de sources plus conventionnelles comme les centrales hydro-électriques. Cela permettrait de plus d'améliorer le dimensionnement des transformateurs du réseau, qui sont généralement surdimensionnés afin de répondre à ces pics de puissance, survenant durant de courts instants dans la journée. Cependant, l'insertion de nombreuses sources décentralisées sur le réseau entraîne un lot de problème. Les plus importants concernent la stabilité du réseau, ainsi que la qualité de l'énergie disponible au point de raccordement commun. Il est alors nécessaire de correctement concevoir les onduleurs permettant l'interfaçage électrique de la source au réseau, et surtout de correctement dimensionner sa commande. Il s'agit là de la problématique générale du projet exposé ici, à savoir la conception optimale d'une stratégie de commande d'un onduleur, afin d'assurer une bonne interconnexion au réseau de distribution.

Nous traiterons alors d'un onduleur monophasé, permettant d'interfacer un système photovoltaïque au réseau de distribution. Cependant, le travail développé dans ce mémoire peut très bien être appliqué à d'autres types d'énergie renouvelables. Le système considéré est dit à « haute densité », soit avec des éléments passifs de faible valeur de manière à proposer une solution la plus compacte possible. Cela conduit à ce que le filtre de sortie du convertisseur présente une faible impédance, il sera alors sensible aux variations de tension à ces bornes, ce qui complexifie la conception de la commande. De plus, la fréquence de commutation de l'onduleur est ici très élevée, ce qui permet un meilleur filtrage du courant

injecté sur le réseau. La régulation devra être capable de prendre ce paramètre en considération, ce qui écarte la possibilité d'un contrôle numérique. Le travail doit alors pouvoir être appliqué pour une application analogique, ce qui introduit de nouvelles contraintes de conception. Les objectifs seront au final d'établir une solution robuste, assurant la stabilité du système, et respectant les normes et standards en vigueur, notamment en ce qui a trait à la qualité d'énergie. Une attention particulière sera portée au dimensionnement des éléments de la commande, ce travail introduit de nouvelles méthodes afin d'obtenir finalement un jeu de valeurs optimales. Les études et les tests réalisés ici seront menés sous l'environnement Matlab-Simulink.

Ce mémoire est décomposé en cinq chapitres distincts. Le premier a pour but de décrire le système au complet, et de poser toutes les bases théoriques à la compréhension de ce qui suivra. Pour ce faire, une revue de littérature sera proposée au fil des descriptions. Puis, nous présentons au second chapitre la modélisation du convertisseur, dans le but d'en extraire ses caractéristiques fréquentielles nécessaires à la conception de la commande. Le chapitre trois traite ensuite de la conception d'une PLL permettant la synchronisation au réseau. Le chapitre quatre présente la conception de la régulation en elle-même du convertisseur. Les démarches de conception et des résultats de simulation seront présentés pour ces deux chapitres. Finalement, le système au complet sera testé au chapitre cinq, ce qui nous permettra de conclure sur ses performances.

## CHAPITRE 1

### DESCRIPTION DU SYSTÈME VIA UNE REVUE DE LITTERATURE

Le projet décrit dans ce mémoire est basé sur l'utilisation d'un système photovoltaïque (PV), via la commande de son onduleur associé. La conception de cette commande est une tâche multidisciplinaire, pour laquelle de nombreux aspects doivent être étudiés. Ce chapitre vise à aborder la plupart de ces aspects, ou du moins ceux nécessaire à une conception théorique. La présentation de ces différents points sera étayée par une revue de littérature, et permettra de décrire un système PV dans son ensemble ainsi que le composant étudié ici, à savoir un onduleur monophasé. Cette description sera progressive, en partant d'une vue générale, puis en se concentrant sur chacun des éléments en jeu dans le système. À la fin de cette partie, le lecteur aura alors connaissance de sa topologie et de ses caractéristiques, et pourra en comprendre les différents impacts sur son comportement. Cela constitue la connaissance de base nécessaire au travail présenté par la suite dans ce mémoire. Nous aborderons de plus les exigences à respecter quant à l'interconnexion du convertisseur au réseau utilitaire de distribution (ici Hydro-Québec). Enfin, une courte présentation du critère de stabilité sera effectuée. Nous utiliserons par la suite ce critère afin de statuer sur la stabilité de la commande conçue, aspect primordial de ce projet. Notons que ce travail est appliqué pour des systèmes industriels. Ainsi, certains paramètres et caractéristiques utilisés sont tirés d'un convertisseur commercial. Nous les présenterons dans ce chapitre en traitant de manière globale les aspects relatifs à ces paramètres, via l'étude de la littérature.

#### 1.1 Contexte et problématique générale

Ce projet est développé pour une application photovoltaïque (PV) uniquement. Cependant, la majorité des éléments présentés ici restent vrais pour les autres types d'énergie renouvelable. Depuis plus d'une décennie, la capacité de production basée sur des sources solaires n'a fait que croître de manière exponentielle, comme en atteste la Figure 1.1 retraçant l'évolution de la capacité totale de production des sources PV dans le monde.

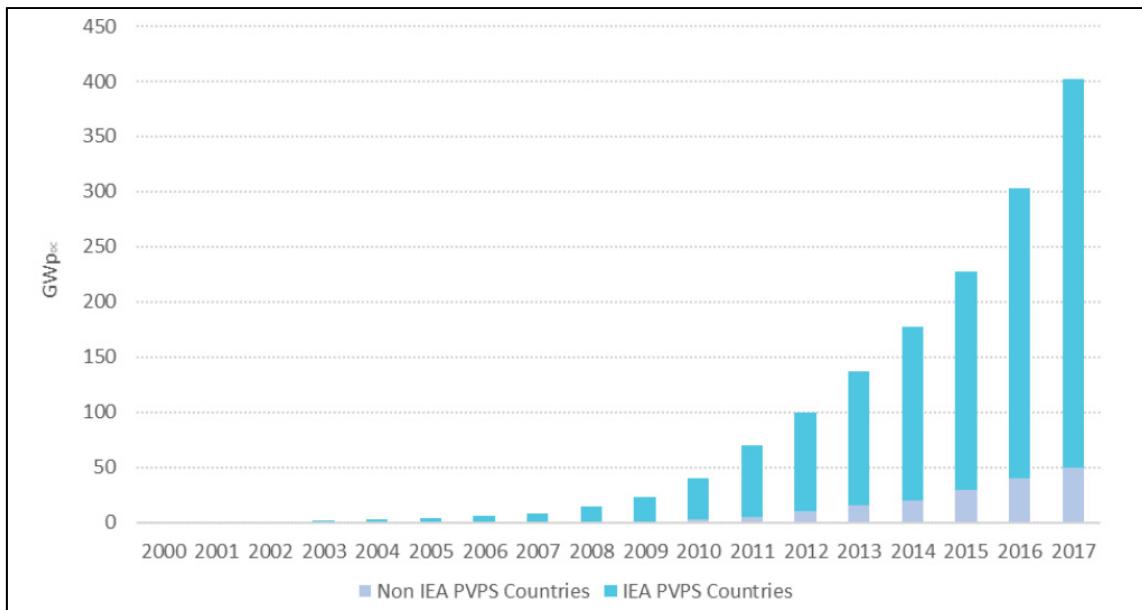


Figure 1.1 Évolution de la capacité de production solaire mondiale  
Tirée de (International Energy Agency - Photovoltaic Power Systems, 2018)

Le pays dominant ce marché est la Chine, avec une capacité de production solaire de 131GW en 2017, suivie de loin par les États-Unis (51GW). Le Canada quant à lui a une capacité de production d'énergie solaire approchant les 3GW, dont 99% se situent dans la province de l'Ontario (International Energy Agency - Photovoltaic Power Systems, 2017). Le Québec, province dans laquelle est réalisé ce projet, a une production d'énergie issue principalement de sources hydrauliques, grâce à ses nombreux barrages situés dans le nord du territoire. Ainsi, 95% de sa production est hydraulique, le reste étant principalement issu de sources éoliennes à hauteur de 4,4% (Hydro-Québec, 2017). Bien que la part d'énergie solaire soit infime au Québec, des installations voient tout de même le jour, et des travaux de recherches sont produits sur ce sujet. Des sources photovoltaïques peuvent être utiles dans des régions isolées, où les installations présentes doivent avoir leur propre moyen de production d'électricité. De plus, le gouvernement de la province a annoncé qu'il a l'intention de mettre en place un parc solaire de 100MW dans les prochaines années.

La plupart des éléments de production solaire dans le monde sont raccordés aux réseaux de distribution nationaux. Ces éléments de production peuvent être des centrales solaires à part entière, ou de sources que l'on appelle sources de production décentralisées, ou DERs pour

*Distributed Energy Resources.* Il s'agit là de sources d'énergie renouvelable (PV, éoliennes...) de faible puissance, généralement quelques kilowatts, connectées directement sur les réseaux basse ou moyenne tension. Une association de plusieurs de ces sources forme un *micro-grid*, ou *smart-grid* lorsqu'une gestion globale d'énergie est implantée. L'utilité pour celui qui en est propriétaire est de pouvoir injecter (et donc vendre) l'énergie produite sur le réseau. De plus, ces DERs peuvent agir « en support » du réseau, et répondre rapidement et localement à des appels de puissances. Il est pour cela important que des éléments de stockage comme des accumulateurs ou des volants inertiels soient couplés aux DERs, afin de pouvoir répondre à la demande. Cette fonction permettrait de limiter le dimensionnement des transformateurs du réseau. En effet, ceux-ci sont surdimensionnés pour pouvoir supporter un niveau de puissance correspondant à la demande maximale survenant durant une courte période dans la journée (par exemple au petit matin quand les gens se lèvent, allument leur chauffage, leurs lumières...). Les sources décentralisées peuvent répondre à ces pics puissance, dès lors qu'une gestion d'énergie correcte est effectuée. Cela éviterait de recourir aux centrales de forte puissance (centrales nucléaires, barrages...) dont l'inertie est bien plus lente que celle des DERs.

Avec la multiplication des sources décentralisées, des problèmes de qualité d'énergie et de stabilité surviennent. Les sources sont intermittentes et leur gestion est autonome. Ainsi, l'accumulation de ces éléments peut créer des fluctuations de tension sur le réseau, ou le polluer avec un contenu harmonique, conduisant à des pannes ou des déconnexions intempestives. Pour ces aspects (gestion et qualité de l'énergie), une série de standards et de recommandations ont été publiés et sont en constante évolution. Ceux-ci permettent de réglementer électriquement l'interconnexion des DERs au réseau, et proposent des protocoles de communication entre le réseau utilitaire et les *smart-grid*, afin procéder à une gestion intelligente de l'énergie. La gestion de l'énergie produite par les DERs se fait via des éléments d'électronique de puissance. C'est là qu'intervient ce projet de recherche : il s'agit de piloter un convertisseur DC/AC (onduleur) faisant l'interface entre la source de production et le réseau, en intégrant les problématiques de stabilité et de qualité d'énergie.

## 1.2 Caractérisation des panneaux solaires

### 1.2.1 Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque

Un panneau solaire est composé de plusieurs cellules photovoltaïques associées les unes avec les autres. Nous étudierons ici leur fonctionnement général. Ces cellules sont composées d'un matériau semi-conducteur, généralement du silicium, présentant deux couches distinctes : une zone dopée N et une zone dopée P. La zone dopée N présente un excès d'électron. Cela est réalisé en introduisant des atomes différents du matériau initial : par exemple le phosphore possède 5 électrons sur sa bande de conduction, alors que le silicium n'en dispose que de 4. En introduisant ainsi des atomes de phosphore dans du silicium (ce qui est appelé dopage), on crée un surplus d'électrons, ce qui constitue la zone notée N (pour « négatif »). De même avec la zone dopée P, en introduisant des atomes de Bore qui n'ont que 3 électrons sur leur couche de conduction, on crée un déficit d'électron, que l'on peut schématiser par une création de « trous ». Ici un trou représente un manque d'électron, et est donc associé à une charge positive, d'où la dénotation de la zone P.

Il existe une zone très mince située à la jonction entre les zones N et P, appelée Zone de Charge d'Espace (ZCE) ou zone de déplétion, qui se comporte physiquement comme une diode. Ce phénomène ne permet aux électrons que de passer de la zone P vers la N, dans ce sens uniquement, et aux trous de passer de la zone N vers la zone P. Grâce à l'effet photoélectrique, lorsqu'un photon (lumière) atteint la cellule, il libère un électron libre, et le trou qui lui est associé. Ces éléments libres se déplacent alors d'une zone dopée vers une autre, en traversant la ZCE : par exemple, sur la paire électron-trou générée dans la région P, l'électron libre circulera de la région P vers la N. Il s'agit alors de courant électrique. En plaçant une charge électrique aux bords de ces zones, on crée un circuit fermé dans lequel la charge est alimentée par la circulation d'électrons (et de trous).

Ce principe de fonctionnement est illustré à la Figure 1.2.

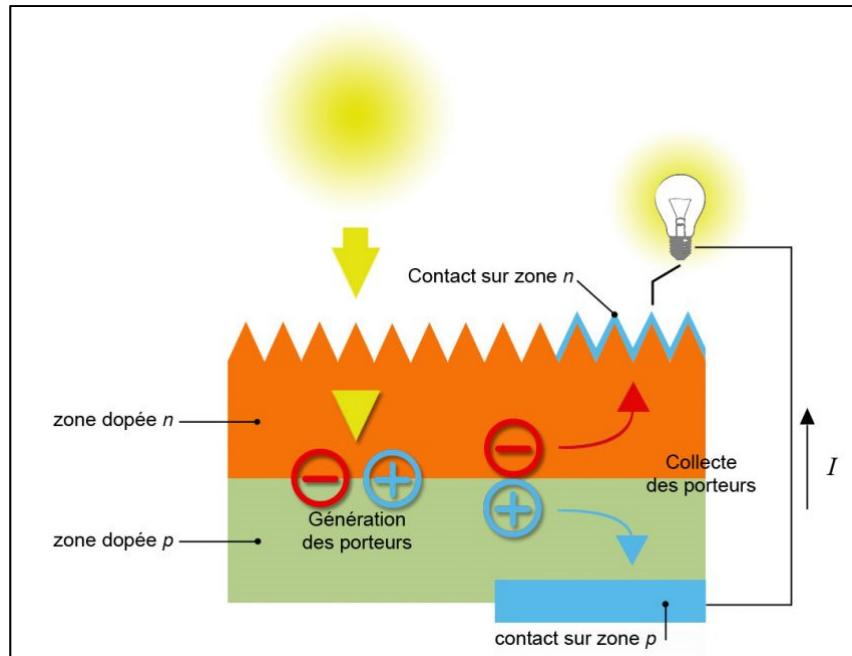


Figure 1.2 Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque  
Tirée de ("Connaissance des énergies - Solaire photovoltaïque," 2017)

## 1.2.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

La modélisation d'une cellule photovoltaïque nous permet d'étudier son comportement, ce qui conduira à connaître les caractéristiques du panneau solaire complet. Nous pouvons modéliser le comportement d'une cellule selon le schéma électrique de la Figure 1.3 tel que décrit par (Benamara, 2012), (Chin, Neelakantan, Yoong, & Teo, 2011), (Ovono Zue & Chandra, 2006).

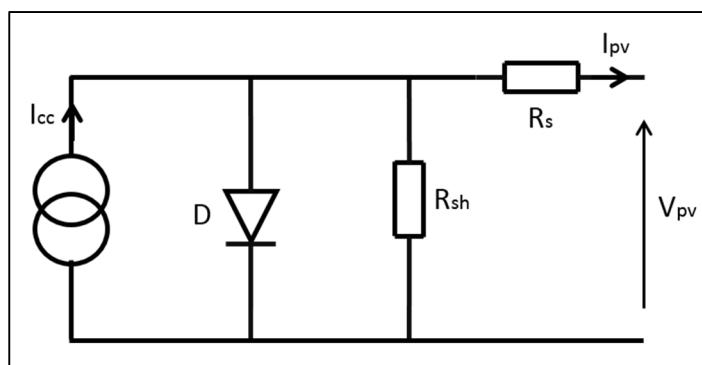


Figure 1.3 Schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque

Les résistances  $R_s$  et  $R_{sh}$  représentent les résistances parasites. Elles tiennent compte des pertes de fabrication, des résistances de connexion électrique, de la résistance du semi-conducteur et des grilles collectrices. En fixant les bons paramètres de simulation, nous pouvons alors reproduire le comportement d'un panneau, comportant plusieurs cellules, avec les caractéristiques voulues. Nous pouvons, à partir de cette modélisation, en déduire les équations électriques d'une cellule. Ses grandeurs peuvent se mettre en équation selon l'expression (1.1), ce qui nous donne la caractéristique courant-tension de la cellule (Chin et al., 2011), (Ovono Zue & Chandra, 2006) :

$$I_{PV} = I_{cc} - I_0 \left( \exp \left( \frac{q(V_{PV} + R_s \cdot I_{PV})}{nkT} \right) - 1 \right) - \frac{V_{PV} + (R_s \cdot I_{PV})}{R_{sh}} \quad (1.1)$$

Avec :  $V_{pv}$ ,  $I_{pv}$  : tension et courant de sortie du panneau photovoltaïque

- $I_0$  : courant de saturation de la diode
- $I_{cc}$  : photo-courant qui dépend de l'éclairage et de la température
- $n$  : facteur de qualité de la diode
- $q$  : charge électrique d'un électron ( $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ )
- $k$  : constante de Boltzman
- $T$  : température de fonctionnement de la cellule
- $R_s$  : résistance représentant les pertes par effet Joule et les résistances de connexion
- $R_{sh}$  : résistance caractérisant les pertes dues aux défauts structuraux du matériau

### 1.2.3 Caractéristiques des PVs

Les panneaux solaires sont dimensionnés en fonction des matériaux, dopages utilisés, mais aussi en fonction de l'agencement des cellules entre elles. Ces dernières peuvent être connectées en série et/ou en parallèle, dépendamment du cahier des charges. Une association en série permettra d'élever la tension de sortie du module, alors qu'un montage en parallèle influera sur le courant. Il apparaît alors deux nouvelles grandeurs pour la modélisation d'un PV, qui représentent le nombre de cellules en série, et le nombre de cellules en parallèle. Une

simulation a été réalisée ici, afin de faire apparaître le comportement électrique que les PVs peuvent avoir. Le résumé de cette simulation est donné en ANNEXE I. Nous simulons ici 30 cellules raccordées en série, pour trois valeurs d'irradiation  $W$ , qui correspond à la puissance de rayonnement solaire reçue par unité de surface du PV. Les caractéristiques courant-tension (I-V) et puissance-tension obtenues sont données aux Figure 1.4 et Figure 1.5.

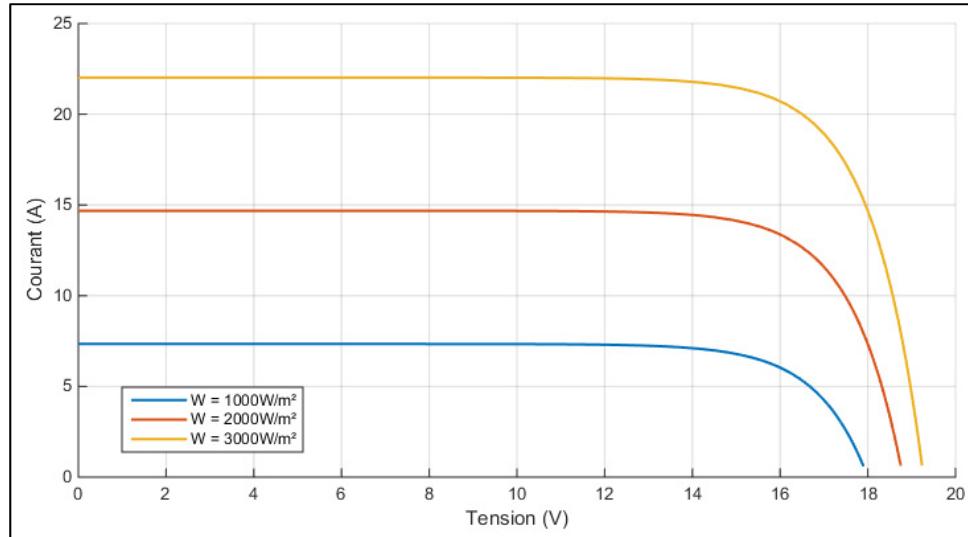


Figure 1.4 Caractéristique courant-tension d'un PV

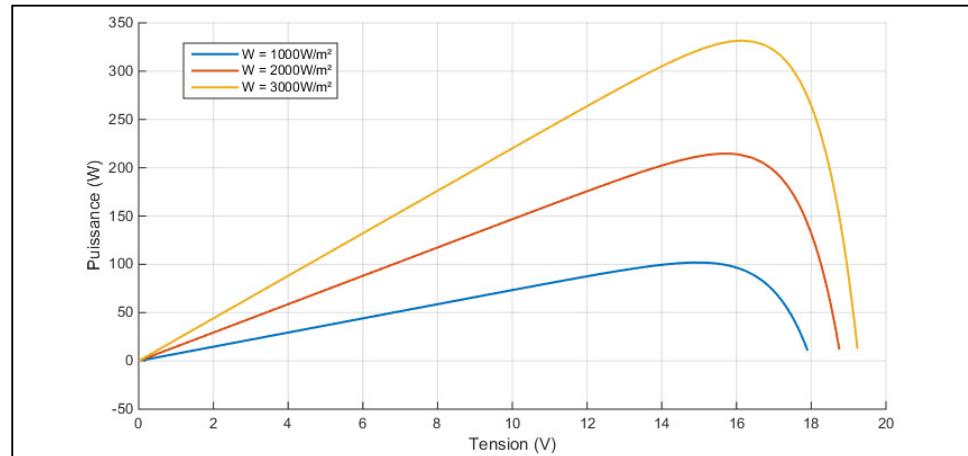


Figure 1.5 Caractéristique puissance-tension d'un PV

Sur cette dernière figure on observe un point de puissance optimal (appelé MPP), atteint pour une valeur de tension donnée, dépendamment de l'irradiation. L'idéal est donc de fixer le

point de fonctionnement du PV sur ce MPP, ce qui sera un des objectifs de la chaîne de contrôle associé au panneau. Cette caractéristique I-V, qui nous permet de déduire la caractéristique puissance-tension, est primordiale pour caractériser la source d'énergie qu'est le PV. Cette source n'est pas représentée comme une source de courant ou comme une source de tension, car son impédance est variable selon le point d'opération : elle est donc représentée via sa caractéristique non linéaire I-V. Les valeurs de tension, courant, et puissance données ici sont simplement à but indicatif, tout comme la simulation de ce comportement ; le projet décrit dans ce rapport considérera des panneaux de plus grande puissance, autour de 1,4kW.

### **1.3 Structure électrique associée aux panneaux solaires**

#### **1.3.1 Structure générale**

L'objectif est ici de pouvoir utiliser et gérer efficacement la puissance délivrée par le(s) module(s) photovoltaïque(s). Nous chercherons à produire une onde sinusoïdale de tension ou de courant en sortie du système, afin de pouvoir y connecter des charges ou de le raccorder au réseau. Par le passé, un nombre important de modules PV étaient généralement connectés en chaînes afin d'avoir une tension suffisamment grande en sortie, le tout étant raccordé à un organe de conversion DC/AC (onduleur) centralisé (Kjaer, Pedersen, & Blaabjerg, 2005). Avec l'évolution de la performance des PVs, d'autres types d'associations des modules ont vu le jour, donnant lieu à différentes topologies des circuits de conversion. Généralement, les modules ou chaînes de modules PV sont connectés à un organe de conversion DC/DC (hacheur) puis à un onduleur. Il est nécessaire d'augmenter suffisamment la tension de sortie du hacheur, pour que celle-ci corresponde à la tension crête du réseau, sans quoi la tension produite par l'onduleur sera distordue. Plusieurs étages de conversion sont possibles où des bus DC et/ou AC peuvent être présents dans la structure électrique. Des transformateurs à haute ou basse fréquence peuvent y être intégrés, ce qui permet d'offrir une isolation galvanique au système, et de limiter l'injection de courant continu en sortie (Kjaer et al., 2005), (Pankow, 2004). Tous les différents types de structures sont largement détaillés dans la littérature (Kjaer et al., 2005), (Pankow, 2004), (Xue, Chang, Kjaer, Josep, &

Shimizu, 2004), (Divan, 1991), (Kjær, 2005). Le choix d'une topologie se fait en fonction du système photovoltaïque disponible et du cahier des charges. Nous nous concentrerons ici sur une structure avec deux étages de conversion, telle que représentée sur la Figure 1.6.

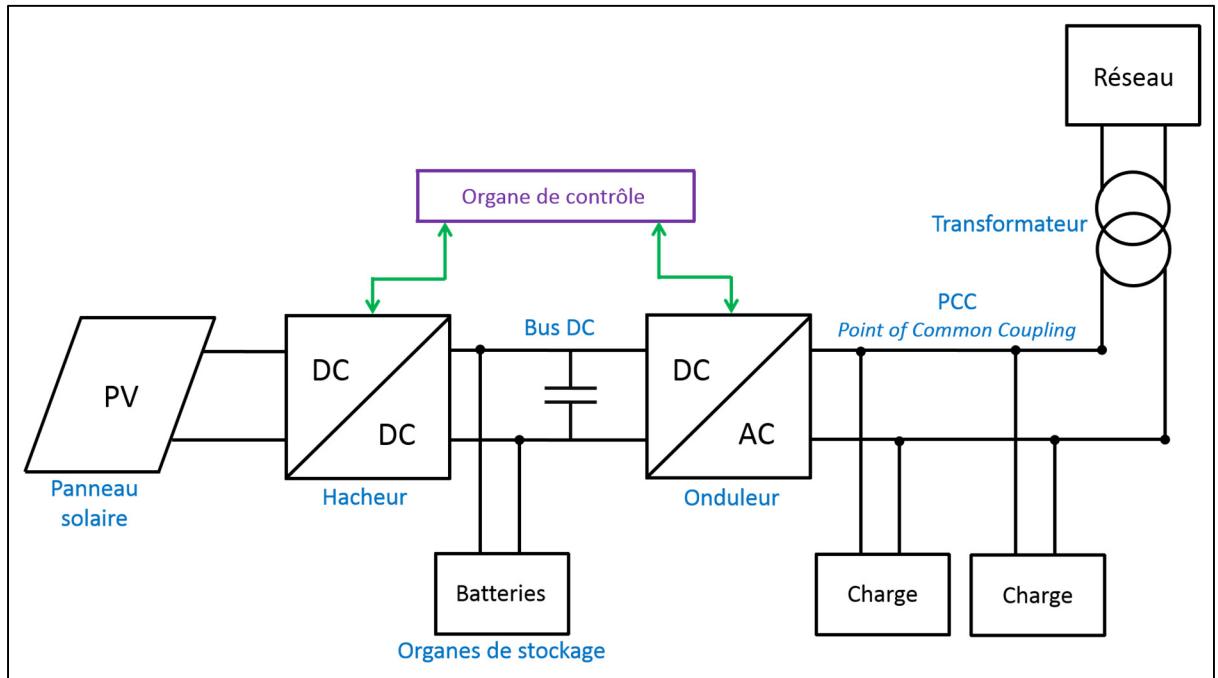


Figure 1.6 Schématique de la structure électrique associée aux PVs

Il s'agit ici d'une structure classique associée aux DERs. Généralement, chaque module PV (ou toute autre source décentralisée) est associé à un hacheur. Il peut y avoir plusieurs modules PVs présents, chacun d'eux sera alors associé à un hacheur le contrôlant, et tous ces systèmes PV + hacheur seront connectés à un onduleur commun, via le bus DC. La présence de ce lien DC permet l'insertion de charges alimentées en continu, notamment des éléments stockage tels que des accumulateurs, qui seront alimentés directement par les PVs. Nous nous concentrerons dans ce rapport sur la structure présentée en Figure 1.6 ci-dessus. Notons que nous travaillons en régime monophasé, le convertisseur étant connecté à une ligne résidentielle basse tension 120V (RMS) / 60Hz. Cette ligne est reliée au réseau de distribution moyenne tension via le transformateur illustré sur la figure. Ce réseau de distribution est principalement constitué de lignes à 25kV au Québec (94%), mais comprend

aussi des lignes de 12kV et 32kV (Hydro-Québec, 2002). Nous n'étudierons donc pas les topologies d'onduleurs triphasés. Nous considérerons une tension du réseau de 120V / 60Hz. La représentation donnée ici fait apparaître un module photovoltaïque, mais elle est similaire pour d'autres types de DERs. La gestion d'énergie se fera différemment dépendamment du type de DER considéré et de ses caractéristiques. Le projet développé ici ayant une application orientée sur des PVs, nous ne parlerons que de ce type de source d'énergie par souci de simplicité. Cependant, les travaux effectués peuvent très bien s'appliquer à d'autres sources décentralisées, comme des éoliennes ou des hydroliennes.

### 1.3.2     Organe de contrôle

Nous retrouvons ici la source d'énergie (le PV) associée à ses organes d'électronique de puissance : hacheur et onduleur de tension. Ces convertisseurs fonctionnent à l'aide de composants actifs commandés via un signal externe, tels que des transistors ou des thyristors. La commande de l'électronique de puissance se fait par un contrôleur, qui est généralement numérique (schématisé en violet sur la Figure 1.6). Des circuits de contrôle tels que des DSP (*Digital Signal Processor*) ou des FPGA (*Field-Programmable Gate Array*) peuvent être utilisés à cette fin. Le premier est un microprocesseur comprenant des périphériques matériels, le second est un circuit logique reprogrammable. Les deux ont un fonctionnement intrinsèquement différent, ce qui leur confère des caractéristiques qui leur sont propres. De manière générale, les deux peuvent convenir pour le contrôle de l'électronique de puissance considérée, mais le FPGA étant plus coûteux, un DSP est généralement préféré. Cependant, un FPGA serait possiblement avantageux pour accueillir une gestion globale de l'énergie, et pas seulement la commande rapprochée d'un convertisseur.

Il était initialement prévu que la commande puisse être appliquée sur FPGA, mais il s'est révélé plus judicieux de procéder de manière analogique. Comme nous le verrons par la suite, l'onduleur commute à très haute fréquence (125kHz). Un contrôle numérique nécessite une acquisition et un traitement des données, ce qui induit un délai dans la chaîne de commande. À ce niveau de fréquence, de l'information aurait été perdue, ce qui motive le choix d'un

contrôle analogique qui ne présente pas de délai. Ainsi la loi de commande développée aura pour but d'être appliquée à un circuit de commande analogique, ce qui aura quelques incidences sur certaines méthodes employées. Il n'y aura par exemple pas de discréétisation à effectuer (transformée en Z).

### 1.3.3 Partie DC : hacheur et bus continu

Le hacheur est utilisé pour produire une onde continue sur le bus DC, dans le respect du cahier des charges, ainsi que d'élever le niveau de tension du module PV afin d'alimenter l'onduleur. Cet organe peut avoir plusieurs topologies différentes, que nous ne décrirons pas ici en détail, car cela ne fait pas l'objet du travail réalisé. Nous pouvons tout de même citer quelques types de convertisseurs DC/DC, tels que des Boost, SEPIC, Flyback, Foward... Cependant, les convertisseurs de type Boost ou Buck/Boost sont généralement les plus utilisés pour notre application, car présentant un haut rendement aux valeurs de puissances considérées, là où, par exemple, un Flyback n'aura qu'un rendement de 80%.

L'utilité du hacheur est de pouvoir fixer le point de fonctionnement du PV. Comme nous l'avons vu dans la partie 1.2.3 précédente, un PV montre un point de puissance maximal (MPP) pour un certain niveau de tension à sa sortie. La commande appliquée au hacheur vise à atteindre ce niveau de tension pour pouvoir utiliser ce dernier de manière optimale, à l'aide d'un algorithme appelé MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). Voici quelques algorithmes de MPPT couramment utilisés (Chin et al., 2011), (Subudhi & Pradhan, 2013) :

- P&O : Perturbation & Observation (*Perturb&Observe*);
- retour de variation de puissance;
- logique floue appliquée pour MPPT;
- oscillation forcée;
- technique par incrémentation de conductance.

Dans le cas où le bus DC n'est pas présent dans la structure électrique associée au PV, l'algorithme de MPPT est appliqué directement à l'onduleur, le hacheur étant absent. Le

hacheur alimente ainsi le bus DC sur lequel peuvent être placés des éléments de stockage, généralement des batteries. Le fait de pouvoir stocker l'énergie produite par les PVs est un élément important dans la stratégie d'intégration des DERs au réseau électrique d'une région ou d'un pays. Cela permet de répondre aux pics de puissance demandés à certaines heures de la journée, sans solliciter le réseau, en accumulant l'énergie produite aux heures où la demande est la plus faible. Nous avions déjà décrit ces enjeux dans la partie 1.1 précédente.

Comme nous pouvons le voir sur la Figure 1.6, un condensateur est placé sur le lien DC, afin d'assurer un découplage de puissance. En effet, le hacheur délivre une onde de tension continue, avec une puissance constante, alors que le fonctionnement de l'onduleur conduit à l'injection d'une onde de deux fois la fréquence du réseau sur le lien DC (ce module AC sera introduit dès la partie suivante). Cela entraîne une fluctuation de puissance du côté AC. Le condensateur agit alors comme un tampon, en absorbant ou délivrant la différence de puissance instantanée entre les côtés DC et AC. Pour ce faire, sa valeur doit être élevée, typiquement  $0,5\text{mF}$  par  $\text{kW}$  de puissance délivrée (Schimpf & Norum, 2010), ce qui entraîne une augmentation des coûts et des dimensions du système. Il s'agit du composant le plus limitant, qui réduit la durée de vie du système PV. Sa valeur peut cependant être différente en fonction des topologies de conversion utilisées. De nombreuses recherches sont menées afin de réduire sa taille, de changer sa composition, ou de la supprimer par un contrôle actif de la puissance (via la commande des convertisseurs).

### 1.3.4 Module AC et réseau

Un onduleur est ensuite nécessaire pour faire l'interface entre le bus DC et le côté AC. Il permet de pouvoir créer une onde alternative en sortie du système, où des charges et le réseau de distribution y sont connectés. Le point en sortie de l'onduleur – qui correspond à la sortie du DER – est appelé PCC (*Point of Common Coupling*). Il s'agit d'un nœud de raccordement entre plusieurs éléments : DERs, charges, réseau de distribution... Nous pouvons dès à présent distinguer deux cas de figure : le premier où le système est connecté au réseau (*grid-tied*), et à l'inverse où le système en est déconnecté (*off-grid*).

#### 1.3.4.1 Système connecté au réseau (*grid-tied*)

Dans ce cas de figure, le système PV + hacheur + onduleur est connectée au réseau via le PCC, comme représenté sur la Figure 1.6. Des charges sont aussi présentes à ce nœud. Cette configuration permet d'utiliser la puissance fournie par les PVs pour son domicile, connecté au PCC, en support du réseau de distribution. Cela permet aussi de pouvoir réinjecter l'énergie produite par les PVs directement sur le réseau. L'onduleur a alors un rôle primordial, dans le sens où il doit faire l'interface entre la source d'énergie décentralisée et le PCC. Tout l'enjeu est ici de pouvoir injecter une onde « propre » au PCC, c'est-à-dire conforme aux normes et standards présentés à l'ANNEXE II. Si la qualité de l'énergie n'est pas assurée, cela pourrait engendrer des dommages sur les charges présentes au PCC et créer de l'instabilité sur le réseau. Cela passe donc par le contrôle du courant en sortie du système, effectué par la commande de l'onduleur. Dans le cas où l'onduleur est bidirectionnel, il permet aussi la recharge des batteries présentes sur le lien DC, en puisant de la puissance sur le réseau. Dans ce cas, le flux de puissance est inversé, et le système s'apparente à une charge et non plus à une source de puissance. Notons que les PVs ne peuvent pas recevoir de puissance de la part du réseau, ce n'est pas un organe de stockage, mais une source de production. La puissance entrante dans le système ira recharger les éléments de stockage.

#### 1.3.4.2 Système déconnecté du réseau, ou îloté (*off-grid*)

Il est possible que l'installation ne soit pas raccordée au réseau, il s'agit alors d'un fonctionnement en mode îloté. Le convertisseur alimente alors les charges qui y sont connectées (toujours au PCC) : le système se comporte lui-même comme un réseau de distribution (d'où l'appellation de *micro-grid*). On peut très bien entrevoir un tel fonctionnement pour une maison autonome qui n'est pas raccordée au réseau de distribution, et qui est alimentée uniquement par des sources d'énergie renouvelable. Un tel mode de fonctionnement peut aussi être utilisé pour alimenter un système embarqué par exemple. L'onduleur a ici le rôle de remplacer le réseau de distribution, et donc de se comporter comme lui. Il est dans ce cas nécessaire de faire le contrôle de la tension de sortie du système, afin d'alimenter les charges présentes sur le PCC.

## 1.4 Topologie du système étudié

### 1.4.1 Topologies et fonctionnement des onduleurs

L'onduleur a pour objectif de transformer la tension continue du lien DC en une onde sinusoïdale. Il est possible, dans certaines configurations en mode *grid-tied*, que le hacheur génère un sinus redressé à sa sortie, qui sera modifié par l'onduleur pour donner un sinus complet. Dans ce cas, l'onduleur commute à la fréquence du réseau, et le hacheur contrôle le courant de sortie. Ce n'est pas le cas ici, où l'onduleur est en charge de contrôler la fréquence et l'amplitude de l'onde de sortie du système. Ainsi le hacheur fournit une tension continue : ne nous intéressant pas à cet organe de conversion, nous faisons l'hypothèse que la tension en entrée de l'onduleur est une tension DC parfaite, notée  $V_{DC}$ . Pour rappel, nous ne considérerons ici que des systèmes monophasés. Sont présentées aux Figure 1.7, Figure 1.8 et Figure 1.9 trois topologies classiques d'onduleurs.

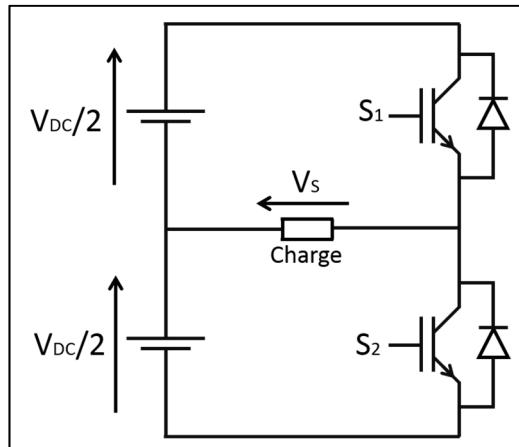


Figure 1.7 Onduleur à demi-pont

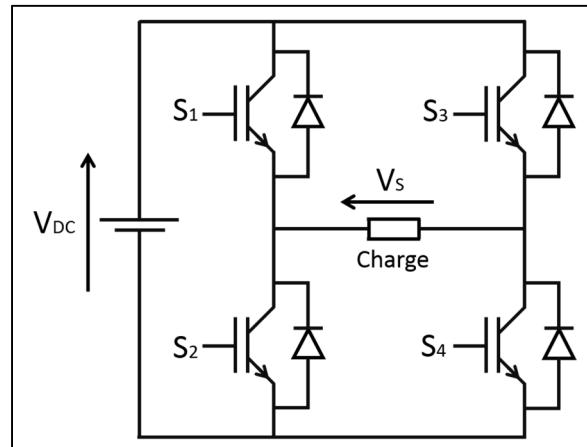


Figure 1.8 Onduleur à pont complet en H

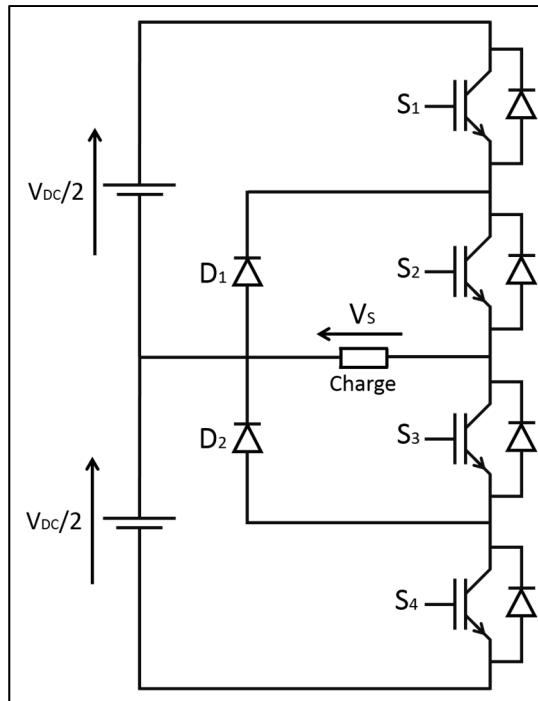


Figure 1.9 Onduleur HBDC

**Note 1 :** la charge présentée sur ces schémas peut très bien être une charge ou le réseau. Cela correspond à la sortie de l'onduleur.

**Note 2 :** un filtre, non représenté ici par souci de simplicité, est présent en sortie des onduleurs. Cela sera détaillé dans la partie 1.4.3 suivante.

La Figure 1.7 représente un onduleur à demi-pont, qui permet de générer deux niveaux de tension distincts à sa sortie. Cette topologie nécessite moins de composants que l'onduleur à pont complet mais offre moins de possibilités de contrôle. La Figure 1.9 présente aussi une topologie d'onduleur à demi-pont, nommée HBDC (*Half-Bridge Diode-Clamped*). Il s'agit d'une des topologies d'onduleur multi-niveaux, pouvant générer différents niveaux de tension à sa sortie. Nous utiliserons ici l'onduleur à pont complet présenté en Figure 1.8. Les diodes présentes en antiparallèle des transistors permettent à l'onduleur d'être réversible, et ainsi de pouvoir créer un flux de puissance en sens inverse. Cette topologie permet d'appliquer des niveaux de tension de  $+V_{DC}$  ; 0 ;  $-V_{DC}$  en fonction de la commutation de ses interrupteurs. Le Tableau 1.1 résume les différents états d'activation des interrupteurs conformément à la Figure 1.8, où *ON* dénote un état passant, et *OFF* un état ouvert.

Tableau 1.1 États possibles des interrupteurs pour un onduleur à pont complet en H

État	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	Tension de sortie Vs
1	ON	OFF	ON	OFF	0 (roue libre)
2	ON	OFF	OFF	ON	+V <sub>DC</sub>
3	OFF	ON	ON	OFF	-V <sub>DC</sub>
4	OFF	ON	OFF	ON	0 (roue libre)

La combinaison de ces différents états permet d'obtenir une onde carrée en sortie du système, de fréquence égale à la fréquence de commutation des interrupteurs. Une fréquence de commutation élevée conduit à une meilleure qualité de l'onde de sortie, mais aussi à un accroissement des pertes de commutation. Les transistors les plus souvent utilisés pour supporter de hautes fréquences de commutation sont des IGBTs, des MOSFETs ou SiCMOS. Ce sont ces derniers qui sont utilisés dans notre système, car ils présentent une faible résistance interne à l'état passant.

#### 1.4.2 Techniques de commande par MLI

Afin d'effectuer le contrôle des interrupteurs, le principe est d'appliquer les différents états décrits au Tableau 1.1 de manière à créer une onde carrée qui pourra par la suite donner une onde sinusoïdale après filtrage. La technique la plus utilisée pour les topologies d'onduleurs présentées est la Modulation par Largeur d'Impulsion (MLI) de type sinus, ou SPWM (*Sinus Pulse Width Modulation*). Il s'agit de comparer un signal de référence sinus à 60Hz (le signal que l'on voudra en sortie) à une porteuse triangulaire à haute fréquence. Deux types de MLI peuvent être appliqués : la MLI bipolaire ou deux niveaux, et la MLI unipolaire ou trois niveaux. Dans ce dernier cas, la référence est comparée à deux porteuses déphasées de 180° l'une de l'autre. La Figure 1.10 donne une représentation des signaux MLI porteuses et référence (a), ainsi que de la tension  $v_a(t)$  en sortie du pont résultante (b).

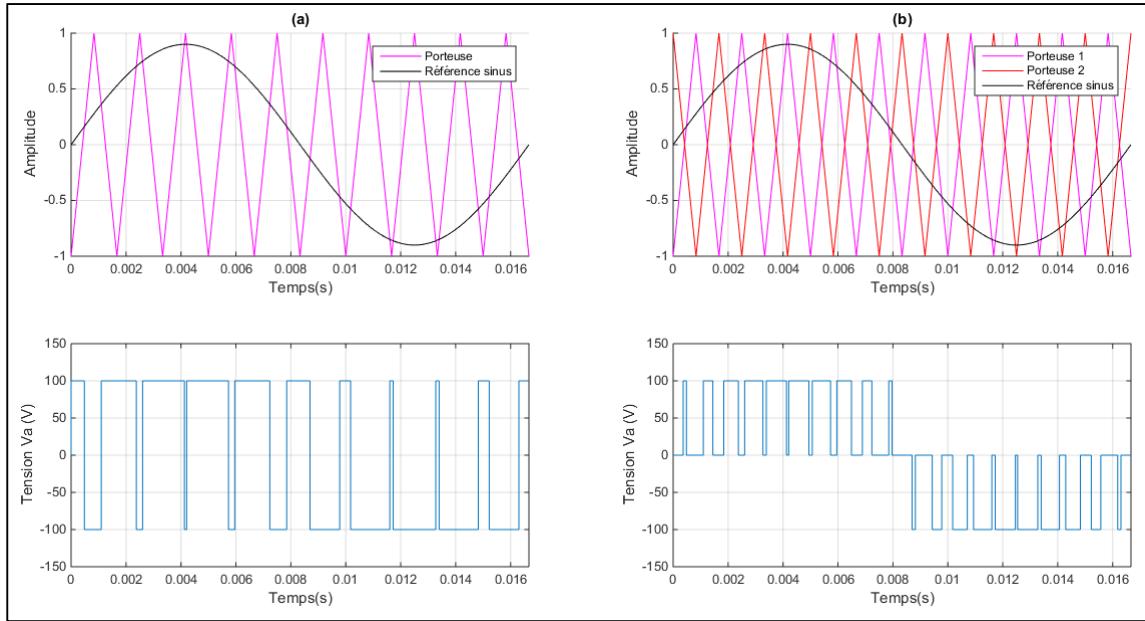


Figure 1.10 Représentation des signaux de commande par MLI (a) Bipolaire ; (b) Unipolaire

Nous notons le signal sinusoïdal de référence  $v_m$ , et la porteuse triangulaire  $v_{tri}$ . La tension du lien DC est notée  $V_{DC}$ , et la tension en sortie du pont est notée  $V_a$ . La fréquence de la porteuse (ou des porteuses) correspond à la fréquence de commutation des interrupteurs. Le principe de commande des interrupteurs est expliqué ci-après.

#### 1.4.2.1 MLI bipolaire

Les interrupteurs forment des cellules de commutation, commandées de manière complémentaire. La première est composée des interrupteurs  $S_1$  et  $S_4$ , et la seconde de  $S_2$  et  $S_3$ . Soit  $u(t)$  le signal de commande de  $S_1$  et  $S_4$ , et  $\bar{u}(t)$  son complémentaire, pour la commande de  $S_2$  et  $S_3$ . Les valeurs de ces signaux correspondent à des états passant (1), ou ouvert (-1). Ainsi, quand  $u(t) = +1$  ;  $\bar{u}(t) = -1$ ,  $S_1$  et  $S_4$  sont en position *ON*, et  $S_2$   $S_3$  sont en position *OFF*. La valeur de sortie de l'onduleur en fonction de la comparaison entre le signal de référence et la porteuse est donné par la relation (1.2). Avec ce type de modulation, la valeur en sortie du pont ne peut être que de  $\pm V_{DC}$  comme nous pouvons le voir sur la Figure 1.10 (a), ce qui correspond aux états n°3 et 4 du Tableau 1.1, d'où le nom de MLI bipolaire ou deux niveaux.

$$\begin{aligned}
 v_m > v_{tri} &\Rightarrow \begin{cases} u(t) = +1 \\ \bar{u}(t) = -1 \end{cases} \Rightarrow V_a = +V_{DC} \\
 v_m < v_{tri} &\Rightarrow \begin{cases} u(t) = -1 \\ \bar{u}(t) = +1 \end{cases} \Rightarrow V_a = -V_{DC}
 \end{aligned} \tag{1.2}$$

#### 1.4.2.2 MLI unipolaire

Soit  $v_1$  la porteuse 1 et  $v_2$  la porteuse 2. Ici la comparaison entre  $v_m$  et  $v_1$  déclenchera les interrupteurs  $S_1$  et  $S_2$ , alors que la comparaison entre  $v_m$  et  $v_2$  commandera  $S_3$  et  $S_4$  comme décrit par la relation (1.3) :

$$\begin{aligned}
 v_m > v_1 &\Rightarrow \begin{cases} S_1 \rightarrow ON \\ S_2 \rightarrow OFF \end{cases} & v_m > v_2 &\Rightarrow \begin{cases} S_3 \rightarrow OFF \\ S_2 \rightarrow ON \end{cases} \\
 v_m < v_1 &\Rightarrow \begin{cases} S_1 \rightarrow OFF \\ S_2 \rightarrow ON \end{cases} & v_m < v_2 &\Rightarrow \begin{cases} S_3 \rightarrow ON \\ S_2 \rightarrow OFF \end{cases}
 \end{aligned} \tag{1.3}$$

Cette configuration permet de fonctionner avec les quatre états décrits dans le Tableau 1.1, et ainsi d'avoir un niveau de tension de 0 en sortie, en plus des niveaux de  $\pm V_{DC}$ . Dans les phases où la référence est positive, la tension de sortie ne peut être que de 0 et  $+V_{DC}$ , et inversement quand  $v_m$  est négative, les seules valeurs possibles en sortie seront 0 et  $-V_{DC}$ . Il est aussi possible d'appliquer une MLI unipolaire avec une seule porteuse, mais en générant deux signaux sinus déphasés de  $180^\circ$  au lieu d'un, le principe reste le même.

#### 1.4.2.3 Choix d'une méthode de MLI et caractéristiques

La principale différence entre ces deux techniques correspond à l'injection harmonique qu'elles produisent. Un fonctionnement avec une MLI bipolaire injectera un contenu harmonique à la fréquence de commutation, avec une légère répartition autour de cette fréquence. La MLI unipolaire injecte, elle, un contenu harmonique à deux fois la fréquence de commutation, et offre une ondulation du courant de sortie plus faible (Ruan et al., 2018), (Holmes & Lipo, 2003), ce qui permet de diminuer les éléments du filtre de sortie (voir

partie 1.4.3 ci-après). Cette dernière nécessite cependant une porteuse et un comparateur de plus que la MLI bipolaire. Nous appliquerons tout de même une MLI bipolaire par souci de facilité d'implantation. En effet, la commande étant implantée ici en analogique, la génération de porteuses triangulaires devient compliquée, d'autant plus avec une fréquence de commutation élevée. Le fait de devoir en gérer deux, avec un déphasage constant ajoute alors une difficulté supplémentaire. La fréquence de commutation du convertisseur commercial étudié est de 125kHz. Cette valeur élevée permet d'accroître la qualité de l'onde de sortie, et ainsi de diminuer la valeur des éléments passifs (et donc leurs dimensions). Cependant, cela engendre des pertes supplémentaires par commutation, et une difficulté additionnelle pour le contrôle du système. Cela explique le choix d'un contrôleur analogique, comme précisé en partie 1.3.2, à la différence d'un contrôleur numérique qui impose un délai d'acquisition et de traitement des données. Ce délai étant trop important par rapport à une fréquence de 125kHz de l'information aurait été perdue rendant le contrôle plus difficile à stabiliser.

Notons que les valeurs maximales de sortie du pont sont de  $\pm V_{DC}$ , les topologies d'onduleurs MLI ne peuvent donc pas éléver le niveau de tension entre leur entrée et la sortie. La tension du lien DC doit alors être suffisamment importante pour l'attaque de l'onduleur. Nous considérerons ici une tension purement continue de  $V_{DC} = 230V$ . La commande par MLI permet cependant d'abaisser le niveau de tension, en changeant le rapport de modulation  $m$  défini par l'expression (1.4) :

$$m = \frac{V_m}{V_{tri}} = \frac{V_s}{V_{DC}} \quad (1.4)$$

Où  $V_m$  est l'amplitude du signal de référence sinus,  $V_{tri}$  est l'amplitude de la porteuse triangulaire, et  $V_s$  est l'amplitude crête de la tension de sortie du système, après filtrage. Nous cherchons ici à obtenir une onde de sortie de 180V crête (soit 120V RMS), ce qui correspond à un rapport de modulation de  $m = 0,78$ .

### 1.4.3 Filtres harmoniques

Un filtre harmonique passe-bas est placé directement à la sortie du convertisseur, entre le pont et les charges / le réseau. Son utilité est de filtrer la fréquence de commutation (et les fréquences avoisinantes), ainsi que de protéger le convertisseur contre des transitoires. Les trois types de filtres utilisés sont des filtres L, LC et LCL, représentés à la Figure 1.11.

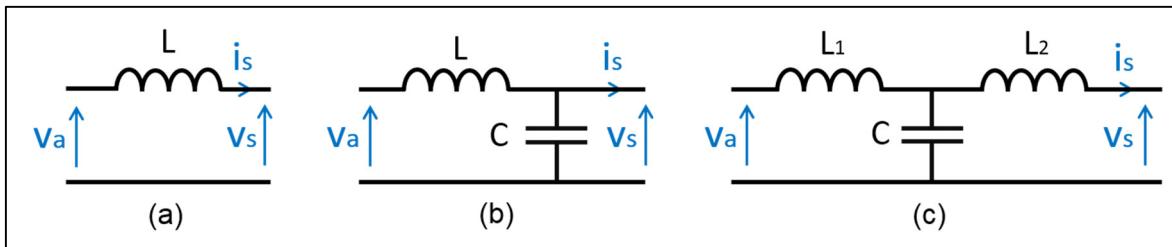


Figure 1.11 Types de filtres harmoniques (a) Filtre L ; (b) Filtre LC ; (c) Filtre LCL

La tension carrée en sortie du pont correspond à la tension  $v_a$ , alors que  $v_s$  est la tension en sortie du système total, raccordé au PCC. Un filtre L, ne proposant qu'une simple inductance, ne permet qu'une atténuation assez faible, et présente une dynamique lente, ce qui conduit à ralentir la réponse temporelle du système. Il est de plus nécessaire d'augmenter la fréquence de commutation de l'onduleur, afin de ne pas dégrader la qualité de l'onde. Le filtre LC quant à lui permet une meilleure atténuation, mais reste sensible aux variations d'impédance du réseau (ou des charges). Sa fréquence de résonnance varie avec l'impédance réseau, et il se montre moins efficace lorsque cette dernière se rapproche de la valeur d'impédance de la capacité C du filtre (Kjær, 2005), (Cha & Vu, 2010).

La meilleure alternative correspond au filtre LCL. C'est ce choix qui a été retenu ici. Il s'agit donc d'un filtre passe-bas du troisième ordre, qui offre une bonne atténuation même avec de faibles valeurs de  $L_{1,2}$  et  $C$ , ainsi qu'une faible ondulation du courant de sortie (Cha & Vu, 2010). Son design est cependant plus complexe. Le dimensionnement optimal des composants des filtres LC et LCL a largement été décrit dans la littérature : (Ruan et al., 2018), (Cha & Vu, 2010), (Liserre, Blaabjerg, & Hansen, 2005), (Dahono, Purwadi, & Qamaruzzaman, 1995), (Azril & Rahim, 2011). Nous considérerons cependant le

dimensionnement d'un convertisseur commercial, impacté par des contraintes de gain de place, de limitation des coûts... Les valeurs des éléments utilisés sont les suivantes (nous travaillerons à présent avec ce design) :

$$\begin{cases} L_1 = 590 \mu H \\ L_2 = 90 \mu H \\ C = 42 \mu F \end{cases}$$

La caractéristique du filtre LCL fait apparaître une résonnance à la fréquence suivante :

$$f_{res,LCL} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C \cdot L_1 \cdot L_2}} = 2,88 \text{ kHz} \quad (1.5)$$

Il est recommandé de maintenir cette fréquence de résonnance entre 10 fois la fréquence de ligne (60Hz), et la moitié de la fréquence de commutation de l'onduleur (ce qui est le cas ici), afin d'éviter des problèmes de résonnance et d'instabilité (Liserre et al., 2005). En règle générale, un filtre LCL pur est instable, de par sa résonnance et sa caractéristique fréquentielle, qui est illustrée en Figure 1.12 ci-après. Sa résonance pose problème, et il convient de l'atténuer. Pour ce faire, une méthode passive consiste à placer un élément résistif en parallèle avec une des inductances du filtre ou avec la capacité, ou de le mettre en série avec cette dernière. C'est cette méthode retenue ici, en plaçant une résistance  $r_c$  de  $2\Omega$  en série avec le condensateur C. Il est aussi possible d'atténuer cette résonance par des méthodes actives, en plaçant par exemple un filtre de Notch dans la schématique de commande du convertisseur (Zhao, Liang, & Li, 2015).

Nous pouvons illustrer cette résonnance avec le diagramme de Bode de la Figure 1.12, donnant la caractéristique entre le courant de sortie  $i_s$  et la tension d'entrée  $v_a$  du filtre. Apparaît aussi la caractéristique amortie avec la résistance  $r_c$ . Nous avons utilisé pour ce tracé les paramètres de  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C$  et  $r_c$  donnés précédemment. Les résistances des éléments passifs  $L_{1,2}$  et  $C$  sont négligées, car elles sont de très faibles valeurs, et ont donc un impact non significatif. La fonction de transfert utilisée pour cette figure est celle présentée à la partie 2.3.1 par l'équation (2.30) issue de la modélisation du système.

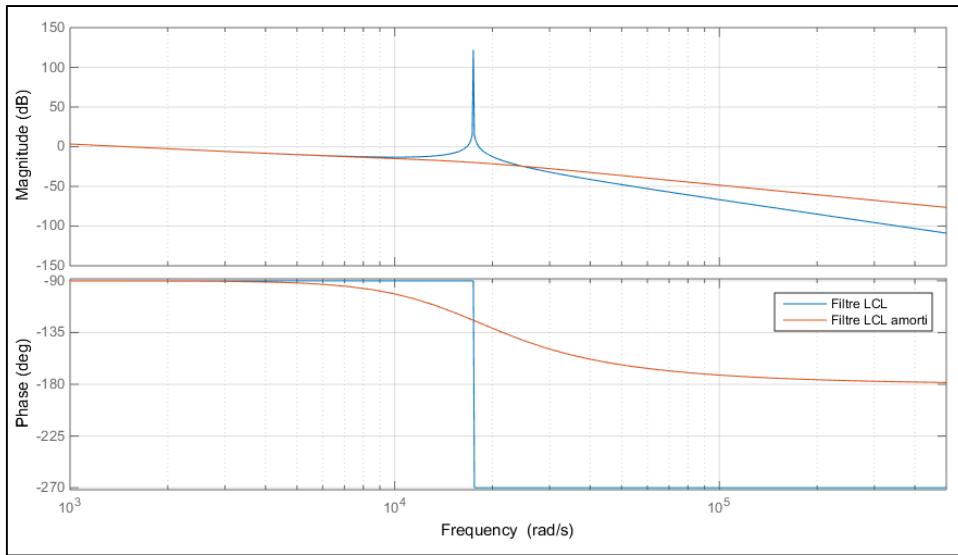


Figure 1.12 Diagramme de Bode du filtre LCL entre courant de sortie et tension d'entrée

Nous pouvons voir que la résistance d'amortissement joue parfaitement son rôle. Elle influe aussi sur la phase du filtre, la limitant à  $-180^\circ$  à hautes fréquences, ce qui garantit la stabilité du filtre. Notons que les éléments magnétiques  $L_{1,2}$  et  $C$  retenus ici sont de faibles valeurs, ce qui donne un système dit à « haute densité ». Cela permet de disposer d'éléments de plus petites dimensions, et ainsi de réduire la taille du système total. Cependant, cela crée des difficultés pour la commande de ce système : les chutes de tension aux bornes du filtre entraîneront des oscillations importantes du courant lorsque l'impédance du filtre est faible.

## 1.5 Résumé des paramètres et configuration du système

Les Figure 1.13 et Figure 1.14 présentent les schémas électriques du système pour les deux cas connecté / déconnecté du réseau. Nous considérerons une charge linéaire résistive pure pour le système déconnecté du réseau, notée  $R_{ch}$ . Cela permettra d'assurer plus aisément la validité du modèle. Nous modélisons de plus le réseau de manière classique, avec une ligne inductive (inductance + résistance) et une source de tension idéale.

Toutes les grandeurs et notations utilisées pour décrire le système sont définies sur ces schémas et au Tableau 1.2. Celui-ci présente les notations et paramètres du système utilisés par la suite.

Nous faisons de plus les hypothèses suivantes :

- la source de tension en entrée du pont est idéale;
- nous négligeons les résistances internes des éléments  $L_1$ ,  $L_2$  et  $C$ ;
- nous supposons une résistance nulle des transistors à l'état passant;
- nous considérons les fonctions de transfert des capteurs de courant et tension unitaires.

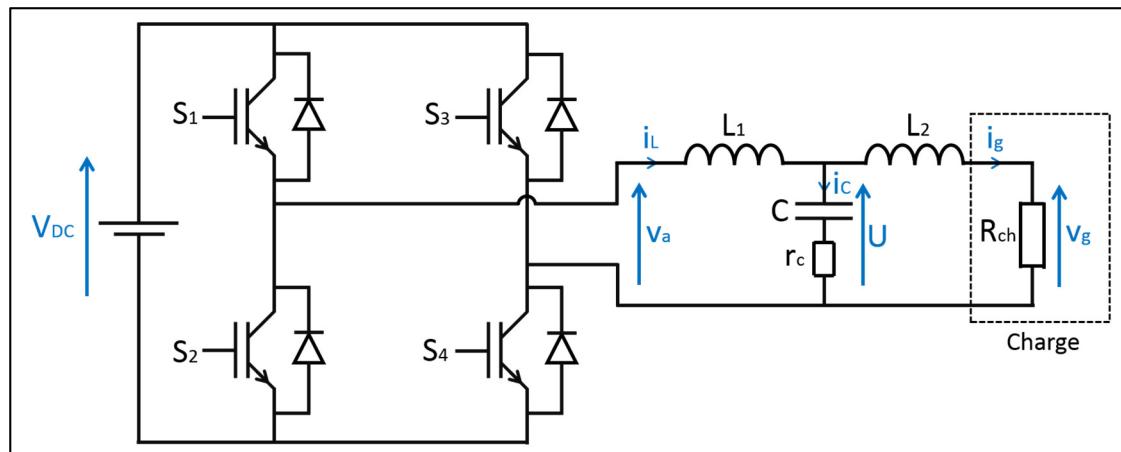


Figure 1.13 Schéma électrique du système îloté

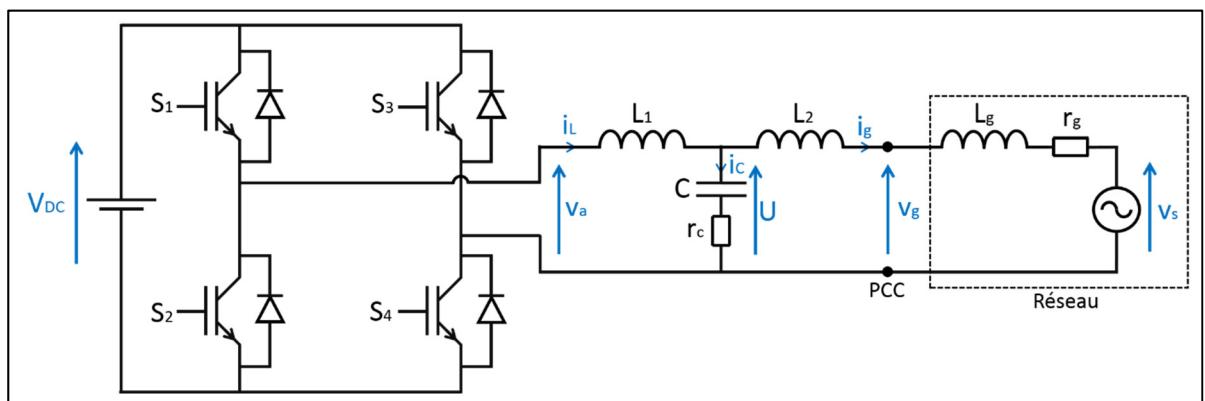


Figure 1.14 Schéma électrique du système connecté au réseau

Tableau 1.2 Paramètres du système

<b>Pont en H</b>	
Tension du bus DC $V_{DC}$	230V
Courant nominal $i_g$	15A crête
Puissance active nominale $P_{nom}$	1,35kW
Fréquence de commutation $f_s$	125kHz
Amplitude porteuse triangulaire $V_{tri}$	1V
Type de modulation	Bipolaire (deux niveaux)
<b>Filtre harmonique LCL</b>	
Inductance côté pont $L_1$	590 $\mu$ H
Inductance côté réseau $L_2$	90 $\mu$ H
Condensateur $C$	42 $\mu$ F
Résistance série condensateur $r_c$	2 $\Omega$
<b>Paramètres réseau</b>	
Tension de ligne $v_s$	180V crête
Fréquence de ligne $f_r$	60Hz
Inductance réseau $L_g$	1mH
Résistance réseau $r_g$	200m $\Omega$

## 1.6 Exigences pour l'interconnexion de l'onduleur au réseau

Nous traitons dans ce document d'un onduleur connecté au réseau. Nous avons jusqu'à présent décrit le système et ses caractéristiques. Un point important concerne à présent l'aspect normatif concernant la connexion de DERs au réseau de distribution. Depuis leur émergence, de nombreux standards internationaux ont vu le jour dans le but de codifier leur raccordement au réseau. Ce dernier était initialement conçu pour alimenter des charges y étant raccordé, avec un flux de puissance provenant des sources (centrales) jusqu'à ces charges. L'insertion de DERs provoque un flux de puissance inverse, intermittent de par le fait qu'il s'agisse principalement de sources solaires ou éoliennes. La multiplication de ces

sources décentralisées connectées sur un même réseau peut impacter sa stabilité, ce qui a conduit dans les dernières années à l'édition de standards et de recommandations.

Nous suivrons ici le standard IEEE-1547 (IEEE, 2018). S'agissant d'un élément normatif, et pour ne pas surcharger le texte, les principales caractéristiques de ce standard sont décrites à l'ANNEXE II. Nous nous appuierons sur les valeurs y étant présentées pour la réalisation des tests, afin de statuer si les résultats correspondent bien aux attentes.

Nous avons de plus pris en considération la *Rule 21*, une norme concernant l'interconnexion des DERs en Californie, à partir de laquelle un groupe de travail (le SIWG) a établi une série de recommandations sur ce sujet (California Public Utilities Commission, 2014), (California Public Utilities Commission & California Energy Commission, 2015) et (California Public Utilities Commission & California Energy Commission, 2017). Leurs rapports fournissent les principales lignes directrices du développement des DERs pour les années à venir, et des fonctionnalités à y intégrer. L'ANNEXE III résume ces éléments. Nous pouvons retenir que le convertisseur doit être capable d'opérer en condition anormales de tension (*Low/High Voltage Ride-Through* – L/HVRT) et fréquence (*Low/High Frequency Ride-Through* – L/HFRT). Le courant injecté au PCC doit de plus présenter le moins de contenu harmonique possible. A cet effet, nous introduisons le Taux de Distortion Harmonique (THD), défini par l'expression (1.6). Le courant injecté par le convertisseur ne doit pas présenter un THD de plus de 5% (IEEE, 2018).

$$THD_x = \frac{\sqrt{\sum_{h=2,3,\dots}(x_h^2)}}{x_1} \quad (1.6)$$

Avec : THD : Taux de Distorsion Harmonique de la grandeur x (en %)

h : ordre des harmoniques

$x_1$  : valeur efficace de la fondamentale

$x_h$  : valeur efficace de l'harmonique d'ordre h

## 1.7 Critère de stabilité

La stabilité du système en boucle fermée est primordiale, un des objectifs dans ce mémoire sera de s'en assurer. La stabilité d'un système en BF passe par l'étude de sa fonction de transfert en BO (D'Azzo & Houpis, 1995). De manière générale, il est commun de dire qu'un système contenant un ou des pôles dans le demi-plan complexe de droite sera instable en boucle fermée. Cependant, cela est imparfait et la stabilité peut être étudiée rigoureusement avec le critère de Nyquist. Celui-ci s'énonce comme suit :

La stabilité d'un système en boucle fermée est assurée pour autant que le contour de Nyquist du gain de boucle  $T(s)$  du système effectue un nombre d'encerclements dans le sens antihoraire autour du point critique  $(-1;0)$  égal au nombre de pôles de  $T(s)$  inclus dans le demi-plan complexe de droite. Tiré de (Bensoussan, 2010).

Ce critère nécessite d'étudier le contour de Nyquist dans le plan complexe  $\{Re(T(s)); Im(T(s))\}$ . Cependant, il est courant de se limiter à l'étude de la marge de phase (MP) et de la marge de gain (MG) du gain de boucle, lisible directement sur son diagramme de Bode. La MP se définit comme étant la variation de  $arg\{T(s)\}$  pouvant déstabiliser le système, et de la même manière la MG correspond à la variation de  $|T(s)|$  nécessaire à le déstabiliser.

Le critère sur la marge de phase correspond à un cas particulier du critère de Nyquist, qui est applicable dans la plupart des cas, mais qui reste imparfait (Erickson & Maksimovic, 2004), (Bensoussan, 2008). L'étude de la MP, ainsi que de la marge de gain nous renseigne sur la robustesse du système de commande soumis à des perturbations diverses. Nous pouvons dire qu'un système dont le gain de boucle présente une marge de phase négative sera instable en boucle fermée. De manière générale, on essaie de s'assurer d'une MP supérieure à  $30^\circ$ , et d'une MG supérieure à  $6\text{dB}$  pour des contraintes de robustesse et de réponse temporelle (Bensoussan, 2008). Nous considérerons ici ces critères pour l'étude de la stabilité.

## 1.8 Conclusion du Chapitre 1 et orientation du sujet

Nous avons étudié ici le principe de fonctionnement d'un DER – et plus spécifiquement d'un panneau PV – de la production d'énergie jusqu'à son exploitation sous forme électrique. Cela nous a ainsi permis de centrer le sujet : nous nous intéresserons à la commande de l'onduleur faisant l'interface entre la source de production et le réseau, au nœud de raccordement : le PCC. Il s'agit donc de la conception théorique d'une commande directement appliquée aux transistors, et non pas d'une gestion de l'énergie globale du système PV. Deux modes d'opérations ont été présentés : îloté et connecté au réseau. Le premier a été étudié durant le projet, mais nous ne décrirons pas les travaux effectués dessus, car ce cas ne couvre qu'une faible gamme d'application des onduleurs monophasés. Toutefois, le mode îloté sera repris au CHAPITRE 2 pour la modélisation du système. Nous nous concentrerons par la suite sur une loi de contrôle du courant de sortie de l'onduleur, dans le but d'injecter la puissance produite par les PVs sur le réseau. Nous ne considérerons pas le régime de fonctionnement du hacheur, et nous faisons l'hypothèse que celui-ci délivre une tension purement continue de 230V sur le lien DC, en entrée de l'onduleur. C'est le hacheur qui sera en charge d'appliquer l'algorithme de MPPT afin d'extraire le maximum de puissance des PVs, ce que nous n'étudierons donc pas. En ce qui concerne l'onduleur, une topologie de pont complet en H réversible et monophasé + filtre LCL a été retenue, avec une commande par MLI bipolaire (deux niveaux). Les paramètres concernant ces caractéristiques ont été donnés, et seront réutilisés dans les chapitres suivants. En ce qui concerne les études de stabilité à réaliser, nous nous appuierons sur le critère de Nyquist simplifié, par l'analyse de la marge de phase du gain de boucle du système.



## CHAPITRE 2

### MODÉLISATION DU SYSTÈME

L'objectif dans ce chapitre est de modéliser le système, en vue d'établir sa commande en boucle fermée. La modélisation sera issue des équations du système et devra représenter son comportement de manière fidèle. Cette étape est primordiale afin de faire l'analyse temporelle et fréquentielle du système. Cela nous conduira à sélectionner une stratégie de commande en boucle fermée basée sur la modélisation effectuée, et à en régler les paramètres. Nous présenterons tout d'abord un bref état de l'art de différentes méthodes de modélisation appliquées aux convertisseurs statiques, suite à quoi nous en appliquerons une à notre système. Le modèle généré sera testé en simulation afin d'être validé, en le comparant à un modèle dit « en commutation » représentant fidèlement le comportement du système. Les simulations sont réalisées dans l'environnement Matlab-Simulink. Le modèle en commutation correspond à la simulation des éléments d'électronique de puissance en tant que tel, à l'aide de la bibliothèque *SimPowerSystems* de Simulink.

#### 2.1 Revue des méthodes de modélisation

##### 2.1.1 Modèles moyens

Les modèles moyens permettent une analyse du système sur une fenêtre de fonctionnement, généralement fixée à la période de commutation des convertisseurs. Le principe est d'étudier le comportement des variables caractéristiques du circuit, en les moyennant sur ladite fenêtre. Le convertisseur se comportant de la même manière sur chacun de ses périodes de commutation (i.e. la fenêtre étudiée), nous en obtenons alors une modélisation moyenne. Il existe de nombreux types de modèles moyens, chacun ayant ses restrictions et ses particularités. Nous pouvons citer le modèle moyen grands signaux, le modèle moyen généralisé, ou encore le modèle moyen petits signaux (Merdassi, 2009). Le choix de l'un ou de l'autre des modèles dépend du système, du mode de fonctionnement ou encore de

l'objectif visé. Le modèle grand signaux, par exemple, est un modèle non linéaire, qui s'applique pour des convertisseurs DC/DC, en conduction continue.

Le modèle moyen petits signaux est largement utilisé dans le domaine des convertisseurs statiques : (Merdassi, 2009), (Erickson & Maksimovic, 2004), (Middlebrook & Cuk, 1976), (Shiraishi, 2011). Il s'agit d'un modèle linéaire permettant l'étude des variations des grandeurs du circuit autour de leurs valeurs moyennes, en régime permanent. Le principe est d'établir les équations des grandeurs du circuit (tension/courant) pour chacun de ses éléments passifs sur une période de commutation  $T_s$ . Cela mène alors à obtenir une expression moyennée de ces variables, en fonction des états du convertisseur (états décrit au Tableau 1.1). Il s'agit alors d'équations non linéaires, qu'il faudra linéariser autour du point d'équilibre du convertisseur. Sont introduits maintenant les termes petits signaux, où l'on suppose que de faibles variations sont présentes autour du point d'opération de la grandeur  $x$  décrite selon la relation (2.1) :

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \bar{x} + \tilde{x}(t) \quad (2.1)$$

Avec :  $\langle x(t) \rangle_{T_s}$  : la valeur moyennée de la grandeur  $x$  sur la période  $T_s$

$\bar{x}$  : la valeur continue de  $x$

$\tilde{x}(t)$  : l'ondulation de  $x$  autour du point d'équilibre

En introduisant ces termes petits signaux pour chacune des variables tension/courant obtenues précédemment, nous pouvons faire apparaître l'équation petit signal entre les grandeurs désirées. De là, nous pouvons alors construire le circuit équivalent du système, et ainsi étudier son comportement. D'autres méthodes, travaillant aussi sur une période de commutation du système, basent par exemple leur modèle sur le développement en série de Fourier des signaux de commutation (Gusia, 2005). Afin de faire l'analyse fréquentielle du modèle petit signal, il est nécessaire de transposer le circuit équivalent dans l'espace d'état décrit à la partie suivante.

### 2.1.2 Modélisation SSA

La modélisation SSA (*State-Space Averaging*) décrit les variables d'état du système (tension/courant à étudier) dans un espace, dit « espace d'état » (Middlebrook & Cuk, 1976). Celui-ci permet de représenter un système d'équations différentielles à coefficients constants sous forme matricielle, comme le montre la relation (2.2) :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) &= C \cdot x(t) + D \cdot u(t)\end{aligned}\tag{2.2}$$

Avec :  $x$  : les variables d'état du système, sous forme de vecteur de dimension  $n$

$\dot{x}$  : les dérivées temporelles des variables d'état (vecteur de dimension  $n$ )

$u$  : vecteur de dimension  $p$ , représentant les entrées du système

$y$  : vecteur de sortie du système, de dimension  $r$

$A$  : matrice d'état de dimension  $n \times n$

$B$  : matrice d'entrée de dimension  $n \times p$

$C$  : matrice de sortie de dimension  $r \times n$

$D$  : matrice d'anticipation de dimension  $r \times p$

Les équations du circuit étudié permettent de mettre en relation les variables d'état voulues en fonction des paramètres du système (éléments R, L, C), ce qui permet, après calcul, de les exprimer dans cet espace d'état. La fonction de transfert (définie pour des conditions initiales nulles  $x(0) = 0$ ) dans le domaine de Laplace peut ensuite être calculée selon :

$$T(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \Big|_{x(0)=0} = C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B + D \tag{2.3}$$

Où  $I$  est la matrice identité et  $s$  est la variable de Laplace. La modélisation petit signal décrite précédemment fait appel à cet espace d'état, afin de transposer le circuit équivalent obtenu en une fonction de transfert.

### 2.1.3 Modélisation GSSA

La modélisation petit signal et la modélisation par *State-Space* sur laquelle cette première s'appuie, bien que performantes, sont soumises à certaines limitations, comme le fait que l'analyse des grandeurs sur une fenêtre  $T_s$  est principalement dominée par le terme DC. Cela implique que ces modèles ne peuvent pas être appliqués à tout type de convertisseur statique. Une méthode plus générale, nommée GSSA (pour *Generalized State-Space Averaging*), a alors été développée par (Sanders, Noworolski, Liu, & Verghese, 1990), et peut être appliquée pour des topologies de convertisseurs similaires à la nôtre : (Gaviria, Grino, & Fossas, 2003), (Batlle, Fossas, Griñó, & Martínez, 2005). Cette méthode permet l'analyse de grandeurs périodiques  $x(t)$  de période  $T$  d'un système en régime permanent, approximées sur un intervalle  $[t-T; t]$  par une décomposition en série de Fourier, tel que décrit par (Sanders et al., 1990) comme suit :

$$x(t, s) = x(t - T + s) = \sum_k \langle x \rangle_k(t) \cdot e^{jk\omega_s(t-T+s)} \quad (2.4)$$

Où  $k$  est un entier,  $s \in [0; T]$ ,  $\omega_s$  est la pulsation du système et  $\langle x \rangle_k$  sont les coefficients complexes de la série de Fourier, et représentent les variables d'état du système. Ces coefficients sont déterminés par l'expression (2.5) :

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega_s \langle x \rangle_k(t) \quad (2.5)$$

Dans le cas des convertisseurs d'électronique de puissance, les grandeurs d'états s'expriment selon (2.6) :

$$\frac{d}{dt} x(t) = f\{x(t), u(t)\} \quad (2.6)$$

Où  $u(t)$  est une grandeur périodique de période  $T$ . En combinant les équations (2.5) et (2.6), le modèle du système peut s'écrire selon (2.7).

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k = \langle f\{x, u\} \rangle_k - jk\omega_s \langle x \rangle_k(t) \quad (2.7)$$

L'analyse est alors faite en considérant la première harmonique ( $k=1$ ). Une fois le modèle d'état établi, la solution en régime permanent est calculée en posant :

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_1 = 0 \quad (2.8)$$

Il est ensuite possible de linéariser le modèle autour du point d'équilibre, puis de trouver la fonction de transfert entre les grandeurs voulues. Avant d'entamer la modélisation proprement dite du convertisseur, un second sujet doit être introduit, soit la transformation de référentiel.

#### 2.1.4 Transformation de référentiel

Il est possible de transposer les variables du système dans un autre référentiel, de manière à simplifier son analyse, puis à terme son contrôle. Cela est généralement réalisé via une matrice de transformation. Nous nommerons « référentiel naturel » ou « domaine des phases » l'analyse des grandeurs temporelles du circuit sans aucune transformation. L'approche du changement de référentiel est généralement utilisée pour des systèmes triphasés, où l'on transpose les grandeurs  $abc$  du circuit dans un référentiel tournant  $dq$ . Les grandeurs  $abc$  sont alternatives, et donc variables avec le temps. En les étudiant dans un référentiel fixe (en l'occurrence le référentiel naturel), il sera plus difficile d'étudier leurs variations et donc leur comportement. Le principe de la transformation présentée ici est alors de créer un nouveau référentiel, tournant à la même vitesse que ces grandeurs alternatives (ici l'angle de ligne  $\omega t$ ). Du point de vue de ce référentiel, nous pourrons alors traiter ces grandeurs comme étant continues lorsque le système est en régime permanent.

L'avantage est de pouvoir disposer de grandeurs DC et non plus alternatives, ce qui simplifie l'analyse fréquentielle et la conception des contrôleurs. Étant en régime monophasé, et ne

disposant donc que d'une phase, il est impossible d'appliquer cette transformation de manière classique, comme pour les systèmes triphasés. Cependant, une transformation de grandeurs  $ab$  dans un référentiel tournant  $dq$  est tout de même possible en monophasé comme présenté par (Mnider, Atkinson, Dahidah, & Armstrong, 2016), (Roshan, Burgos, Baisden, Wang, & Boroyevich, 2007) et (Zhang, Cardinal, Szczesny, & Dame, 2002). Ne disposant que des valeurs  $x_a$  de la seule phase du circuit « réel », il est nécessaire de créer un circuit imaginaire  $x_b$  orthogonal à  $x_a$ , soit déphasé d'un quart de la période de ligne  $T_S$ . En disposant ainsi de deux phases  $ab$  il est possible, via la matrice de transformation  $2 \times 2$  suivante de les transposer dans le référentiel  $dq$ .

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

Le schéma de principe de cette transformation, où le référentiel  $dq$  tourne à la même vitesse que la grandeur  $\vec{x}$  à analyser est donné par la Figure 2.1.

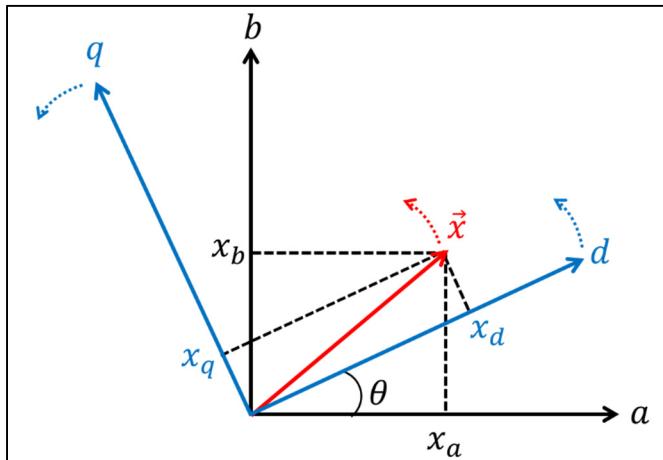


Figure 2.1 Schéma de principe de la transformation de référentiel  $dq$   
Tirée de (Roshan et al., 2007)

L'angle du réseau est nécessaire pour cette transformation. Celui-ci peut être obtenu via une PLL (décrise en détail au CHAPITRE 3). L'avantage est de pouvoir manipuler des grandeurs continues, ce qui simplifie par la suite la conception des contrôleurs.

## 2.2 Modélisation retenue

Les méthodes de modélisation présentées ici sont les plus répandues dans le domaine des convertisseurs statiques. En règle générale, la modélisation par petits signaux est très utile pour des topologies dans lesquelles les éléments inductifs et capacitifs sont placés « entre » les interrupteurs. Les grandeurs de ces éléments sont « découpées » sur chaque période de commutation du circuit, d'où l'intérêt d'analyser leur évolution sur une fenêtre correspondant à cette période. Il y a alors une évolution différente de ces grandeurs en fonction de l'état de commutation des interrupteurs, et ainsi différentes évolutions sur une même période de commutation. Ce n'est pas le cas dans la topologie étudiée, où le filtre LCL voit tous ses éléments raccordés ensemble, sans être inséré dans le pont en H composé de quatre interrupteurs, et qui alimente directement le filtre en question à sa sortie. Nous pouvons alors voir ce pont comme un élément linéaire (cette hypothèse sera faite dans la partie suivante), auquel est raccordé le filtre harmonique qui a alors un comportement décrit par des équations différentielles, elles aussi linéaires. Ces équations sont alors vraies et uniques sur toute la période de commutation du système, les signaux n'étant pas découpés à proprement parler. Pour cette raison, nous n'utiliserons pas la modélisation petit signal pour notre application. Cependant, les modèles petits signaux sont très utiles notamment pour des convertisseurs DC/DC, où les éléments passifs sont justement insérés entre les éléments de commutation, et où cette analyse sur une période  $T_s$  prend alors tout son sens.

La modélisation GSSA est intéressante par le fait qu'elle soit générale, et donc applicable pour de nombreux cas de figure. Cependant elle présente une complexité mathématique accrue. Le choix de cette méthode doit alors être guidé par des contraintes nous poussant à l'adopter, et dans des cas où elle présente un réel intérêt par rapport aux autres. Ce n'est pas le cas ici, où le circuit peut être caractérisé par des équations différentielles linéaires, facilement exploitables par des méthodes plus « classiques ». La modélisation GSSA est généralement appliquée à des convertisseurs résonants, pour lesquels les variables d'état présentent un comportement oscillant prédominant (Sanders et al., 1990).

Dans le but final d'effectuer le contrôle du système, il serait intéressant ici de procéder à une transformation de référentiel. Cela permettrait de traiter des grandeurs continues, et faciliterait donc la conception des contrôleurs. Cependant, cette technique nécessite de calculer une composante supplémentaire ( $x_b$ ) et introduit un délai de  $90^\circ$ . Cela se traduit par une détérioration de la réponse temporelle, et ajoute un temps de traitement supplémentaire (peu enviable avec une fréquence de commutation de 125kHz). Il s'agit de plus d'une complexité supplémentaire dans notre cas où le contrôle est analogique. Nous préférons donc traiter les grandeurs du circuit dans le référentiel naturel.

Nous nous baserons alors sur une méthode par *State-Space* (SSA), et sans utiliser la modélisation petit signal en amont. Comme indiqué précédemment, le filtre harmonique correspond à un filtre linéaire d'ordre trois, que l'on peut facilement représenter par un modèle d'état. Nous n'aurons pas de linéarisation autour d'un point d'équilibre à effectuer (comme c'est le cas avec les modèles petits signaux). Nous étudierons alors le comportement global du système, sans prendre en considération les harmoniques à hautes fréquences dues aux commutations dans le modèle. Nous émettons pour l'instant l'hypothèse que ces oscillations à haute fréquence sont de très faible amplitude par rapport à la fréquence de ligne de 60Hz, ce qui sera vérifié par la suite. Cela correspond donc à faire une analyse moyennée du système. Cependant, nous ne représenterons pas exactement le système comme dans l'espace d'état décrit à la partie 2.1.2, mais nous nous intéresserons uniquement aux variables d'états que nous voulons contrôler en se basant sur les équations du circuit. La modélisation effectuée pourra alors se mettre sous la forme d'un schéma bloc, décrivant la fonction de transfert.

### 2.3 Modèle de l'onduleur + filtre harmonique

Nous considérerons ici les deux cas de figure possible, à savoir un système déconnecté du réseau (*off-grid*), et un système y étant connecté (*grid-tied*), dont nous redonnerons les configurations aux Figure 2.2 et Figure 2.3 respectivement. La modélisation portera sur le système physique seul en boucle ouverte (BO), sans prendre en compte sa loi de commande

en boucle fermée (BF). Les fonctions de transfert du système seront données ici pour les deux cas de figure, en vue de leur validation qui sera effectuée en fin de partie.

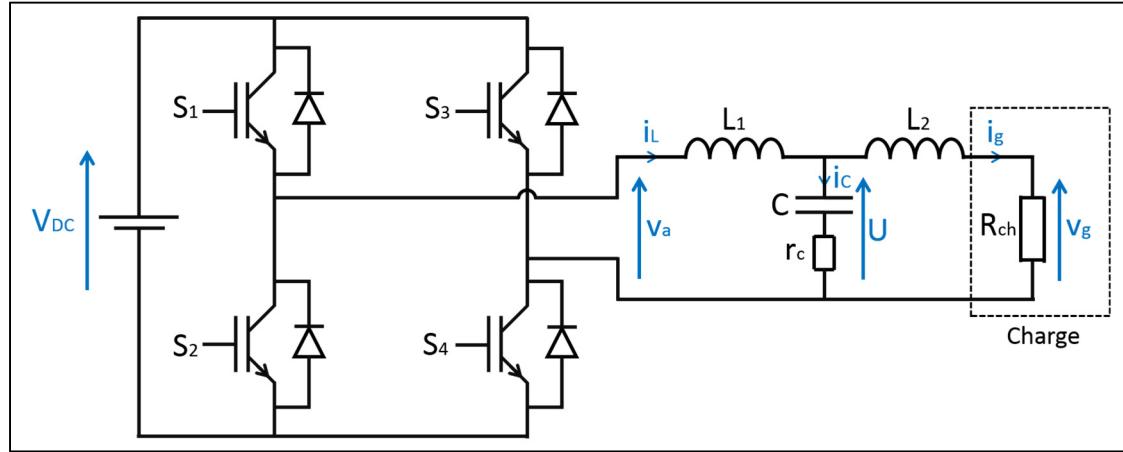


Figure 2.2 Schéma électrique du système îloté

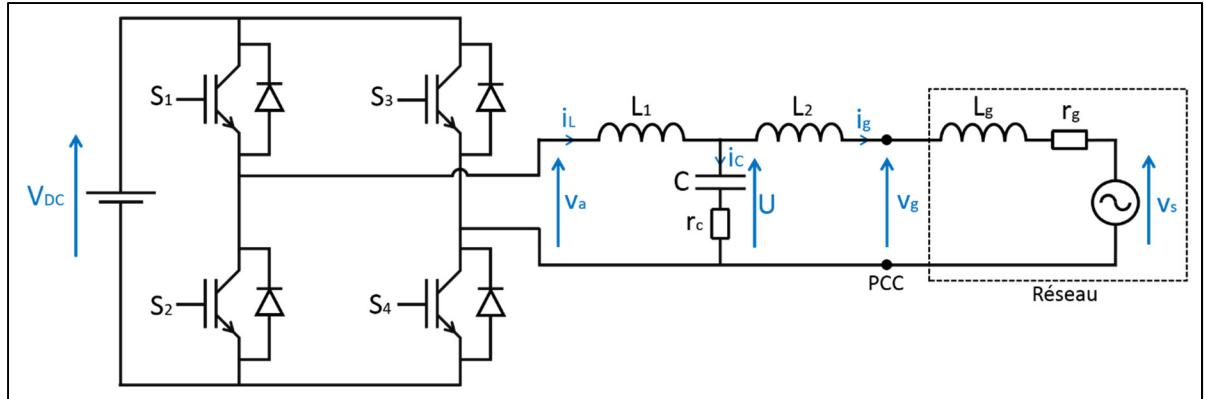


Figure 2.3 Schéma électrique du système connecté au réseau

Nous cherchons ici à décrire le système physique total, soit le pont et le filtre harmonique (ainsi que les paramètres réseau dans le cas *grid-tied*). Tout d'abord, nous définissons une variable  $d$  correspondant au signal de référence en entrée du modulateur MLI. En boucle ouverte, ce signal est un sinus parfait. La fréquence de commutation  $f_s$  étant largement supérieure à la fréquence du réseau  $f_r$ , nous négligeons les dynamiques du pont en H ( $f_s = 125\text{kHz} \gg f_r = 60\text{Hz}$ ), ce qui en fait un élément linéaire. Ainsi, la fonction de transfert entre la référence du modulateur MLI  $d$ , et la tension de sortie du pont  $v_a$  correspond à un simple gain  $K_{inv}$  :

$$\frac{\hat{v}_a}{\hat{d}} = K_{inv} = \frac{V_{DC}}{V_{tri}} = 230 \quad (2.10)$$

Cela correspond au gain du modulateur MLI et du pont. Nous pouvons alors considérer cet ensemble comme une source de tension commandée, étant linéaire et d'impédance nulle.

Une saturation existe physiquement en entrée du modulateur de limites  $\pm V_{tri}$ . Cela correspond au fait que si le signal de référence  $d$  dépasse les limites (inférieures ou supérieures) de la porteuse triangulaire d'amplitude  $V_{tri}$ , le pont se retrouvera dans une position spécifique sans commuter : il sera à l'état 2 si  $d$  dépasse la limite supérieure ( $d > V_{tri}$ ), et à l'état 3 si  $d$  dépasse la limite inférieure, conformément au Tableau 1.1. Pour empêcher le blocage du pont dans une position spécifique une saturation est ajoutée en entrée du modulateur, ses limites supérieures et inférieures étant de  $\pm 98\%$  de  $V_{tri}$ . Cela permettra à l'onduleur de continuer à commuter, dans le cas où le signal de référence dépasse la porteuse durant plusieurs périodes de commutation. Cela n'est pas censé se produire en conditions normales d'opération, mais ce cas peut survenir lors d'une faute. Cette saturation correspond à un élément non linéaire ajouté au système. Celui-ci n'est pas caractérisable avec la modélisation que l'on fait du système (production d'une fonction de transfert linéaire). Ainsi nous faisons l'hypothèse que le signal  $d$  restera hors de la plage de saturation, ce qui revient à négliger la non linéarité. Cependant, nous feront apparaître celle-ci dans le schéma bloc produit et dans le modèle de simulation correspondant.

Pour ne pas surcharger les expressions mathématiques, nous écrirons celles-ci en fonction des impédances  $Z_{L1}$ ,  $Z_{L2}$ ,  $Z_C$  et  $Z_g$  des éléments  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C$  et du réseau, exprimées par (2.11), (2.12), (2.13) et (2.14) dans le domaine fréquentiel, où  $s$  représente la variable de Laplace :

$$Z_{L1} = sL_1 \quad (2.11)$$

$$Z_{L2} = sL_2 \quad (2.12)$$

$$Z_C = \frac{1}{sC} + r_c \quad (2.13)$$

$$Z_g = sL_g + r_g \quad (2.14)$$

### 2.3.1 Système îloté

Le système se comporte ici comme une source de tension. La tension aux bornes de la charge  $v_g$  correspond alors à la sortie du modèle. Conformément à la Figure 2.2, les équations du circuit sont les suivantes :

$$v_a(t) - U(t) = L_1 \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.15)$$

$$U(t) - v_g(t) = L_2 \frac{di_g(t)}{dt} \quad (2.16)$$

$$i_c(t) = i_L(t) - i_g(t) = C \frac{d(U(t) - r_c i_c(t))}{dt} \quad (2.17)$$

$$v_g(t) = R_{ch} \cdot i_g(t) \quad (2.18)$$

En transposant les équations (2.15), (2.16), (2.17) et (2.18) dans le domaine de Laplace :

$$v_a(s) - U(s) = sL_1 \cdot i_L(s) \quad (2.19)$$

$$U(s) - v_g(s) = sL_2 \cdot i_g(s) \quad (2.20)$$

$$i_c(s) = i_L(s) - i_g(s) = sC \cdot (U(s) - r_c i_c(s)) \quad (2.21)$$

$$v_g(s) = R_{ch} \cdot i_g(s) \quad (2.22)$$

De là, en utilisant les notations des impédances données par (2.11), (2.12), (2.13), (2.14), nous pouvons réécrire ces expressions en vue de la construction du schéma équivalent :

$$i_L(s) = \frac{v_a(s) - U(s)}{Z_{L1}(s)} \quad (2.23)$$

$$i_g(s) = \frac{U(s) - v_g(s)}{Z_{L2}(s)} \quad (2.24)$$

$$i_c(s) = i_L(s) - i_g(s) \quad (2.25)$$

$$U(s) = Z_C(s) \cdot i_c(s) \quad (2.26)$$

$$v_g(s) = R_{ch} \cdot i_g(s) \quad (2.27)$$

Nous pouvons alors en construire le schéma bloc équivalent présenté à la Figure 2.4.

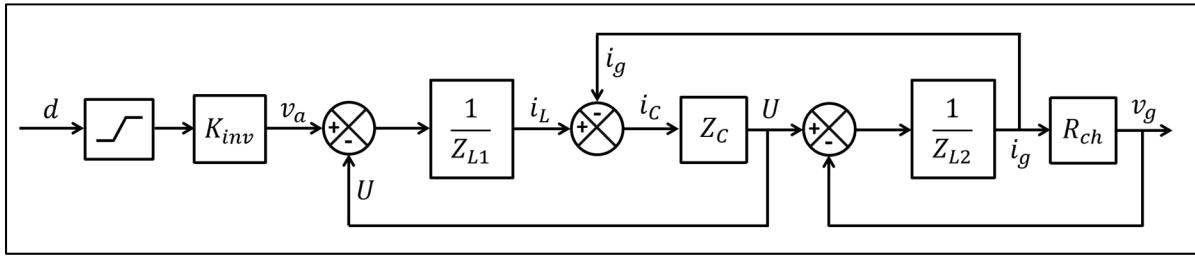


Figure 2.4 Schéma bloc du système îloté

Nous pouvons finalement extraire la fonction de transfert du système en boucle ouverte (avec la notation "og" pour *off-grid*), à partir de l'équation (2.10) du pont, et des équations (2.23), (2.24), (2.25), (2.26), (2.27) du filtre LCL :

$$T_{og}(s) = \frac{v_g(s)}{d(s)} = K_{inv} \cdot \frac{R_{ch}Z_C}{Z_CZ_{L1} + Z_CZ_{L2} + R_{ch}Z_C + R_{ch}Z_{L1} + Z_{L1}Z_{L2}} \quad (2.28)$$

Exprimée en fonction des paramètres du circuit, (2.28) se met sous la forme :

$$T_{og}(s) = \frac{V_{DC}}{V_{tri}} \frac{R_{ch}Cr_c \cdot s + R_{ch}}{CL_1L_2 \cdot s^3 + (R_{ch}CL_1 + Cr_c(L_1 + L_2)) \cdot s^2 + (R_{ch}Cr_c + L_1 + L_2) \cdot s + R_{ch}} \quad (2.29)$$

Nous faisons de plus faire apparaître la fonction de transfert du filtre LCL uniquement, sans prendre en compte la charge qui y est raccordée, en posant la tension  $v_g = 0$ . C'est cette expression qui a été utilisée pour la Figure 1.12 de la partie 1.4.3 afin d'illustrer la résonance du filtre. Nous exprimons alors la relation entre courant de sortie  $i_g$  et tension d'entrée  $v_a$  :

$$T_{LCL}(s) = \frac{i_g(s)}{v_a(s)} \Big|_{v_g=0} = \frac{Cr_c \cdot s + 1}{CL_1L_2 \cdot s^3 + Cr_c(L_1 + L_2) \cdot s^2 + (L_1 + L_2) \cdot s} \quad (2.30)$$

### 2.3.2 Système connecté au réseau

Le système se comporte dans ce cas comme une source de courant. Le courant de sortie du système  $i_g$  correspond donc à la sortie du modèle. Les équations du circuit établies précédemment sont les mêmes ici, excepté pour celle du courant  $i_g$ , qui est désormais liée aux paramètres du réseau, et non plus à la charge  $R_{ch}$ . Conformément à la Figure 2.3, nous remplaçons alors les équations (2.24) et (2.27) par l'équation (2.31) ci-après :

$$i_g(s) = \frac{U(s) - v_s(s)}{Z_{L2} + Z_g} \quad (2.31)$$

Notons qu'il apparaît ici le terme  $v_s$  (la tension de source) au lieu de  $v_g$ . La corrélation entre ces deux termes est la suivante :

$$v_g(s) = Z_g i_g(s) + v_s(s) \quad (2.32)$$

Le schéma équivalent du système connecté au réseau est alors illustré à la Figure 2.5.

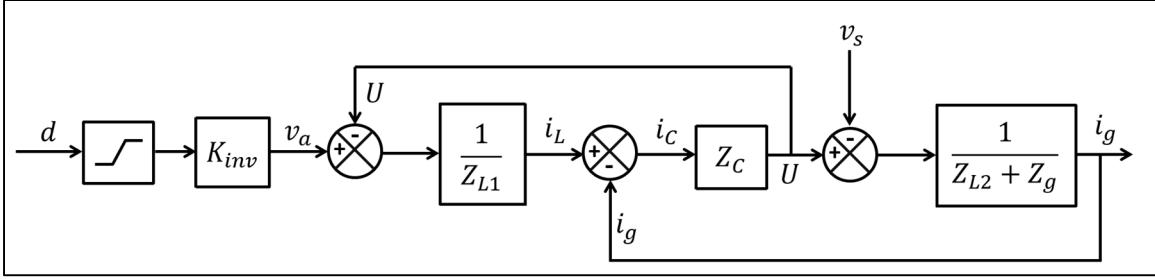


Figure 2.5 Schéma bloc du système connecté au réseau

Nous pouvons voir ici la tension du réseau  $v_s$  comme une perturbation. Ainsi, une fluctuation de cette tension perturbera le système. La régulation devra donc être efficace en ce qui concerne le rejet de ces perturbations. Le courant de sortie s'exprime selon :

$$i_g(s) = \frac{Z_C K_{inv} \cdot d(s) - (Z_C + Z_{L1}) \cdot v_s(s)}{Z_C (Z_{L1} + Z_{L2} + Z_g) + Z_{L1} (Z_{L2} + Z_g)} \quad (2.33)$$

Il intervient ici la tension  $v_s$  dans l'expression de  $i_g$ . Cela nous permet d'identifier une fonction de perturbation  $T_{d,gt}$ , et une fonction de « suivi » ou fonction de *tracking* de système  $T_{t,gt}$ . Les indices "d" et "t" intervenant dans les notations de ces fonctions correspondent à la *disturbance* (perturbation) et au *tracking* (suivi). Cette fonction de suivi se détermine pour une perturbation  $v_s = 0$ , et correspond au gain de boucle du système :

$$T_{t,gt}(s) \Big|_{v_s=0} = \frac{i_g(s)}{d(s)} = K_{inv} \cdot \frac{Z_C}{Z_C (Z_{L1} + Z_{L2} + Z_g) + Z_{L1} (Z_{L2} + Z_g)} \quad (2.34)$$

La fonction de perturbation (*disturbance*) est donnée en posant  $d=0$ , et s'écrit :

$$T_{d,gt}(s) \Big|_{d=0} = \frac{i_g(s)}{v_s(s)} = - \frac{Z_C + Z_{L1}}{Z_C (Z_{L1} + Z_{L2} + Z_g) + Z_{L1} (Z_{L2} + Z_g)} \quad (2.35)$$

## 2.4 Validation du modèle

Nous avons établi un modèle du système pour les deux cas de figure présentés. Il est maintenant nécessaire de s'assurer de la validité du modèle, pour pouvoir correctement concevoir la boucle fermée par la suite. Nous prendrons comme référence un modèle en commutation, qui correspond à la simulation de l'électronique de puissance en tant que telle, basé sur la librairie *SimPowerSystems* de Simulink. Nous considérerons ce modèle en commutation comme référence de base.

Nous nous assurerons de la validité du modèle pour le cas îloté, ce qui validera par la même le cas connecté au réseau. En effet, cette étude est effectuée pour l'instant en boucle ouverte, le convertisseur se comporte alors comme une source de tension. Dans le cas *grid-tied*, la tension au PCC est imposée par le réseau, et le contrôle en BF du convertisseur doit être une régulation du courant de sortie. Cela ne fait pas de sens d'employer le convertisseur comme source de tension lorsqu'il est lui-même connecté à la source de tension qu'est le réseau. Les simulations réalisées ici nous permettront de statuer si la modélisation représente correctement (et en quelles proportions) la dynamique du système, or celui-ci est identique pour les deux cas de figure considérés (même topologie et même paramètres). Ainsi donc, nous utiliserons le modèle généré pour le cas *off-grid*, en simulant la fonction  $T_{og}(s)$  établie (équation (2.28)). Cette validation sera effective pour les deux cas de figure, le système ayant la même dynamique.

Nous simulons donc le modèle en commutation et le modèle basé sur le schéma bloc présenté en Figure 2.4. Les paramètres utilisés sont ceux présentés au Tableau 1.2. Le modèle Simulink permettant cette validation est présenté en ANNEXE IV.

Le premier test correspond à la réponse du système à une variation de charge. Nous faisons varier celle-ci en échelon de 100W à 1,35kW (puissance nominale), ce qui correspond respectivement à des valeurs de résistance  $R_{ch}$  de  $162\Omega$  et  $12\Omega$ . La tension de consigne est de 180V crête / 60Hz, comme en régime normal d'opération. Nous attendons que le régime

permanent soit établi pour faire cette variation qui survient à  $t = 38ms$ . Les courbes de tension  $v_g$  sont tracées pour la modélisation effectuée et le modèle en commutation, ainsi que l'erreur entre les deux. Ces résultats sont affichés en Figure 2.6.

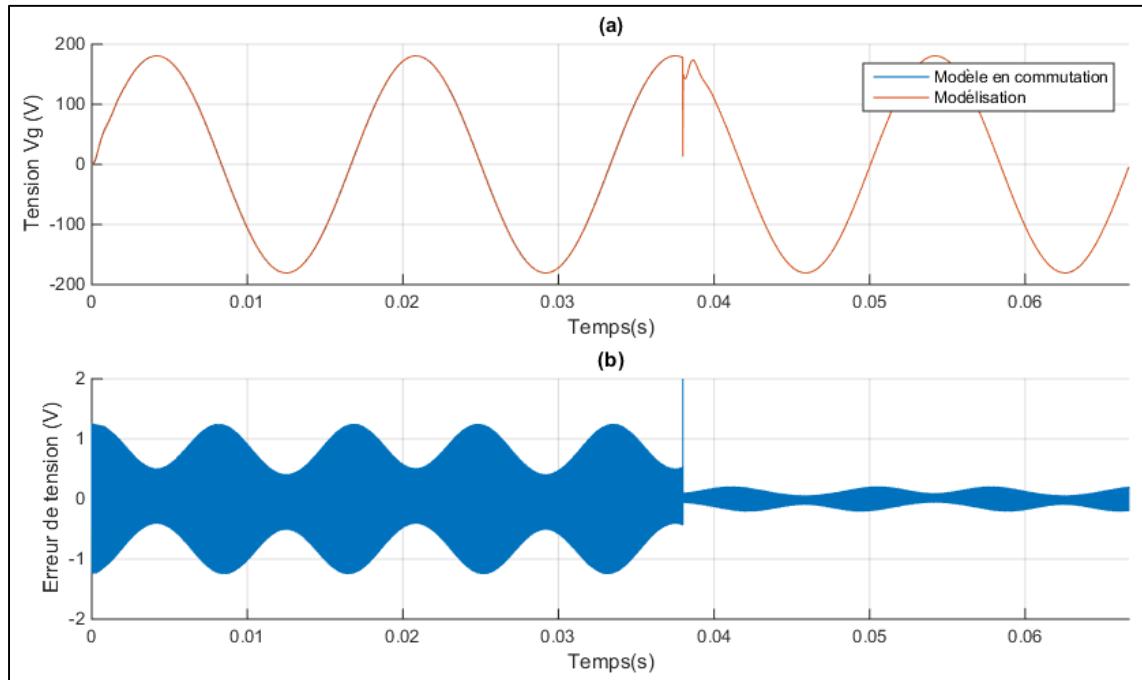


Figure 2.6 Validation du modèle en BO avec variation de charge (a) Tension  $v_g$  ;  
(b) Erreur de tension du modèle

Le deuxième test correspond à une variation de consigne. La résistance de charge est fixée à  $12\Omega$  afin d'opérer à puissance nominale dans la première partie du test. Il s'agit donc d'une variation échelon de la valeur de consigne, passant de  $180V$  à  $50V$ , toujours à  $t = 38 ms$ . Ces résultats sont affichés en Figure 2.7.

Les oscillations à la fréquence de commutation peuvent être observées en effectuant un zoom sur une des crêtes de l'onde de tension, tel que représenté à la Figure 2.8.

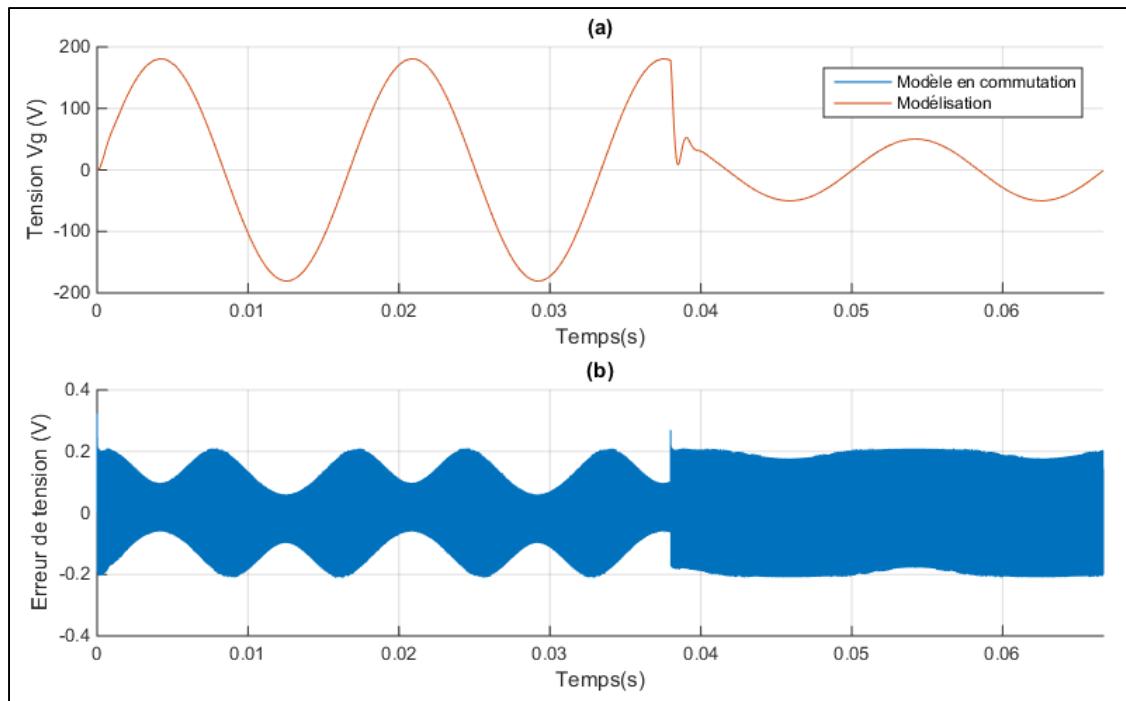


Figure 2.7 Validation du modèle en BO avec variation de consigne (a) Tension  $v_g$  ;  
(b) Erreur de tension du modèle

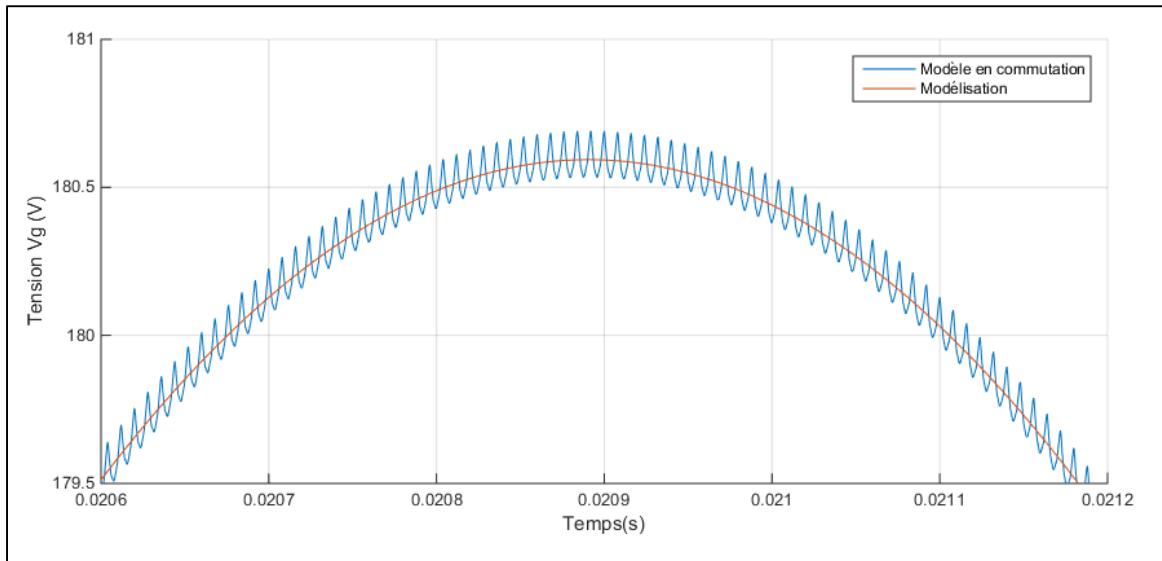


Figure 2.8 Validation du modèle – zoom sur la courbe de tension  $v_g$

Les deux courbes de tension (modèle en commutation et modélisation) sont présentes sur les parties (a) des Figure 2.6 et Figure 2.7, mais l'écart entre les deux est très faible (0,2 à 1V) comparativement à l'échelle de ces courbes ( $\pm 200V$ ) ce qui ne permet pas de les distinguer.

Les oscillations présentes à haute fréquence sur les courbes d'erreur de tension sont dues aux harmoniques de commutation de l'onduleur. La modélisation effectuée consiste en un moyennage, ce qui explique qu'elle ne reproduise pas ces commutations. Cela se vérifie sur la Figure 2.8. Ces oscillations sont plus importantes lors du premier test avant la variation de charge, car la puissance fournie est faible (100W). Nous pouvons constater que la valeur moyenne de l'erreur de tension se situe autour de zéro, ce qui indique une bonne précision du modèle généré. De plus, celui-ci montre exactement le même comportement que le modèle en commutation lors de conditions de faute, ce qui nous permet de notre modélisation.

## 2.5 Conclusion du Chapitre 2

Nous avons résumé ici brièvement différentes techniques de modélisation couramment appliquées aux convertisseurs statiques. Après différentes réflexions et études, nous avons opté pour une modélisation de type *State-Space* (SSA). Nous ne décrivons toutefois pas le système sous forme matricielle : les variables d'état sur lesquelles travailler sont identifiées, et la représentation sous forme de fonctions de transfert est établie directement à partir des équations du circuit, spécifiquement pour les variables considérées. Cette représentation apporte une certaine souplesse, grâce à laquelle nous pouvons travailler directement sur les termes et caractéristiques de la fonction à considérer, sans passer par un calcul matriciel. Le modèle généré a ensuite été testé et validé en simulation pour une configuration îlotée, en le comparant à un modèle en commutation, dont nous nous servons comme référence. Des tests de variation de charge et de variation de consigne ont permis cette validation. Les résultats montrent que la dynamique du système en basse fréquence est bien respectée par le modèle. Cependant, la dynamique de commutation haute fréquence n'est pas prise en compte, s'agissant d'une modélisation moyenne. Un élément non linéaire – la saturation – apparaît dans le schéma bloc du système ; il n'est pas représenté dans l'expression des fonctions de transfert, ce qui n'a pas affecté la validité du modèle. Cela reste un point à surveiller et à prendre en considération par la suite. La stabilité du système n'a pas été étudiée ici, cela sera traité dans les chapitres suivants afin de mettre en place la loi de commande.

## CHAPITRE 3

### CONCEPTION D'UNE PLL POUR LA SYNCHRONISATION AU RÉSEAU

Dans le cas d'un système raccordé au réseau, la bonne synchronisation de l'onduleur au point de connexion (PCC) est primordiale, afin d'éviter des problèmes d'instabilité. Ces conditions de synchronisation sont clairement décrites par les standards en vigueur présentés à l'ANNEXE II. Ceux-ci stipulent notamment que le système doit pouvoir réguler le signal de sortie en amplitude ainsi qu'en fréquence, opérer à facteur de puissance unitaire, ou encore moduler la puissance réactive à échanger avec le réseau lors d'excursions de la tension au PCC. La synchronisation de l'onde de sortie du système avec la tension du réseau est, de plus, une problématique majeure dans l'élaboration de stratégies de transition entre les modes connectés et déconnectés du réseau (Arafat, Palle, Husain, & Sozer, 2011), (Yao, Xiao, & Yan, 2009), (Tirumala, Mohan, & Henze, 2002). Il est donc nécessaire d'introduire un élément permettant cette synchronisation, qui nous fournira l'angle et la fréquence du réseau. Les structures les plus courantes pour cette application sont des boucles à verrouillage de phase, ou PLL (*Phase Locked Loop*) que nous utiliserons ici. Nous présenterons dans cette partie l'élaboration d'une PLL en vue d'être insérée au système connecté au réseau. Nous décrirons tout d'abord le principe général et aborderons certaines structures existantes, ce qui nous conduira à en sélectionner une et à en étudier le fonctionnement via sa modélisation. Nous proposerons ensuite une méthode de dimensionnement basée sur l'analyse mathématique du système. Les résultats obtenus avec la structure proposée et son dimensionnement seront enfin présentés.

Notons de plus que, outre la problématique de synchronisation, l'information concernant l'angle du réseau est primordiale pour des stratégies de régulation utilisant une transformation de référentiel (voir partie 2.1.4). Cet angle correspond à une variable intrinsèque à la matrice de transformation permettant de manipuler des grandeurs DC, variable fournie par la PLL.

### 3.1 Revue des PLLs et structures existantes

L'objectif d'une PLL est de fournir l'angle et la fréquence d'un signal, ici la tension du réseau  $v(t)$ , qui correspond à la variable d'entrée du système. De manière générale, les PLLs sont composées de trois éléments, tels que décrits par (Hsieh & Hung, 1996) et (Lindsey & Chie, 1981). La Figure 3.1 schématise cette structure.

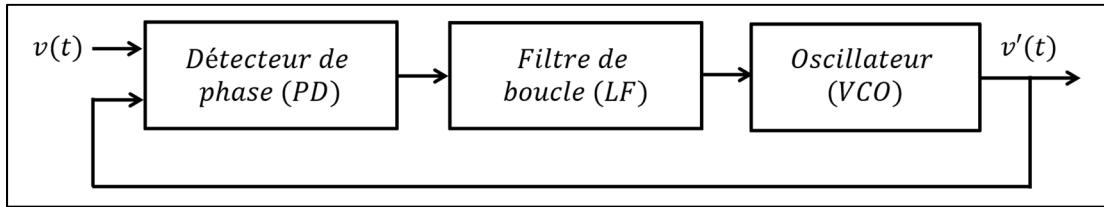


Figure 3.1 Topologie générale d'une PLL

Nous utiliserons les notations / abréviations en anglais pour être cohérent avec la littérature.

Les fonctions de ces trois éléments sont les suivantes :

- détecteur de phase, PD (*Phase Detector*) : génère un signal contenant l'information sur la différence de phase entre  $v(t)$  et  $v'(t)$ ;
- filtre de boucle, LF (*Loop Filter*) : généralement un correcteur de type PI. Il permet de fournir un filtrage passe-bas afin de supprimer la composante haute fréquence de sortie du détecteur de phase (voir partie 3.2). Il corrige de plus l'erreur de phase entre  $v(t)$  et  $v'(t)$ , c'est-à-dire l'erreur entre la phase du réseau et la phase estimée par la PLL;
- oscillateur, VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*) : calcule la pulsation et l'angle estimés de  $v(t)$  à partir d'une pulsation centrale  $\omega_c$ . Fournit à sa sortie un signal AC ( $v'(t)$ ) créé à partir de l'angle estimé de  $v(t)$ . Si les éléments de la PLL sont correctement dimensionnés, l'angle estimé correspond à l'angle « réel » de  $v(t)$  en régime permanent.

**Note :** le signal  $v'(t)$  ne correspond pas à la dérivée de  $v(t)$ , la notation *prime* est ici utilisée pour différencier les deux signaux.

La structure basique d'une PLL monophasée, correspondant à la topologie générale présentée précédemment est illustrée à la Figure 3.2.

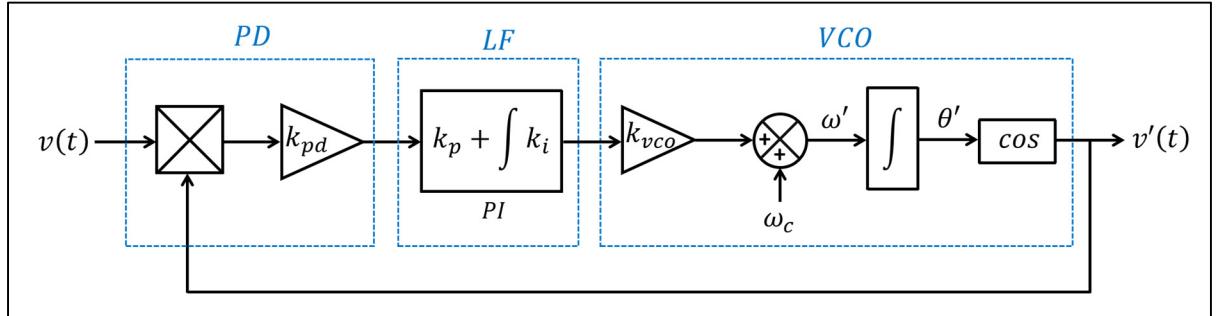


Figure 3.2 Structure basique de PLL  
Adaptée de (R. Teodorescu, Liserre, & Rodriguez, 2011)

La théorie inhérente à l'étude des PLLs (présentée en partie 3.2 ci-après) nous force à émettre certaines hypothèses, et à formuler des approximations. La principale d'entre elle consiste à supposer que la bande passante de la PLL est bien inférieure à la fréquence du signal d'entrée  $v(t)$ , ce qui permet une identification fidèle de l'erreur de phase en sortie du bloc PD. Des simplifications sont de plus généralement faites lors de la modélisation de la PLL, ce qui conduit à des dimensionnements fournissant des résultats différents de ceux souhaités.

Ces approximations peuvent se révéler assez inexactes en pratique, ce qui conduit à une perte de qualité des informations quant à la fréquence et à l'angle estimés. Le principal problème est dû à une composante à deux fois la fréquence du réseau (que l'on nommera « composante HF ») sur le signal de sortie du bloc PD, n'étant pas suffisamment filtrée par le bloc LF. Pour pallier à cela, de nombreuses structures de PLLs se basant sur la topologie de principe de la Figure 3.1 ont été conçues. Les structures de PLL les plus courantes se basent sur une génération de signal *In-Quadrature* dans le bloc PD, afin de s'affranchir des composantes indésirables à sa sortie. Cela consiste à générer un signal orthogonal à  $v(t)$ , ce qui correspond à une transformation de référentiel, permettant alors de supprimer la composante HF en sortie du bloc PD. Cela permet aussi de traiter des grandeurs DC pour le dimensionnement du système. Le schéma de principe d'une telle structure est présenté à la Figure 3.3.

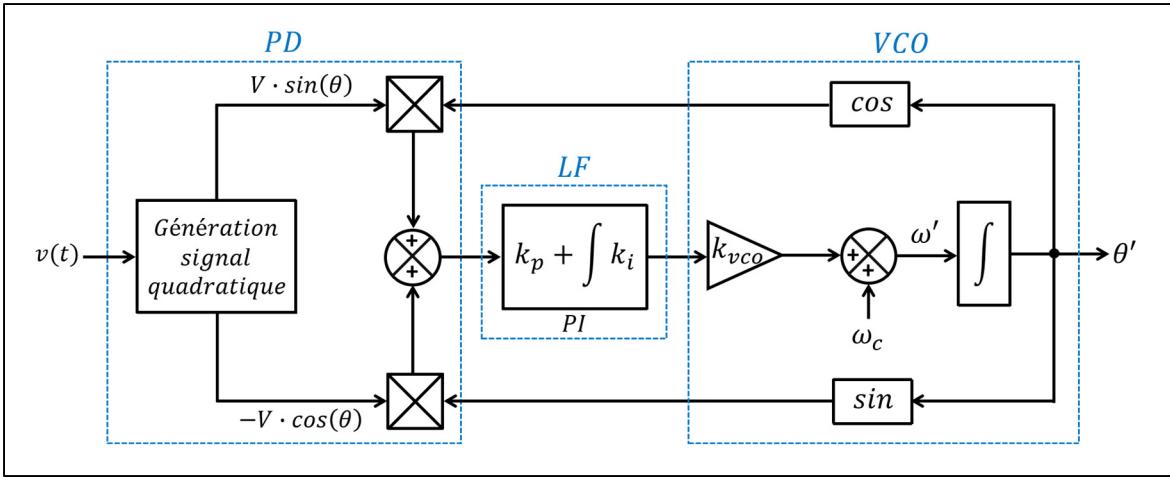


Figure 3.3 Structure d'une PLL utilisant une génération de signal In-Quadrature  
Adaptée de (R. Teodorescu et al., 2011)

De nombreux types de PLL se basant sur ce principe existent. La génération de signal *In-Quadrature* peut notamment être réalisée en utilisant la transformation de Hilbert, la transformation inverse de Park, ou en appliquant un délai d'un quart de période sur le signal d'entrée (R. Teodorescu et al., 2011), (Texas Instruments, 2016), (Nicastri & Nagliero, 2010). Des structures utilisant un intégrateur généralisé du second ordre (*Second Order Generalized Integrator*), appelées SOGI-PLL (R. Teodorescu et al., 2011), (Ciobotaru, Teodorescu, & Blaabjerg, 2006) sont aussi une bonne alternative à la génération d'un signal orthogonal. Il existe de plus des types de PLL utilisant un filtre adaptatif afin de gérer ces mêmes problèmes, comme la PLL « renforcée » (*Enhanced-PLL*) (R. Teodorescu et al., 2011), (Nicastri & Nagliero, 2010).

Ces solutions reviennent à modifier le détecteur de phase afin qu'il fournisse à sa sortie un signal ne contenant que l'information recherchée sur la différence de phase entre  $v(t)$  et  $v'(t)$ , exempt de composantes indésirables. Ces structures utilisent une transformation de référentiel, telle que décrite à la partie 2.1.4. Comme cela a été décrit à la partie 2.2, nous préférerons travailler dans le référentiel naturel, sans avoir à effectuer ces opérations supplémentaires. Cela a pour objectif d'appliquer la commande conçue en analogique. Nous sélectionnerons donc une structure basique de PLL, sans transformation de référentiel nécessaire. Les problématiques évoquées au paragraphe précédent devront cependant être

traitées : une attention particulière sera portée au dimensionnement afin d'obtenir des performances optimales, et une solution pour supprimer la composante HF sera établie.

### 3.2 Étude de la structure de PLL retenue

#### 3.2.1 Structure de la PLL et linéarisation du système

Comme indiqué, nous utiliserons ici une structure basique de PLL, similaire à celle de la Figure 3.2. Nous ajoutons cependant un filtre de Notch adaptatif en entrée du bloc LF, de manière analogue à la solution présentée par (Texas Instrument, 2014), afin de traiter la problématique de suppression de la composante HF. Cela sera exposé en détail à la partie 3.4. Afin de s'affranchir de certains paramètres, les gains  $k_{pd}$  et  $k_{vco}$  sont fixés à 1. Le comportement de la PLL sera alors entièrement régit par les variables du compensateur PI. La pulsation centrale du bloc VCO est fixée à la pulsation théorique du réseau, soit  $\omega_c = \omega_0 = 2\pi f_0 = 377\text{Hz}$ . La structure de la PLL sélectionnée est illustrée à la Figure 3.4.

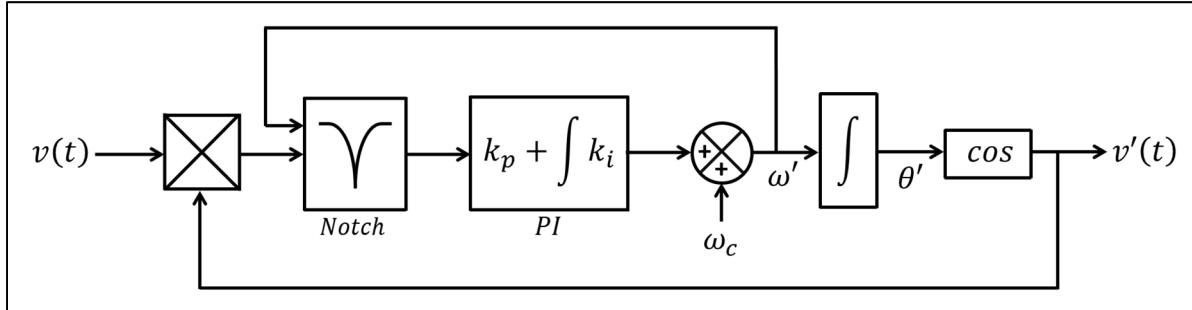


Figure 3.4 Structure de la PLL retenue

Le signal d'entrée  $v(t)$  correspond à la tension du réseau mesurée au PCC. Nous pouvons alors écrire les équations du circuit :

$$\begin{cases} v(t) = V \cdot \sin(\theta) \\ v'(t) = \cos(\theta') \end{cases} \quad (3.1)$$

Et :

$$\begin{cases} \theta = \omega t + \Phi \\ \theta' = \omega' t + \Phi' \end{cases} \quad (3.2)$$

Avec :  $V$  : amplitude de la tension du réseau

$\theta$  et  $\theta'$  : angle du réseau et angle estimé

$\omega$  et  $\omega'$  : pulsation du réseau et pulsation estimée

$\Phi$  et  $\Phi'$  : phase du réseau et phase estimée

Le signal d'erreur en sortie du bloc PD est alors donné par :

$$\varepsilon_{pd} = v(t) \times v'(t) = V \cdot \sin(\omega t + \Phi) \cdot \cos(\omega' t + \Phi') \quad (3.3)$$

Ce qui conduit à :

$$\varepsilon_{pd} = \frac{V}{2} \cdot [\sin((\omega + \omega')t + (\Phi + \Phi')) + \sin((\omega - \omega')t + (\Phi - \Phi'))] \quad (3.4)$$

Cette équation étant non-linéaire, une linéarisation est requise afin de pouvoir faire l'étude du système. Nous pouvons voir ici que sa sortie contient l'information recherchée sur l'erreur de phase  $(\Phi - \Phi')$ , mais aussi une composante haute fréquence donnée par  $\sin((\omega + \omega')t + (\Phi + \Phi'))$  à deux fois la fréquence du réseau. Un des attributs du bloc LF est de supprimer ce terme HF. Ainsi, en supposant que celui-ci est correctement dimensionné, nous avons :

$$\varepsilon_{pd} = \frac{V}{2} \cdot \sin((\omega - \omega')t + (\Phi - \Phi')) \quad (3.5)$$

De plus, en régime permanent, nous pouvons écrire que  $\omega \approx \omega'$ , ce qui conduit à :

$$\varepsilon_{pd} = \frac{V}{2} \cdot \sin(\Phi - \Phi') \quad (3.6)$$

En supposant que l'erreur de phase est faible, nous pouvons linéariser le système en appliquant l'approximation des « petits angles », et en considérant l'approximation précédente en régime permanent :

$$\sin(\Phi - \Phi') \approx \Phi - \Phi' \approx \theta - \theta' \quad (3.7)$$

$$\Rightarrow \varepsilon_{pd} \approx \frac{V}{2}(\theta - \theta') \quad (3.8)$$

Nous avons alors l'équation linéarisée en sortie du détecteur de phase nous donnant l'erreur entre l'angle du réseau et l'angle estimé par la PLL. Il convient à présent de modéliser le système total afin d'en faire le dimensionnement.

### 3.2.2 Modélisation petit signal de la PLL

Afin de simplifier l'analyse, nous négligeons ici l'impact du filtre de Notch sur la réponse fréquentielle : en effet, il n'a une influence qu'à sa fréquence d'encoche, et sur une très faible plage autour de celle-ci. Cette dernière étant réglée pour supprimer la composante à deux fois la fréquence du réseau, ce filtre n'aura pas d'impact aux fréquences considérées ici pour l'étude.

Nous procédons à la modélisation petit signal du système, afin d'en extraire sa fonction de transfert. Pour cela, chaque variable physique  $x$  est considérée comme étant composée d'un terme continu  $\bar{x}$  et d'un terme ondulatoire  $\tilde{x}$ , représentant les faibles variations autour du point d'opération, tel que décrit à la partie 2.1.1. Nous introduisons alors les termes petits signaux suivants :

$$\begin{cases} \omega' = \bar{\omega}' + \tilde{\omega}' \\ \omega_0 = \bar{\omega}_0 + 0 \\ \theta = \bar{\theta} + \tilde{\theta} \\ \theta' = \bar{\theta}' + \tilde{\theta}' \end{cases} \quad (3.9)$$

La pulsation centrale  $\omega_0$  correspond à une valeur fixe, elle ne contient donc pas de composante ondulatoire. De plus, le correcteur PI du bloc LF contient les variables de commande  $k_p$  et  $k_i$ , sur lesquelles l'introduction de termes petits signaux ne s'applique pas. Nous utiliserons la notation "PI" dans les équations dans un but de simplification. En introduisant les termes petit signaux dans l'expression (3.8) de  $\varepsilon_{pd}$  précédemment trouvée :

$$\varepsilon_{pd} = \frac{V}{2}(\theta - \theta') \quad (3.10)$$

$$\Rightarrow \overline{\varepsilon_{pd}} + \widetilde{\varepsilon_{pd}} = \frac{V}{2}(\bar{\theta} - \bar{\theta}') + \frac{V}{2}(\tilde{\theta} - \tilde{\theta}') \quad (3.11)$$

$$\Rightarrow \widetilde{\varepsilon_{pd}} = \frac{V}{2}(\tilde{\theta} - \tilde{\theta}') \quad (3.12)$$

Nous pouvons exprimer la pulsation estimée, conformément à la Figure 3.4 :

$$\omega' = PI \cdot \varepsilon_{pd} + \omega_0 \quad (3.13)$$

$$\Rightarrow \overline{\omega'} + \widetilde{\omega'} = PI \cdot \overline{\varepsilon_{pd}} + PI \cdot \widetilde{\varepsilon_{pd}} + \overline{\omega_0} \quad (3.14)$$

$$\Rightarrow \widetilde{\omega'} = PI \cdot \widetilde{\varepsilon_{pd}} \quad (3.15)$$

Et finalement, l'angle estimé s'exprime par :

$$\theta' = \int \omega' \cdot dt \quad (3.16)$$

$$\Rightarrow \bar{\theta}' + \tilde{\theta}' = \int (\overline{\omega'} + \widetilde{\omega'}) \cdot dt \quad (3.17)$$

$$\Rightarrow \tilde{\theta}' = \int \widetilde{\omega'} \cdot dt \quad (3.18)$$

En considérant l'expression suivante du compensateur PI :

$$PI = k_p + \int k_i \cdot dt \quad (3.19)$$

Nous pouvons alors exprimer la variation de l'angle estimé de la PLL (qui correspond à la sortie du système) telle que :

$$\tilde{\theta}' = \int \left( k_p + \int k_i \cdot dt \right) \cdot \frac{V}{2} (\tilde{\theta} - \tilde{\theta}') \cdot dt \quad (3.20)$$

Nous posons  $k_{in} = V/2$ . Ainsi, l'écriture de ce modèle petit signal dans le domaine de Laplace donne :

$$\theta'(s) = k_{in} \cdot (\theta(s) - \theta'(s)) \cdot \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \cdot \frac{1}{s} \quad (3.21)$$

Le modèle sous forme de schéma bloc est alors présenté à la Figure 3.5.

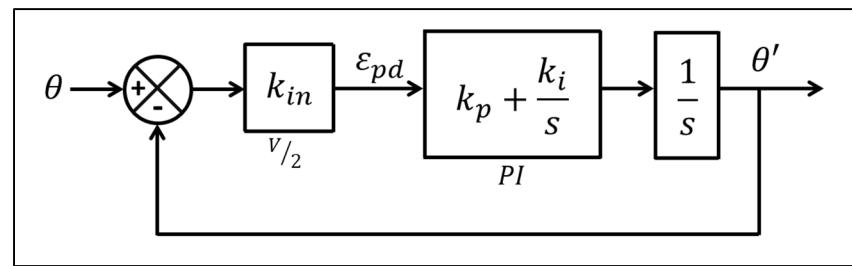


Figure 3.5 Schéma bloc du système linéarisé

En développant l'équation (3.21), on obtient :

$$\theta'(s) = \frac{k_{in}k_p}{s} \theta(s) + \frac{k_{in}k_i}{s^2} \theta(s) - \frac{k_{in}k_p}{s} \theta'(s) - \frac{k_{in}k_i}{s^2} \theta'(s) \quad (3.22)$$

Ce qui mène alors la fonction de transfert du système :

$$H_{PLL}(s) = \frac{\theta'(s)}{\theta(s)} = \frac{k_{in}k_p \cdot s + k_{in}k_i}{s^2 + k_{in}k_p \cdot s + k_{in}k_i} \quad (3.23)$$

Nous reconnaissons là une fonction classique d'ordre 2 que nous pouvons mettre sous sa forme normalisée :

$$H_{PLL}(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.24)$$

Où  $\xi$  est le facteur d'amortissement et  $\omega_n$  la pulsation naturelle du système. Nous travaillerons à présent avec cette forme normalisée, dans le but que cette étude soit plus universelle. Les termes à régler sont donc le facteur d'amortissement  $\xi$  et la pulsation naturelle  $\omega_n$ . C'est ce à quoi nous nous attacherons dans la partie suivante, qui traite du dimensionnement du système. La correspondance entre ces termes et les grandeurs  $k_p$  et  $k_i$  est donnée par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\xi\omega_n}{k_{in}} \\ k_i = \frac{\omega_n^2}{k_{in}} \end{cases} \quad \text{ou} \quad \begin{cases} \xi = \frac{k_{in}k_p}{2\sqrt{k_{in}k_i}} \\ \omega_n = \sqrt{k_{in}k_i} \end{cases} \quad (3.25)$$

### 3.3 Dimensionnement

Le but est ici de dimensionner les paramètres de la PLL de manière optimale. Pour cela nous nous intéresserons aux caractéristiques de la réponse temporelle du système, à savoir le dépassement et le temps de stabilisation. Les dimensionnements présentés dans la littérature sont généralement effectués en considérant un système simplifié, le zéro de la fonction de transfert étant ignoré. Cela revient à traiter une fonction d'ordre 2 dont les caractéristiques

ont largement été décrites, et leurs formules directement utilisables, ce qui simplifie la tâche. Nous étudierons dans un premier temps si cette simplification est valable, ce qui nous conduira finalement à traiter le système sous sa forme non simplifiée. Cependant cette forme étant peu abordée dans la littérature, nous procéderons nous-même à l'étude mathématique du système, sans utiliser de formules approchées pour le décrire. Cela permettra d'en tirer ses caractéristiques (dépassemement et temps de stabilisation) de manière exacte, en fonction des termes à régler. Nous considérerons de plus la fréquence de coupure du système pour le dimensionnement. L'objectif est donc ici de tracer des courbes de dimensionnement nous renseignant sur l'évolution du dépassemement, du temps de stabilisation et de la fréquence de coupure, en fonction des paramètres de commande  $\xi$  et  $\omega_n$  du système. Cela permettra de visualiser facilement comment évolue la réponse de la PLL en fonction de ses paramètres, et donc de les sélectionner conformément à nos attentes.

### 3.3.1 Étude de la simplification du système

Comme présenté par (R. Teodorescu et al., 2011) et (Texas Instrument, 2014), le dimensionnement des PLLs est généralement effectué en ignorant le terme  $2\xi\omega_n s$  du numérateur de la fonction de transfert du système (équation (3.24)). Cela conduit donc à étudier une fonction du type :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.26)$$

Nous étudions ici cette fonction simplifiée et la fonction réelle du système, pour un point de fonctionnement, en fixant les paramètres de commande à :

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad ; \quad \omega_n = 100 \text{ rad/s}$$

La Figure 3.6 illustre les diagrammes de Bode de ces deux fonctions, ainsi que leurs réponses à l'échelon (sur lesquelles sont affichées le dépassemement et le temps de stabilisation).

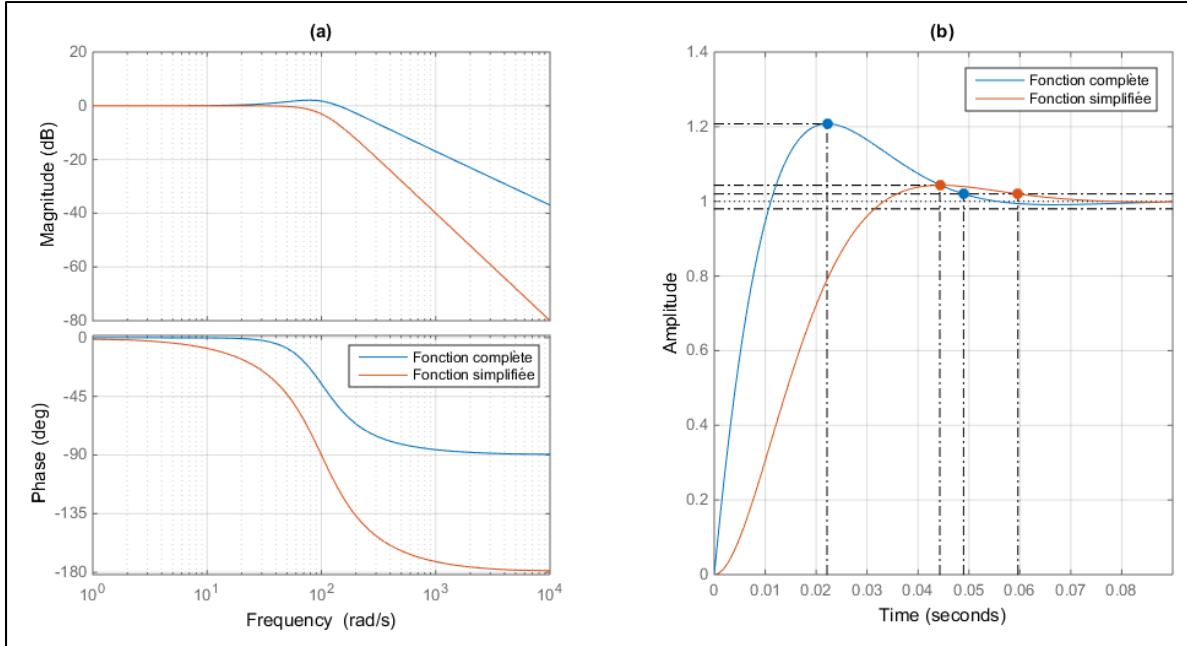


Figure 3.6 Tracés des fonctions complète et simplifiée de la PLL (a) Diagramme de Bode ; (b) Réponse à l'échelon

Comme nous pouvons le voir, les deux réponses sont ici très distinctes pour ce cas de figure. Tout d'abord, la bande passante du système simplifié est inférieure à ce qu'il en est vraiment, et sa phase plonge de  $0$  à  $-180^\circ$  tandis que celle du système non simplifié est limitée à  $-90^\circ$ . De plus, le dépassement considérant la simplification n'est que de 4,32% alors qu'il en vaut réellement 20,8%. Il en va de même pour le temps de stabilisation, où une différence de 11ms est présente entre les deux fonctions. Bien que nous ne présentons ici qu'un seul cas de figure, nous pouvons statuer que des différences importantes sont négligées en considérant la simplification du système. Cela conduirait à un dimensionnement imprécis, résultant en un système n'ayant pas le comportement souhaité. Nous traiterons donc la fonction non simplifiée du système pour la suite.

### 3.3.2 Réponse temporelle du système

Afin de déterminer les caractéristiques recherchées – le dépassement et le temps de stabilisation – il est tout d'abord nécessaire d'établir l'équation de la réponse temporelle du système. Nous traiterons ici de la réponse à l'échelon. Pour ce faire, l'équation du système

dans le domaine de Laplace doit être transposée dans le domaine temporel. Nous utilisons alors les transformées inverses de Laplace sous leurs formes générales disponible dans les tables usuelles de transformées, données par les expressions (3.27), (3.28) et (3.29) :

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \right\} = \frac{1}{\omega_d} \cdot e^{-\xi\omega_n t} \cdot \sin(\omega_d t) \quad (3.27)$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s \cdot (s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \right\} = \frac{1}{\omega_n^2} \cdot \left( 1 - \frac{\omega_n}{\omega_d} \cdot e^{-\xi\omega_n t} \cdot \sin(\omega_d t + \varphi) \right) \quad (3.28)$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi = \arccos(\xi) \\ \omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \end{cases} \quad (3.29)$$

**Note importante :** ces relations sont valides pour  $0 \leq \xi < 1$ . Nous ferons ici toute l'étude sous cette hypothèse, puis traiterons les cas  $\xi \geq 1$  par la suite (voir partie 3.3.5). De plus, nous considérons  $\omega_n > 0$ .

En séparant les deux parties du numérateur de la fonction de transfert du système, la sortie de celui-ci s'écrit d'après l'équation (3.24) :

$$\theta'(s) = \left( \frac{2\xi\omega_n s}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} + \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \right) \cdot \theta(s) \quad (3.30)$$

Nous traitons le cas d'une entrée échelon, donc :  $\theta(s) = 1/s$ . Cela conduit à :

$$\theta'(s) = 2\xi\omega_n \cdot \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} + \omega_n^2 \cdot \frac{1}{s \cdot (s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (3.31)$$

En utilisant les équations (3.27) et (3.28), la réponse à l'échelon du système s'écrit :

$$\theta'(t) = 1 + \frac{\omega_n}{\omega_d} \cdot e^{-\xi \omega_n t} \cdot (2\xi \cdot \sin(\omega_d t) - \sin(\omega_d t + \varphi)) \quad (3.32)$$

En appliquant les relations trigonométriques, l'expression de la réponse à l'échelon du système se met sous la forme :

$$\theta'(t) = 1 + e^{-\xi \omega_n t} \cdot \left( \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \cdot \sin(\omega_d t) - \cos(\omega_d t) \right) \quad (3.33)$$

### 3.3.3 Calcul du dépassement

Le dépassement se définit comme étant la valeur maximale atteinte par la réponse du système. S'agissant d'une sinusoïde amortie, le dépassement est obtenu au premier maxima que présente  $\theta'(t)$ . Celui-ci est donc atteint pour un temps de pointe  $t_p$  qui correspond à la première valeur à laquelle la dérivée temporelle de  $\theta'(t)$  s'annule :

$$\dot{\theta}'(t_p) = 0 \quad (3.34)$$

Le calcul de cette dérivée donne :

$$\begin{aligned} \dot{\theta}'(t) = & -\xi \omega_n \cdot e^{-\xi \omega_n t} \cdot \left( \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \cdot \sin(\omega_d t) - \cos(\omega_d t) \right) + e^{-\xi \omega_n t} \\ & \cdot \left( \frac{\xi \omega_d}{\sqrt{1 - \xi^2}} \cdot \cos(\omega_d t) + \omega_d \cdot \sin(\omega_d t) \right) \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\Leftrightarrow \dot{\theta}'(t) = e^{-\xi\omega_n t} \left( \sin(\omega_d t) \cdot \left( \omega_d - \frac{\xi^2 \omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} \right) + \cos(\omega_d t) \cdot \left( \xi \omega_n + \frac{\xi \omega_d}{\sqrt{1-\xi^2}} \right) \right) \quad (3.36)$$

$$\dot{\theta}'(t) = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t} \left( \sin(\omega_d t)(1-2\xi^2) + \cos(\omega_d t)2\xi\sqrt{1-\xi^2} \right) \quad (3.37)$$

L'exponentielle étant positive sur toute sa plage de variation, on pose que :

$$\dot{\theta}'(t_p) = 0 \Leftrightarrow \sin(\omega_d t_p) \cdot (1-2\xi^2) + \cos(\omega_d t_p) \cdot 2\xi\sqrt{1-\xi^2} = 0 \quad (3.38)$$

Ce qui conduit à :

$$\tan(\omega_d t_p) = \frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2-1} \quad (3.39)$$

L'expression du temps de pointe est alors :

$$\begin{cases} t_p = \frac{1}{\omega_d} \cdot \left( \arctan\left(\frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2-1}\right) + k\pi \right) \text{ avec :} \\ \quad \begin{cases} k = 1 \forall \xi < \frac{1}{\sqrt{2}} \\ k = 0 \forall \xi > \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \\ t_p = \frac{\pi}{2\omega_d} \text{ pour } \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (3.40)$$

Le terme  $\pi$  est ici ajouté pour  $\xi < \frac{1}{\sqrt{2}}$  afin de n'avoir que des valeurs positives de  $t_p$ . Le dépassement  $D$  se calcule à présent selon :

$$D = \theta'(t_p) - 1 \quad (3.41)$$

En remplaçant l'expression de  $t_p$  (équation (3.40)) dans  $\theta'(t)$  (équation (3.33)), nous avons alors l'expression du dépassement pour une réponse à l'échelon :

$$D = \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \exp\left(-\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot K\right) \cdot (2\xi \cdot \sin(K) - \sin(K + \varphi)) \quad (3.42)$$

avec  $K = t_p \cdot \omega_d$

Notons que le dépassement n'est fonction que du facteur d'amortissement  $\xi$ , la pulsation naturelle  $\omega_n$  n'apparaît pas dans son expression.

### 3.3.4 Calcul du temps de stabilisation

Nous cherchons le temps de stabilisation  $t_s$  à partir duquel la sortie du système  $\theta'(t)$  reste dans une plage  $\pm\alpha$  autour de la valeur stabilisée, sans en sortir. Nous considérerons un temps de stabilisation à 2% pour cette étude, soit  $\alpha = 0,02$ , mais garderons la notation littérale pour les calculs afin de traiter d'un cas général. Considérant une entrée échelon, la valeur stabilisée du système vaut 1. Le problème s'écrit alors :

$$|\theta'(t) - 1| \leq \alpha \quad \forall t \geq t_s \quad \text{et} \quad \alpha > 0 \quad (3.43)$$

Nous définissons une fonction  $z(t) = \theta'(t) - 1$  pour l'étude. Ainsi, pour cette nouvelle fonction, la valeur stabilisée du système est de 0. Nous ne travaillerons à présent plus qu'avec  $z(t)$ , qui représente  $\theta'(t)$ . En reprenant l'équation (3.33),  $z(t)$  s'exprime selon :

$$z(t) = \theta'(t) - 1 = e^{-\xi\omega_n t} \cdot \left( \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \sin(\omega_d t) - \cos(\omega_d t) \right) \quad (3.44)$$

Il s'agit ici d'une fonction périodique, de période  $2\pi/\omega_d$ . Son étude montre que  $z(t)$  admet des extrema locaux (minimas et maximas) se répétant toutes les demi-périodes à partir du

premier extremum obtenu au temps de pointe  $t_p$  (équation (3.40)). Ces extremums correspondent aux crêtes de la sinusoïde amortie de la réponse temporelle. Les temps auxquels  $z(t)$  admet des extremums locaux s'écrivent alors :

$$t_{extremums} = t_p + \frac{k\pi}{\omega_d} \text{ avec } k \in \mathbb{N} \quad (3.45)$$

Pour ces temps, nous démontrons que les extremums de  $z(t)$  sont donnés par :

$$\begin{cases} z\left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right) = (-1)^{k+1} \cdot \exp\left(-\xi\omega_n \cdot \left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right)\right) & \forall \xi < \frac{1}{\sqrt{2}} \\ z\left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right) = (-1)^k \cdot \exp\left(-\xi\omega_n \cdot \left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right)\right) & \forall \xi > \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (3.46)$$

La démonstration de ces expressions est présentée en ANNEXE V.

Ici, les termes  $(-1)^{k+1}$  et  $(-1)^k$  donnent le signe de  $z\left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right)$  afin d'indiquer qu'il s'agisse d'un minima ou d'un maxima. L'ANNEXE V présente l'étude mathématique de la fonction  $z(t)$ , où l'intervalle d'étude est  $t \in \left[-\frac{\pi}{2\omega_d}; \frac{3\pi}{2\omega_d}\right]$ . De manière rigoureuse, les fonctions trigonométriques composant  $z(t)$  acceptent des arguments négatifs, d'où le choix de cet intervalle. Cependant, considérer un temps négatif est un non-sens d'un point de vue physique. Cela se remarque par exemple pour le signe du premier extremum (pour  $k = 0$ ) dans le cas  $\xi < \frac{1}{\sqrt{2}}$ , qui est théoriquement négatif selon l'équation (3.46) ; alors que cet extremum (qui correspond au dépassement  $D$ ) est forcément positif pour la réponse d'un système d'ordre 2. Cela vient du fait que le temps  $t_p$  est lui aussi négatif dans ce cas de figure. Pour corriger cela, il est nécessaire d'ajouter un terme  $+\frac{\pi}{\omega_d}$  au calcul de  $t_p$  de manière à n'avoir que des valeurs positives, comme cela a été notifié à la partie précédente.

Outre ce problème de signe – qui sera réglé par la suite en considérant la valeur absolue de  $z(t)$  – l'étude de l'ANNEXE V montre que les extrema locaux de la fonction peuvent s'exprimer de manière simple à l'aide d'exponentielles, sans que les termes en sinus et cosinus n'interviennent dans leurs expressions. De plus, ceux-ci se répètent toutes les demi-périodes, soit tous les  $\frac{k\pi}{\omega_d}$  à partir du premier extremum obtenu au temps  $t_p$ .

En étudiant la valeur absolue de  $z(t)$  nous pouvons considérer pour tous les cas  $0 \leq \xi < 1$  :

$$\left| z\left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right) \right| = \exp\left(-\xi\omega_n \cdot \left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right)\right) \quad (3.47)$$

Soit  $k_\alpha$  un entier tel que  $z\left(t_p + \frac{k_\alpha\pi}{\omega_d}\right)$  est le dernier extremum hors de la plage de stabilisation  $\pm\alpha$ . L'extremum suivant situé à  $t_p + \frac{(k_\alpha+1)\pi}{\omega_d}$  sera donc dans la plage  $\pm\alpha$ , ainsi que tous ceux d'après. Nous pouvons alors traduire cela par l'inégalité suivante :

$$\left| z\left(t_p + \frac{(k_\alpha+1)\pi}{\omega_d}\right) \right| \leq \alpha \quad (3.48)$$

$$\Leftrightarrow \exp\left(-\xi\omega_n \cdot \left(t_p + \frac{(k_\alpha+1)\pi}{\omega_d}\right)\right) \leq \alpha \quad (3.49)$$

Nous trouvons alors cet entier avec :

$$k_\alpha \geq -\frac{\omega_d}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{\xi\omega_n} \cdot \ln(\alpha) + t_p\right) - 1 \quad (3.50)$$

Il s'agit du plus petit entier qui vérifie cette inégalité, nous arrondirons alors le résultat trouvé au supérieur. Nous savons à présent que le temps de stabilisation  $t_s$  est compris dans l'intervalle :

$$t_s \in \left[ t_p + \frac{k_\alpha \pi}{\omega_d}; t_p + \frac{(k_\alpha + 1)\pi}{\omega_d} \right] \quad (3.51)$$

Le temps de stabilisation est alors donné au moment où la fonction  $|z(t)| = \alpha$  à l'intérieur de cet intervalle. Cependant, la forme de celle-ci (composée d'une exponentielle et de fonctions trigonométriques) se prête difficilement à une résolution littérale du problème. Il serait possible d'obtenir une valeur approchée de  $t_s$  en remplaçant  $z(t)$  par une tierce fonction  $\tilde{z}(t)$  bâtie à l'aide de série de Taylor sur cet intervalle, puis de résoudre  $|\tilde{z}(t)| = \alpha$ . La précision de cette méthode dépendra du nombre de termes de la série de Taylor pris en compte.

Nous préférions cependant une méthode numérique via un script Matlab, nous donnant elle aussi un résultat approché. Comme nous avons identifié l'intervalle dans lequel se situe  $t_s$ , nous calculons la valeur de  $|z(t)|$  point par point le long de cet intervalle. Puis nous cherchons pour quelles valeurs de  $t$  la condition  $|z(t)| \leq \alpha$  est respectée. La première de ces valeurs correspond alors au temps de stabilisation  $t_s$  recherché. La précision de cette méthode dépend ici du nombre de points pris en compte pour le calcul de  $|z(t)|$ . Ce nombre est fixé ici à  $10^4$  ce qui nous donne dans le pire des cas une imprécision d'environ 0,1ms.

Nous pouvons noter que puisque  $t_s$  dépend des grandeurs  $\zeta$  et  $\omega_n$ , nous en aurons une représentation 3-D en ce qui concerne la courbe de dimensionnement, à la différence du dépassemement.

Il est aussi important de noter que cette méthode est valide lorsque  $z(t)$  admet plus d'un extremum, soit pour  $k_\alpha \geq 1$ . Dans le cas contraire, l'exponentielle présente dans  $z(t)$  devient prédominante devant le comportement des sinus et cosinus de la fonction. Ainsi, il se peut que  $t_s$  se trouve au-delà de l'intervalle considéré : le script ne renverra alors aucun résultat. Par sécurité, nous considérerons alors l'intervalle suivant sur lequel calculer  $z(t)$  :

$$t_s \in \left[ t_p + \frac{k_\alpha \pi}{\omega_d}; t_p + \frac{(k_\alpha + 2)\pi}{\omega_d} \right] \quad (3.52)$$

De plus, nous avons considéré pour cette méthode que la valeur du dépassement  $D$  est supérieure à  $\alpha$ . Cela est vrai dans la plupart des cas pour notre système, comme nous le verrons avec les courbes présentées à la partie 3.3.7. Cependant, la méthode mise en place ici ne peut s'appliquer pour les cas de figure où  $D \leq \alpha$ , car le système est déjà stabilisé au temps  $t_p$ . Nous intégrons donc au script la condition  $D \leq \alpha$  pour laquelle  $z(t)$  est calculée sur un intervalle débutant à  $t = 0$ .

### 3.3.5 Prise en compte des facteurs d'amortissement $\geq 1$

L'étude menée jusqu'ici concernant les caractéristiques de la réponse temporelle du système n'est valide mathématiquement pour que pour les cas  $\xi < 1$ . Dans les cas contraires, le terme  $\sqrt{1 - \xi^2}$  n'est plus défini. Cela correspond au fait que les racines de l'équation caractéristique (les pôles du système) sont complexes. Le comportement du système n'est alors plus régi par des fonctions trigonométriques, mais par des sinus et cosinus hyperboliques. ( $cosh$  et  $sinh$ ). De plus, le terme  $\sqrt{1 - \xi^2}$  doit être remplacé par  $j \cdot \sqrt{\xi^2 - 1}$  ce qui conduit à ce que  $\omega_d$  devient complexe tel que :

$$\omega_d' = \omega_n \cdot j \cdot \sqrt{\xi^2 - 1} \quad (3.53)$$

Une propriété des fonctions hyperboliques indique que :

$$\cosh(jx) = \cos(x) \quad (3.54)$$

$$\sinh(jx) = j \cdot \sin(x) \quad (3.55)$$

En remplaçant ces nouveaux éléments dans  $\theta'(t)$ , nous retombons sur la même forme que précédemment. Ainsi,  $\theta'(t)$  se comporte de la même manière dans les cas  $\xi < 1$  et  $\xi > 1$  à la différence près qu'il faut considérer la valeur absolue du terme dans la racine carrée. L'étude menée précédemment est donc valide pour  $\xi > 1$ , et nous appliquons les mêmes méthodes afin de calculer le dépassement et le temps de stabilisation.

De plus, Matlab identifie automatiquement les cas où il y a un changement de régime, et calcul directement les nouveaux éléments sous leur forme complexe. Les scripts Matlab réalisés ont donc été codés avec les expressions originelles établies précédemment pour  $\xi < 1$ . Il est cependant important de prendre en compte que certains calculs renvoient des résultats complexes pour les cas  $\xi > 1$ , comme les calculs de  $k_\alpha$  puis de  $t_s$ . Il est alors nécessaire de prendre en compte la valeur absolue de ces résultats, afin qu'ils aient un sens physique.

En ce qui concerne la valeur critique  $\xi = 1$ , nous pouvons voir que la fonction  $\theta'(t)$  n'est pas définie mathématiquement pour ce point, car cela provoque une division par zéro. Cependant, il est tout de même possible de régler le facteur d'amortissement à 1, car le système aura un comportement « normal », le problème étant tout simplement d'origine mathématique. Ainsi, pour quand même disposer de valeurs de  $D$  et  $t_s$  pour ce point critique, nous faisons une régression linéaire entre les valeurs précédentes et suivantes, calculées comme nous l'avons décrit précédemment. Cela revient à faire une moyenne entre ces deux valeurs. Les équations littérales présentées ici sont transférées dans Matlab, où nous calculons point par point  $D$  et  $t_s$ . Soit  $n$  l'indice pour lequel  $\xi = 1$ , et pour une valeur de  $\omega_n$  fixée, nous calculons ces caractéristiques au point critique par :

$$D(n) = \frac{D(n-1) + D(n+1)}{2} \quad (3.56)$$

$$t_s(n) = \frac{t_s(n-1) + t_s(n+1)}{2} \quad (3.57)$$

La précision de ces valeurs dépendra alors du nombre de point utilisé pour le calcul de l'ensemble des valeurs de  $D$  et  $t_s$ , sur les plages de  $\xi$  et  $\omega_n$  considérées.

### 3.3.6 Calcul de la pulsation de coupure

Comme indiqué précédemment dans la partie 3.1, il est préférable que le système ait une faible bande passante, afin de filtrer correctement la composante à deux fois la fréquence fondamentale présente dans le signal  $\varepsilon_{pd}$  (équation (3.4)). Ceci indique que sa pulsation de coupure doit être basse. Bien que nous ayons mis en place un filtrage supplémentaire à cette fin via un filtre de Notch (décrit plus loin en partie 3.4), la pulsation de coupure du système est une caractéristique intéressante à étudier. En effet, les harmoniques de la tension du réseau  $v(t)$  ne seront pas traitées par ce filtrage supplémentaire, et se retrouveront donc dans le signal d'erreur  $\varepsilon_{pd}$ . Comme pour la fondamentale, celles-ci seront multipliées par deux au passage du détecteur de phase. L'harmonique 3 aura ainsi, une composante à six fois la fréquence du réseau, idem pour les harmoniques 5, 7, etc... Afin de s'assurer d'une bonne rejection harmonique de la PLL, nous considérerons donc la pulsation de coupure comme une grandeur à prendre en compte pour le dimensionnement. Plus la bande passante du système est grande – et donc plus la pulsation de coupure est élevée – moins la rejection harmonique sera efficace. De plus, il y aura une interaction entre le filtre de Notch et le système dans le cas d'une trop grande bande passante de ce dernier, diminuant ainsi les performances totales de la PLL. La pulsation de coupure de la PLL est donc importante à prendre en compte pour les problématiques de rejection harmonique et de performance.

A partir de la fonction de transfert de la PLL donnée par l'équation (3.24), le gain du système à la pulsation de coupure  $\omega_c$  s'écrit selon (3.58), où  $G$  le gain en dB à cette pulsation :

$$20 \cdot \log \left( \left| \frac{2\xi\omega_n\omega_c \cdot j + \omega_n^2}{-\omega_c^2 + 2\xi\omega_n\omega_c \cdot j + \omega_n^2} \right| \right) = G \quad (3.58)$$

Nous obtenons alors l'équation suivante où l'inconnue recherchée est la variable  $\omega_c$  :

$$\begin{aligned} 10^{G/10} \cdot \omega_c^4 + \left( (2\xi\omega_n)^2 \cdot \left( 10^{G/10} - 1 \right) - 10^{G/10} \cdot 2\omega_n^2 \right) \cdot \omega_c^2 \\ - \omega_n^4 \cdot \left( 1 - 10^{G/10} \right) = 0 \end{aligned} \quad (3.59)$$

La pulsation de coupure du système (solution réelle de l'équation) est finalement donnée par :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{-B + \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}} \quad (3.60)$$

avec : 
$$\begin{cases} A = 10^{G/10} \\ B = (2\xi\omega_n)^2 \cdot (10^{G/10} - 1) - 10^{G/10} \cdot 2\omega_n^2 \\ C = -\omega_n^4 \cdot (1 - 10^{G/10}) \end{cases}$$

Comme ce fut pour le temps de stabilisation,  $\omega_c$  est ici fonction de  $\xi$  et  $\omega_n$ , forçant une représentation 3-D.

### 3.3.7 Courbes de dimensionnement des paramètres de la PLL

Pour résumer, nous avons jusque ici établi les formules permettant de caractériser le dépassement  $D$ , le temps de stabilisation  $t_s$  et la pulsation de coupure  $\omega_c$  du système en fonction des paramètres de commande  $\xi$  et  $\omega_n$ . Nous avons montré que celles-ci sont valables pour  $\xi > 0$  et  $\omega_n > 0$ . Ces formules et méthodes sont implantées dans un script Matlab afin d'en avoir une représentation graphique. Cela nous permettra alors de fixer un dimensionnement. Le script réalisé est donné en ANNEXE VI.

Les courbes de dimensionnement représentent l'évolution des caractéristiques suivantes :

- Figure 3.7 : le dépassement  $D$  de la réponse à l'échelon en fonction du facteur d'amortissement  $\xi$ , donné par l'équation (3.42);
- Figure 3.8 : le temps de stabilisation  $t_s$  du système en fonction de  $\xi$  et  $\omega_n$ , déterminé par la méthode présentée à la partie 3.3.4, en s'appuyant sur les équations (3.50) et (3.52);
- Figure 3.9 : la pulsation de coupure  $\omega_c$  du système en fonction de  $\xi$  et  $\omega_n$ , donnée par l'équation (3.60). Cette pulsation correspond à la coupure à -3dB du système, soit  $G = -3$  dans l'équation (3.60).

En ce qui concerne les caractéristiques  $t_s$  et  $\omega_c$  (Figure 3.8 et Figure 3.9), nous donnons leur représentation 3-D ainsi que leur représentation dans un plan pour plus de visibilité.

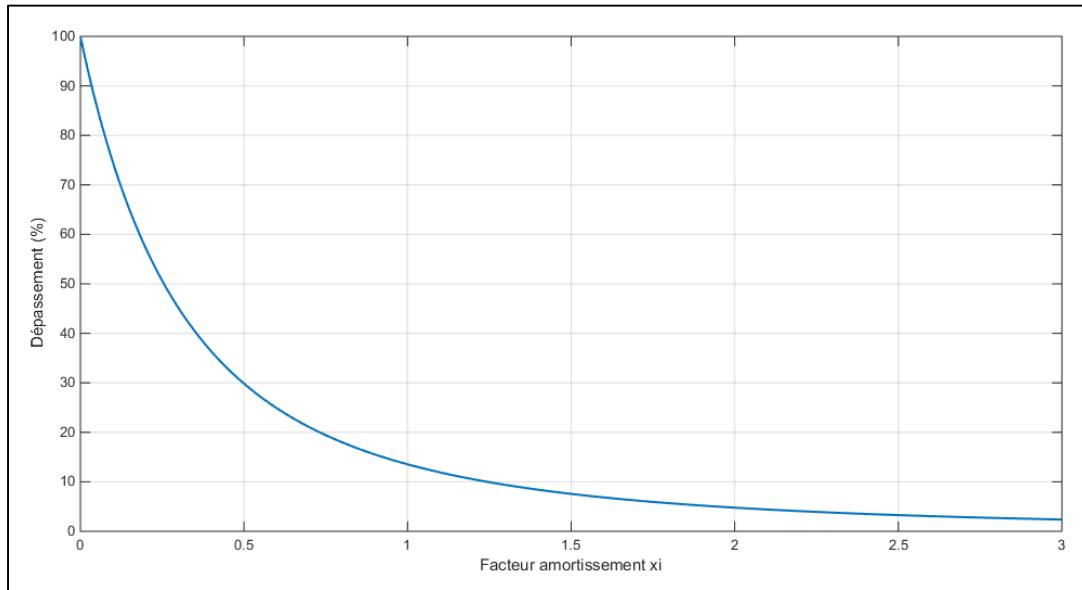


Figure 3.7 Évolution du dépassement de la PLL selon  $\xi$

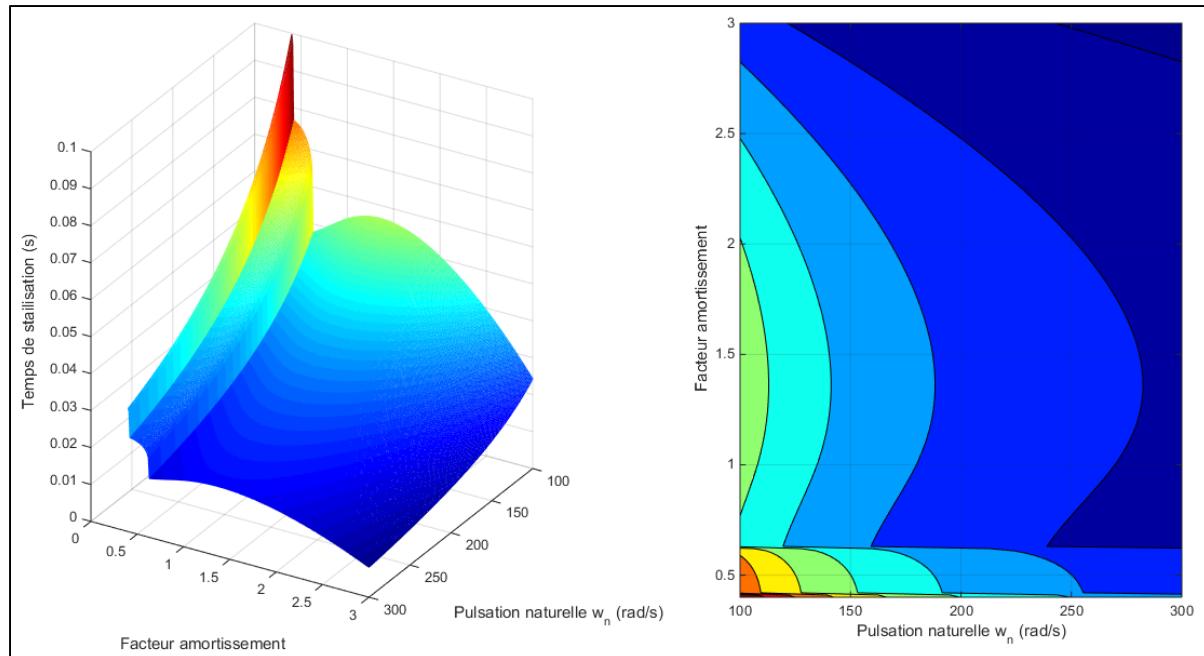


Figure 3.8 Évolution du temps de stabilisation de la PLL selon  $\xi$  et  $\omega_n$

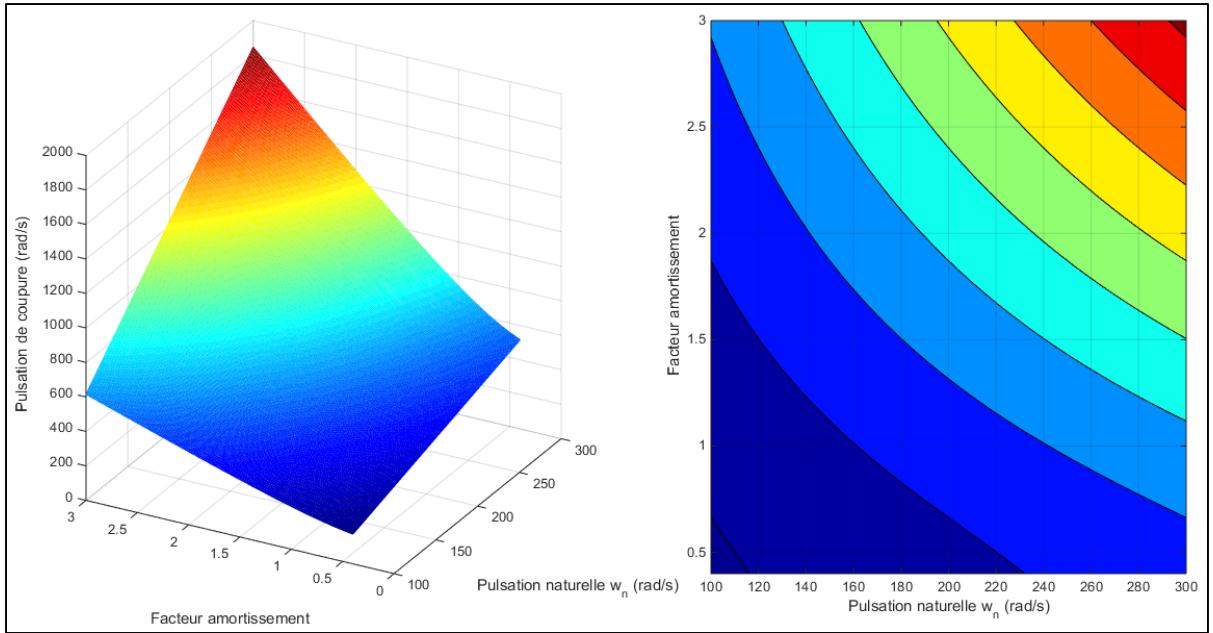


Figure 3.9 Évolution de la pulsation de coupure à -3dB de la PLL selon  $\xi$  et  $\omega_n$

**Note :** attention, les échelles des axes  $X$  et  $Y$  des représentations 3-D des Figure 3.8 et Figure 3.9 sont inversés : l'évolution de  $t_s$  selon  $\xi$  est l'inverse de celle de  $\omega_c$ .

Nous pouvons ici voir que le dépassement de la réponse de la PLL décroît continuellement lorsque  $\xi$  augmente. Il faudra donc s'assurer de ne pas avoir un facteur d'amortissement trop faible pour limiter le dépassement. En ce qui concerne le temps de stabilisation, celui décroît avec la montée de  $\omega_n$ . De plus, un faible facteur de d'amortissement (inférieur à 0,63) provoquera un temps de stabilisation trop long. Par la suite,  $t_s$  augmente légèrement avec  $\xi$  jusqu'à  $\xi \approx 1,4$ , puis décroît de nouveau. La pulsation de coupure suit la tendance inverse par rapport à  $D$  et  $t_s$ . En effet, elle augmente lorsque  $\xi$  et  $\omega_n$  augmentent aussi. Il faudra donc faire un compromis entre de bonnes performances temporelles du système et une réduction de sa bande passante.

Ces courbes sont une aide au dimensionnement, elles nous permettent de fixer un point de fonctionnement à partir d'une analyse graphique. Le dimensionnement retenu devra par la suite être vérifié en simulation. Notons tout de même que ces caractéristiques tracées sont exactes et représentent parfaitement celles du système d'ordre 2 étudié de manière théorique.

Le point de fonctionnement fixé reflétera donc correctement le comportement du système. Seules les valeurs de  $t_s$  sont ici approchées du fait de la méthode employée pour les déterminer. L'imprécision sur ces valeurs est au maximum de 0,1ms.

La partie 3.4 suivante présente l'élément permettant le filtrage de la composante haute fréquence. Celui-ci doit aussi être dimensionné, nous traiterons donc du dimensionnement de chacun des paramètres du système par la suite, à la partie 3.5. Nous nous baserons alors sur les courbes présentées ici aux Figure 3.7, Figure 3.8 et Figure 3.9.

### 3.4 Filtrage de la composante haute fréquence

Comme évoqué précédemment à la partie 3.1, la composante haute fréquence en sortie du détecteur de phase est un problème important de la conception. Pour rappel, le signal d'erreur  $\varepsilon_{pd}$  de la PLL contient un terme  $\sin((\omega + \omega')t + (\Phi + \Phi'))$  conformément à l'équation (3.4). Celui-ci correspond à la composante haute fréquence mentionnée, qui est à deux fois la fréquence fondamentale en régime permanent. Si cette composante n'est pas correctement filtrée, une oscillation indésirable à  $2\omega_0$  se retrouve sur les signaux de sortie concernant la pulsation et l'angle estimé du réseau.

Une des propriétés du bloc LF est justement de filtrer cette composante, en fournissant une faible bande passante au système, mais ce n'est cependant pas suffisant pour empêcher la présence d'oscillations en sortie. Prenons pour exemple les systèmes proposés par (R. Teodorescu et al., 2011) et (Texas Instrument, 2014) qui sont similaires au notre : ils présentent un gain d'environ -15dB à  $2\omega_0$ , ce qui fournit une atténuation de  $\times 0,178$ . En considérant l'amplitude élevée du signal d'entrée  $v(t)$ , qui est de 180V crête dans notre cas, cette atténuation est trop faible pour notre application.

Ayant choisi de travailler dans le référentiel naturel, donc sans transformation de référentiel, nous ne pouvons pas profiter des avantages des structures énumérées à la partie 3.1 sur ce

point. Il convient alors d'implanter un filtrage supplémentaire, qui correspond en un filtre adaptatif de Notch.

### 3.4.1 Principe du filtre adaptatif mis en place

Le filtre mis en place est illustré sur la schématique globale de la PLL à la Figure 3.4. Ce filtre présente une atténuation soudaine à une fréquence spécifique, appelée « fréquence d'encoche », et n'a pas d'impact aux fréquences supérieures et inférieures (excepté sur une certaine plage autour de la fréquence d'encoche). La fonction de transfert de ce filtre est la suivante :

$$H_{Notch}(s) = \frac{y}{u} = \frac{s^2 + 2\xi_1\omega_s s + \omega_s^2}{s^2 + 2\xi_2\omega_s s + \omega_s^2} \quad (3.61)$$

Ici  $\xi_1$  et  $\xi_2$  sont les paramètres à régler pour le dimensionnement du filtre, et  $\omega_s$  est la pulsation d'encoche. Afin d'illustrer son comportement, le diagramme de Bode issu de l'équation (3.61) est présenté à la Figure 3.10.

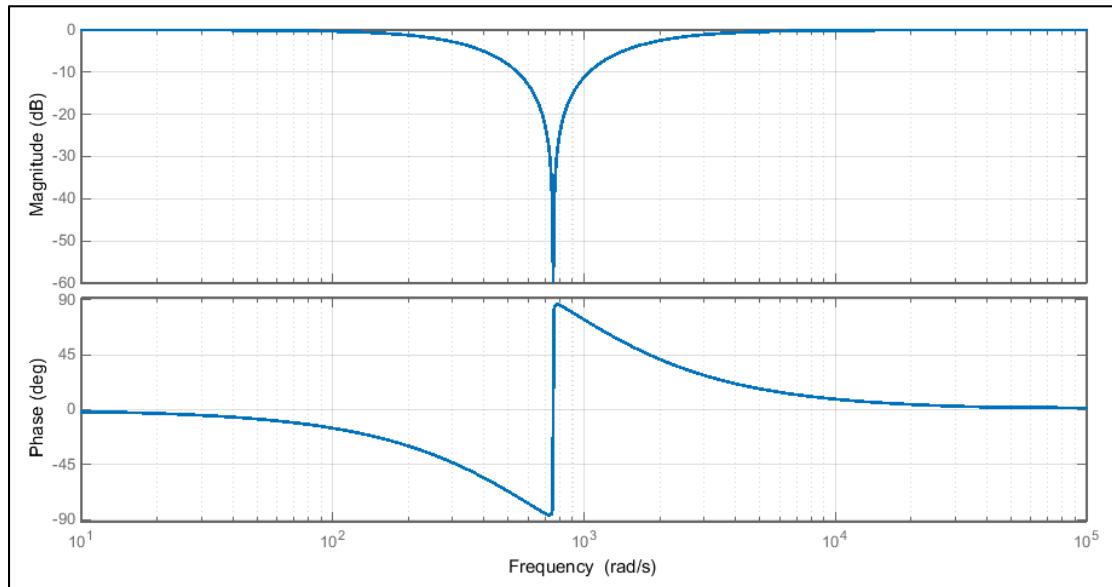


Figure 3.10 Diagramme de Bode d'un filtre de Notch

Les paramètres ont été fixés arbitrairement à  $\xi_1 = 0,001$  et  $\xi_2 = 1$ . La pulsation d'encoche a été choisie à deux fois la pulsation du réseau, soit  $\omega_s = 2\omega_0 = 754 \text{ rad/s}$ . On voit clairement sur la Figure 3.10 que le filtre promulgue une atténuation importante centrée à  $\omega_s$ , ce qui nous intéresse ici pour pouvoir filtrer la composante indésirable du signal  $\varepsilon_{pd}$ .

Ce filtre est conçu adaptatif dans le sens où le paramètre  $\omega_s$  n'est pas une constante fixée à deux fois la fréquence théorique du réseau  $v(t)$ . En effet, afin de pallier aux variations de fréquence de celui-ci,  $\omega_s$  sera ajusté en temps réel avec la pulsation estimée de la PLL :  $\omega_s = 2\omega'$ . Cela permet alors de conserver l'atténuation maximale lors d'excursions en fréquence. Il est aussi possible d'adapter les paramètres  $\xi_1$  et  $\xi_2$  comme présenté par (Texas Instrument, 2014) au lieu de  $\omega_s$ , mais cela revient à changer la bande passante du filtre, ce qui peut amoindrir les performances de la PLL. De plus, cela ne permet pas de conserver l'atténuation maximale obtenue spécifiquement à  $\omega_s$ .

La représentation du filtre adaptatif sous forme de schéma bloc est donnée à la Figure 3.11.

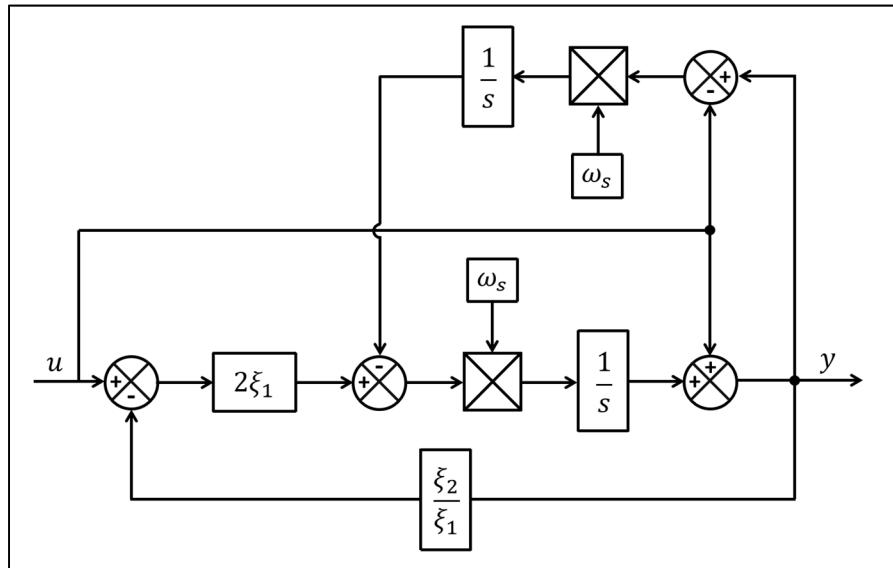


Figure 3.11 Schéma bloc du filtre de Notch adaptatif

Sur la schématique de la PLL, il convient à présent de boucler la sortie donnant la pulsation estimée  $\omega'$  (multipliée par deux) au paramètre  $\omega_s$  afin que celui-ci s'adapte en temps réel.

### 3.4.2 Caractérisation du filtre pour un dimensionnement optimal

L'enjeu est à présent de déterminer les valeurs optimales des paramètres  $\xi_1$  et  $\xi_2$  afin d'obtenir la meilleure atténuation, sans pour autant perturber les performances du système total. Nous procéderons alors de la même manière que précédemment, en étudiant l'évolution des caractéristiques du filtres en fonction de ses paramètres  $\xi_1$  et  $\xi_2$ , à savoir :

- l'atténuation du filtre à la pulsation d'encoche :  $H_{Notch,dB}(\omega_s)$ ;
- sa plage d'atténuation.

La première de ces caractéristiques correspond au gain obtenu à une pulsation  $\omega$ . Nous étudierons ici ce gain à la pulsation d'encoche  $\omega_s$ . Ce gain est défini par :

$$H_{Notch,dB}(\omega) = 20 \log(|H_{Notch}(j\omega)|) \quad (3.62)$$

En utilisant les expressions (3.61) et (3.62) et en posant  $s = j\omega$ , il vient :

$$H_{Notch,dB}(\omega) = 20 \log \left( \frac{|-\omega^2 + 2\xi_1\omega_s \cdot j\omega + \omega_s^2|}{|-\omega^2 + 2\xi_2\omega_s \cdot j\omega + \omega_s^2|} \right) \quad (3.63)$$

$$\Leftrightarrow H_{Notch,dB}(\omega) = 20 \log \left( \frac{\sqrt{(2\xi_1\omega_s\omega)^2 + (\omega_s^2 - \omega^2)^2}}{\sqrt{(2\xi_2\omega_s\omega)^2 + (\omega_s^2 - \omega^2)^2}} \right) \quad (3.64)$$

En considérant la pulsation d'encoche, soit  $\omega = \omega_s$ , le gain du filtre à cette pulsation se simplifie sous la forme :

$$H_{Notch,dB}(\omega_s) = 20 \log \left( \frac{\xi_1}{\xi_2} \right) \quad (3.65)$$

La seconde caractéristique nous intéressant est la plage d'atténuation du filtre. Nous définissons celle-ci comme étant la plage dans laquelle l'atténuation du filtre est inférieure à

-3dB. Pour garder cette étude la plus générale possible, nous notons  $H_{cut}$  le gain définissant cette plage, soit :

$$H_{Notch,dB}(\omega) \leq H_{cut} = -3dB \quad (3.66)$$

En observant la Figure 3.10, nous voyons que cette plage est comprise entre deux pulsations basse et haute, que nous notons respectivement  $\omega_{c1}$  et  $\omega_{c2}$ . Nous cherchons alors à déterminer ces grandeurs en fonctions des paramètres du système. En se basant sur l'équation (3.64) cela correspond à résoudre l'équation suivante, où  $\omega$  est l'inconnue :

$$20 \log \left( \frac{\sqrt{(2\xi_1\omega_s\omega)^2 + (\omega_s^2 - \omega^2)^2}}{\sqrt{(2\xi_2\omega_s\omega)^2 + (\omega_s^2 - \omega^2)^2}} \right) = H_{cut} \quad (3.67)$$

$$\frac{(2\xi_1\omega_s\omega)^2 + (\omega_s^2 - \omega^2)^2}{(2\xi_2\omega_s\omega)^2 + (\omega_s^2 - \omega^2)^2} = 10^{H_{cut}/10} \quad (3.68)$$

Pour simplifier les expressions, nous posons :

$$G = 10^{H_{cut}/10} \quad (3.69)$$

L'équation à résoudre se met alors sous la forme :

$$\omega^4 + 2\omega_s^2(2\xi_1^2 - 1) \cdot \omega^2 + \omega_s^4 = G \cdot (\omega^4 + 2\omega_s^2(2\xi_2^2 - 1) \cdot \omega^2 + \omega_s^4) \quad (3.70)$$

En ramenant les deux parties du même côté, nous obtenons :

$$\omega^4 \cdot (G - 1) + \omega^2 \cdot 2\omega_s^2(2(G\xi_2^2 - \xi_1^2) - (G - 1)) + \omega_s^4(G - 1) = 0 \quad (3.71)$$

Cette résolution s'effectue de manière analogue à celle de la pulsation de coupure de la PLL présentée à la partie 3.3.6. Deux solutions réelles à l'équation (3.71) existent, qui correspondent aux pulsations de coupure basse  $\omega_{c1}$  et haute  $\omega_{c2}$  recherchées :

$$\omega_{c1,2} = \sqrt{\frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}} \quad (3.72)$$

avec : 
$$\begin{cases} A = G - 1 \\ B = 2\omega_s^2 \cdot (2(G \cdot \xi_2^2 - \xi_1^2) - (G - 1)) \\ C = \omega_s^4(G - 1) \end{cases}$$

Nous pouvons alors déterminer la plage d'atténuation du filtre selon :

$$\Delta\omega_c = \omega_{c2} - \omega_{c1} \quad (3.73)$$

### 3.4.3 Courbes de dimensionnement du filtre adaptatif de Notch

Nous nous baserons ici sur les relations (3.65), (3.72) et (3.73) pour effectuer le dimensionnement du filtre de Notch. Comme précédemment, nous donnons les courbes des caractéristiques calculées afin de visualiser l'évolution de celles-ci en fonction des paramètres du système.

L'évolution du gain du filtre à la pulsation d'encoche est donnée à la Figure 3.12 en utilisant l'expression (3.65). Les évolutions de  $\omega_{c1}$ ,  $\omega_{c2}$  et  $\Delta\omega_c$  sont tirées des expressions (3.72) et (3.73). En les traçant, nous nous apercevons que ces grandeurs ne varient presque pas en fonction de  $\xi_1$  sur la plage de variation considérée (moins de 1% entre deux valeurs extrêmes de  $\xi_1$ ). Ce terme n'est donc pas pris en compte pour leur étude, ce qui simplifie l'analyse graphique. Nous traçons ainsi ces trois grandeurs uniquement en fonction de  $\xi_2$  en Figure 3.13, et en fixant une valeur de  $\xi_1$  au milieu de sa plage de variation.

Le script Matlab utilisé pour obtenir ces figures est donné en ANNEXE VII.

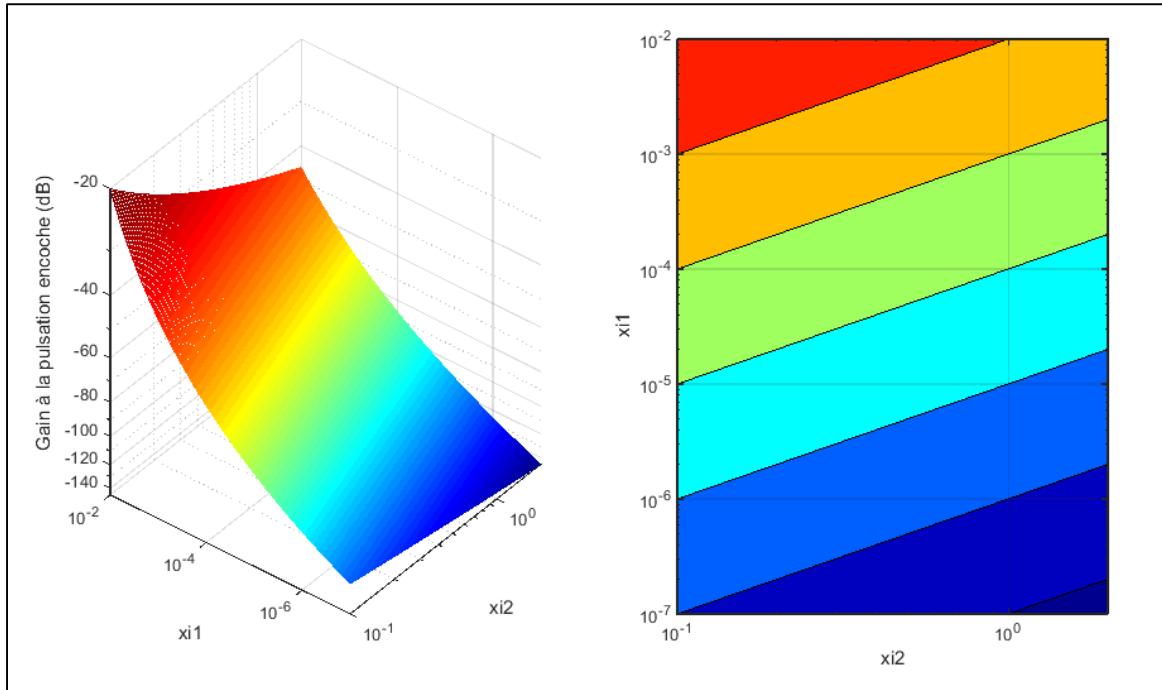


Figure 3.12 Évolution du gain du filtre de Notch à la pulsation d'encoche

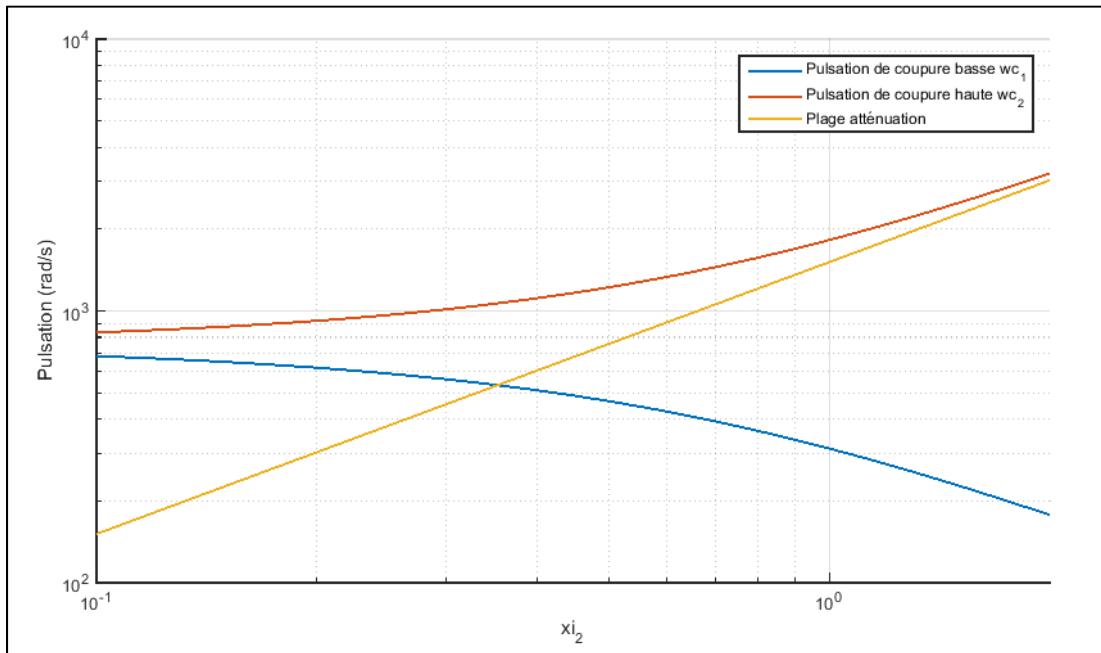


Figure 3.13 Évolution des pulsations de coupure du filtre de Notch

### 3.5 Dimensionnement retenu

Nous avons jusque ici établi les courbes de dimensionnement du compensateur PI de la PLL, en se basant sur les caractéristiques du dépassement, du temps de stabilisation et de la pulsation de coupure à -3dB. De la même manière, le dimensionnement du filtre adaptatif sera fait en considérant son atténuation à la fréquence d'encoche, et ses pulsations de coupure. Il convient à présent de fixer les paramètres des quatre variables de commande en se basant sur le travail effectué ici, à savoir  $\xi$  et  $\omega_n$  pour le filtre PI, et  $\xi_1$  et  $\xi_2$  pour le filtre de Notch. Nous procéderons tout d'abord au dimensionnement des paramètres  $\xi$  et  $\omega_n$ , ce qui permettra d'en connaître les caractéristiques exactes. De là nous pourrons alors choisir les paramètres  $\xi_1$  et  $\xi_2$  du filtre de Notch.

Nous cherchons à avoir un système rapide, avec un temps de stabilisation de 1 à 2 cycles. Pour cela il conviendrait de fixer des valeurs élevées de  $\xi$  et  $\omega_n$  conformément à la Figure 3.8. Cependant cela augmenterait la fréquence de coupure du système comme nous pouvons le voir sur la Figure 3.9 – et donc sa bande passante – ce qui détériorerait la rejetion harmonique dans le cas d'un réseau pollué. Un compromis doit donc être fait entre ces deux aspects. Nous avons l'information concernant la fréquence de coupure de la PLL pour différent dimensionnements, mais le comportement du système lors de perturbations harmoniques n'est pas rigoureusement quantifiable. Nous affinerons alors le point de fonctionnement fixé en simulation pour ce cas de figure, en retenant la règle générale qu'une diminution de la bande passante permet une augmentation du rejet des perturbations harmoniques. Cela est réalisable en abaissant les valeurs de  $\xi$  et  $\omega_n$ .

Avec l'analyse des courbes de dimensionnement, puis après affinage en simulation, les valeurs suivantes sont finalement retenues :

$$\begin{cases} \xi = 0,65 \\ \omega_n = 160 \text{ rad/s} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k_p = 2,31 \\ k_i = 284,4 \end{cases} \quad (3.74)$$

Pour rappel, les corrélations entre  $\zeta$  et  $\omega$  et les gains du compensateur PI sont données par l'équation (3.25). Les caractéristiques du système pour ce point de fonctionnement sont les suivantes :

- dépassement :  $D = 22,8\%$ ;
- temps de stabilisation à  $\pm 2\%$  :  $t_s = 30ms$ ;
- pulsation de coupure à -3db :  $\omega_c = 317,4 rad/s \Rightarrow f_c = 50,5Hz$ .

Notons que la fréquence de coupure du système est élevée (proche de la fréquence du réseau), ce qui indique une large bande passante. Le gain de la PLL à deux fois la fondamentale est de -11dB, ce qui est insuffisant pour filtrer convenablement cette composante comme indiqué à la partie 3.4. L'intérêt d'insérer le filtre de Notch prend ici tout son sens.

En ce qui concerne le dimensionnement de ce dernier, nous cherchons à avoir une atténuation maximale à la pulsation d'encoche, sans que le filtre n'interfère sur les performances du système. La Figure 3.12 nous montre que le gain du filtre à  $2\omega_0$  diminue lorsque  $\zeta_1$  est faible, et lorsque  $\zeta_2$  augmente. L'idéal serait donc de fixer une valeur élevée pour  $\zeta_2$ , et inversement pour  $\zeta_1$ . Cependant, un autre aspect entre en compte pour ce dimensionnement. Il est nécessaire que le filtre de Notch soit en quelque sorte un « organe invisible » pour le système, et qu'il n'interfère donc pas avec celui-ci. Ceci indique que le diagramme de Bode du filtre ne doit pas modifier celui du système, car ce dernier a été dimensionné spécifiquement pour obtenir les caractéristiques présentées ci-dessus. Dans le cas contraire, les performances de la PLL ne correspondraient pas à celles prévues par le choix des valeurs de  $\zeta$  et  $\omega_n$ . C'est donc pour cela que le dimensionnement du filtre de Notch intervient après celui du compensateur PI. Pour étudier cette problématique, nous nous intéresserons ici à la pulsation de coupure basse du filtre  $\omega_{c1}$ . Plus celle-ci est faible, plus le diagramme de Bode du filtre se superposera avec celui de la PLL, ce qui est ici indésirable. Ainsi,  $\omega_{c1}$  doit être plus haute que la pulsation de coupure de la PLL.

Cependant, plus la plage d'atténuation du filtre  $\Delta\omega_c$  est large, plus la rejetion harmonique sera efficace aux fréquences comprises dans cet intervalle, ce qui est intéressant. De plus, le filtre est adaptatif, ce qui indique que la fréquence d'encoche est ajustée en temps réel pour palier à une déviation de fréquence du réseau. Cependant, cet ajustement n'est pas instantané et dépend de la réactivité du système. Ainsi, durant ce régime transitoire, le filtre ne fournira pas l'atténuation maximale souhaitée, jusqu'à ce qu'il se cale sur la fréquence réelle du réseau. Il est donc préférable que le filtre ait une plage d'atténuation  $\Delta\omega_c$  suffisante pour obtenir une bonne atténuation lors d'une déviation en fréquence.

Toutefois, une large plage d'atténuation correspond à une diminution de  $\omega_{c1}$ . Il faut donc faire un compromis entre ces différents aspects : diminuer  $\omega_{c1}$  conduit à une meilleure rejetion harmonique et un meilleur filtrage lors d'excursion en fréquence, mais cela correspond aussi à empiéter sur le dimensionnement de la PLL.

Ainsi, pour le choix des valeurs, nous nous assurerons que la pulsation de coupure basse ne soit que légèrement supérieure à la pulsation de coupure du système. Comme  $\xi_2$  est le terme influant sur cette caractéristique, il sera fixé en priorité à l'aide de la Figure 3.13 afin de s'assurer que  $\omega_{c1} > \omega_c$ . Ensuite  $\xi_1$  sera choisi selon la Figure 3.12 afin d'obtenir une atténuation suffisante.

En prenant ces éléments en compte, les valeurs suivantes sont finalement choisies :

$$\begin{cases} \xi_1 = 1 \cdot 10^{-6} \\ \xi_2 = 0,9 \end{cases} \quad (3.75)$$

Les caractéristiques du filtre sont alors les suivantes :

- gain du filtre à la pulsation d'encoche :  $H_{Notch,dB}(\omega_s) = -119dB$ ;
- pulsation de coupure basse à -3dB :  $\omega_{c1} = 335 \text{ rad/s} \Rightarrow f_{c1} = 53,3 \text{ Hz}$ ;
- pulsation de coupure haute à -3dB :  $\omega_{c2} = 1696 \text{ rad/s} \Rightarrow f_{c2} = 269,9 \text{ Hz}$ ;
- plage d'atténuation :  $\Delta\omega_c = 1360 \text{ rad/s} \Rightarrow \Delta f_c = 216,6 \text{ Hz}$ .

La Figure 3.14 présente les diagrammes de Bode de la PLL et du filtre de Notch avec les paramètres retenus, tracés à partir des expressions (3.24) et (3.61).

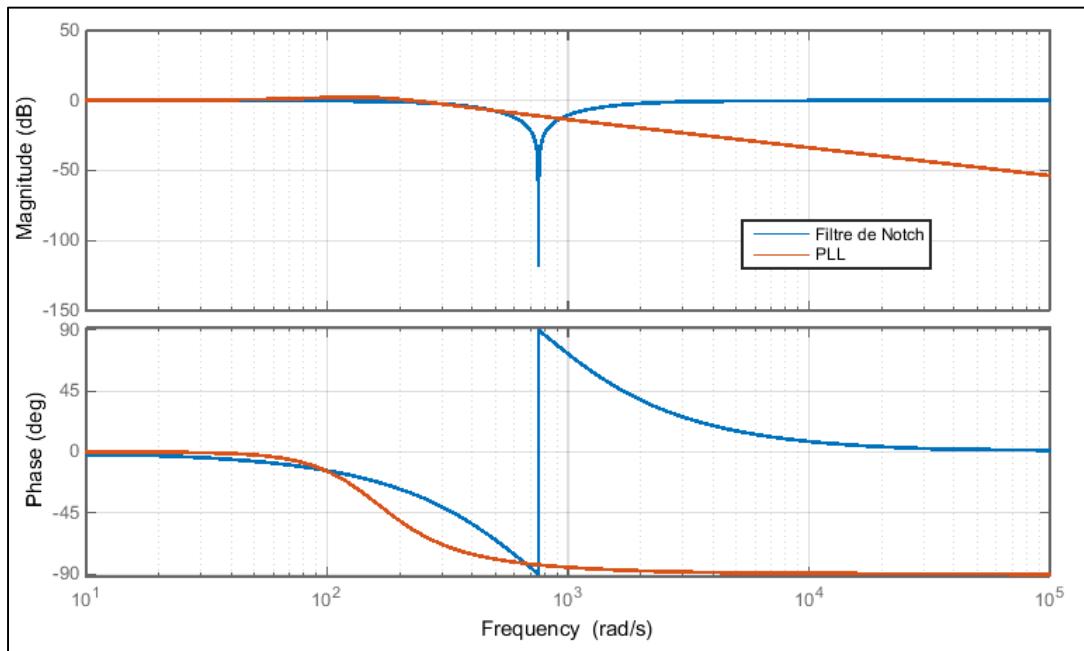


Figure 3.14 Diagrammes de Bode de la PLL et du filtre de Notch  
avec le dimensionnement retenu

Notons que nous avons ici considéré les pulsations de coupures à -3dB pour chacun des deux dimensionnement.  $\omega_c$  et  $\omega_{c1}$  étant de valeurs proches, les deux diagrammes de Bode se superposent légèrement autour de ces fréquences, ce qui influera légèrement sur les performances du système.

### 3.6 Résultats et discussion

Nous testons ici la PLL sous Simulink, dont le fichier de simulation est donné en ANNEXE VIII, et son script d'initialisation en ANNEXE IX. Nous procédons à trois tests : le premier lors d'une variation de fréquence du réseau de +3Hz en échelon, le second pour une variation de la phase de ce dernier de +30°, puis nous testerons le système lorsque le réseau présente un contenu harmonique. Ces tests de variation de fréquence et de phase sont agressifs et ne reflètent pas un cas réel, ils nous permettent ici de tester la robustesse du système dans les

pires conditions. Ces variations interviennent lorsque le régime permanent est atteint. L'origine de l'axe X ne sera donc pas à 0. Lors du test en variation de fréquence, nous compareront le système mis en place avec une configuration sans filtrage de la composante HF, et avec une configuration où le filtrage n'est pas adaptatif. Cela permettra de mettre en lumière l'utilité et le comportement du filtre de Notch. Nous tracerons les caractéristiques concernant la pulsation et l'angle estimés  $\omega'(t)$  et  $\theta'(t)$ , ainsi que le sinus reconstitué par les informations de la PLL ( $V\sin(\omega't)$ ). En ce qui concerne l'angle  $\theta'(t)$ , nous ne représenterons que son erreur par rapport à la référence, car il s'agit d'une fonction croissante sur tout l'intervalle de temps. La représentation graphique de  $\theta'(t)$  ne permet donc pas de déceler de variations.

### 3.6.1 Test d'une variation de fréquence

Les résultats d'une variation de fréquence de la tension du réseau de  $+3\text{Hz}$  à  $t = 100\text{ms}$  sont donnés aux Figure 3.15, Figure 3.16 et Figure 3.17.

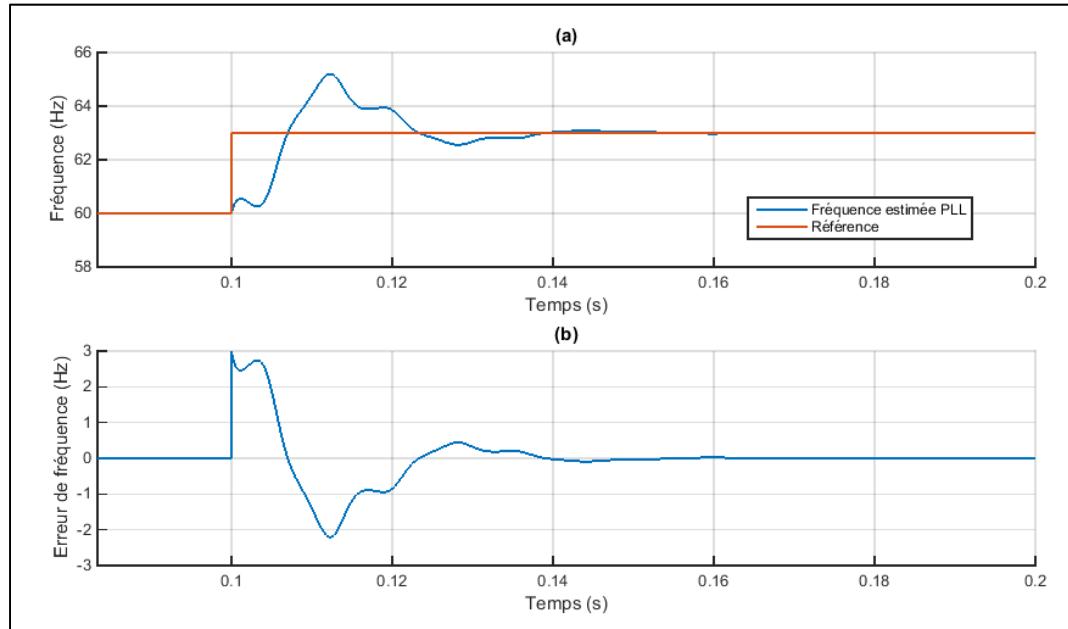


Figure 3.15 Variation de fréquence de  $+3\text{Hz}$  (a) Fréquence estimée par la PLL ;  
(b) Erreur de fréquence par rapport à la référence

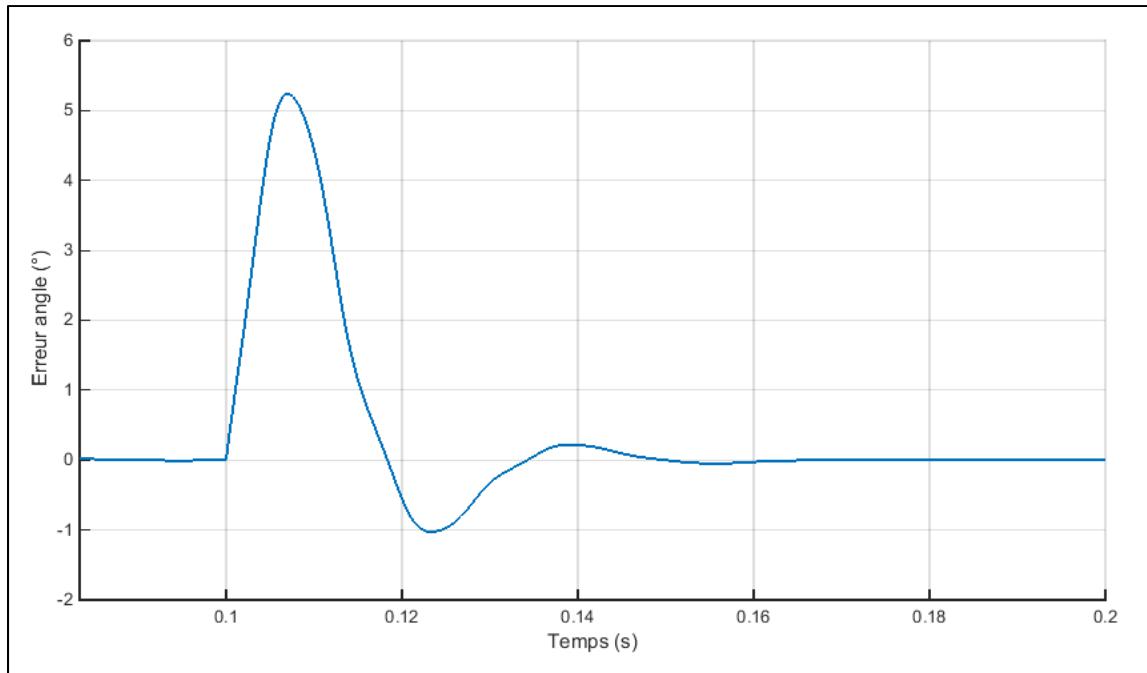


Figure 3.16 Variation de fréquence de +3Hz - Erreur d'angle estimé par la PLL

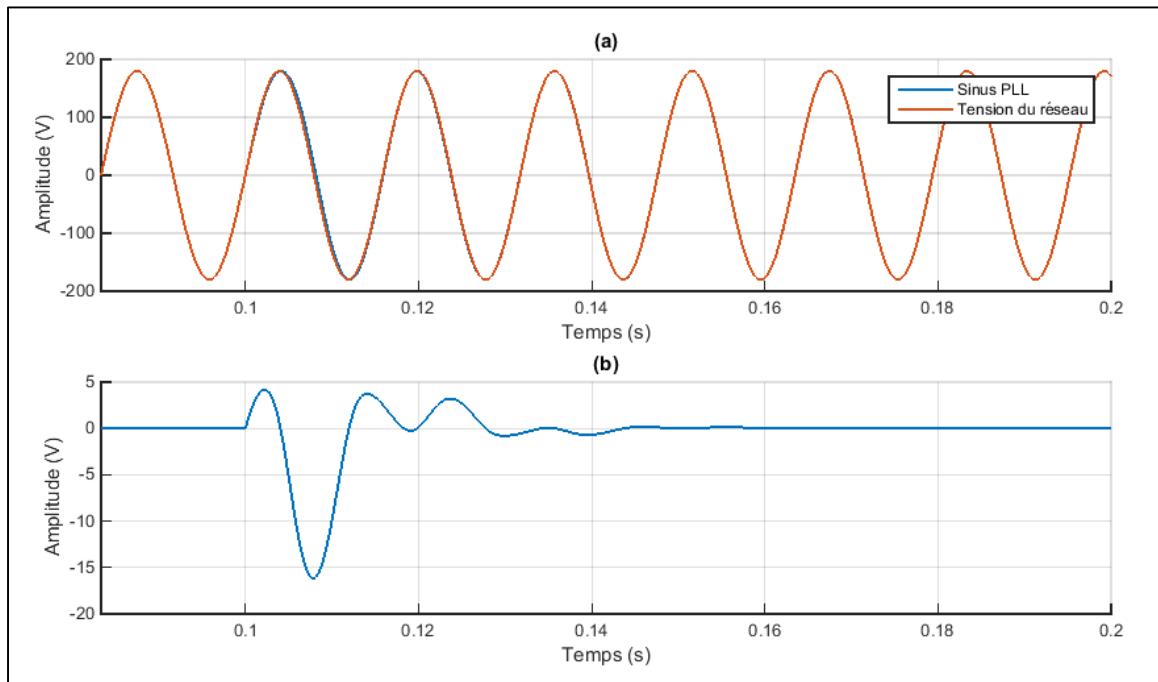


Figure 3.17 Variation de fréquence de +3Hz (a) Sinus reconstitué par la PLL ;  
(b) Erreur sur le sinus reconstitué

Le système se stabilise ici entre 30 et 40ms. Nous avons réglé les gains du compensateur PI pour obtenir  $t_s = 30ms$ . Les valeurs d'erreurs à partir de 30ms après avoir appliqué l'échelon sont tout de même très satisfaisantes. Les légères oscillations présentes sur les courbes correspondent à la réactivité du filtre de Notch. Durant le régime transitoire, celui-ci fournit une atténuation moindre à deux fois la fréquence du réseau, car celle-ci a variée. L'efficacité du filtre diminue alors, le temps qu'il se cale sur la nouvelle fréquence estimée par le système. Toutefois ces oscillations sont faibles, ce qui indique que le filtre réagit bien à ces variations. L'influence du filtre de Notch sur les performances du système peut se remarquer ici, car il ne s'agit pas des résultats exacts attendus. La différence entre les résultats attendu et ceux obtenus est cependant minime, ce qui montre que le dimensionnement du système respecte bien les compromis évoqués précédemment : l'influence du filtre sur le système devait être limitée au maximum, tout en gardant une bonne atténuation lors d'une variation de fréquence.

Nous pouvons remarquer que le système réagit en environ deux cycles. Le système est donc rapide, il revient en régime stabilisé au bout d'environ deux cycles, ce qui est satisfaisant. Comme l'indiquent les standards en vigueur (voir ANNEXE II), le convertisseur doit se déconnecter du réseau en 160ms lors d'une variation de tension de 3Hz ou plus. Une telle variation est donc détectable avec la PLL dimensionnée qui réagit en moins de 40ms. D'autant plus que nous avons testé ici le cas d'une variation en échelon (donc très brutale), ce qui est impossible en réalité sur les réseaux électriques. Ce test indique donc que le système est capable d'opérer en condition anormale de fréquence (*Frequency Ride-Through – L/HFRT*) comme préconisé par la *Rule 21* (voir ANNEXE III).

De plus, nous pouvons noter que le filtre de Notch est particulièrement efficace lors de variations de fréquence, où la composante à deux fois la « nouvelle » fréquence du réseau est correctement compensée en régime permanent. C'est pourquoi nous l'avons conçu comme étant adaptatif en fonction de la fréquence.

### 3.6.2 Test d'une variation de phase

Nous appliquons ici une variation de phase du réseau de  $+30^\circ$  au temps  $t = 100ms$ . Les résultats sont présentés aux Figure 3.18, Figure 3.19 et Figure 3.20.

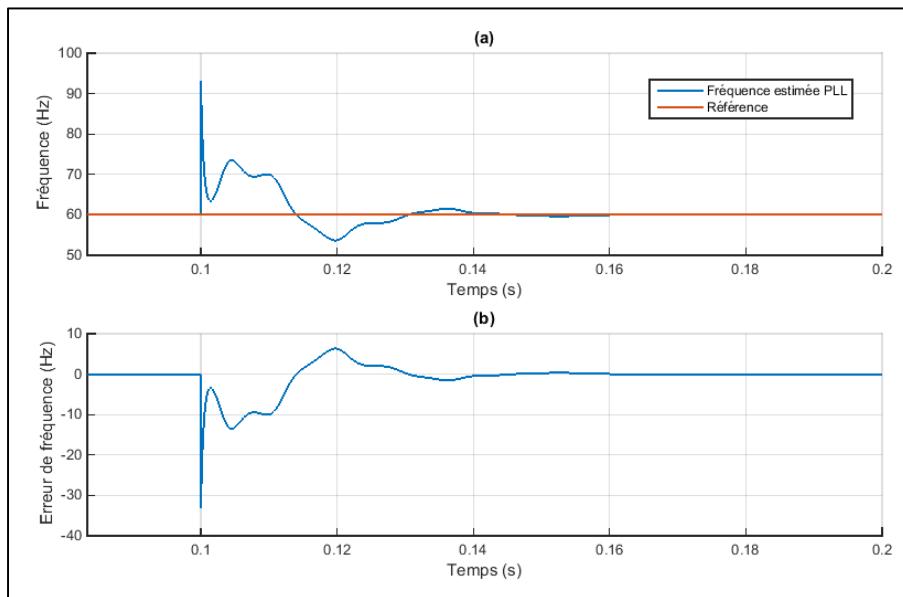


Figure 3.18 Variation de phase de  $+30^\circ$  (a) Fréquence estimée par la PLL ;  
(b) Erreur de fréquence par rapport à la référence

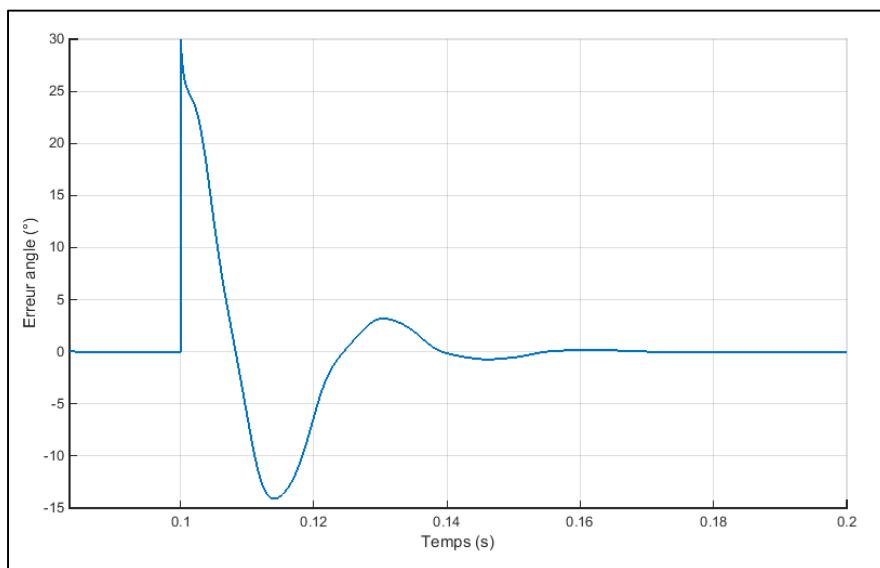


Figure 3.19 Variation de phase de  $+30^\circ$  - Erreur d'angle estimé par la PLL

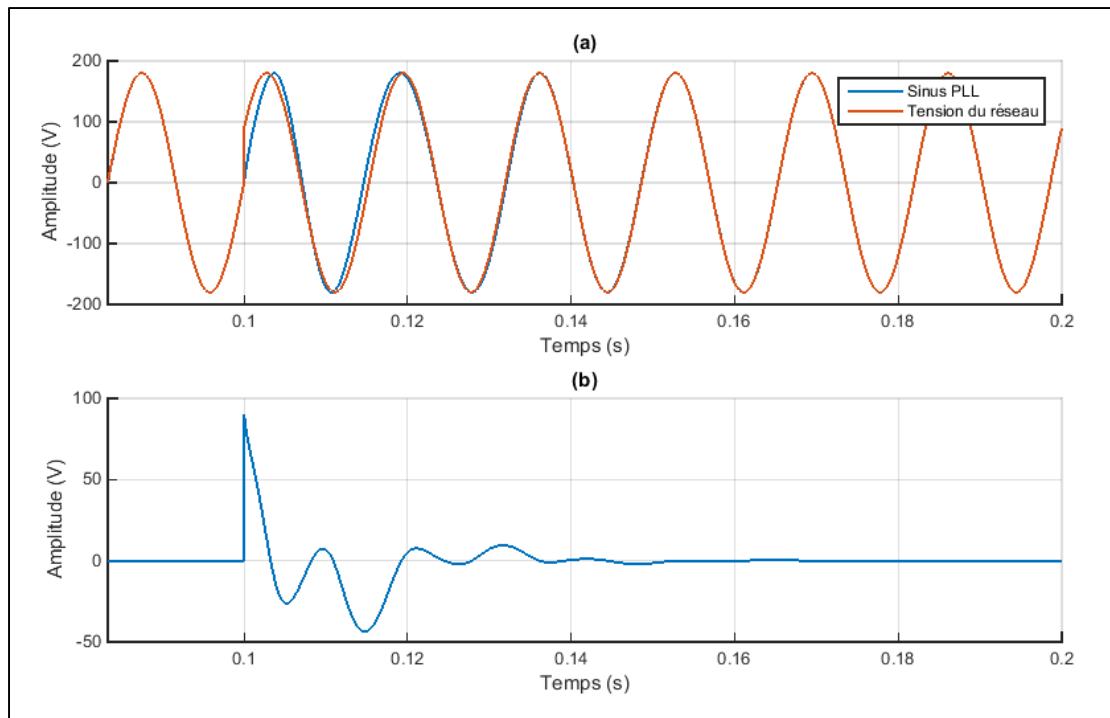


Figure 3.20 Variation de phase de  $+30^\circ$  (a) Sinus reconstitué par la PLL ;  
(b) Erreur sur le sinus reconstitué

Comme pour le test avec variation de fréquence, nous voyons que le système réagit globalement avec la même rapidité. Celui-ci étant réactif, la pulsation estimée subit de très fortes variations afin de corriger rapidement l'angle de sortie de la PLL.

### 3.6.3 Test avec contenu harmonique du réseau

Il s'agit du test le plus critique : les caractéristiques du système découlant du dimensionnement ont globalement été vérifiées par les deux précédents tests, mais la capacité de rejet harmonique de la PLL est difficilement quantifiable. La fréquence de coupure à -3dB est de 50,5Hz, ce qui est élevé. Les harmoniques basses fréquences ne seront pas complètement atténuées.

Nous considérons ici un réseau pollué selon les données d'Hydro-Québec sur les réseaux moyenne et basse tension : (Hydro-Québec, 2016). Nous considérons les valeurs maximales des tensions harmoniques – paires et impaires – données dans ce document jusqu'à

l'harmonique 15, ce qui correspond à un THD de la tension du réseau d'environ 12,5%. Il s'agit d'un cas critique, le THD de tension du réseau est généralement inférieur à 8%. Le Tableau 3.1 indique les amplitudes des harmoniques considérées.

Tableau 3.1 Valeur des harmoniques de tension sur les réseaux basse et moyenne tension  
d'Hydro-Québec  
Tiré de (Hydro-Québec, 2016)

Harmoniques impaires		Harmoniques paires	
Ordre	Amplitude (% fondamentale)	Ordre	Amplitude (% fondamentale)
3	6	2	2
5	6	4	1,5
7	5	6	0,75
9	3,5	8	0,6
11	3,5	10	0,6
13	3	12	0,5
15	2	14	0,5

Nous présentons ici le sinus reconstitué par la PLL ainsi que la courbe de la tension du réseau (polluée) à la Figure 3.21. À noter que la référence du sinus reconstitué est un sinus pur, sans pollution harmonique. De plus, les spectres harmoniques de ces signaux sont présentés à la Figure 3.22.

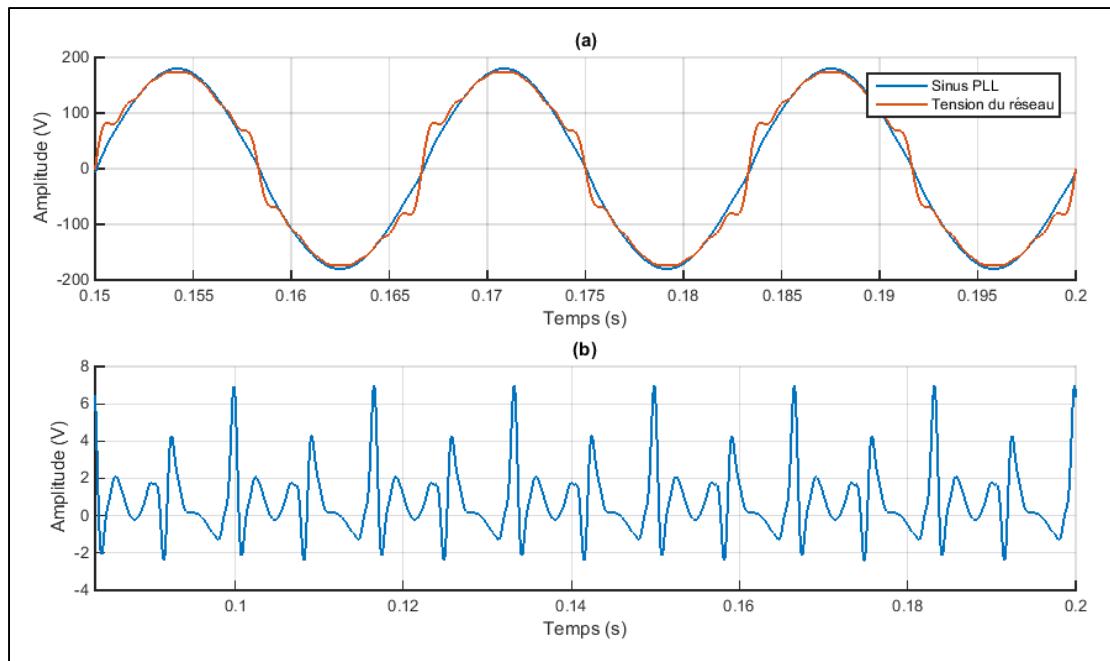


Figure 3.21 Cas d'un réseau pollué (a) Sinus reconstitué par la PLL ;  
(b) Erreur sur le sinus reconstitué

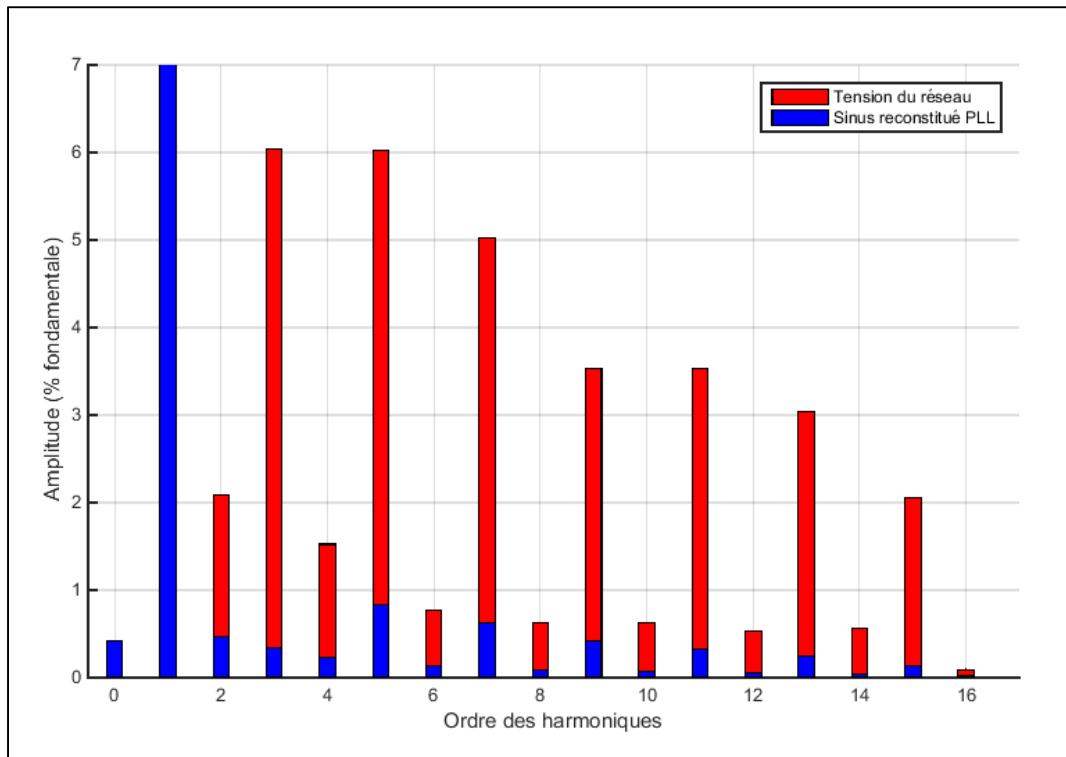


Figure 3.22 Spectre de tension d'un réseau pollué et du sinus reconstitué par la PLL

Le THD du sinus reconstitué par la PLL est de 1,34%, alors que celui de la tension du réseau est de 12,5%. La rejection harmonique du système est donc efficace, bien qu'il subsiste un léger contenu harmonique à sa sortie. Il s'agit d'un élément important, car la PLL est un organe situé en amont de la régulation du convertisseur connecté au réseau. Ainsi, si le signal en sortie de la PLL est empreint d'harmoniques trop importantes, cela sera néfaste pour le contrôle du convertisseur (exposé au CHAPITRE 4). Dans ce cas, il y a un risque de ne pas être conforme à la norme IEEE-1547 sur ce point, qui indique que le THD de courant du système total (PLL + régulation + convertisseur) ne doit pas excéder 5% (voir ANNEXE II). Cette problématique sera traitée spécifiquement lors de la conception de la commande du convertisseur.

Comme discuté à la partie concernant le dimensionnement, la bande passante de la PLL influe grandement sur la rejection harmonique. Après un test en simulation, un système dimensionné avec une fréquence de coupure de 85Hz (donc une plus grande bande passante) présente un THD de plus de 5% sur son sinus reconstitué. Pour rappel, la fréquence de coupure fixée ici est de 50Hz (voir partie 3.5). Cela illustre clairement ce phénomène.

### 3.6.4 Comparaison avec une configuration sans filtrage

Pour illustrer l'importance du filtre de Notch, nous testons ici la PLL tout d'abord sans filtre. Le bloc LF est donc uniquement constitué du compensateur PI. De plus, nous faisons un second test où le filtre de Notch est bien présent, mais où il n'est pas adaptatif. Cela est réalisé lors d'une variation de fréquence comme précédemment. La fréquence d'encoche du filtre est fixée et maintenue constante à deux fois la fréquence théorique du réseau, soit 120Hz. Les paramètres du système sont les mêmes que ceux établis ici pour ces tests.

Les Figure 3.23 et Figure 3.24 montrent la fréquence estimée par la PLL, respectivement pour les tests sans filtre de Notch, et avec un filtre non adaptatif.

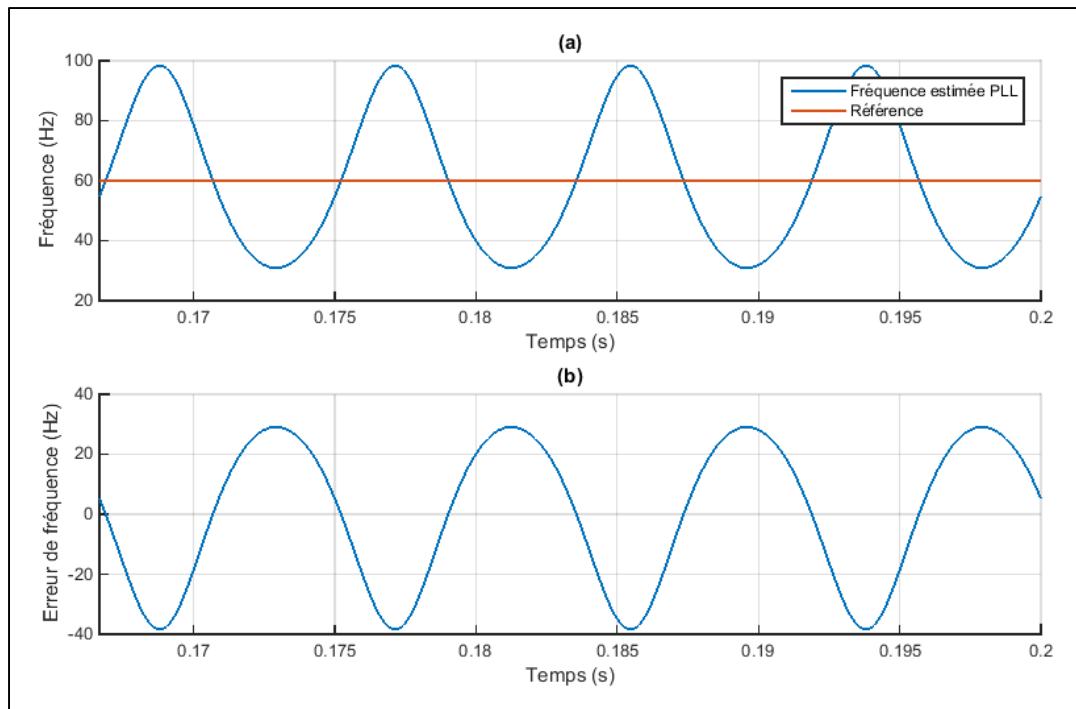


Figure 3.23 Test de la PLL sans filtre de Notch (a) Fréquence estimée ;  
(b) Erreur de fréquence

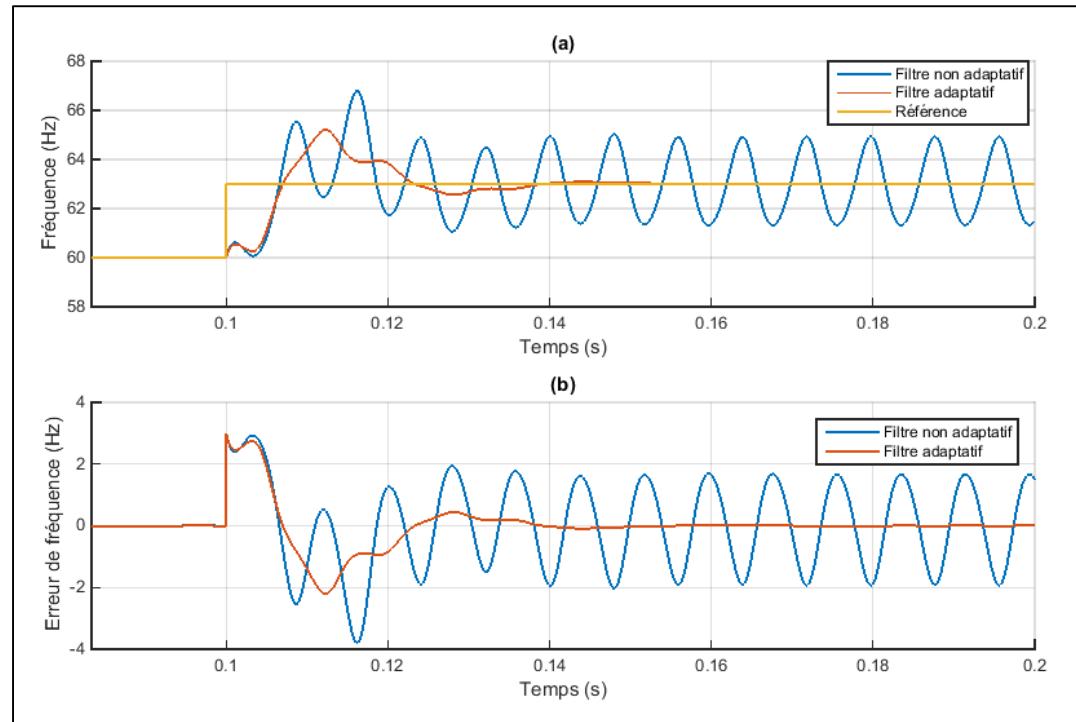


Figure 3.24 Comparaison d'un filtrage adaptatif et non adaptatif lors d'une variation de fréquence de +3Hz (a) Fréquence estimée ; (b) Erreur de fréquence

Tout d'abord, la configuration du système sans filtrage de la composante HF renvoie une erreur importante lors de l'estimation de la fréquence, comme le montre la Figure 3.23. Celle-ci a été tracée en régime permanent sur deux cycles du signal d'entrée de la PLL (la tension du réseau pour notre application). On y voit que l'erreur est périodique, à deux fois la fréquence du réseau. La bande passante de la PLL étant trop large pour filtrer correctement la composante HF, celle-ci se retrouve sur les signaux de sortie de la PLL. Une telle configuration est inapplicable, l'erreur d'estimation étant très importante, d'où l'intérêt d'un élément de filtrage supplémentaire.

La Figure 3.24 présente la fréquence estimée par le système actuel, et par un système où le filtre n'est pas adaptatif. Ces deux configurations ont le même comportement lorsque la fréquence du réseau est égale à sa fréquence théorique de 60Hz, ce qui est logique car le filtrage est optimal à ce point de fonctionnement dans les deux cas. En revanche, lors d'une excursion en fréquence, l'atténuation du filtre non adaptatif à la fréquence réelle du réseau est amoindrie. Il apparaît alors la composante à  $2\omega_0$  sur l'estimation de la fréquence, le filtrage n'étant pas optimal. Cela est corrigé avec le filtre adaptatif, avec lequel l'atténuation maximale est ajustée avec la fréquence estimée. Cela conduit en régime stabilisé à une erreur nulle sur celle-ci.

### 3.7 Conclusion du Chapitre 3

Nous avons établi dans ce chapitre tout d'abord un bref état de l'art des structures de PLLs existantes et de leurs avantages. Suite à cela, il a été décidé de sélectionner une structure basique de PLL monophasée, où le détecteur de phase correspond à un simple multiplicateur. Cela permet de ne pas avoir une structure nécessitant une transformation de référentiel, mais le principal désavantage est que la composante à deux fois la fréquence du réseau n'est pas supprimée en sortie du bloc PD. Cela constitue une des principales problématiques de la conception des PLLs. Pour s'affranchir de cette composante, nous avons introduit un filtre de Notch adaptatif dans la structure sélectionnée. La fréquence d'encoche (fréquence à laquelle l'atténuation du filtre est maximale) est alors renseignée en temps réel avec la fréquence

estimée du réseau donnée par la PLL. Cela permet alors d'opérer en condition de *Frequency Ride-Through* (L/HFRT) comme demandé par la *Rule 21* (voir ANNEXE III). Une partie importante du travail a été d'établir une méthode de dimensionnement complète du système, afin d'avoir une idée précise de son comportement. Nous avons donc considéré les caractéristiques temporelles de la réponse de la PLL, ainsi que sa fréquence de coupure. Cela nous permet de visualiser aisément de manière graphique le comportement du système en fonction de ses paramètres. Le même principe a été appliqué pour le filtre de Notch. Il s'est avéré que ce dernier n'interfère que peu avec le comportement de la PLL, ses performances sont donc proches de celles prévues. Des compromis entre rapidité du système et bon filtrage / bonne rejection harmonique ont dû être fait. Il en résulte que le système dimensionné est stable et rapide, il montre une stabilisation en environ deux cycles pour des cas extrêmes, ce qui est satisfaisant au vu des résultats présentés dans la littérature. Finalement la rejection harmonique est efficace, point important pour la conception de la commande du convertisseur.



## CHAPITRE 4

### CONCEPTION DE LA RÉGULATION DU SYSTÈME CONNECTÉ AU RÉSEAU

L'objectif général du projet consiste en l'étude de la connexion d'un onduleur photovoltaïque au réseau utilitaire de distribution. Pour ce faire, nous nous attachons dans ce mémoire à la conception théorique des éléments permettant cette connexion. Ainsi, ce chapitre propose la conception d'une loi de régulation du convertisseur en boucle fermée (BF), en considérant les problématiques de stabilité, de réponse temporelle, et de réjection harmonique. Dans la configuration étudiée ici, la tension au point de connexion (PCC) est fixée par le réseau. Le convertisseur a alors pour rôle d'injecter un courant sur ce réseau, en concordance avec les standards et recommandations résumés aux ANNEXE II et ANNEXE III. C'est ainsi la régulation du courant de sortie du système que nous établirons. Les chapitres précédents servent de base à cette étude, tous les éléments y étant développés seront réutilisés ici, à savoir :

- le principe de fonctionnement du convertisseur ainsi que ses paramètres, ce qui a été développé au CHAPITRE 1;
- la modélisation du système physique (pont en H + filtre harmonique LCL) développée au CHAPITRE 2. Le modèle précédemment établi permettra de faire l'analyse fréquentielle du système, et ainsi de concevoir la régulation adaptée;
- le CHAPITRE 3 traite de la synchronisation au réseau via une PLL. Il s'agit d'un organe de contrôle, mais il ne correspond pas en la régulation en tant que telle du système. La PLL est placée avant la régulation proposée dans ce présent chapitre, et sert à générer son courant de référence. Pour délier les influences mutuelles de ces deux éléments, nous considérerons un courant de référence parfait, créé artificiellement. Cela permettra d'étudier la commande en BF seule, sans avoir des interprétations faussées par la dynamique de la PLL. Les deux éléments de commande (PLL + régulation) seront par la suite testés ensemble au CHAPITRE 5 qui traite du test du système total.

#### 4.1 Revue des problématiques d'interconnexion au réseau utilitaire

La connexion de sources d'énergie décentralisées (DERs) au réseau de distribution via la PCC (*Point of Common Coupling*) est standardisée, afin de pallier aux problèmes de stabilité et de pollution du réseau. Nous nous appuierons ici sur le standard IEEE-1547 (IEEE, 2018), prédominant pour l'Amérique du Nord, dont les principaux éléments sont décrits à l'ANNEXE II. La synchronisation du convertisseur avec le réseau est un point important, cela est rendu possible avec l'insertion de la PLL précédemment conçue. De plus, le convertisseur doit être capable de se déconnecter lors d'une situation d'îlotage, dans les délais présentés au Tableau-A II-2 de l'ANNEXE II. Nous ne traiterons pas ce point dans ce mémoire, pour nous concentrer principalement sur la loi de commande du convertisseur. Les principales méthodes de détection d'îlotage sont résumées au Tableau-A II-3. Celles-ci sont rendues possibles via la mesure des grandeurs du système : fréquence (renvoyée par la PLL), et tension / courant (mesurées pour la commande du système). De plus, la connexion du convertisseur au réseau doit se faire selon un certain protocole, pour minimiser l'impact sur ce dernier (California Public Utilities Commission, 2014). Cela correspond aux méthodes de reconnexion « *soft-start* » évoquées à l'ANNEXE III qui traite de la *Rule 21*.

Nous chercherons ici à nous conformer aux standards en vigueur, via la conception de la commande. Celle-ci prendra en compte les problématiques de robustesse, de stabilité, ainsi que de réjection harmonique. Dans ce dernier cas lorsque le réseau est pollué – c'est-à-dire que la tension AC au PCC est empreinte d'harmoniques – cette pollution est introduite dans la commande qui donne en bout de ligne le courant injecté par le convertisseur. Ce courant sera alors lui aussi empreint d'harmoniques, ce qui correspond à détériorer la qualité de l'énergie de tout le réseau. D'autres éléments de puissance connectés au PCC pourront souffrir de ces perturbations. Il convient alors de concevoir la commande pour traiter de cette problématique, afin de respecter la valeur maximale de 5% de Taux de Distorsion Harmonique (THD) de courant (IEEE, 2018).

Un problème important de stabilité est de plus lié à l'impédance de ligne  $Z_g$ . Celle-ci varie en fonction de la topologie du réseau (longueur des câbles, présence de transformateurs) et des charges y étant connectés. Par exemple, des transformateurs moyen voltage / bas voltage peuvent entraîner une importante augmentation de la réactance de ligne dans les endroits où de faibles puissances sont transitées, tout comme des câbles d'une longueur importante (Liserre, Teodorescu, & Blaabjerg, 2006). Des charges capacitatives peuvent de plus générer une résonnance en basse fréquence. Cela peut affecter la stabilité du système, en jouant sur sa marge de phase. En règle générale, l'augmentation de la réactance de ligne entraîne une diminution de la marge de phase du système comme montré par (Liserre et al., 2006), (Castilla, Miret, Matas, Vicuna, & Guerrero, 2009), et (Xu, Qian, Xie, & Zhang, 2016). Un réseau présentant une valeur de réactance élevée est qualifié de réseau faible (*weak grid*). Cette caractéristique peut être visualisée sur la Figure 4.1, qui représente l'évolution de la marge de phase (MP) de la fonction de transfert  $T_{t,gi}(s)$  (équation (2.34)) en fonction de la valeur d'inductance  $L_g$ .

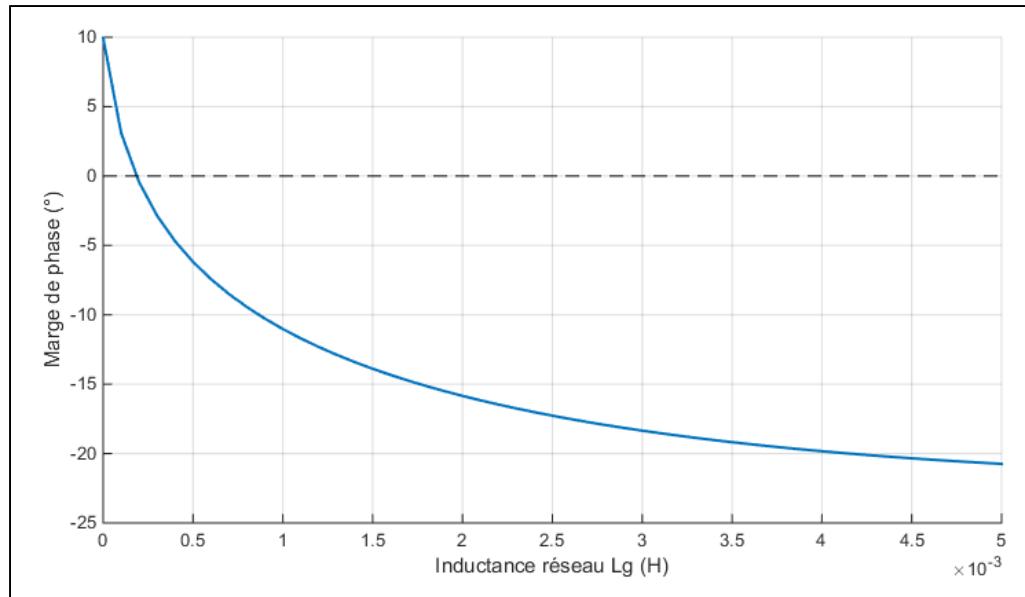


Figure 4.1 Évolution de la marge de phase du système en BO selon l'inductance réseau

Comme spécifié à la partie 1.7, nous faisons l'étude de stabilité du système en considérant le critère sur la marge de phase. Ainsi une marge de phase négative d'une fonction de transfert

en BO conduira à une instabilité de la commande en BF. L'information précédente quant à la diminution de la stabilité en fonction de l'inductance du réseau est vérifiée par la Figure 4.1 pour le système considéré ici.

Nous n'avons pas accès à ce paramètre en pratique, qui fluctue selon le type de réseau auquel nous sommes connectés, le point d'opération, etc... Nous pouvons considérer une échelle d'inductance allant de  $50\mu\text{H}$  à  $3,3\text{mH}$  (Castilla et al., 2009), correspondant à un réseau allant d'une situation rigide (*stiff grid*) à faible. Nous garderons un paramètre fixe de  $L_g = 1\text{mH}$  pour l'étude menée ici, mais tout en gardant en tête que la stabilité du système peut être affectée par la variation de cette caractéristique, d'où la nécessité de robustesse du contrôle.

## 4.2 Revue des contrôleurs et des structures de contrôle

Le contrôle des onduleurs contient généralement deux boucles de contrôles cascadées : une boucle interne rapide permettant l'asservissement du courant de sortie, et une boucle externe de tension afin d'assurer le contrôle du lien DC. Nous ne traiterons pas ici de cette boucle externe, en faisant l'hypothèse d'avoir une tension constante  $V_{DC} = 230V$  sur le lien DC.

Différentes méthodes d'asservissement existent, comme le contrôle classique par retour de sortie ou le contrôle par retour d'état (*state feedback*) avec lequel on accède directement à une variable d'état  $x$  du système. Il est de plus possible d'ajouter un terme d'anticipation, ou *feedforward*, qui consiste à ramener la grandeur de sortie  $y$  du système sur un comparateur placé à la fin de la schématique de commande, dans un but de découplage. Un *feedforward* de la tension du réseau est régulièrement présent afin de diminuer l'influence des harmoniques de celui-ci. Ce terme peut néanmoins causer des problèmes supplémentaires dans le cas de réseaux faibles (valeur importante de  $L_g$ ), en diminuant la marge de phase du système (Xu et al., 2016).

La génération du courant de référence en entrée de la schématique de commande est assuré par la PLL. Cependant, nous ne traiterons uniquement dans ce chapitre que de la régulation

en BF du convertisseur, afin que les analyses ne soient pas impactées par la dynamique de la PLL. Ainsi, le courant de référence sera ici défini artificiellement. Son amplitude est un paramètre d'entrée, et sa phase correspond à celle de la tension du réseau, afin d'opérer à facteur de puissance unitaire.

Comme présenté à la partie 2.1.4, il est possible d'effectuer le contrôle du système dans un référentiel tournant, afin de traiter des grandeurs DC. Cela est généralement appliqué pour des systèmes triphasés, mais il est tout de même possible de faire une telle transformation en monophasé. Cependant, cela n'est pas compatible avec le fait d'avoir une commande analogique à 125kHz de fréquence de commutation, et cela aurait des répercussions sur la réactivité du système, comme discuté à la partie 2.2. Nous faisons alors le choix d'un contrôle dans le référentiel naturel (soit sans aucune transformation de référentiel). Ce point indique qu'il sera nécessaire de faire le suivi d'une référence sinusoïdale (le courant de référence), et non plus d'une grandeur continue, ce qui complexifie la conception de contrôleurs efficaces.

Des compensateurs classiques à avance ou à retard de phase peuvent être utilisés ainsi que des contrôleurs à hystérésis, ou des contrôleurs "à délai" (*dead-beat controller*) pour les systèmes discrets (Blaabjerg, Teodorescu, Liserre, & Timbus, 2006). Les contrôleurs résonants offrent quant à eux des caractéristiques intéressantes pour notre application : (Xu et al., 2016), (Zmood & Holmes, 1999), (Cha, Vu, & Kim, 2009), (R Teodorescu, Blaabjerg, Liserre, & Loh, 2006). Ils présentent une résonance à une fréquence – qu'il est à notre charge de fixer – permettant ainsi d'obtenir un gain infini à cette fréquence, y compris dans un référentiel naturel. Le suivi d'une référence sinusoïdale est alors plus performant qu'avec un contrôleur PI classique. L'association de plusieurs compensateurs résonants en parallèle, chacun réglés à une fréquence différente des autres, permet de plus une rejection des perturbations à ces fréquences, ce qui concorde parfaitement avec la problématique de rejection harmonique. Un terme proportionnel est ajouté pour des contraintes de stabilité et de rapidité de la réponse temporelle, nous parlons alors de compensateurs proportionnel-résonant (P-Res). L'équation d'une association en parallèle de P-Res idéaux est la suivante :

$$G_{PR,idéal}(s) = k_p + \sum_{h=1,3,\dots}^{h_{max}} \frac{2k_r s}{s^2 + (h\omega_r)^2} \quad (4.1)$$

Avec :  $k_r$  : gain résonant

$k_p$  : gain proportionnel

$h$  : ordre harmonique

$\omega_r$  : pulsation fondamentale

La pulsation fondamentale  $\omega_r$  correspond à la pulsation du réseau, soit  $\omega_r = 2\pi f_r = 377 \text{ rad/s}$ . Celle-ci est multipliée par l'ordre des harmoniques  $h$  à compenser. Les harmoniques présentes sur le réseau sont d'ordre impair,  $h$  sera donc un entier impair de valeur 1, 3, 5...

Un compensateur P-Res idéal tel qu'on l'a décrit n'est pas réalisable en pratique, du fait de son gain infini, qui conduit à un facteur de qualité infini (Zmood & Holmes, 1999). Des problèmes de stabilité peuvent de plus survenir (R Teodorescu et al., 2006). Il convient alors d'introduire un terme d'amortissement  $\xi$  pour donner un P-Res non-idéal. Celui-ci présente un gain fini à  $\omega_r$ , mais qui reste tout de même suffisamment important pour atteindre une erreur statique nulle. De plus, le facteur d'amortissement permet un élargissement de la bande passante du P-Res, et ainsi une meilleure réaction lors de déviations de fréquence. C'est ce type de compensateur que nous adopterons ici. Son expression est la suivante :

$$G_{PR,non idéal}(s) = k_p + \sum_{h=1,3,\dots}^{h_{max}} \frac{2k_r \xi (h\omega_r) s}{s^2 + 2\xi (h\omega_r) s + (h\omega_r)^2} \quad (4.2)$$

Le tracé de compensateurs P-Res idéal et non-idéal est donné à la Figure 4.2 pour une résonance à la fréquence fondamentale ( $\omega_r$ ). Les paramètres utilisés pour ces tracés sont les suivants :  $k_p = 1$  ;  $k_r = 377$  ;  $\xi = 0,01$ .

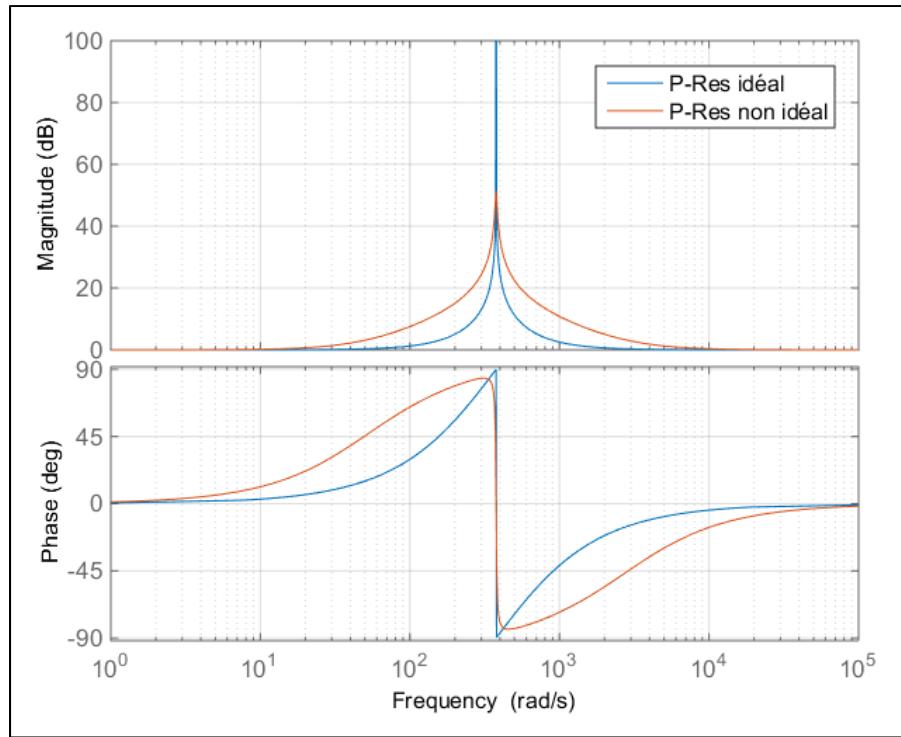


Figure 4.2 Diagramme de Bode de compensateurs P-Res

Une caractéristique intéressante de ces compensateurs montre que pour un produit constant  $\xi \times k_r$ , le gain des P-Res ne varient qu'autour de la fréquence de résonnance du compensateur (la hauteur du pic n'est pas la même), mais sont identiques aux fréquences inférieures et supérieures : la MP du système sera alors inchangée. Le terme  $k_r$  influe sur la valeur du gain à  $\omega_r$ , il est généralement réglé à une valeur élevée. Le facteur d'amortissement  $\xi$  joue quant à lui sur la bande passante du compensateur.

### 4.3 Sélection d'une stratégie de commande

#### 4.3.1 Stabilité du système non compensé

Le gain de boucle du système considéré ici est donné par la fonction de transfert (2.34)  $T_{t,gt}(s)$  établie lors de la modélisation en partie 2.3.2. Le tracé du diagramme de Bode de cette fonction de transfert est présenté en Figure 4.3, avec les paramètres listés au Tableau 1.2, et en considérant une inductance de source de 1mH.

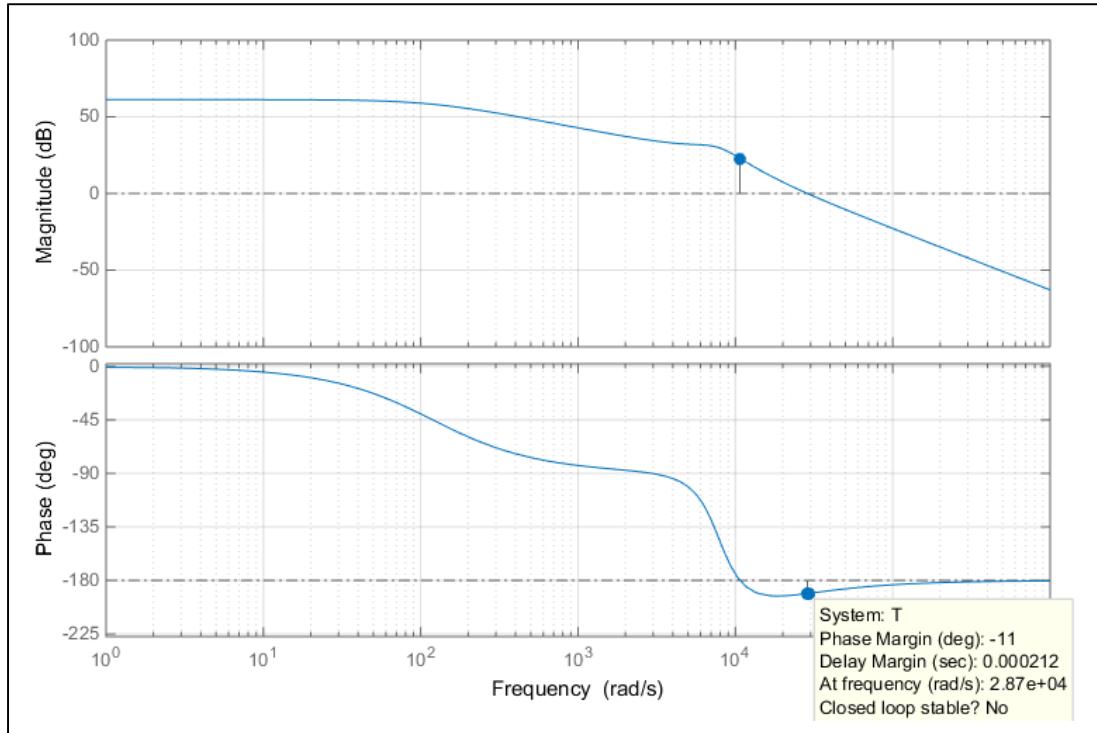


Figure 4.3 Diagramme de Bode du gain de boucle du système en BO

Le système en boucle ouverte présente ici une marge de phase de  $-11^\circ$ , synonyme d'instabilité en boucle fermée. Nous pouvons d'ailleurs retrouver ce résultat sur la Figure 4.1. Le contrôle, en plus de son objectif de *tracking*, devra se charger de la stabilisation du système. Nous pouvons de plus noter que la résonnance du filtre LCL est correctement amortie à la pulsation  $\omega_{res} = 2\pi f_{res} = 17,5\text{kHz}$  grâce à la résistance d'amortissement  $r_c$  (voir partie 1.4.3).

#### 4.3.2 Choix de la stratégie de commande

Le système connecté au réseau avec les paramètres considérés est instable en BF sans compensation. La phase d'un compensateur P-Res est proche de zéro aux fréquences hors des fréquences de résonnance ( $\omega_r; 3\omega_r; 5\omega_r; \dots$ ), ce qui ne permet pas d'augmenter la phase du système en vue d'avoir une MP positive. Cela peut être atteint avec un compensateur à avance de phase, mais nous perdions les bénéfices du compensateurs P-Res en ce qui a trait

au suivi de la référence sinusoïdale dans le référentiel naturel, et à la rejection harmonique. Il est de plus possible d'abaisser la fréquence de croisement à 0dB (ici 28,7kHz) afin d'obtenir une MP positive en abaissant le gain proportionnel  $k_p$  ( $k_p \ll 1$ ), mais cela conduirait à ralentir drastiquement la réponse du système.

Afin de régler ce problème de stabilité, nous nous sommes appuyés sur les travaux réalisés par (Ruan et al., 2018) qui proposent un contrôle du courant  $i_c$  de la capacité C. Il apparaît alors une boucle interne dans la schématique de contrôle (pour le courant  $i_c$ ), dotée d'un gain proportionnel  $H_1$  sur son signal de retour (*feedback*). La boucle externe correspond au contrôle du courant de sortie  $i_g$ . La raison première de cette stratégie de commande est de procéder à un amortissement actif (donc via la commande) de la résonnance du filtre LCL, sans avoir à insérer un élément passif dans le circuit. Nous adopterons ici cette stratégie pour des contraintes de stabilité et de bonne réponse temporelle. Cependant, nous avons développé notre propre méthode de dimensionnement afin qu'elle soit adaptée au système. Le contrôle d'une variable du système via une boucle interne est fréquemment effectué, notamment pour des configurations *off-grid* (Bommegowda, Vishwas, Suryanarayana, & N.M, 2015), (Ryan, Brumsickle, & R.D, 1997), (Loh, Newman, Zmood, & Holmes, 2003).

**Note :** nous considérons les fonctions de transfert des capteurs de courant / tension comme unitaires.

Le schéma électrique du système et de sa commande est présenté à la Figure 4.4, et son modèle équivalent à la Figure 4.5.

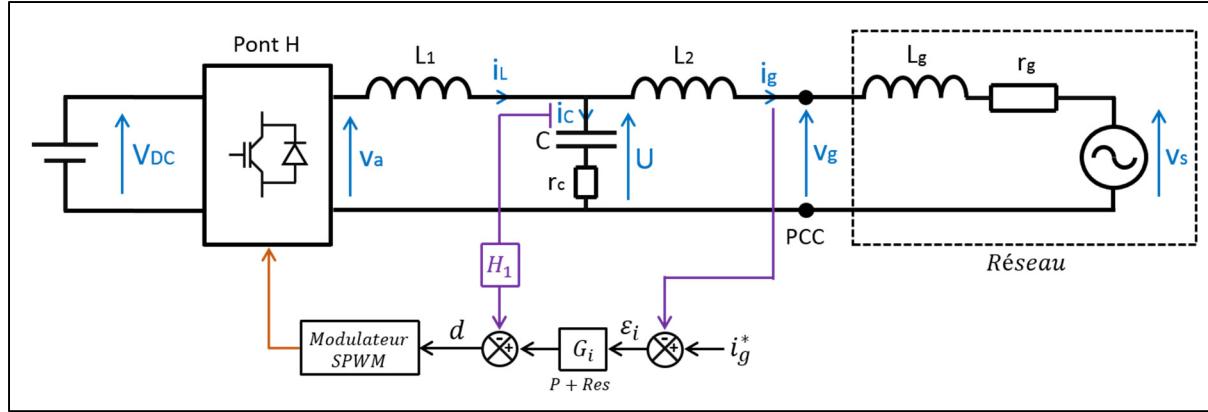


Figure 4.4 Schéma électrique du système et de sa commande

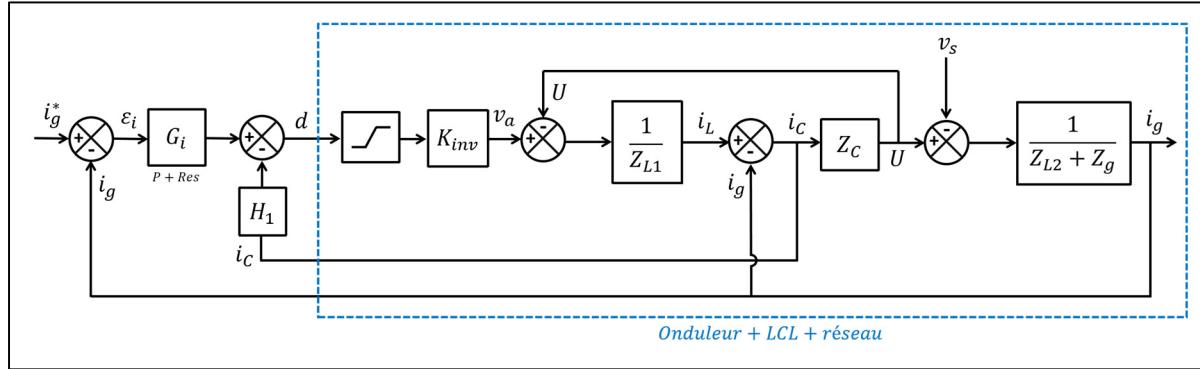


Figure 4.5 Modèle du système et de sa commande

Le terme  $G_i$  correspond ici au compensateur de courant. Son expression est celle d'un P-Res non-ideal donnée par l'équation (4.2). Nous refaisons ici l'analyse de stabilité du système avec cette stratégie de commande. Cette analyse se fait en boucle ouverte, donc avec le *feedback* de courant  $i_g$  non connecté à l'entrée. Nous fixons  $H_1 = 1$  et  $G_i = 1$ , ce qui représente le fait qu'il n'y a pas de compensation ( $H_1$  et les paramètres de  $G_i$  n'ont pas encore été dimensionnés). Le diagramme de Bode du système en boucle ouverte est donné à la Figure 4.6.

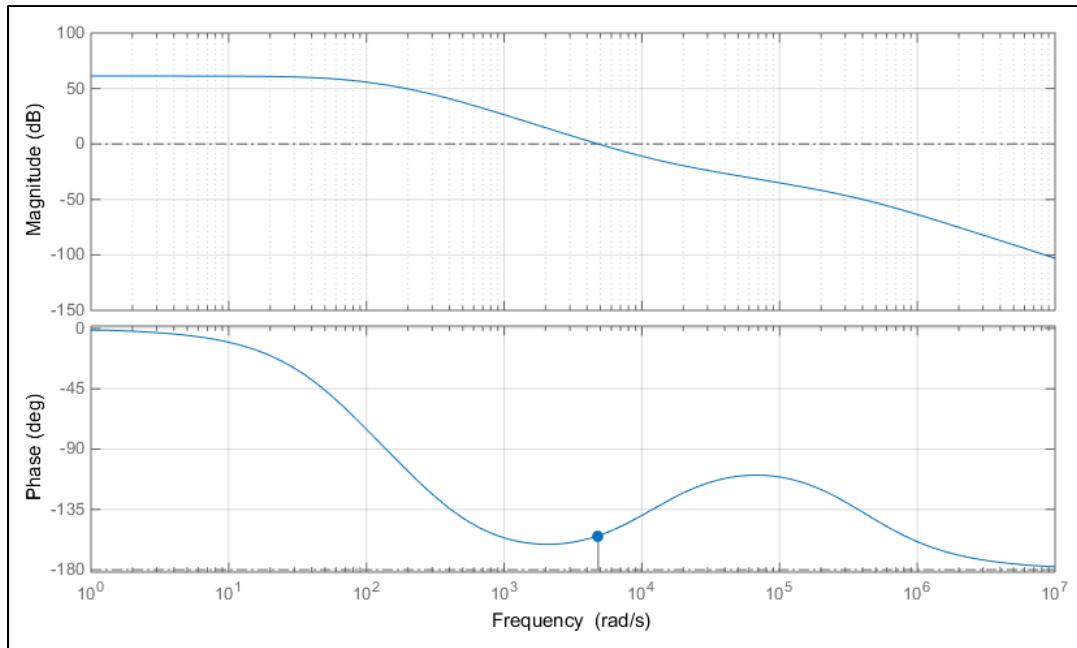


Figure 4.6 Diagramme de Bode du système non compensé en BO avec contrôle du courant  $i_c$

La stabilité est ici assurée avec la boucle interne ajoutée (du moins pour un coefficient  $H_1$  fixé à 1). Dans ce cas, la marge de phase du système en boucle ouverte est de  $25,4^\circ$  à la pulsation de 4,8kHz.

Notons que la fréquence de croisement à 0dB a considérablement été diminuée avec l'ajout du contrôle du courant  $i_c$ , diminuant ainsi la bande passante du système. Cela peut être préjudiciable lors de l'insertion de contrôleurs résonants à des ordres « élevés » (7, 9, ...). En effet la stabilité du système est compromise lorsque la bande passante du contrôle est inférieure ou similaire aux fréquences de résonnances des P-Res, ce qui empire dans les cas de réseaux faibles (Liserre et al., 2006). Cela sera à prendre en considération lors du dimensionnement.

#### 4.3.3 Modélisation avec les nouvelles variables de commande

Nous utiliserons ici la modélisation du système effectuée à la partie 2.3.2. Ayant ajouté une variable de commande  $H_1$ , nous ne pouvons pas simplement ajouter le terme  $G_i$  du contrôleur de courant dans les fonctions de transfert précédemment établies. L'objectif est donc

d'intégrer ces variables au modèle existant, afin d'obtenir les fonctions de transfert du système physique et de sa commande. Deux fonctions intermédiaires  $G_1$  et  $G_2$  sont introduites, prenant en compte l'onduleur + filtre + réseau ainsi que la boucle interne caractérisée par  $H_1$ . En suivant la démarche décrite par (Ruan et al., 2018), nous obtenons une représentation simplifiée du système de la forme présentée à la Figure 4.7.

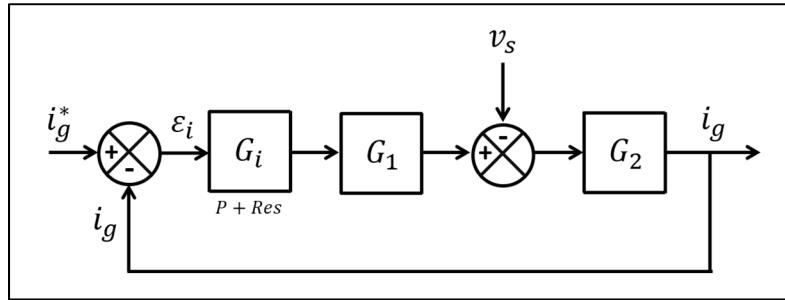


Figure 4.7 Schéma bloc simplifié du système et de sa commande

A partir de cette représentation simplifiée, nous avons que :

$$i_g(s) = G_i(s) \cdot G_1(s) \cdot G_2(s) \cdot \varepsilon_i - G_2(s) \cdot v_s(s) \quad (4.3)$$

Afin d'identifier les fonctions  $G_1$  et  $G_2$ , nous utilisons la même démarche de modélisation qu'au CHAPITRE 2. Conformément à la Figure 4.5:

$$v_a(s) = K_{inv}(\varepsilon_i \cdot G_i(s) - H_1 \cdot i_c(s)) \quad (4.4)$$

$$U(s) = Z_C \left( \frac{v_a(s) - U(s)}{Z_{L1}} - i_g(s) \right) \quad (4.5)$$

$$i_g(s) = \frac{U(s) - v_s(s)}{Z_{L2} + Z_g} \quad (4.6)$$

$$i_c(s) = \frac{U(s)}{Z_C} \quad (4.7)$$

Après calcul, nous obtenons l'expression suivante pour le courant de sortie :

$$i_g(s) = \frac{Z_C K_{inv} \cdot G_i(s) \cdot \varepsilon_i - (Z_{L1} + Z_C + K_{inv} H_1) \cdot v_s(s)}{Z_C (Z_{L1} + Z_{L2} + Z_g) + (Z_{L1} + K_{inv} H_1) (Z_{L2} + Z_g)} \quad (4.8)$$

Par identification avec l'équation (4.3) de la représentation simplifiée du système :

$$G_1(s) = \frac{Z_C K_{inv}}{Z_{L1} + Z_C + K_{inv} H_1} \quad (4.9)$$

$$G_2(s) = \frac{Z_{L1} + Z_C + K_{inv} H_1}{Z_C (Z_{L1} + Z_{L2} + Z_g) + (Z_{L1} + K_{inv} H_1) (Z_{L2} + Z_g)} \quad (4.10)$$

Nous pouvons alors déterminer le gain de boucle  $T(s)$  en posant  $v_s = 0$ , ce qui correspond au fait qu'il n'y ait pas de perturbation due au réseau :

$$T(s) = G_i(s) \cdot G_1(s) \cdot G_2(s) \big|_{v_s=0} \quad (4.11)$$

L'expression du gain de boucle est alors :

$$T(s) = G_i(s) \cdot \frac{Z_C K_{inv}}{Z_C (Z_{L1} + Z_{L2} + Z_g) + (Z_{L1} + K_{inv} H_1) (Z_{L2} + Z_g)} \quad (4.12)$$

Cette fonction de transfert nous sera utile pour l'étude du système en boucle ouverte (test de la marge de phase pour condition de stabilité).

L'équation du système en boucle fermée s'écrit :

$$i_g(s) = \left( (i_g^*(s) - i_g(s)) G_i(s) \cdot G_1(s) - v_s(s) \right) \cdot G_2(s) \quad (4.13)$$

Le courant de sortie en boucle fermée est alors donné par :

$$i_g(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} \cdot i_g^*(s) - \frac{G_2(s)}{1+T(s)} \cdot v_s(s) \quad (4.14)$$

Nous identifions alors la fonction de transfert de suivi (*tracking*) de la référence en BF :

$$i_{g1}(s) = \left. \frac{i_g(s)}{i_g^*(s)} \right|_{v_s=0} = \frac{T(s)}{1+T(s)} \quad (4.15)$$

Ainsi que la fonction de transfert de perturbation (*disturbance*) en BF :

$$i_{g2}(s) = \left. \frac{i_g(s)}{v_s(s)} \right|_{i_g^*=0} = -\frac{G_2(s)}{1+T(s)} \quad (4.16)$$

Ces fonctions de suivi et de perturbation nous seront utiles par la suite lors du dimensionnement des compensateurs, afin d'étudier les dynamiques du système en boucle fermée.

#### 4.4 Dimensionnement sans compensation harmonique

Jusqu'à présent, nous avons sélectionné une stratégie de commande du convertisseur, puis la modélisation de celui-ci a été donnée en prenant en compte les variables de commande. La principale difficulté réside maintenant dans le réglage de ces grandeurs de commande. Pour ce faire, nous établirons une méthode de dimensionnement, en se basant sur la modélisation du système et qui puisse être appliquée quels que soit ses paramètres. Cela constitue le cœur de ce chapitre. Il sera proposé deux dimensionnement différents de ces variables de commande. Le premier ne prend pas en compte le cas d'un réseau pollué, et n'intègre donc pas de compensation harmonique. Le second, à l'inverse, traite de ce cas. Les méthodes de dimensionnement employées pour ces deux cas de figure sont similaires, mais les résultats seront différents. Nous expliquerons ici le principe de cette méthode pour un cas sans

compensation harmonique, et nous fournirons les résultats qui en découlent. La même méthode, quelque peu modifiée, sera appliquée dans la partie 4.5 suivante pour traiter de la compensation harmonique.

Nous avons ici comme objectif d'établir une commande robuste et qui assure la stabilité du système, en se conformant aux standards en vigueur. Nous aurons alors en tête d'obtenir une bonne réactivité du système (faible régime transitoire), et un bon rejet des perturbations.

Pour rappel, le coefficient  $H_1$  sur le *feedback* de courant capacitif  $i_c$  est un simple coefficient proportionnel et le correcteur de courant  $G_i$  correspond à un compensateur P-Res non-ideal, donné par l'expression (4.2). Les contrôleurs résonants n'ont presque pas d'influence sur le gain et la phase du système hors de leurs fréquences de résonance, et donc sur la dynamique et la stabilité. Ces aspects seront gérés par les termes  $k_p$  et  $H_1$ . Avec la stratégie de commande sélectionnée, nous avons 5 variables de commande à dimensionner :

- $k_p$  : gain proportionnel;
- $k_r$  : gain résonnant;
- $\zeta$  : facteur d'amortissement;
- $h_{max}$  : ordre maximal des harmoniques à compenser;
- $H_1$  : coefficient proportionnel sur le retour de courant capacitif.

Nous traitons pour l'instant un cas sans compensation harmonique, soit  $h_{max} = 1$ . Le système initial présente une fonction de transfert d'ordre 3 (correspondant à l'ordre du filtre LCL), et la commande ramène le système total à un ordre 5 avec l'ajout du compensateur P-Res. Au vue de cet ordre élevé, les méthodes de dimensionnement classiques pour des systèmes d'ordre 1 et 2 ne peuvent pas s'appliquer dans notre cas d'étude. Nous proposerons donc une méthode basée sur l'analyse du système via Matlab, afin d'aboutir à un dimensionnement correspondant aux objectifs. Cette méthode nous sert d'aide au dimensionnement, en nous indiquant une « zone » optimale de réglages. Ceux-ci devront ensuite être affinés à l'aide de la simulation.

#### 4.4.1 Termes constants

Les termes à régler sont à présent au nombre de 4 et influent chacun les uns sur les autres. Il est donc nécessaire d'en régler certains à une valeur fixe, pour pouvoir dimensionner les autres sans que leur analyse ne soit faussée. Le facteur d'amortissement  $\xi$  et le gain résonnant  $k_r$  sont fixés et maintenus constants de sorte à avoir un suivi correct de la référence, et une erreur statique nulle en régime permanent.

**Facteur d'amortissement  $\xi$**  : il est montré par (Castilla et al., 2009) et (Zmood & Holmes, 1999) qu'il est préférable de le régler à la valeur la plus faible possible, en vue d'une meilleur synchronisation avec le réseau. Cela conduit cependant à diminuer la bande passante du contrôleur. Théoriquement, la valeur optimale de  $\xi$  est 0, mais d'un point de vue pratique sa valeur minimale est de 0,001 (Castilla et al., 2009). Nous prendrons  $\xi = 0,002$ .

**Gain résonnant  $k_r$**  : cette valeur doit être élevée pour obtenir un gain important à  $\omega_r$ . Il est montré par (Castilla et al., 2009) et (Martinz, de Carvalho, Ama, Komatsu, & Matakas, 2014) qu'une valeur  $k_r = \omega_r$  est optimale pour une meilleure réponse temporelle. Cela est vérifié par simulation. Cependant, cette conclusion dépend du système étudié. En effet pour un système avec une MP assez basse et une fréquence de croisement à 0dB proche de  $\omega_r$ , une forte valeur de  $k_r$  peut détériorer la réponse temporelle (fort dépassement et oscillations). Nous fixons donc  $k_r = 377\text{rad/s}$ .

Il reste à présent à dimensionner le gain proportionnel  $k_p$ , et le coefficient du retour de courant dans la capacité  $H_1$ , qui influeront sur la dynamique et la stabilité du système.

#### 4.4.2 Méthode de dimensionnement – 1<sup>ère</sup> approche

##### 4.4.2.1 Principe

Le principe de la méthode proposée réside dans le fait de faire varier les coefficients  $H_1$  et  $k_p$ , et d'analyser les caractéristiques du système pour chacune de leurs variations. Nous

étudierons alors la marge de phase du système en BO via le gain de boucle  $T(s)$ , ainsi que le dépassement (*overshoot*) et le temps de stabilisation des fonctions de suivi et de perturbation  $i_{g1}(s)$  et  $i_{g2}(s)$ . Nous chercherons à avoir une marge de phase (MP) la plus élevée possible, un minimum de dépassement et une stabilisation rapide. Une limitation importante concerne le terme  $H_1$  qui présente une valeur maximale à ne pas dépasser. Un réglage de  $H_1$  au-delà de cette valeur résultera en une détérioration du signal de référence  $d$  en entrée du modulateur MLI, qui dépassera alors l'amplitude  $V_{tri}$  de la porteuse triangulaire. Cette valeur maximale se détermine en posant la condition que le taux de variation de  $d$  (principalement régit par les ondulations dues aux harmoniques de commutation) doit être inférieur au taux de variation de la porteuse de fréquence  $f_s$ . Cette valeur maximale est donnée par (Zmood & Holmes, 1999), (Bao et al., 2013) et (Martinez, Miranda, Komatsu, & Matakas, 2010) :

$$H_{1,max} = \frac{4 \cdot f_s \cdot L_1}{K_{inv}} = 1,28 \quad (4.17)$$

La plage de variation de  $H_1$  sera donc de 0 à 1,28. Nous considérons six valeurs différentes de  $k_p$  pour cette étude. Les étapes à suivre pour cette méthode sont les suivantes :

- 1) fixer la plage de variation de  $H_1$  ( $0 \rightarrow 1,28$ ), et de  $k_p$  ( $0,1 ; 0,5 ; 1 ; 3 ; 5 ; 10$ );
- 2) pour ces plages de valeurs, tracer :
  - a) la MP du gain de boucle  $T(s)$  en fonction de  $H_1$  et pour les différents  $k_p$ ;
  - b) le temps de stabilisation et le dépassement de la fonction de suivi  $i_{g1}(s)$  en fonction de  $H_1$  et pour les différents  $k_p$ ;
  - c) le temps de stabilisation et la valeur pic de la fonction de perturbation  $i_{g2}(s)$  en fonction de  $H_1$  et pour les différents  $k_p$ ;
- 3) choisir un couple  $(H_1 ; k_p)$  optimal;
- 4) tester ce dimensionnement en simulation et ajuster les valeurs si besoin.

**Note :** cette méthode suit le même principe que celle permettant le dimensionnement de la PLL (voir partie 3.3.7) : nous faisons varier deux variables de commande, et analysons le comportement du système en fonction de ces deux paramètres. Cependant, une des deux

variables (ici  $k_p$ ) n'est pas étudiée sur toute une plage de variation, mais pour six valeurs différentes. Cela permet de tracer un graphique en deux dimensions, à la différence de ce que nous avions fait pour la PLL. Le but est simplement de faciliter l'analyse du graphique.

Comme indiqué, cette méthode ne vise pas à établir un dimensionnement optimal en une seule phase de calcul théorique. Il s'agit plus d'identifier une zone correspondant à nos objectifs, dans laquelle nous pourrons fixer puis ajuster les paramètres. Nous ferons donc des allers-retours entre les courbes obtenues et les résultats de simulation.

Les cinq courbes permettant le dimensionnement sont données via un script Matlab. Le traitement des fonctions de transfert effectué par Matlab considère une entrée échelon de ces fonctions afin de déterminer le temps de stabilisation et le dépassement. Or, la stratégie de commande est conçue dans le référentiel naturel, ce qui implique des entrées  $i_g^*(t)$  et  $v_s(t)$  sinusoïdales. Nous démontrons par simulation dans l'ANNEXE X que la réponse du système est presque identique pour une entrée sinus ou une entrée échelon dans le cas le plus critique (phase de la référence égale à  $90^\circ$ ). Ainsi les résultats quant aux caractéristiques de dépassement et de temps de stabilisation obtenus pour une entrée échelon sont considérés comme valides et représentatifs de notre cas. Cela correspond aux analyses menées par (Martinez et al., 2014).

#### 4.4.2.2 Application de la méthode

Le tracé des courbes pour l'étape n°2 de la méthode décrite précédemment est donné par les Figure 4.8 et Figure 4.9. Le dimensionnement du couple  $(H_1; k_p)$  retenu y est indiqué.

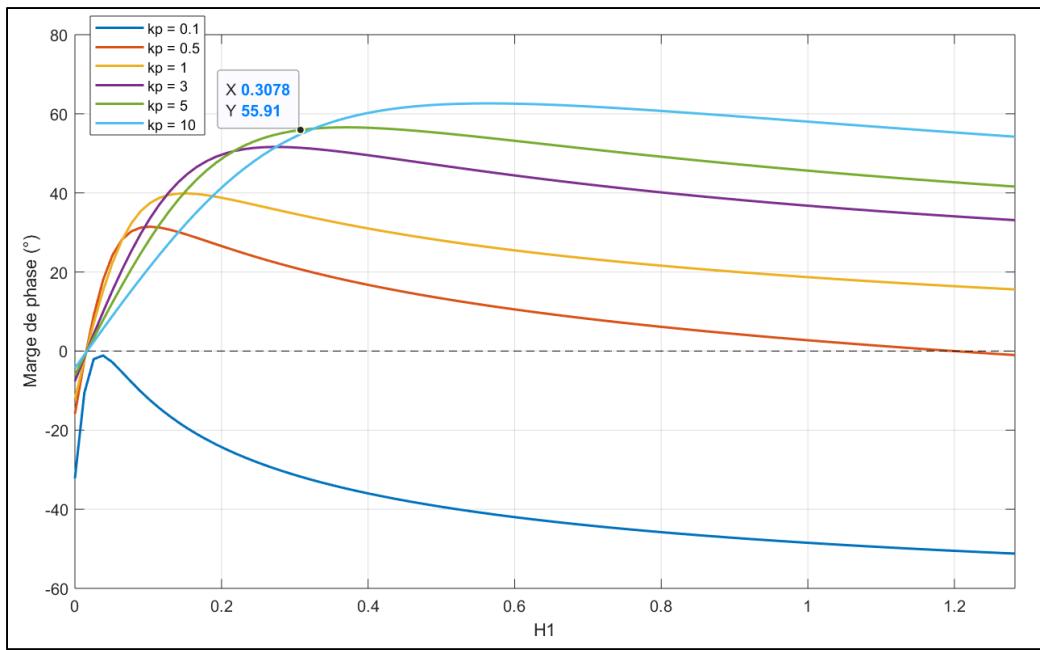


Figure 4.8 Évolution de la marge de phase du gain de boucle – 1<sup>ère</sup> approche

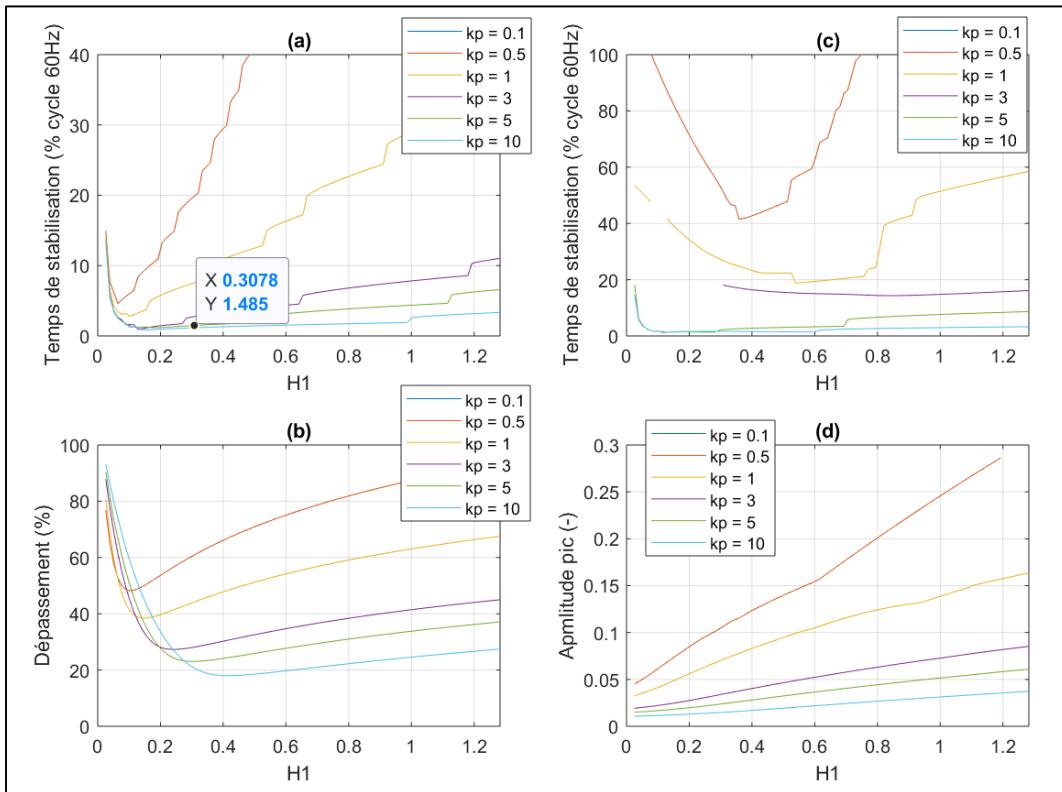


Figure 4.9 Évolution des caractéristiques temporelles du système – 1<sup>ère</sup> approche  
 (a) et (c) Temps de stabilisation de  $ig_1$  et  $ig_2$  ; (b) Dépassement de  $ig_1$  ; (d) Valeur pic de  $ig_2$

Nous pouvons voir ici que le coefficient proportionnel  $k_p$  joue grandement sur la rapidité (Figure 4.9 (a) et (c)) et la stabilité du système (Figure 4.8). Ainsi en règle générale, plus  $k_p$  est grand, plus le système est rapide pour une valeur de  $H_1$  fixée. Ce coefficient  $H_1$  montre quant à lui un point optimal sur sa plage de variation, permettant une marge de phase maximale et un dépassement minimum de la fonction de suivi  $i_{g1}$  (ces deux grandeurs sont corrélées), comme le montre la Figure 4.9 (b). Nous pouvons de plus noter que le système est instable pour  $H_1 < 0,015$ , et pour de très faibles valeurs de  $k_p$ . Le compensateur P-Res agit de sorte à rejeter les perturbations de la tension  $v_s$ , d'où les faibles valeurs pic de la fonction  $i_{g2}$  (Figure 4.9 (d)). On parle ici de valeurs pic et non pas de dépassement, car la valeur stabilisée de  $i_{g2}$  est zéro, et le dépassement est calculé en effectuant une division par cette valeur en régime stabilisé (division par zéro impossible).

Un accroissement trop important de la valeur de  $k_p$  peut se traduire par la détérioration du signal  $d$  en entrée du modulateur MLI (ce qui limitait déjà la plage de valeurs de  $H_1$ ). Cela s'observe avec l'analyse des courbes issues de la simulation du modèle en commutation. Les résultats étant similaires entre des coefficients proportionnels fixés à 5 ou 10, nous choisissons cette première valeur. Un premier dimensionnement est alors fixé à :  $\begin{cases} k_p = 5 \\ H_1 = 0,3 \end{cases}$

#### 4.4.2.3 Résultats de la 1<sup>ère</sup> approche et discussion

Nous procédons au test du système bouclé avec le dimensionnement effectué. Nous simulons la réponse du modèle en commutation ainsi que la réponse de la modélisation que l'on a fait du système (fonction de transfert), comme lors de sa validation. Le test correspond à une variation de la valeur de consigne  $i_g^*$  qui passe en échelon de 15A à 5A lorsque le régime permanent est établi. Une telle situation n'est pas représentative de la réalité où nous préfèrerons appliquer une rampe et non pas un échelon aussi brutal, mais cela permet de tester la robustesse du système dans le pire des cas. Nous traçons les courbes de courant  $i_g(t)$  obtenues, ainsi que l'erreur  $\varepsilon_i(t)$  entre le courant de sortie et le courant de référence à la Figure 4.10. La Figure 4.11 présente un zoom sur l'axe des X des mêmes courbes, afin d'analyser plus précisément leur comportement après la faute.

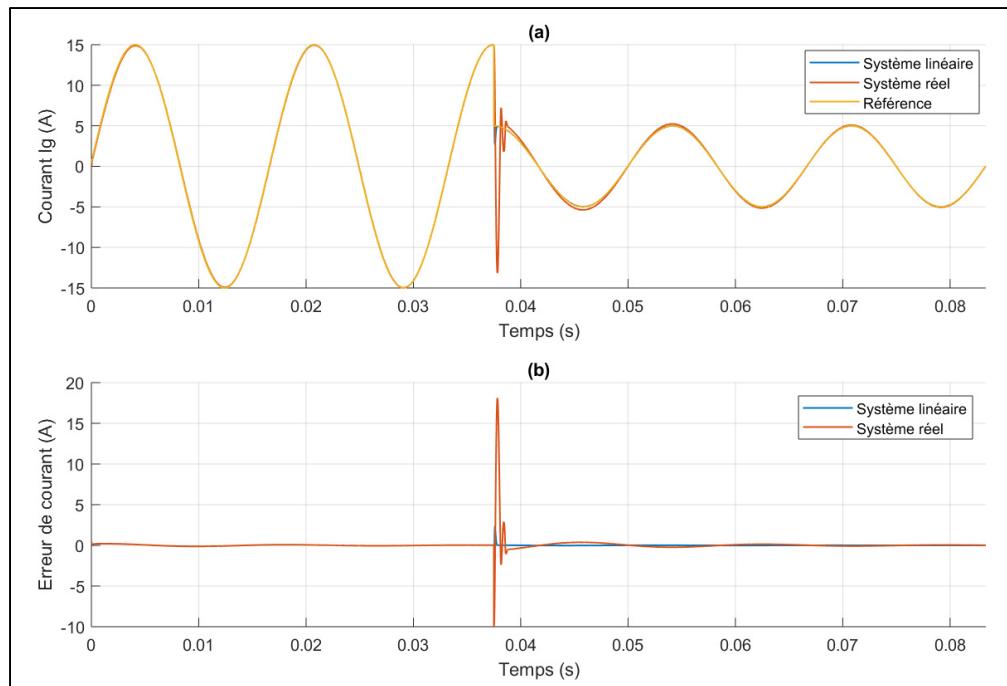


Figure 4.10 Test d'une variation de consigne – 1<sup>ère</sup> approche (a) Courant  $i_g(t)$  ;  
(b) Erreur de courant par rapport à la référence

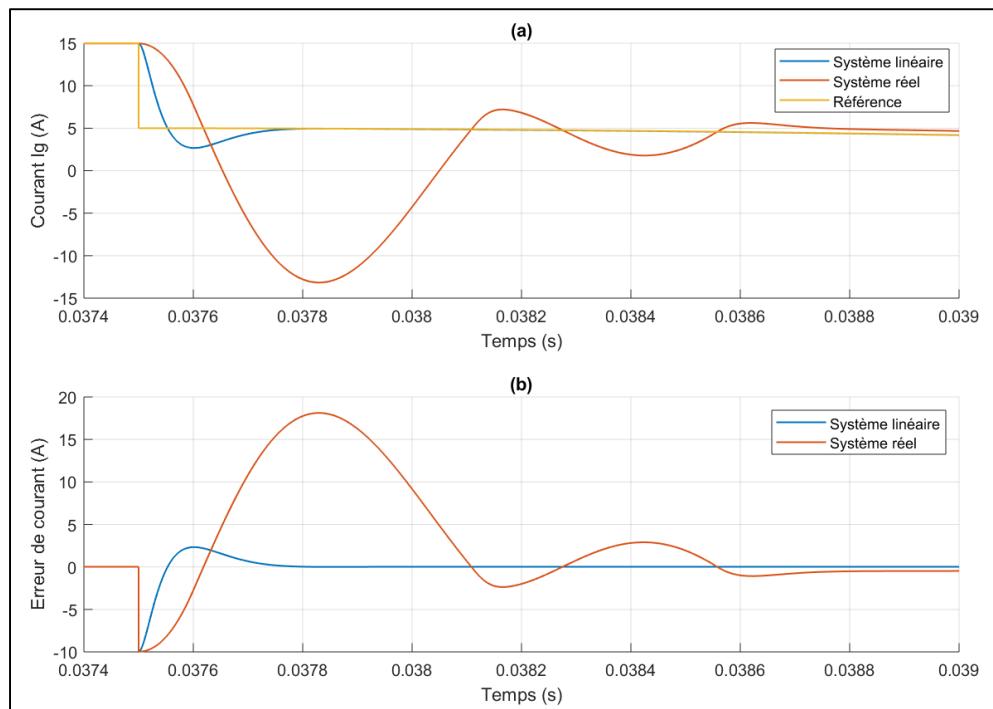


Figure 4.11 Zoom en X du test d'un variation de consigne – 1<sup>ère</sup> approche (a) Courant  $i_g(t)$  ;  
(b) Erreur de courant par rapport à la référence

Comme indiqué, nous avons simulé la réponse du modèle du système via sa fonction de transfert (courbe bleue), ainsi que la réponse du modèle en commutation (courbe rouge). Dans le premier cas, qui implique une fonction de transfert linéaire, la réponse en condition de faute (variation de la consigne) est très bonne : le dépassement est faible, il n'y a pas d'oscillations et la stabilisation est rapide (inférieure à 0,2ms). Cela correspond à nos attentes. Cependant, la réponse du système « réel » via l'étude du modèle en commutation (courbe rouge) est différente, ce qui remet en cause la validité de la modélisation : le dépassement est énorme (près de 170%) et des oscillations apparaissent. Bien que l'erreur revienne assez rapidement autour de zéro, le système met longtemps à recoller complètement à la référence (deux à trois cycles).

Ce qui explique cette différence – alors que nous avions validé la modélisation – est la présence de la saturation (à  $\pm 98\% \times V_{tri}$ ) en entrée du modulateur MLI. Dans le cas où de faibles variations de  $i_g(t)$  par rapport à la référence sont présentes (au début de la simulation par exemple), l'erreur de courant  $\varepsilon_i(t)$  est logiquement tout aussi faible. En revanche, lors de conditions de faute comme celle simulée ici, cette erreur devient importante, ce qui empire lorsqu'elle est multipliée par le gain proportionnel du compensateur P-Res. Cela résulte en la création d'un signal de référence  $d(t)$  qui sort totalement de sa plage normale de variation ( $\pm 98\% \times V_{tri}$ ), ce qui revient à saturer l'onduleur. Les oscillations que l'on peut observer sur la Figure 4.11 ne correspondent donc pas à la réponse d'un système principalement régit par des pôles oscillants, mais à un blocage de l'onduleur dans une position ou dans une autre. En d'autres termes, l'effort de commande est ici trop important. Cela n'est pas apparu lors de la validation du modèle effectuée en BO, car la référence  $d(t)$  est générée pour être un sinus parfait, qui n'est pas modifié par le bouclage du système.

Le traitement des fonctions de transfert nous permettant d'établir notre méthode est une analyse linéaire du système, or la saturation en question introduit un comportement non linéaire. L'analyse de ces fonctions devient alors incorrecte, dans le sens où elles ne prennent pas en compte cette non linéarité. Il est à présent important de trouver un moyen de palier à cela, afin de pouvoir s'appuyer sur une méthode de dimensionnement fiable.

#### 4.4.3 Prise en compte de la non-linéarité du système

Afin de rendre valide l'analyse des fonctions de transfert établies, il est nécessaire que la réponse du système linéaire (sans saturation) soit identique à celle du système « réel » (avec saturation). Une solution est de lier les termes  $k_p$  et  $H_1$  par un coefficient proportionnel. Ainsi un dimensionnement de  $k_p$  correspondra à un dimensionnement de  $H_1$  via cette proportionnalité. Un coefficient bien adapté permet de maintenir l'erreur de courant  $\varepsilon_i(t)$  à l'intérieur de la plage  $\pm 98\% \times V_{tri}$ , ce qui limite donc l'effort de commande, et empêche le blocage de l'onduleur dans une position spécifique. Nous utilisons la simulation du convertisseur sous Simulink afin d'établir la valeur de ce coefficient. Ainsi, nous testons le système, où nous fixons  $H_1$ , et où  $k_p$  est adapté à chaque fois par le coefficient recherché. Il s'agit donc de déterminer empiriquement ce coefficient, en analysant pour chacune des simulations la courbe du signal en entrée du modulateur MLI. Celle-ci ne doit pas dépasser  $\pm 98\% \times V_{tri}$  lors d'une condition de faute, afin que l'effort de commande soit acceptable. Finalement, il est trouvé :

$$k_p = 3,7 \times H_1 \quad (4.18)$$

Cette condition est valide pour une variation de la référence en échelon de l'ordre de  $\pm 100\%$  de cette référence, ce qui indique que nous pouvons alors l'appliquer pour tous nos cas de figure. Cette validité se vérifie en refaisant le test précédent, et en comparant la réponse en courant des systèmes sans saturation et avec saturation. Nous traçons de plus le signal  $d(t)$  afin d'illustrer le fait que l'effort de commande ne conduit pas à un dépassement de  $d(t)$  par rapport à la saturation. Plusieurs couples de valeurs  $(H_1; k_p)$  ont été testés pour la validation de la condition donnée par (4.18), qui est alors vérifiée pour chacun d'entre eux. La Figure 4.12 présente les résultats pour un de jeu de valeurs, qui ont été fixées à  $H_1 = 0,1 \Rightarrow k_p = 0,37$  (non optimal). Les courbes directement zoomées sur le régime transitoire résultant après la faute.

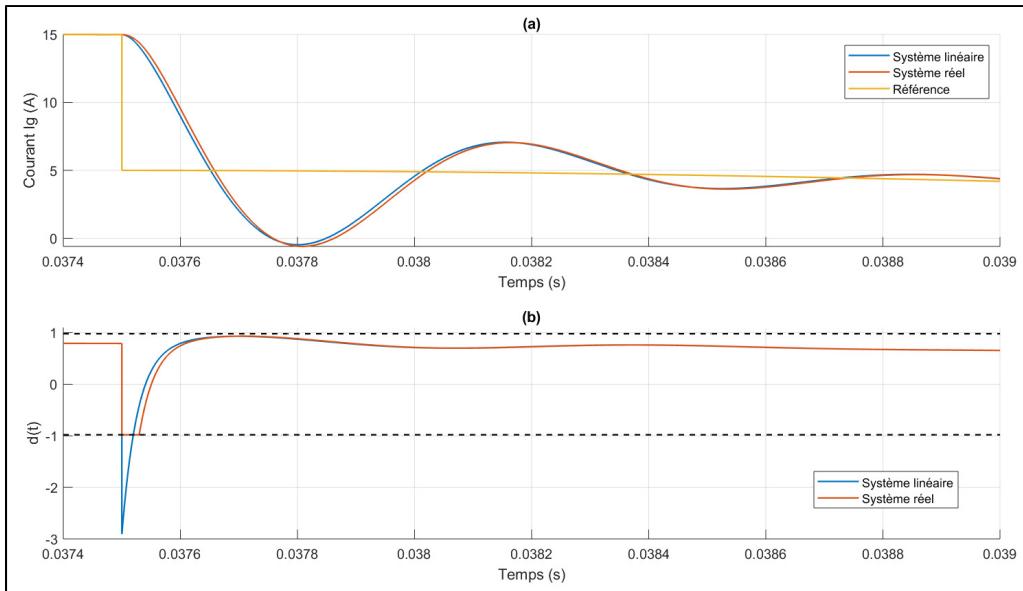


Figure 4.12 Validation de la condition de proportionnalité entre  $k_p$  et  $H_1$  (a) Courant  $i_g(t)$  ;  
(b) Signal  $d(t)$  en entrée du modulateur MLI

Les réponses en courant entre les systèmes sans saturation et avec saturation sont presque identiques, ce qui nous permet de valider le fait que les deux systèmes se comportent de la même manière avec cette condition. Le tracé du signal  $d(t)$  (Figure 4.12 (b)) nous montre qu'il dépasse la limite de saturation au moment de la faute. Cela est normal et inévitable, au vu de l'erreur de courant (10A) à ce moment. Ce qui nous intéresse ici est la réponse du système suite à cela, et donc le comportement de  $d(t)$  après la faute. Cette réaction nous montre qu'il n'y a pas de dépassement de  $d(t)$  de la limite supérieure de la saturation, ce qui valide la condition de proportionnalité entre  $k_p$  et  $H_1$ .

#### 4.4.4 Correction de la méthode (2<sup>nde</sup> approche) et dimensionnement final

La méthode finalement proposée emploie les mêmes principes que ceux présentées précédemment aux parties 4.4.1 et 4.4.2 (mêmes termes constants, mêmes courbes tracées). La seule différence concerne le point 1) du protocole d'application de la méthode. Afin d'inclure la condition entre  $k_p$  et  $H_1$ , nous modifions ce point comme suit :

- 1) Fixer la plage de variation de  $H_1$  ( $0 \rightarrow 1,28$ ), et calculer les coefficients  $k_p$  correspondants avec la condition de proportionnalité donnée par l'expression (4.18) :  $k_p = 3,7 \times H_1$ .

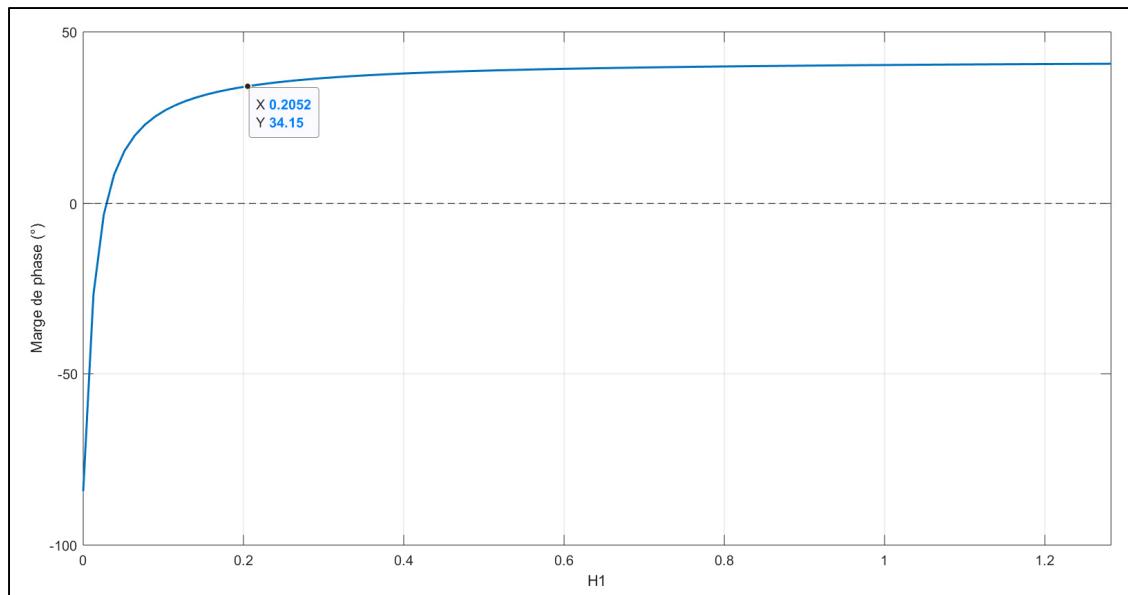


Figure 4.13 Évolution de la marge de phase du gain de boucle – 2<sup>nde</sup> approche

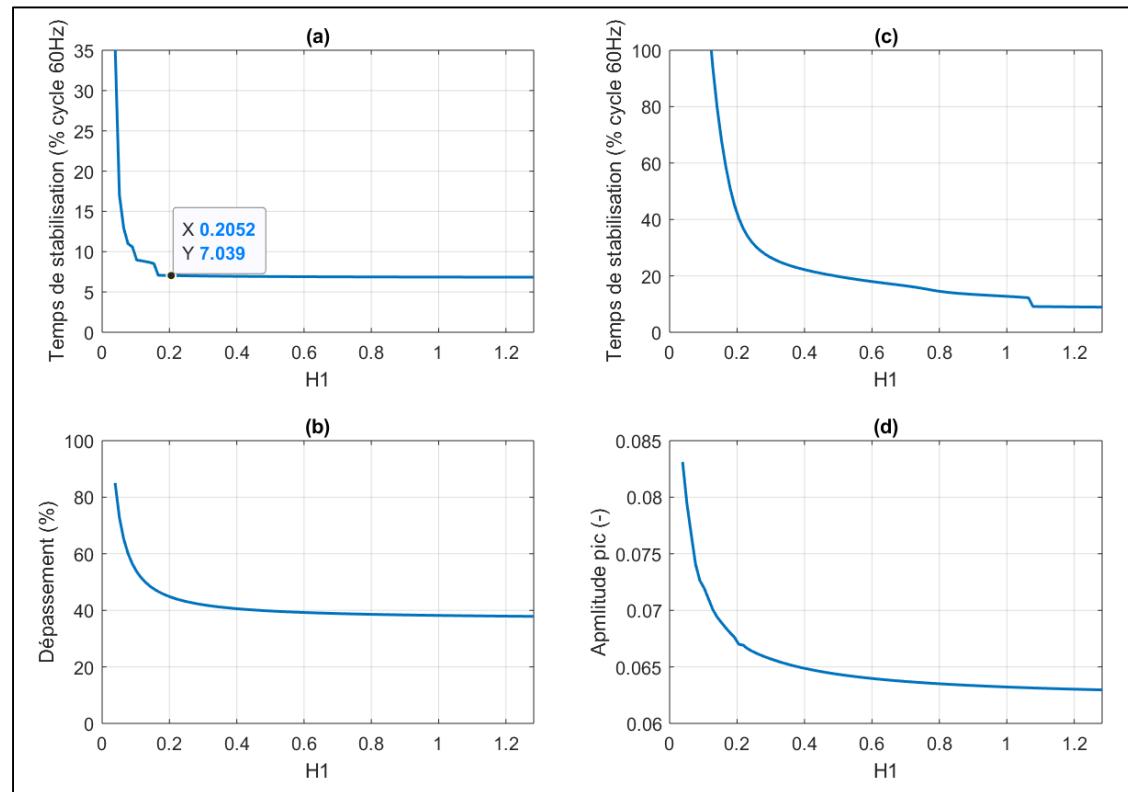


Figure 4.14 Évolution des caractéristiques temporelles du système – 2<sup>nde</sup> approche  
 (a) et (c) Temps de stabilisation de  $ig_1$  et  $ig_2$  ; (b) Dépassement de  $ig_1$  ; (d) Valeur pic de  $ig_2$

Les courbes de dimensionnement de la 2<sup>nde</sup> approche sont présentées aux Figure 4.13 et Figure 4.14. Le script Matlab permettant leur tracé est donné en ANNEXE XI. Les variables  $k_p$  et  $H_1$  n'étant pas indépendantes, il n'y aura qu'une courbe présente sur chacune des figures tracées. Nous parlerons alors de couple  $(H_1; k_p)$  pour évoquer le dimensionnement.

Contrairement au cas précédent (1<sup>ère</sup> approche), l'évolution de ces grandeurs en fonction de  $H_1$  ne présente pas de point optimal. À première vue, il apparaît qu'un couple  $(H_1; k_p)$  le plus élevé possible correspond au meilleur dimensionnement. Cependant, comme nous l'avions déjà mentionné, l'élévation de ces paramètres conduit à une détérioration de  $d(t)$  qui est alors plus « pollué » par les harmoniques de commutation réinjectées dans le contrôle via les *feedbacks*. De plus, en faisant des allers-retours entre ces courbes et les résultats donnés par les simulations, d'autres aspects entrent en jeu, qui ne sont pas déductibles des caractéristiques tracées. Ainsi, pour un couple  $(H_1; k_p)$  élevé, le dépassement en condition de faute est moindre (ce qui est cohérent avec la Figure 4.14), mais la phase du signal de sortie met plus de temps à se stabiliser. Un couple  $(H_1; k_p)$  plus faible conduit à ce qu'il n'y ait pas de déviation de phase par rapport à la référence, mais la réponse en amplitude sera plus longue, et avec un dépassement légèrement plus important. Pour faire un compromis entre ces considérations (déviation de phase et réponse en amplitude en régime transitoire), nous fixons le dimensionnement suivant :  $\begin{cases} H_1 = 0,2 \\ k_p = 3,7 \times H_1 = 0,74 \end{cases}$ . Le Tableau 4.1 résume toutes les valeurs des paramètres de la commande sans compensation harmonique.

Tableau 4.1 Résumé des paramètres de la commande sans compensation harmonique

Paramètres	Valeur
Gain proportionnel $k_p$	0,74
Gain résonnant $k_r$	377
Facteur d'amortissement $\zeta$	0,002
Ordre maximal des harmoniques à compenser $h_{max}$	1
Coefficient proportionnel sur le retour de courant capacitif $H_1$	0,2

#### 4.4.5 Analyse fréquentielle du système en boucle fermée sans compensation harmonique

La stabilité du système en boucle fermée se détermine comme décrit à la partie 1.7, via l'analyse fréquentielle de son gain de boucle, donné par l'équation (4.12). Le diagramme de Bode correspondant est présenté par la Figure 4.15.

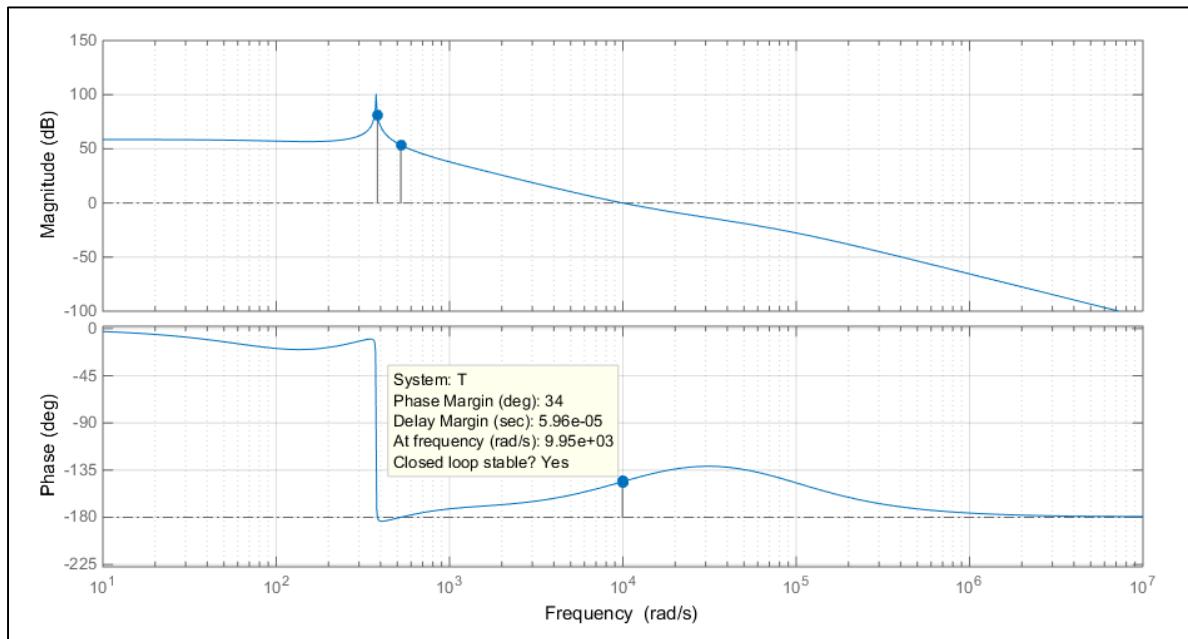


Figure 4.15 Diagramme de Bode du gain de boucle  $T(s)$  du système dimensionné sans compensation harmonique

Les diagrammes de Bode de fonction de suivi et de perturbation sont donnés par les Figure 4.16 et Figure 4.17 respectivement.

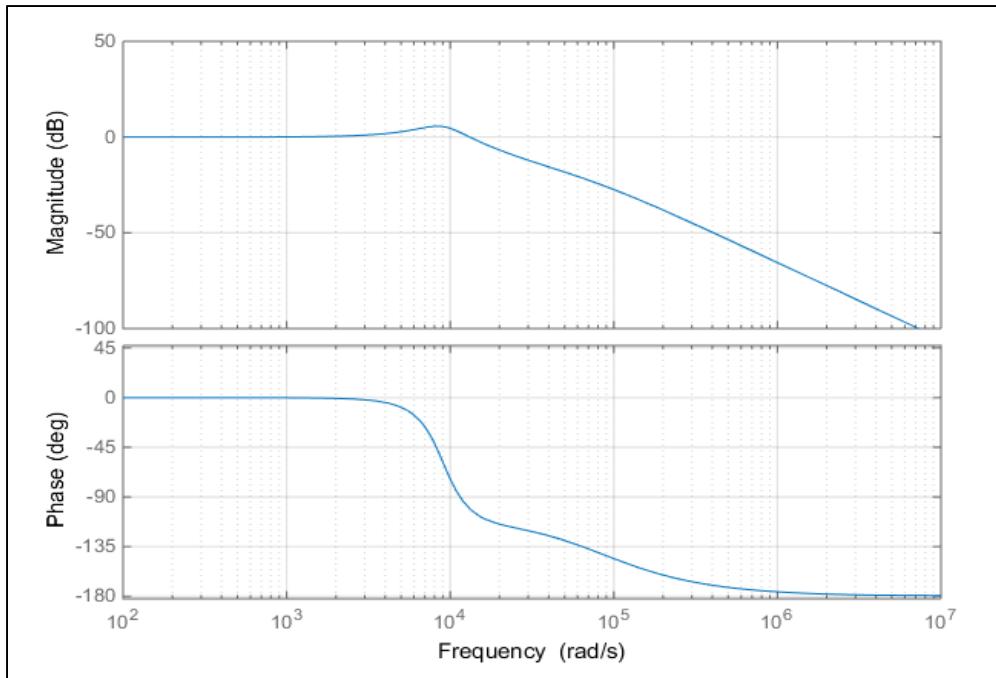


Figure 4.16 Diagramme de Bode de la fonction de suivi  $i_{g1}(s)$  du système dimensionné sans compensation harmonique

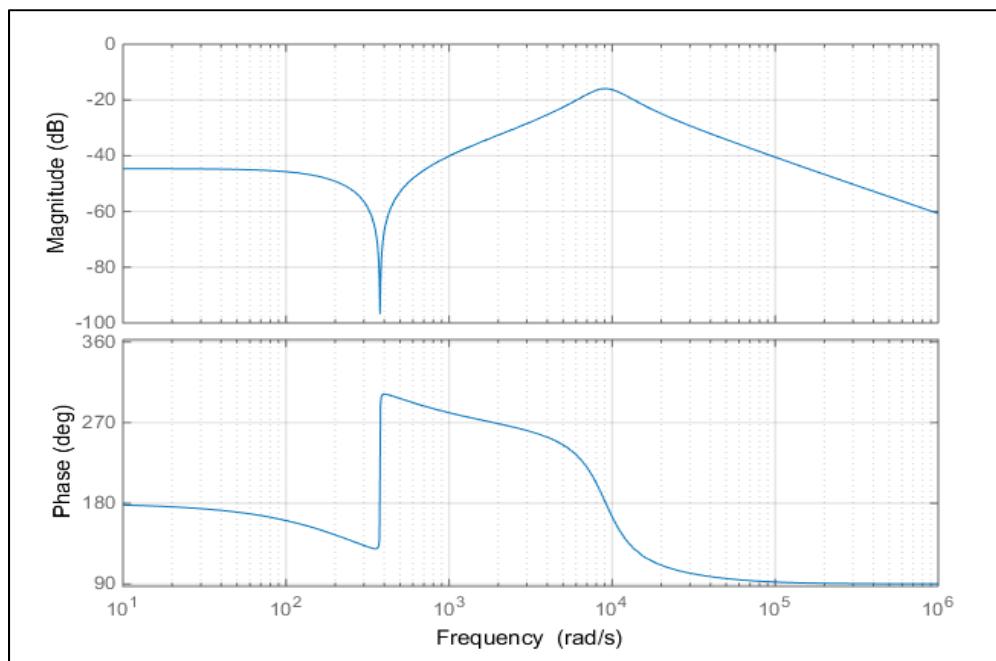


Figure 4.17 Diagramme de Bode de la fonction de perturbation  $i_{g2}(s)$  du système dimensionné sans compensation harmonique

L'analyse du gain de boucle  $T(s)$  nous indique que le système a une marge de phase de  $33,95^\circ$  à la pulsation  $9,95\text{kHz}$ . Nous en déduisons alors que le système est stable en boucle fermée. Le diagramme de  $i_{g1}(s)$  affiche un gain de  $0\text{dB}$  et une phase de  $-5 \cdot 10^{-4}$  degrés à la pulsation du réseau  $\omega_r$  ce qui prouve que le suivi de la référence se fera correctement, et qu'il n'y aura pas d'erreur statique en régime permanent. De plus, le diagramme relatif à  $i_{g2}(s)$  montre que la rejection des perturbations du réseau est effective à  $\omega_r$ . Ces éléments mettent en valeur les bénéfices du compensateur P-Res utilisé.

## 4.5 Dimensionnement avec compensation harmonique

### 4.5.1 Problématique de stabilité

Nous étudions à présent le cas d'une commande permettant une compensation des harmoniques présentes sur la tension du réseau. Il apparaît alors un nouveau paramètre de commande, à savoir  $h_{max}$ , qui est l'ordre de l'harmonique maximale à compenser. Pour rappel, cette compensation est effectuée à l'aide de plusieurs compensateurs résonnantes en parallèle (équation (4.2)), dimensionnés pour résonner aux fréquences à compenser. Les harmoniques d'ordre impaires sont prédominantes sur le réseau, les compensateurs seront alors utilisés pour une compensation aux ordres 3, 5, 7... Il est donc nécessaire de déterminer le nombre de ces compensateurs à placer en parallèle, ce qui correspond au paramètre  $h_{max}$ .

Ce paramètre aura une incidence sur la stabilité et la réactivité du système en BF. Plus  $h_{max}$  augmente, plus la dernière fréquence compensée se rapproche de la fréquence de croisement à  $0\text{dB}$ . C'est à cette fréquence de croisement que l'on détermine la marge de phase du système, et donc sa stabilité. En analysant la Figure 4.2, on voit que la phase d'un compensateur P-Res varie sur une plage autour de sa fréquence de résonnance, et qu'elle revient à zéro en dehors de cette plage. Plus précisément, cette phase est négative pour les fréquences à droite de la fréquence de résonnance. Ainsi, la phase d'un P-Res influe sur la phase du système total dans la plage de fréquence mentionnée. Dans le cas où la fréquence compensée est bien inférieure à la fréquence de croisement à  $0\text{dB}$ , cela est sans effet sur la marge de phase du système. Cependant, en augmentant  $h_{max}$ , il y a un risque de diminuer la

MP du système, à cause du fait que l'on compense des fréquences côtoyant sa bande passante comme cela a été statué par (Castilla et al., 2009). De manière générale, (Xu et al., 2016) montrent qu'il y a un risque d'instabilité si des fréquences compensées sont en dehors de la bande passante du système.

Cela peut être visualisé sur la Figure 4.18, qui montre l'évolution de la MP du système pour plusieurs valeurs de  $h_{max}$ . Les paramètres de commande sont les mêmes que ceux dimensionnés précédemment (voir Tableau 4.1).

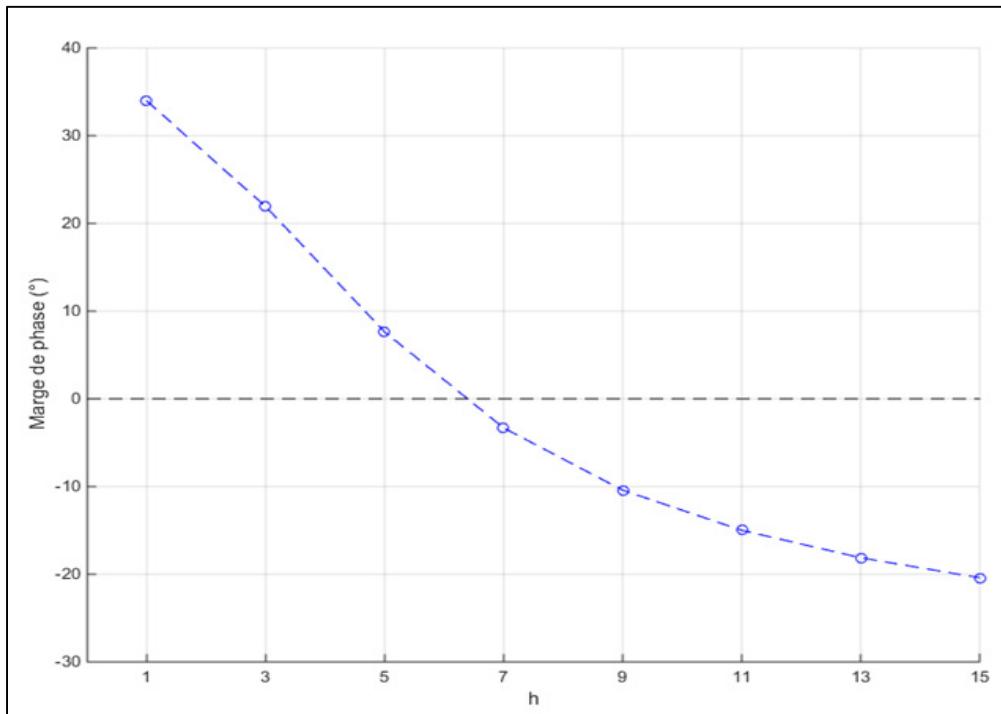


Figure 4.18 Évolution de la marge de phase du système avec le nombre maximal d'harmonique à compenser  $h_{max}$

Ainsi, avec le dimensionnement effectué précédemment, il sera possible d'implanter une compensation harmonique qui se limite à l'ordre 5. Cela nuirait cependant drastiquement aux performances du système, car sa marge de phase serait alors inférieure à  $10^\circ$ . Il est donc nécessaire d'effectuer un nouveau dimensionnement, avec lequel nous aurons à déterminer la valeur de  $h_{max}$ .

#### 4.5.2 Adaptation de la méthode de dimensionnement

Nous procéderons de la même manière que lors du dimensionnement sans compensation harmonique. Ainsi, le facteur de proportionnalité entre  $H_1$  et  $k_p$  est conservé, et nous nous intéresserons toujours aux mêmes caractéristiques du système. En revanche, ces caractéristiques seront différentes selon la valeur de  $h_{max}$  choisie. Nous tracerons donc les mêmes courbes qu'à la partie 4.4.4, mais pour différentes valeurs de  $h_{max}$ . Il y aura donc plusieurs courbes sur chaque graphique.

#### 4.5.3 Dimensionnement

Les courbes de dimensionnement obtenues pour la compensation harmonique sont présentées aux Figure 4.19 et Figure 4.20. Nous nous arrêterons ici à  $h_{max} = 11$ .

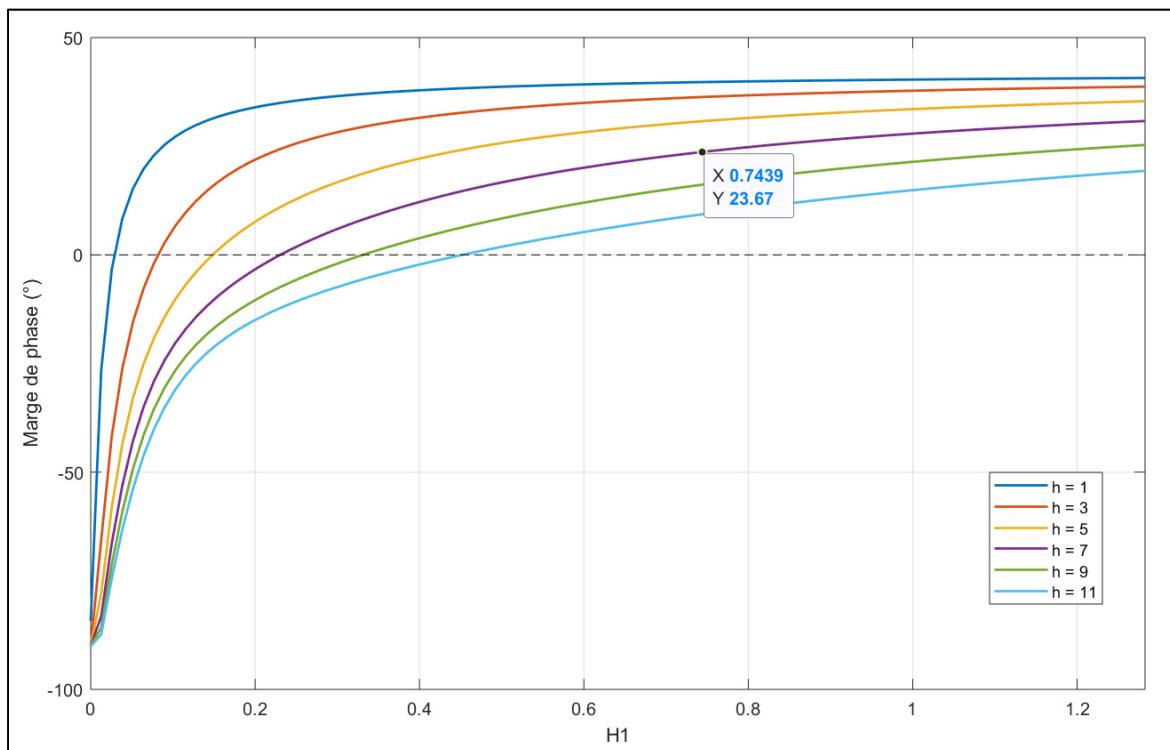


Figure 4.19 Évolution de la marge de phase du gain de boucle pour différents  $h_{max}$

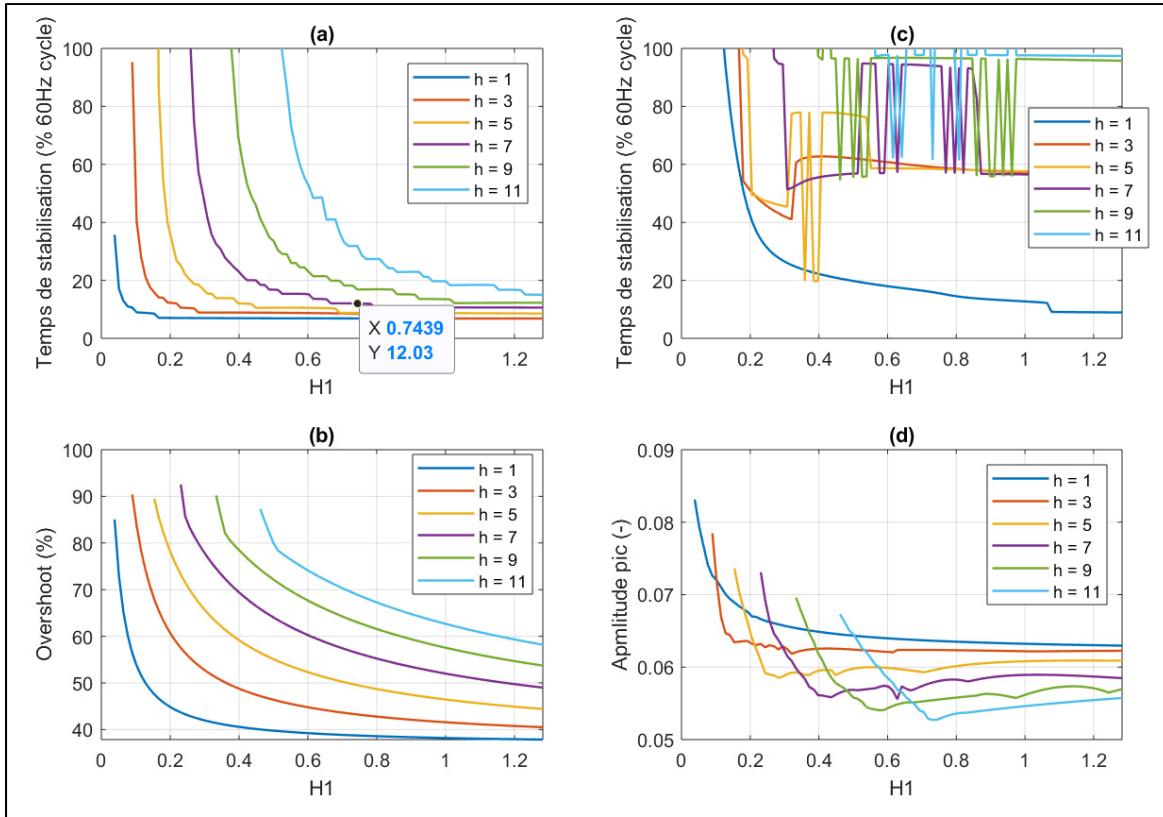


Figure 4.20 Évolution des caractéristiques temporelles du système pour différents  $h_{max}$   
(a) et (c) Temps de stabilisation de  $ig_1$  et  $ig_2$  ; (b) Dépassement de  $ig_1$  ; (d) Valeur pic de  $ig_2$

Le script Matlab ayant permis d'obtenir ces courbes est donné en ANNEXE XI. Il s'agit du même script que celui utilisé pour le dimensionnement sans compensation harmonique, mais où nous avons fait varier le paramètre  $h_{max}$ .

**Note :** les courbes des Figure 4.19 et Figure 4.20 pour  $h_{max} = 1$  correspondent à celles présentées aux Figure 4.13 et Figure 4.14.

Comme discuté, nous pouvons voir que les caractéristiques du système sont moins bonnes avec une augmentation de  $h_{max}$ . Les paramètres de régulation  $H_1$  et  $k_p$  doivent alors être ajustés. À l'aide de ces courbes de dimensionnement, puis avec une vérification en

simulation, nous fixons finalement le dimensionnement suivant :  $\begin{cases} h_{max} = 7 \\ H_1 = 0,75 \\ k_p = 3,7 \times H_1 = 2,8 \end{cases}$ .

En comparaison du dimensionnement sans compensation harmonique, nous avons ici été obligé d'établir un dimensionnement plus agressif, en augmentant les valeurs du couple ( $H_1; k_p$ ). Cela est principalement guidé par le critère sur la marge de phase du système. Il a été choisi de s'arrêter à un ordre harmonique maximal de 7 pour la même raison. Le Tableau 4.2 résume les paramètres du dimensionnement avec compensation harmonique.

Tableau 4.2 Résumé des paramètres de la commande avec compensation harmonique

Paramètres	Valeur
Gain proportionnel $k_p$	2,8
Gain résonnant $k_r$	377
Facteur d'amortissement $\zeta$	0,002
Ordre maximal des harmoniques à compenser $h_{max}$	7
Coefficient proportionnel sur le retour de courant capacitif $H_1$	0,75

On note qu'il est possible de varier les autres paramètres afin de faire remonter la marge de phase du système. Ainsi, le gain résonnant  $k_r$  pourrait être ajusté pour chacun des compensateurs résonnant. Il serait en l'occurrence abaissé pour les compensateurs des ordres plus élevés. Cependant cela conduirait à une moins bonne rejection.

#### 4.5.4 Analyse fréquentielle du système en boucle fermée avec compensation harmonique

Les diagrammes de Bode des fonctions de transfert du gain de boucle, de suivi et de perturbation pour les paramètres du Tableau 4.2 sont présentés aux Figure 4.21, Figure 4.22 et Figure 4.23.

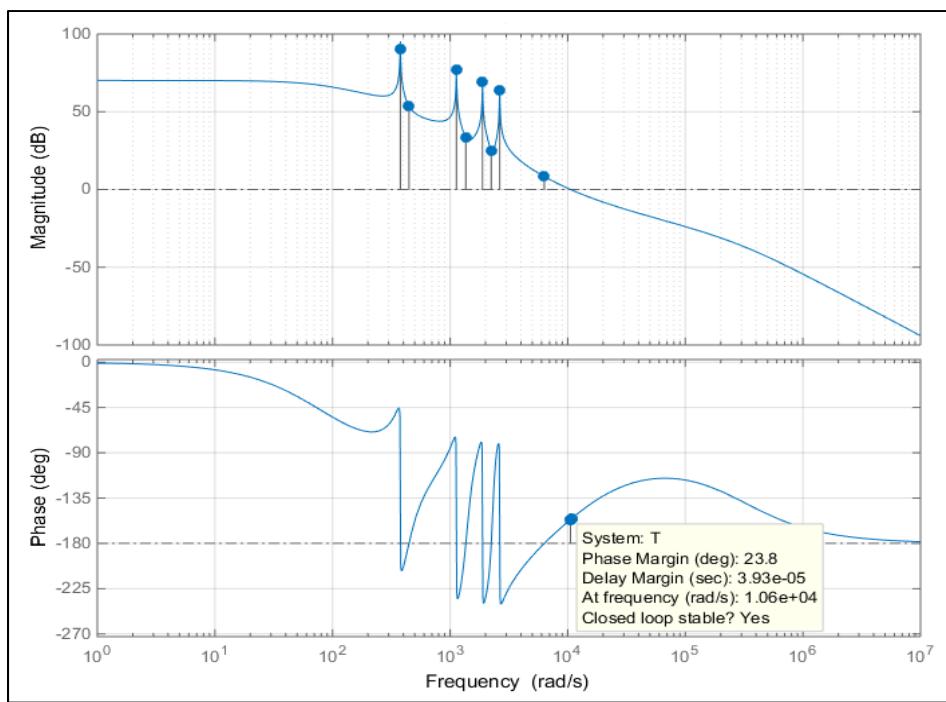


Figure 4.21 Diagramme de Bode du gain de boucle  $T(s)$  du système dimensionné avec compensation harmonique

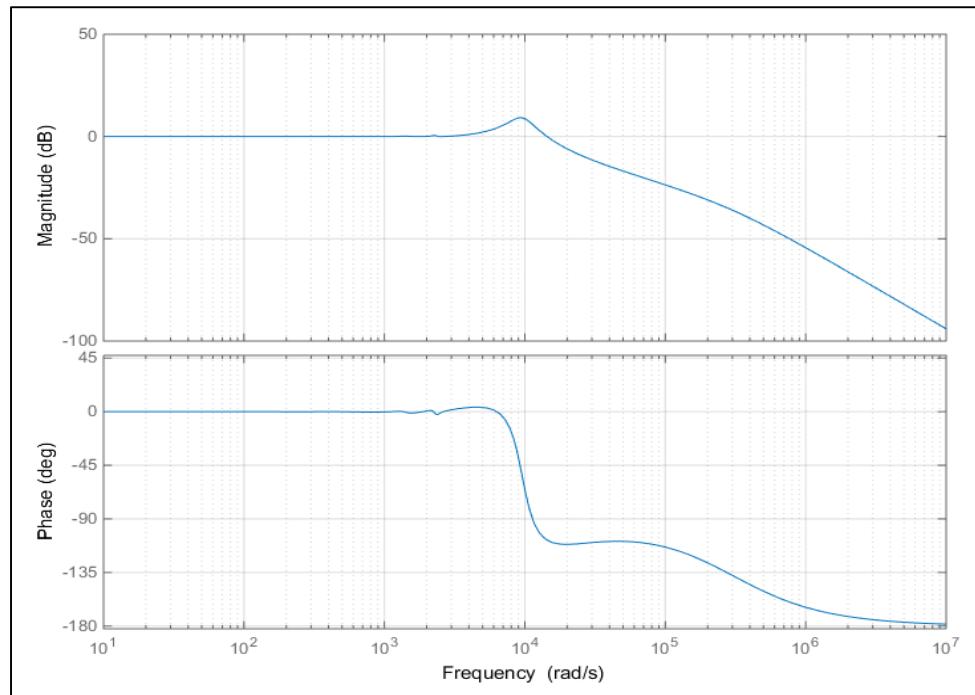


Figure 4.22 Diagramme de Bode de la fonction de suivi  $i_{g1}(s)$  du système dimensionné avec compensation harmonique

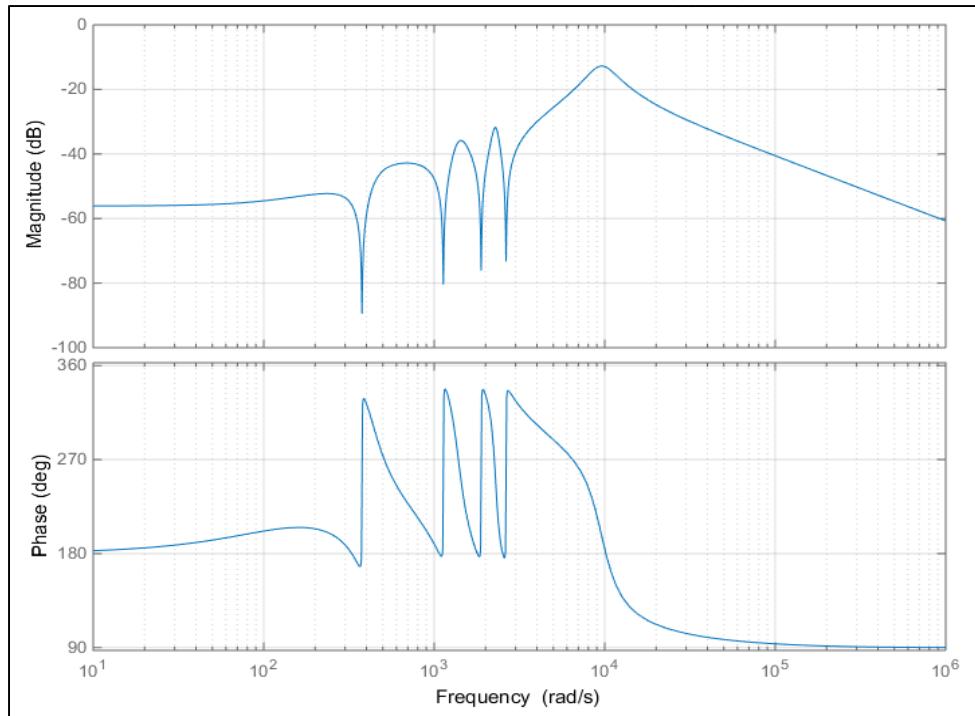


Figure 4.23 Diagramme de Bode de la fonction de perturbation  $i_{g2}(s)$  du système dimensionné avec compensation harmonique

Le système présente une marge de phase de  $23,8^\circ$  en boucle ouverte avec le dimensionnement retenu, synonyme de stabilité en boucle fermée. Cependant, la MP a été abaissée par rapport au dimensionnement sans compensation harmonique. Les oscillations en condition de faute pourront alors être plus importantes.

Nous pouvons voir sur la Figure 4.22 que l'association en parallèle de différents compensateur résonnants n'a presque aucun impact sur la fonction de suivi de la référence  $i_{g1}(s)$  en comparaison avec la Figure 4.16. Le suivi du courant de référence à 60Hz se fera alors correctement, sans erreur statique.

La contribution des P-Res à la rejection harmonique est observable sur la Figure 4.23. Nous y voyons clairement l'effet des compensateurs aux fréquences d'ordre 1, 3, 5 et 7.

#### 4.6 Impact de l'inductance de ligne sur le système dimensionné

Comme discuté à la partie 4.1, la valeur d'inductance de ligne a un effet significatif sur la marge de phase du système, et donc sur sa stabilité. La figure ci-dessous représente son évolution en fonction de  $L_g$  pour les deux configurations établies : avec et sans compensation harmonique. Cette caractéristique est tracée pour une valeur de résistance de ligne de  $200\text{m}\Omega$ .

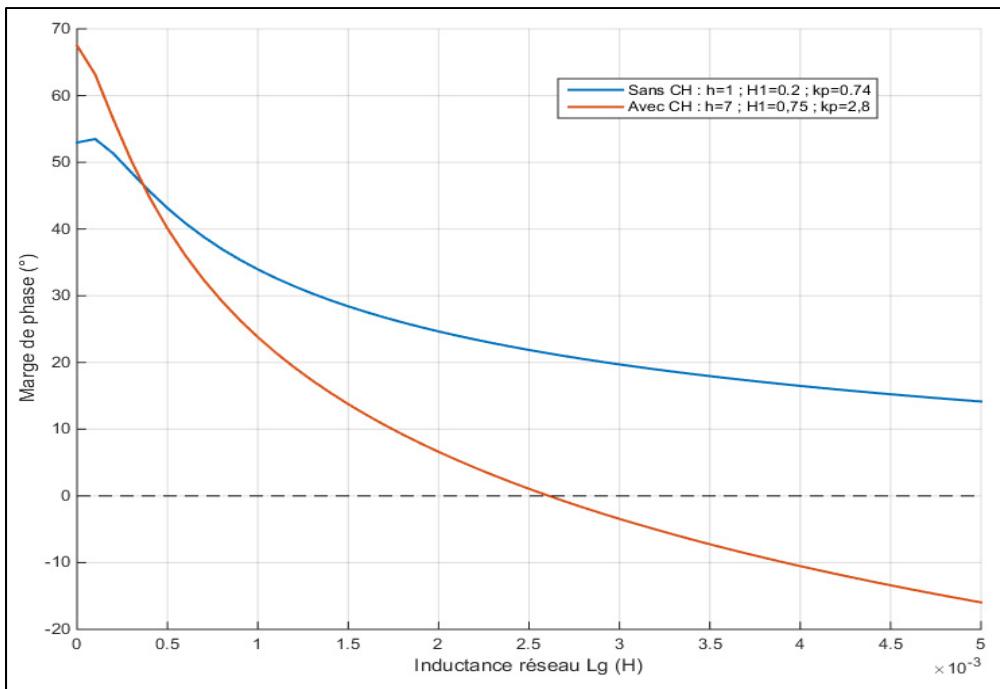


Figure 4.24 Évolution de la marge de phase du système pour les deux dimensionnement selon l'inductance de ligne

Le dimensionnement sans compensation harmonique montre que le système sera stable sur toute la plage de valeurs de  $L_g$  considérée, bien que sa MP décroisse. En revanche, le dimensionnement avec compensation harmonique montre que le système sera instable à partir d'une valeur d'environ  $2,5\text{mH}$  d'inductance du réseau, ce qui est négatif. Ce dimensionnement apporte donc l'avantage de compenser les harmoniques du réseau, mais introduit des problèmes de stabilité supplémentaire. Il sera alors nécessaire d'ajuster le dimensionnement dans le cas de réseaux faibles.

De manière générale, l'augmentation de  $L_g$  crée un risque d'instabilité, mais cela favorise d'un autre côté le contrôle du pont. En effet, une variation des grandeurs de sortie de l'onduleur (condition de faute) sera amoindrie par une impédance du réseau plus importante. Cela conduit donc à moins d'oscillations et une stabilisation plus rapide du courant de sortie. Ainsi, l'augmentation de l'inductance de source est négative en ce qui concerne la stabilité du système, mais est positive quant à sa réponse temporelle en condition de faute.

Nous pouvons aussi noter qu'une augmentation de la résistance des lignes  $r_g$  conduit à une augmentation proportionnelle de la marge de phase du système. Cette caractéristique n'a pas été représentée ici.

#### 4.7 Résultats et discussion

Nous testons ici le système dimensionné afin de statuer si la régulation proposée correspond aux objectifs. Dans le but de caractériser uniquement la régulation, nous n'incluons pas la PLL dans la schématique de commande. Ainsi, le courant de référence  $i_g^*$  sera créé artificiellement. Sa phase correspond à celle de la tension du réseau, pour opérer à un facteur de puissance unitaire, et son amplitude correspond à une variable d'entrée du système, que nous fixons nous même. Le point d'opération nominal correspond à un courant crête  $I_g^* = 15A$ . Nous considérons que le système est synchronisé au réseau au démarrage. Les tests du système total (avec la PLL et la régulation) seront présentés au CHAPITRE 5.

Nous procéderons à trois tests différents :

- une variation en échelon du courant de consigne  $i_g^*$ ;
- une variation en échelon de la tension du réseau  $v_s$ ;
- un test dans le cas d'un réseau pollué : la tension  $v_s$  sera alors empreinte d'harmoniques, comme pour un des tests de la PLL (voir partie 3.6.3).

Pour les deux premiers tests, qui correspondent à une faute, les variations interviennent lorsque le régime permanent est atteint. Les paramètres du système sont ceux présentés par le

Tableau 1.2. Nous présenterons sur chacune des courbes les résultats relatifs aux deux dimensionnements présentés : avec et sans compensation harmonique (CH). Cela permettra de comparer ces deux cas de figure. Nous nous intéresserons à la courbe du courant de sortie du convertisseur  $i_g(t)$  et à son erreur par rapport au courant de consigne  $i_g^*(t)$ .

Notons que les variations imposées au système sont ici des échelons. De telles situations ne sont pas représentatives d'un cas réel, comme lors du test de la PLL. Il s'agit ici de tests critiques, permettant d'évaluer la robustesse du système. Si les réponses de celui-ci sont satisfaisantes pour de telles conditions, elles le seront d'autant plus lors de variations plus légères, généralement en rampe.

Le modèle Simulink en commutation du convertisseur et sa commande est donné en ANNEXE XII. Le fichier Simulink de la modélisation du convertisseur et de sa commande est donné en ANNEXE XIII. Ces deux modèles Simulink nécessitent un script d'initialisation afin de réaliser les tests présentés, qui est donné en ANNEXE XIV.

#### 4.7.1 Test d'une variation de consigne

Nous testons à présent la réponse du système pour une variation de sa consigne en échelon de 15A à 5A (amplitude crête). La variation survient à  $t = 54ms$  après le démarrage, lorsque le régime permanent est atteint. Nous traçons le courant  $i_g(t)$  sur la Figure 4.25 (a) ; l'erreur de courant  $\varepsilon_i(t)$  zoomée sur l'axe Y sur la Figure 4.25 (b) afin de voir le régime transitoire au démarrage ; ainsi que  $\varepsilon_i(t)$  zoomée sur l'axe X au moment de la faute sur la Figure 4.25 (c). La tension du réseau est fixe à 180V crête, 60Hz.

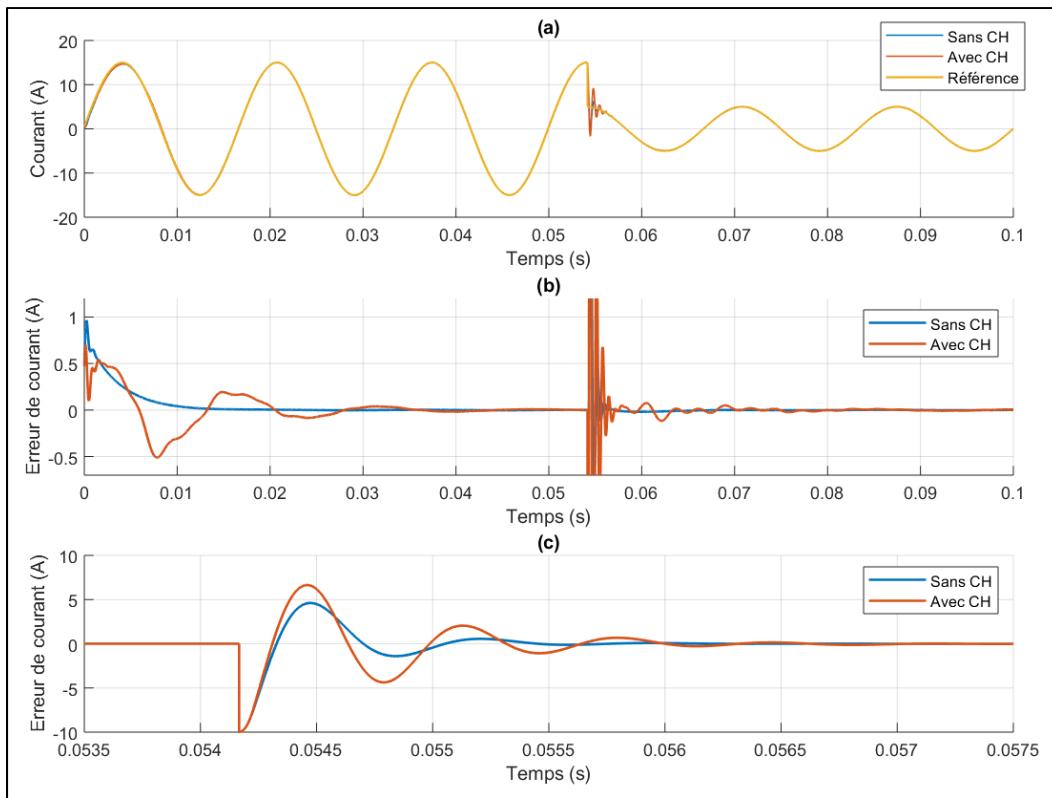


Figure 4.25 Test de la régulation – variation de consigne (a) Courant  $i_g(t)$  ;  
 (b) Erreur de courant (zoom Y) ; (c) Erreur de courant (zoom X)

Dans le cas de la régulation sans CH, le système se stabilise très rapidement au démarrage, sans fluctuation de phase, comme le montre la Figure 4.25 (b). Pour la régulation avec CH, une fluctuation est observée au démarrage : il s'agit ici d'une légère variation de phase par rapport à la consigne. Cela vient du fait que le couple  $(H_1; k_p)$  est plus important, ce qui génère cette erreur transitoire, comme discuté à la partie 4.4.4. C'est ici l'inconvénient de ce dimensionnement, mais cela est inévitable afin de garantir la stabilité du système.

L'erreur statique est nulle en régime permanent dans les deux cas de figure. Cela illustre bien l'efficacité du compensateur P-Res, qui est donc capable d'effectuer le suivi d'une référence sinusoïdale, sans déviation de phase et d'amplitude. Cela est cohérent avec les diagrammes de Bode de la fonction de suivi  $i_g(s)$  avec et sans CH, donnés par la Figure 4.16 et la Figure 4.22. Pour rappel, ils présentent un gain de 0dB et une phase négligeable de l'ordre de  $10^{-4}$  degrés à la fréquence fondamentale.

La Figure 4.25 (c) montre que la réaction à la variation de consigne montre un dépassement d'un peu plus de 40%, et un temps de stabilisation très faible d'environ 1ms en ce qui concerne le dimensionnement sans CH. Le temps de stabilisation est plus long pour le cas avec CH, à environ 2ms. Il en va de même pour le dépassement. Ces caractéristiques observées en simulation correspondent parfaitement aux points d'opération théoriques sélectionnés sur la Figure 4.20 (caractéristiques données pas  $i_{g1}(s)$ ). Cette figure de dimensionnement montre un temps de stabilisation théorique de 7% et 12% par rapport à la période de la fondamentale, pour les cas avec CH et sans CH respectivement. Cela correspond à des temps de 1,17ms et 2ms, ce qui est donc vérifié ici.

En règle générale, nous pouvons voir que la dynamique du système régulé est rapide pour les deux cas de figure. De plus, aucune erreur statique n'est observée en régime permanent. Cependant, le dimensionnement avec CH est moins performant que celui sans CH. Les caractéristiques des réponses temporelles observées ici concordent parfaitement avec les courbes de dimensionnement utilisées précédemment, ce qui confirme que ces dernières représentent bien le comportement du système.

#### 4.7.2 Test d'une variation de la tension du réseau

Nous testons de plus la capacité du système quant au rejet des perturbations de la tension  $v_s$ . Pour cela, nous faisons varier cette tension de 180V à 90V crête en échelon, et observons les fluctuations de courant du système. Cela correspond à un régime d'opération en *Voltage Ride-Through – L/HVRT* comme indiqué par la *Rule 21* (voir ANNEXE III). Bien que le convertisseur doive se déconnecter au bout d'un certain temps lors de telles excursions, il est possible que le niveau de tension revienne à la normale avant le temps de déconnexion prévu. Dans ce cas, le convertisseur doit rester connecté pour ne pas créer de fluctuations supplémentaires sur le réseau, et il doit donc pouvoir supporter un tel régime. Cela nous renseignera quant à la robustesse du contrôle, et sur sa capacité de rejet des perturbations définie par  $i_{g2}(s)$ . Les résultats de ce test sont présentés par la Figure 4.26.

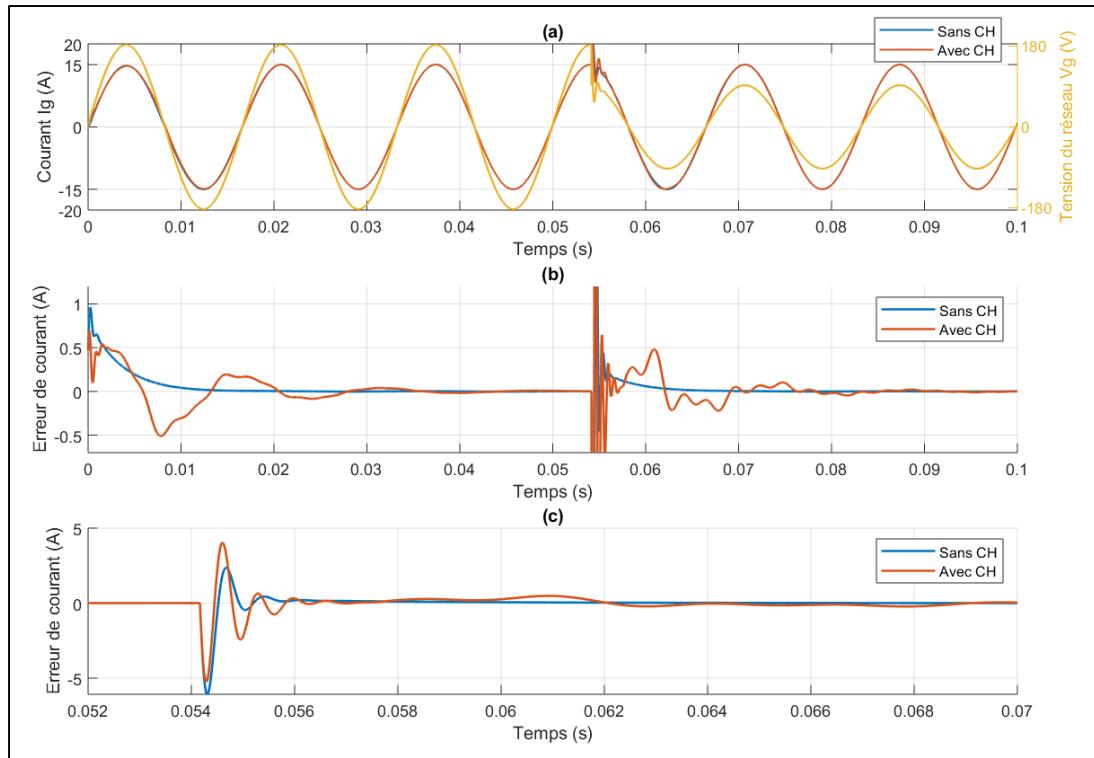


Figure 4.26 Test de la régulation – variation de la tension du réseau (a) Tension  $v_g(t)$  et courant  $i_g(t)$  ; (b) Erreur de courant (zoom Y) ; (c) Erreur de courant (zoom X)

**Note 1 :** la tension du réseau est représentée sur la Figure 4.26 (a), l'échelle des Y est affichée à droite du graphique, pour ne pas confondre cette courbe avec celles des courants.

**Note 2 :** nous pouvons observer sur la courbe de tension que la variation ne correspond pas vraiment à un échelon, mais qu'une dynamique oscillatoire est présente. Cela correspond au fait que l'échelon est appliqué en simulation sur la tension de source  $v_s$  (considérée parfaite) conformément à la Figure 4.4. Or nous traçons ici la tension au PCC  $v_g$ . L'impédance de ligne est présente entre ces deux tensions, ce qui explique la dynamique observée.

Les conditions au démarrage sont ici les mêmes que lors du test précédent (Figure 4.26 (b)). Le système sans CH se stabilise encore une fois très rapidement, en environ 1ms. En ce qui concerne le cas avec CH, des oscillations sont observées sur un peu plus d'un cycle sur la Figure 4.26 (c). Elles viennent de la réponse des compensateurs P-Res dimensionnés aux fréquences 3, 5 et 7, qui produisent cet effet néfaste. Cependant ces oscillations sont inférieures à 200mA après  $\frac{3}{4}$  de cycle suivant la faute, ce qui est acceptable. Une petite

erreur résiduelle subsiste après la variation pour le cas avec CH : il s'agit en réalité d'une erreur de phase du courant. Sa phase met plus de temps à se stabiliser, du fait que le P-Res à la fondamentale a un dimensionnement moins optimal que pour le cas sans CH. Cependant, l'erreur de phase décroît progressivement jusqu'à s'annuler.

Le système en régime stabilisé après la faute colle bien à la référence, en amplitude et en phase, bien que la stabilisation soit longue concernant ce dernier paramètre pour le dimensionnement avec CH. Cela prouve donc que le convertisseur est capable d'opérer en condition L/HVRT comme requis.

#### 4.7.3 Test dans le cas d'un réseau pollué

Ce test s'effectue sans variations de courant ou de tension. Nous étudions ici uniquement le contenu harmonique du courant lorsque le réseau est pollué. Pour cela, nous reprenons les valeurs d'harmoniques de tension déjà utilisées pour le test de la PLL, au Tableau 3.1. Comme indiqué par les standards en vigueur, le courant au PCC ne doit pas avoir une valeur de THD supérieure à 5% (IEEE, 2018).

La Figure 4.27 présente les courbes temporelles de courant et tension au PCC dans le cas d'un réseau pollué (a), ainsi que l'erreur de courant par rapport à la référence (b). Le spectre de courant injecté par le convertisseur est présenté par la Figure 4.28. Nous étudions ici les harmoniques basses fréquences, il n'apparaîtra donc pas sur cette figure la fréquence de commutation de l'onduleur. Celle-ci étant de l'ordre de  $10^{-3}\%$  par rapport à l'amplitude fondamentale, elle est négligeable par rapport aux harmoniques basses fréquences.

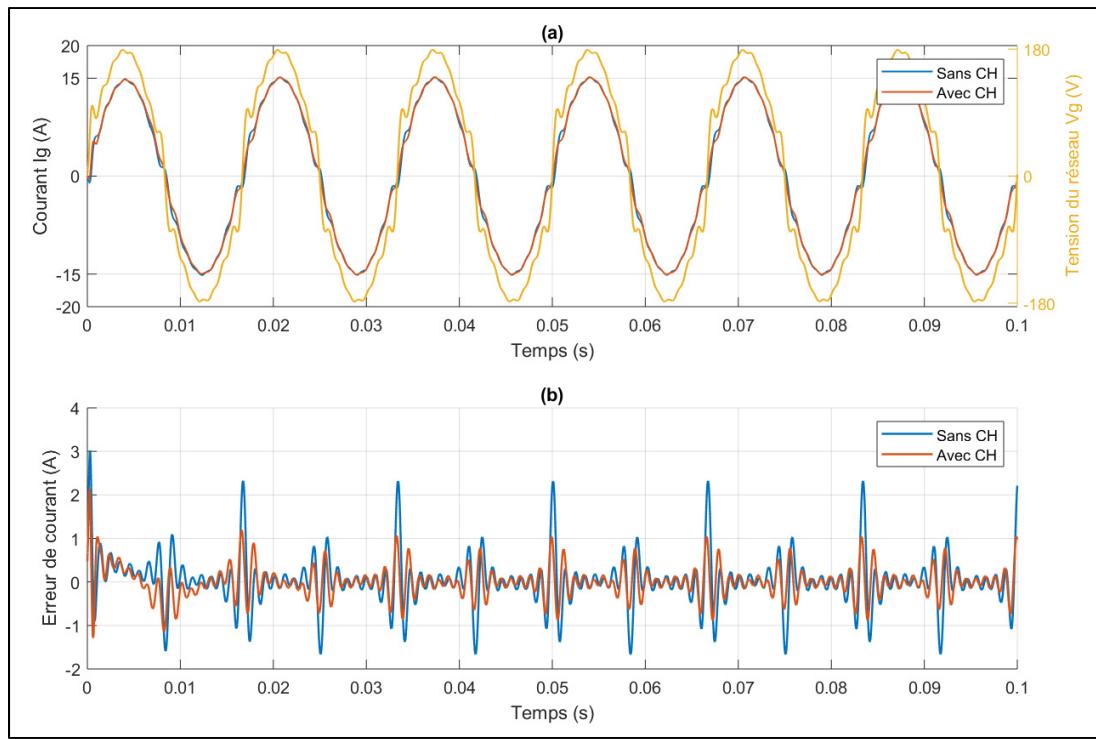


Figure 4.27 Test de la régulation – cas d'un réseau pollué (a) Tension  $v_g(t)$  et courant  $i_g(t)$  ; (b) Erreur de courant

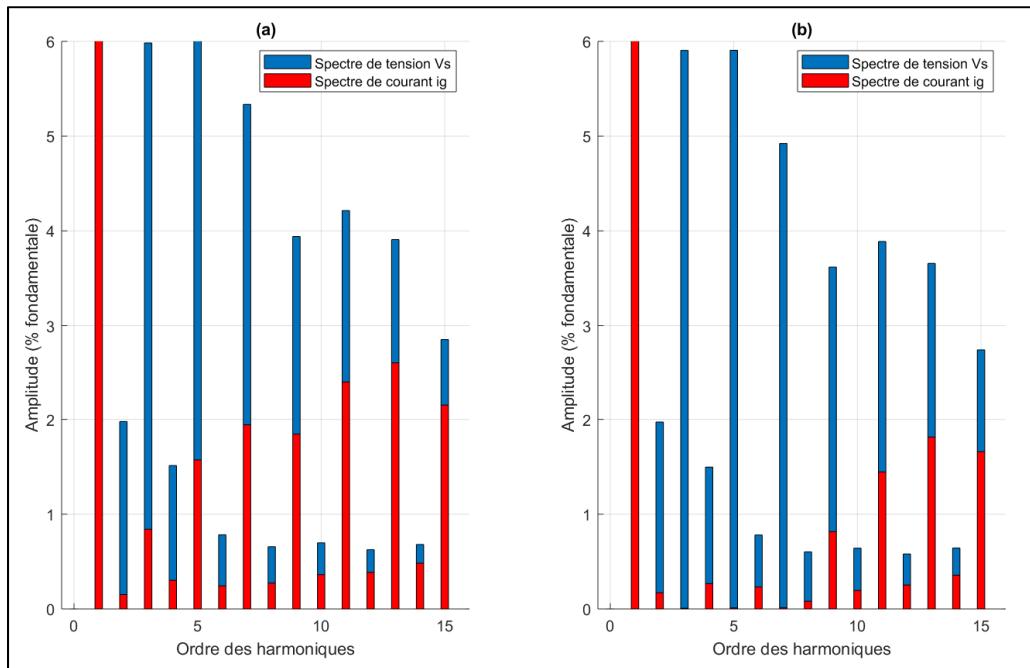


Figure 4.28 Test de la régulation – cas d'un réseau pollué (a) Spectres de courant et tension sans CH ; (b) Spectres de courant et tension avec CH

**Note :** nous pouvons voir que les amplitudes d'harmonique de tension ne sont pas exactement les mêmes que celles du Tableau 3.1. Cela correspond au même effet que précédemment : les harmoniques sont appliquées sur la tension de source  $v_s$ , or nous traçons ici les caractéristiques de la tension au PCC  $v_g$ .

Les résultats quant au THD de courant pour les deux cas de figure sont les suivants :

- sans compensation harmonique :  $THD_i = 5,3\%$ ;
- avec compensation harmonique :  $THD_i = 3\%$ .

Nous pouvons tout d'abord noter à l'aide de la Figure 4.28 que les harmoniques à plus basse fréquence sont d'avantage atténuées, y compris dans le cas du dimensionnement sans CH. Cela est conforme à la Figure 4.17 où l'on voit que l'atténuation de la fonction  $i_{g2}(s)$  s'affaiblit lorsque l'on monte en fréquence, jusqu'à un certain niveau de fréquence. Il y a donc une atténuation effective des harmoniques, y compris dans le cas sans CH des fréquences au-delà de la fondamentale (-40 à -20dB environ selon la Figure 4.17). Cependant, cela n'est pas suffisant pour respecter la valeur de THD à ne pas dépasser.

Cette valeur maximale de 5% est respectée pour le dimensionnement avec CH. Nous voyons sur la Figure 4.28 (b) que les harmoniques 3, 5 et 7 sont complètement absentes, ce qui indique que les compensateurs P-Res dimensionnés à ces fréquences sont efficaces. Un contenu est tout de même présent au-delà de l'harmonique 7, mais il est inférieur au cas sans CH. Le THD de courant pour la commande avec CH est de 3%, ce qui est tout de même élevé, bien que conforme aux standards en vigueur. Notons que le THD de la tension du réseau est ici de 12,5%, alors qu'il est généralement inférieur à 8% selon (Hydro-Québec, 2016). Il s'agit donc d'un cas critique.

Le dimensionnement avec compensation harmonique montre donc ici son avantage par rapport à celui sans CH. Il permet au convertisseur d'opérer conformément aux standards dans le cas d'un réseau pollué.

## 4.8 Conclusion du Chapitre 4

Nous avons tout d'abord présenté dans ce chapitre une brève revue des problématiques d'interconnexion du convertisseur au réseau en reprenant certains éléments des ANNEXE II et ANNEXE III. Ce qui en ressort est que le système doit être capable d'opérer dans des conditions de *Voltage Ride Through* (L/HVRT), et sous un réseau pollué. La synchronisation au réseau via une PLL a été traitée au chapitre précédent. Un point important concerne la stabilité du système qui peut être compromise dans le cas d'un réseau faible, soit avec une inductance de source élevée. Afin d'établir la régulation du pont en BF, nous avons opté pour l'utilisation de compensateurs P-Res. Le premier, dimensionné pour résonner à la fondamentale permet un suivi de la référence sinusoïdale sans erreur statique, tandis que d'autres compensateurs résonnantes seront placés en parallèle dans un but de rejection harmonique. L'étude de la stabilité du système nous a ensuite permis de sélectionner une stratégie de commande adéquate. Celle-ci nécessite la mesure de la tension aux bornes de la capacité du filtre LCL, en plus de celle du courant injecté. Un des avantages de cette stratégie est de compenser la résonnance du filtre, sans avoir recours à un élément supplémentaire dans le circuit. Cependant, cet élément étant déjà présent (résistance  $r_c$ ), nous n'avons pas plus développé ce point. À partir de cela, nous avons proposé une nouvelle méthode de dimensionnement, basée sur l'analyse fréquentielle du système afin d'avoir une commande optimale appliquée à notre cas. Sa caractéristique fréquentielle étant d'un ordre élevé, nous avons procéder de manière numérique afin d'établir les courbes de dimensionnement. Une difficulté a été de gérer l'effet de la saturation en entrée du modulateur MLI, qui introduit une non linéarité. Finalement, deux dimensionnement différents ont été proposés : avec et sans compensation harmonique (CH). Ce dernier présente de meilleurs résultats que celui avec CH en ce qui concerne les réponses temporelles du système lors des différents tests, ainsi que pour les problématiques de stabilité. Cependant, il ne permet pas une rejection harmonique suffisante dans le cas d'un réseau pollué, contrairement à la commande avec CH, ce qui est un avantage indéniable. De manière générale, les deux dimensionnements sont robustes pour des tests critiques, la stabilisation du système est rapide, et l'erreur statique est nulle en régime permanent comme convenu. De plus, la stabilité est assurée.



## CHAPITRE 5

### TEST DU SYSTÈME TOTAL DANS UN CAS RÉALISTE

Nous avons jusqu'à présent conçu et dimensionné une PLL en vue de la synchronisation du convertisseur au réseau, ainsi que sa régulation en elle-même. Ces deux éléments ont été testés indépendamment, pour des variations des grandeurs d'entrée en échelon. Ces tests ne sont pas représentatifs d'un comportement réel et correspondent à un cas critique, nous les avons réalisés afin d'analyser la robustesse du système. Celle-ci est assurée pour les dimensionnements effectués. Les caractéristiques temporelles de la PLL et de la régulation en boucle fermée (BF) correspondent bien à nos attentes. Ce chapitre présente les tests du système complet, composé de la PLL et de la régulation. La phase du courant de référence de la régulation sera alors fournie par la PLL qui assure la synchronisation au réseau. Nous procéderons à des tests plus réalistes que les précédents, où les variations se feront en rampe et non plus en échelon. Le but est d'étudier le comportement du système dans un cas réel. Nous rappellerons tout d'abord la configuration du système total et de ses paramètres, puis nous présenterons successivement chacun des tests réalisés. Les fichiers de simulation utilisés sont les mêmes que ceux du CHAPITRE 4, ils sont présentés à l'ANNEXE XII et à l'ANNEXE XIII, et leur script d'initialisation est présenté à l'ANNEXE XIV. Comme précédemment, nous comparerons les résultats des configurations avec et sans compensation harmonique (CH).

#### 5.1 Rappels de la configuration du système et de ses paramètres

Nous rappelons ici la configuration de l'onduleur synchronisé au réseau via la PLL conçue au CHAPITRE 3, et dont la régulation en BF a été présentée au CHAPITRE 4. Nous présentons ci-après le schéma électrique du système (Figure 5.1), ainsi que sa modélisation (Figure 5.2) établie au CHAPITRE 2. De plus, les paramètres du système connectés au réseau et de sa commande totale (PLL + régulation) sont présentés au Tableau 5.1. Tous ces paramètres et configurations ont été donnés au cours du document, ce qui suit en fait le résumé global.

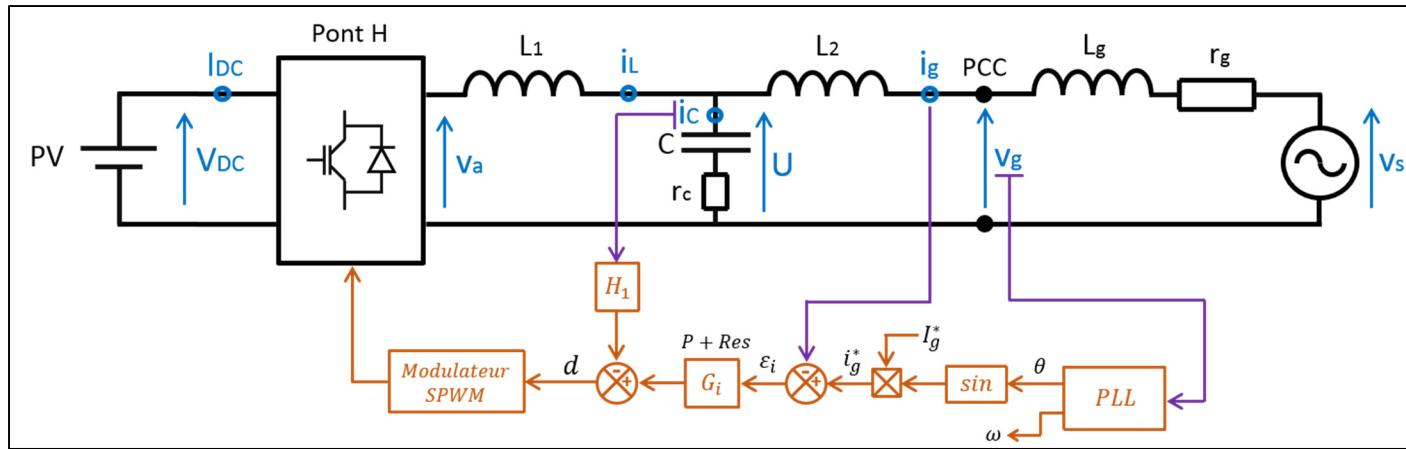


Figure 5.1 Schéma électrique de l'onduleur synchronisé au réseau et de sa commande

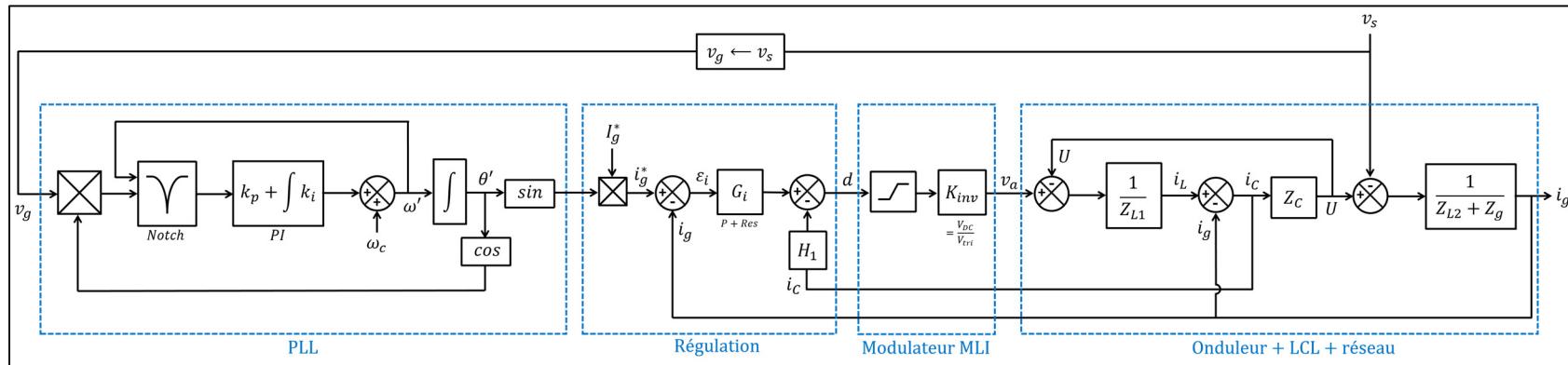


Figure 5.2 Modèle de l'onduleur synchronisé au réseau et de sa commande

Tableau 5.1 Résumé des paramètres de l'onduleur connecté au réseau et de sa commande

<b>Paramètres de l'onduleur + modulateur MLI</b>	
Tension en entrée du pont $V_{DC}$	230V
Courant nominal de sortie $i_g$	15A crête
Puissance nominale du pont $P_{nom}$	1,35kW
Inductance du filtre côté du pont $L_1$	590 $\mu$ H
Inductance du filtre côté réseau $L_2$	90 $\mu$ H
Capacité du filtre C	42 $\mu$ F
Résistance $r_c$	2 $\Omega$
Amplitude de la porteuse du modulateur $V_{tri}$	1V
Saturation du modulateur	$\pm 0,98$
Fréquence de commutation $f_s$	125kHz
Type de modulation	Bipolaire
<b>Paramètres du réseau</b>	
Tension de ligne $v_s$	180V crête
Fréquence du réseau $f_r$	60Hz
Inductance de ligne $L_g$	1mH
Résistance de ligne $r_g$	200m $\Omega$
<b>Paramètres de la PLL</b>	
Pulsation centrale $\omega_c$	Pulsation théorique du réseau : 377rad/s
Pulsation naturelle $\omega_n$	160rad/s
Facteur d'amortissement $\xi$	0,65
Gain proportionnel correspondant $k_p$	284,4
Gain intégral correspondant $k_i$	2,31
Filtre de Notch : facteur $\xi_1$	$1.10^{-6}$
Filtre de Notch : facteur $\xi_2$	0,9
Filtre de Notch : pulsation d'encoche $\omega_s$	Adaptative

Paramètres de la régulation		
	Sans compensation harmonique	Avec compensation harmonique
Coefficient $H_1$	0,2	0,75
Gain proportionnel $k_p$	0,74	2,8
Gain résonnant $k_r$	377	377
Facteur d'amortissement $\zeta$	0,002	0,002
Harmoniques compensées $h_{max}$	1	7

## 5.2 Test d'une variation de fréquence du réseau

Nous infligeons une variation de fréquence du réseau de +3Hz par rapport à la fréquence normale de 60Hz. La variation est appliquée selon une rampe de 3Hz/s conformément aux indications de *Rate of change of frequency* (ROCOF) données par (IEEE, 2018). La variation intervient en régime permanent à  $t = 138ms$ .

Nous présentons l'erreur de fréquence mesurée par la PLL à la Figure 5.3 (a) ; l'erreur sur le courant de référence fournie par la PLL à la Figure 5.3 (b), et enfin l'erreur du courant injecté au PCC à la Figure 5.3 (c). Ces erreurs ont été calculées par rapport aux grandeurs théoriques que le système aurait dû présenter. Celles-ci sont calculées artificiellement afin d'analyser le comportement du système. L'axe X de la Figure 5.3 est ajusté pour visualiser les courbes sur toute la durée de la variation en rampe.

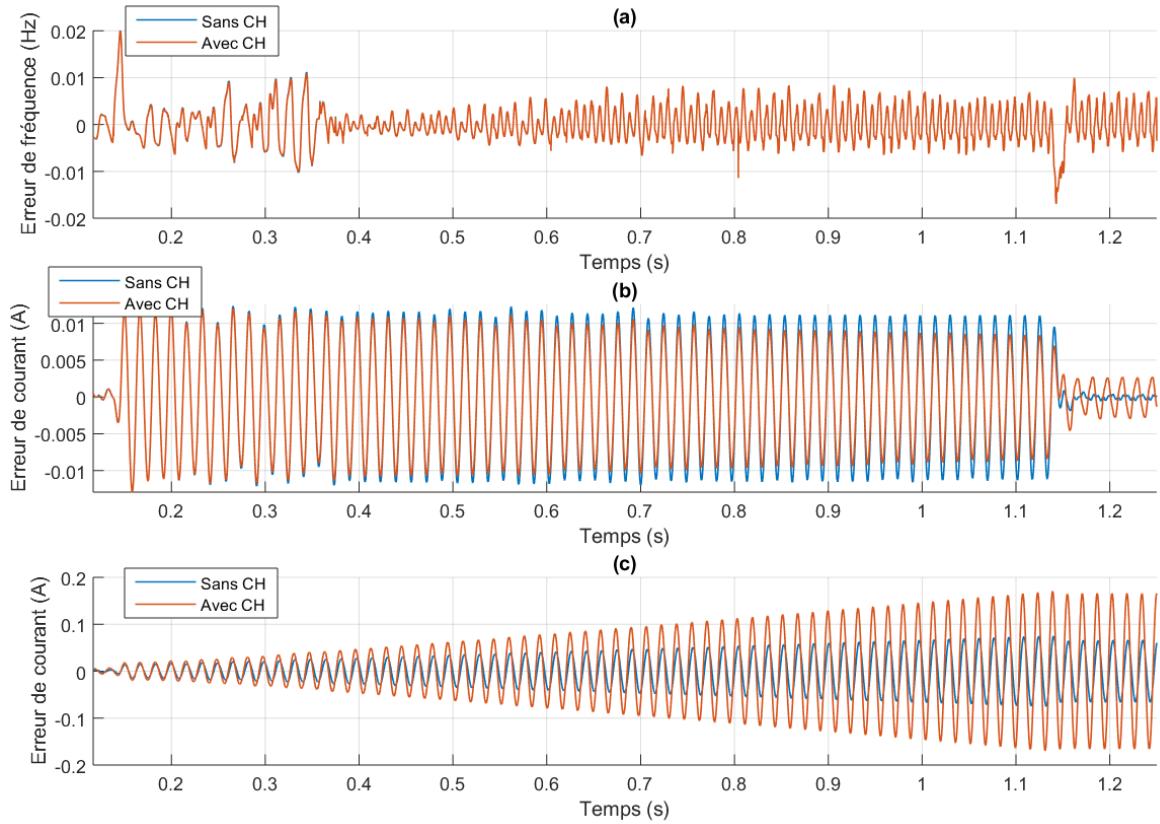


Figure 5.3 Test du système total – variation de fréquence du réseau (a) Erreur de fréquence de la PLL ; (b) Erreur sur le courant de référence fourni par la PLL ; (c) Erreur de courant

Nous voyons tout d'abord sur la Figure 5.3 (a) que la PLL est très efficace en ce qui concerne l'estimation de la fréquence du réseau, l'erreur sur celle-ci étant négligeable (20mHz au maximum). Cependant, une légère erreur sur l'angle du réseau est observée. Ceci se traduit par un déphasage du courant de référence, ce qui conduit aux oscillations présentes sur la Figure 5.3 (b). Celles-ci sont ici aussi infimes (10mA), et sont bien plus basses lorsque le régime permanent est atteint. Ainsi, une variation de fréquence selon une rampe de 3Hz/s a un impact non significatif sur les performances de la PLL.

Nous voyons cependant sur la Figure 5.3 (c) que le courant injecté au PCC présente une erreur croissante tout au long du test, et dont l'amplitude est bien supérieure à celles des oscillations de la Figure 5.3 (b). Ce problème ne vient donc pas de la PLL. Il s'agit en réalité

d'une erreur d'amplitude que l'on peut observer sur les crêtes du courant  $i_g(t)$ . Ceci s'explique aisément par le fait que le compensateur résonnant à  $h=1$  a été dimensionné pour le suivi de la référence à la fondamentale de 60Hz. Or, lors d'une variation de fréquence, le point de fonctionnement du circuit s'éloigne quelque peu de la résonnance du compensateur. Cela se traduit par le fait que le suivi est moins efficace, il en résulte alors une erreur statique, qui est due à l'organe de régulation. L'efficacité du P-Res a été diminuée pour la configuration avec CH afin d'assurer la stabilité du système, ce qui explique que l'erreur est plus importante pour ce cas. Nous pourrions palier à cela en rendant les compensateurs P-Res eux aussi adaptatifs en fréquence, de la même manière que le filtre de Notch de la PLL. Cependant, ces erreurs d'amplitude sont au maximum de 150mA pour le cas avec CH, et de 5mA pour le cas sans CH, ce qui représente respectivement 1% et 0,33% du courant  $i_g(t)$  que l'on aurait dû avoir.

Nous pouvons finalement dire que le système réagit bien aux variations de fréquence, et qu'il est donc capable d'opérer en conditions de *Frequency Ride Through* (L/HFRT).

### 5.3 Test d'une variation de consigne

La variation du courant de consigne consiste en une rampe de 100% de la valeur du courant maximal par seconde, soit 15A/s, selon le taux de variation défini par la *Rule 21* et par (IEEE, 2018). Cette valeur de rampe a été définie pour ne pas impacter le réseau lors de l'injection de puissance sur celui-ci par le système. Nous passerons de 15A à 5A crête en régime permanent à  $t = 138ms$ .

Le courant au PCC ainsi que son erreur par rapport à la référence calculée sont donnés par la Figure 5.4 ci-après. Comme précédemment l'erreur est tracée par rapport à une référence théorique qui correspond au comportement que le système aurait dû avoir, et non pas par rapport à la référence fournie par la PLL.

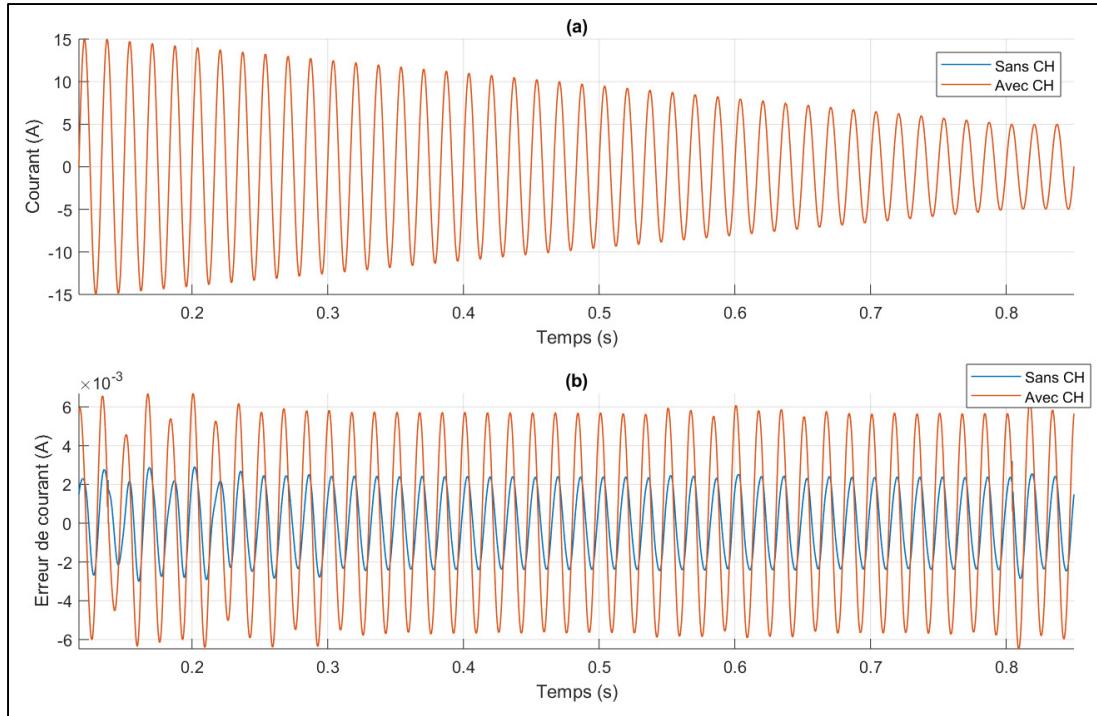


Figure 5.4 Test du système total – variation de consigne (a) Courant  $i_g(t)$  ;  
(b) Erreur de courant

L'erreur de courant est ici de 6mA crête et 2mA crête pour les configurations avec et sans CH respectivement. Il s'agit de l'effet combiné d'une légère erreur de phase induite par la PLL avec une légère erreur statique induite par la régulation. Ces valeurs étant infimes, nous ne nous attarderons pas sur ce test d'avantage, d'autant plus qu'elles ne sont pas modifiées lors de la variation. Le système est donc capable d'effectuer le suivi de la référence lors d'une variation de consigne, sans que cette variation n'ait d'impact sur ses performances.

#### 5.4 Test d'une variation de tension du réseau

Comme précédemment, la variation de la tension du réseau se produit en rampe. Nous considérons ici une variation de 180V à 90V crête, en une rampe de 100V/ms en régime permanent à  $t = 138ms$ . Les courbes de tension et courant au PCC sont présentées à la Figure 5.5 (a), et l'erreur sur le courant à la Figure 5.5 (b). De plus, la Figure 5.5 (c) montre l'erreur sur la fréquence estimée par la PLL.

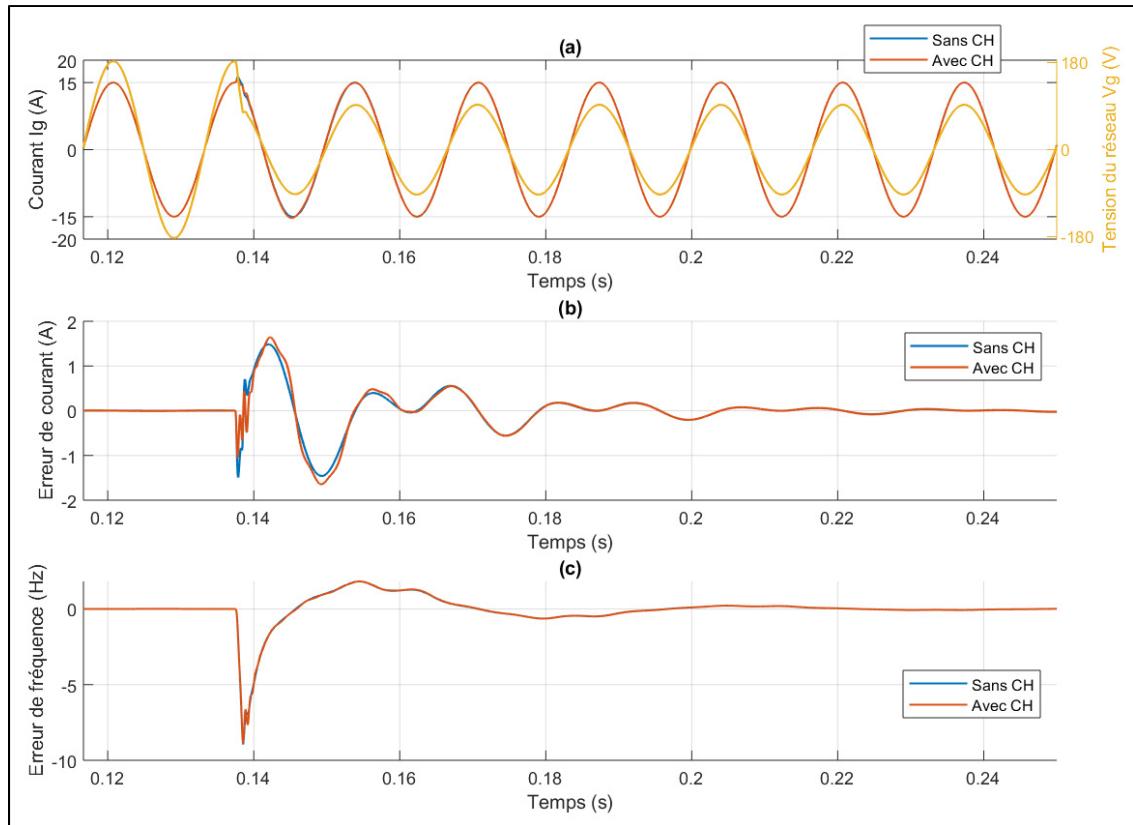


Figure 5.5 Test du système total – variation de tension du réseau (a) Tension  $v_g(t)$  et courant  $i_g(t)$  ; (b) Erreur de courant ; (c) Erreur de fréquence estimée par la PLL

Nous observons ici un régime transitoire pendant environ 70ms. Durant celui-ci, les réponses du système avec et sans CH sont presque identiques comme le montre la Figure 5.5 (b), ce qui nous indique qu'il n'est pas dû à la régulation mais principalement à la PLL. Cela s'observe sur les courbes de la fréquence estimée (Figure 5.5 (c)) qui présentent une erreur d'environ 9Hz lors de la variation. La grandeur d'entrée de la PLL est justement la tension du réseau, ainsi, une variation de celle-ci se répercute le long de la schématique de la PLL. Cela résulte en une erreur d'estimation de la fréquence, puis de l'angle fourni à la régulation pour le calcul du courant de référence. Celui-ci est donc faussé, ce qui produit alors l'effet visible sur les courbes d'erreur de courant. Il s'agit donc ici d'une erreur de phase de  $i_g(t)$ . Celle-ci est d'environ  $7^\circ$ , ce qui est tout de même raisonnable. Notons de plus que le dimensionnement de la PLL a été effectué en prenant en compte la valeur nominale de la

tension du réseau. L'efficacité de la PLL est alors diminuée lorsque la tension n'est plus égale à la valeur de 180V crête considérée pour le dimensionnement. Cependant, la phase du courant au PCC se stabilise en environ 3 à 4 cycles pour de nouveau opérer à facteur de puissance unitaire, sans erreur de phase à déplorer. En régime permanent, les oscillations de courant par rapport à la référence sont au maximum de 5mA, ce qui est encore une fois très faible. Ce test nous permet alors de statuer que le système est capable d'opérer en condition de *Voltage Ride Through* (L/HVRT).

## 5.5 Test dans le cas d'un réseau pollué

Comme ce qui a été présenté aux parties 3.6.3 et 4.7.3, la tension du réseau est ici polluée par un contenu harmonique, dont les valeurs sont présentées au Tableau 3.1. Les spectres harmoniques de courant et de tension au PCC dans les deux configurations étudiées sont présentés à la Figure 5.6.

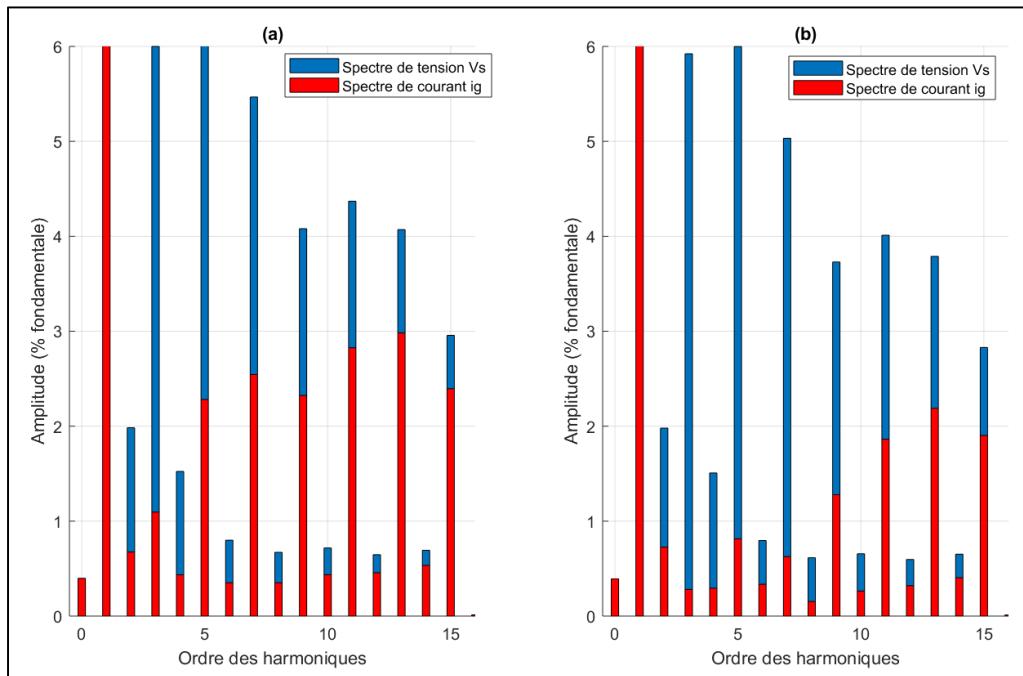


Figure 5.6 Test du système total – cas d'un réseau pollué (a) Spectres de courant et tension sans CH ; (b) Spectres de courant et tension avec CH

Les valeurs de THD de courant sont les suivantes :

- sans compensation harmonique :  $THD_i = 6,5\%$ ;
- avec compensation harmonique :  $THD_i = 3,8\%$ .

Nous voyons sur la Figure 5.6 (b) que la compensation aux harmoniques 3, 5 et 7 est efficace dans le cas avec CH. De plus, les harmoniques suivantes sont aussi légèrement abaissées. Rappelons que lors du test de la régulation seule (voir partie 4.7.3), les THD de courant étaient de 5,3% et 3% pour les configurations sans et avec CH respectivement. La PLL détériore donc cette valeur de THD. Cela peut être amélioré en abaissant sa pulsation de coupure, mais ses performances en seraient alors amoindries, comme discuté à la partie 3.5. Malgré une valeur de THD élevée, le dimensionnement avec CH respecte la limite de 5%, à la différence du cas sans CH. Il s'agit ici du principal avantage de cette configuration. Notons que comme précédemment, ce test correspond à un cas critique : le THD de tension vaut ici entre 12,5 et 13%, ce qui est supérieur à la valeur maximale de 8% enregistrée par (Hydro-Québec, 2016).

## 5.6 Insertion des temps morts et analyse des harmoniques au PCC

### 5.6.1 Revue des temps-morts et de leurs effets

L'onduleur est piloté via une modulation de type PWM, selon laquelle les transistors d'une même branche commutent théoriquement au même instant, et de manière complémentaire (voir partie 1.4.2). Dans un cas pratique, la commutation d'un état ON vers un état OFF n'est pas instantanée. Si un transistor est commuté à l'état ON exactement au même moment que son transistor complémentaire l'est à l'état OFF, cela génère un court-circuit sur le bus DC, les deux transistors conduisant en même temps durant un court laps de temps. Pour éviter ce phénomène, on introduit un délai  $T_d$  sur chaque front montant des signaux de commande du pont. Cela revient donc à décaler le déclenchement des transistors à ON, afin de s'assurer que le transistor complémentaire est correctement passé à l'état OFF. Ce délai en question est

appelé « temps-mort ». Durant ces temps-morts, la partie transistor des interrupteurs de puissance cesse de conduire, et la tension du pont n'est plus contrôlée. Le courant s'écoule alors au travers des diodes placées en antiparallèle des transistors (voir Figure 1.14). La position des diodes laissant passer le courant dépend du sens de celui-ci.

Ce phénomène a largement été décrit dans la littérature. Son principal effet est de générer une déviation de tension, de forme carrée, et en opposition de phase avec le courant de ligne. Cette déviation impacte la tension de sortie de l'onduleur, dont la valeur efficace est alors abaissée (Jeong & Park, 1991), (Liebaut, Le Pioufle, & Louis, 1992). Étant dans un cas connecté au réseau, le convertisseur se comporte comme une source de courant, la tension au PCC est alors définie par le réseau. Cet effet ne sera alors que peu visible dans notre cas de figure. Aussi, les signaux de commande appliqués aux transistors sont différents comparativement à un cas sans temps-morts, ce qui génère un contenu harmonique supplémentaire à basse fréquence sur l'onde de tension (Jeong & Park, 1991). De plus, les temps-morts ont aussi un effet néfaste sur le courant injecté au PCC. Lorsque le courant atteint zéro lors d'un temps-mort, celui-ci reste à zéro avant que ce délai ne soit fini. Cela crée donc une distorsion du courant au PCC à chaque passage par zéro (Liebaut et al., 1992). De la même manière que pour la tension, il apparaît aussi un contenu harmonique en basse fréquence comme le montre (Han et al., 2011). Il est alors important de le limiter, afin de ne pas détériorer la qualité de l'énergie, et d'être conforme aux standards en vigueur.

La valeur  $T_d$  des temps-morts est définie lors de la conception du convertisseur et dépend du type d'interrupteur utilisé. Il va de soi qu'elle doit être inférieure à la période de commutation du pont. Cette valeur dépend donc de la fréquence de commutation, ainsi que du type de transistor utilisé. Nous prenons ici la valeur  $T_d = 200\text{ns}$ .

De nombreuses méthodes de compensation des temps-morts existent. Elles consistent en une compensation active, via la commande de l'onduleur. La plus courante consiste à modifier le signal de référence en entrée du modulateur MLI, via un circuit spécifique. La référence

« normale » est alors additionnée à un signal carré, dépendamment de la direction du courant, ce qui revient à compenser l'effet cumulé des temps morts sur un cycle (Jeong & Park, 1991). Une autre méthode consiste à modifier la fréquence de commutation de l'onduleur afin de prévenir des signaux de commande trop large ou trop étroits (Oliveira, Jacobina, & Lima, 2007). De plus, des méthodes adaptatives peuvent être mises en place, basée sur une modélisation théorique du convertisseur préalablement établie (Herran, Fischer, Gonzalez, Judewicz, & Carrica, 2012). Finalement, des compensateurs résonnantes peuvent être placés dans la boucle de régulation de la commande de l'onduleur (Han et al., 2011), (Sun, Chen, Cen, Huang, & Zha, 2016). Cela consiste alors à supprimer les harmoniques indésirables créées par les temps-morts, et ainsi à en limiter leur effet.

### **5.6.2 Insertion des temps-morts dans le système et analyse harmonique**

Nous insérons à présent les temps-mort dans le système, et faisons l'analyse des leurs impacts dans les configurations sans et avec compensation harmonique. Il est pour cela nécessaire d'utiliser la simulation en commutation de l'onduleur (ANNEXE XII), et non pas sa modélisation.

La Figure 5.7 présente les courbes d'erreur du courant injecté au PCC, tracées sur deux cycles en régime permanent. La Figure 5.8 présente le spectre harmonique du courant au PCC pour les deux configurations étudiées. De plus, le Tableau 5.2 présente les valeurs de THD de tension et de courant au PCC obtenues lors de l'ajout des temps-morts.

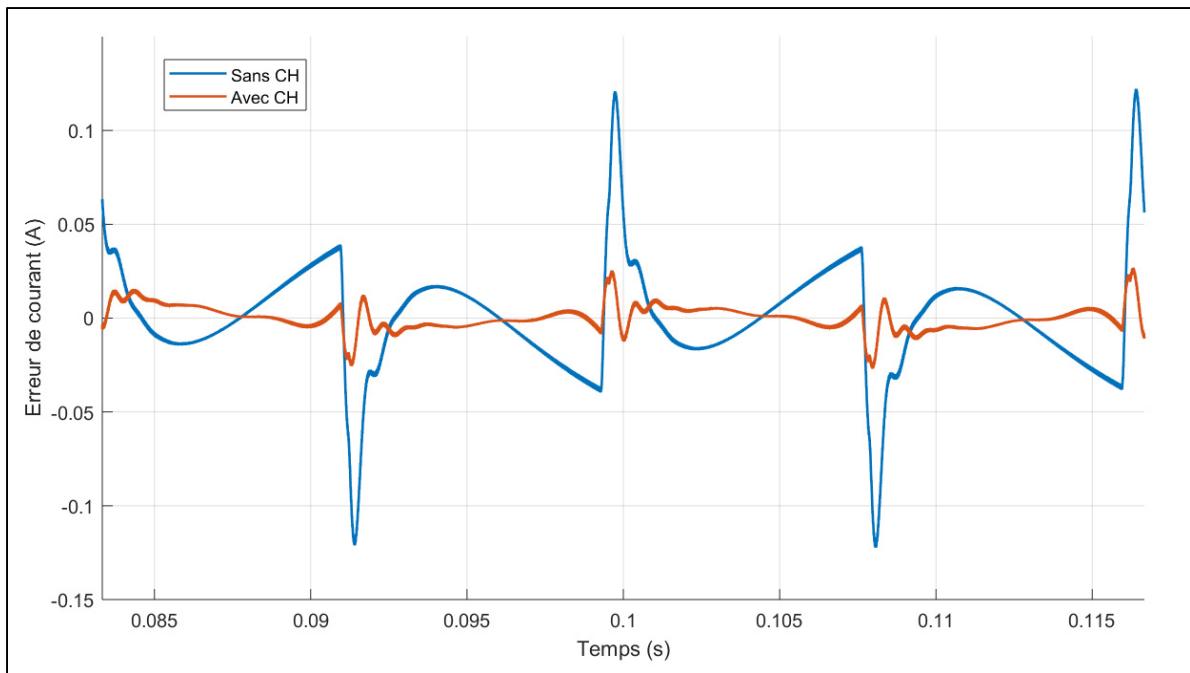


Figure 5.7 Erreurs de courant avec présence des temps-morts

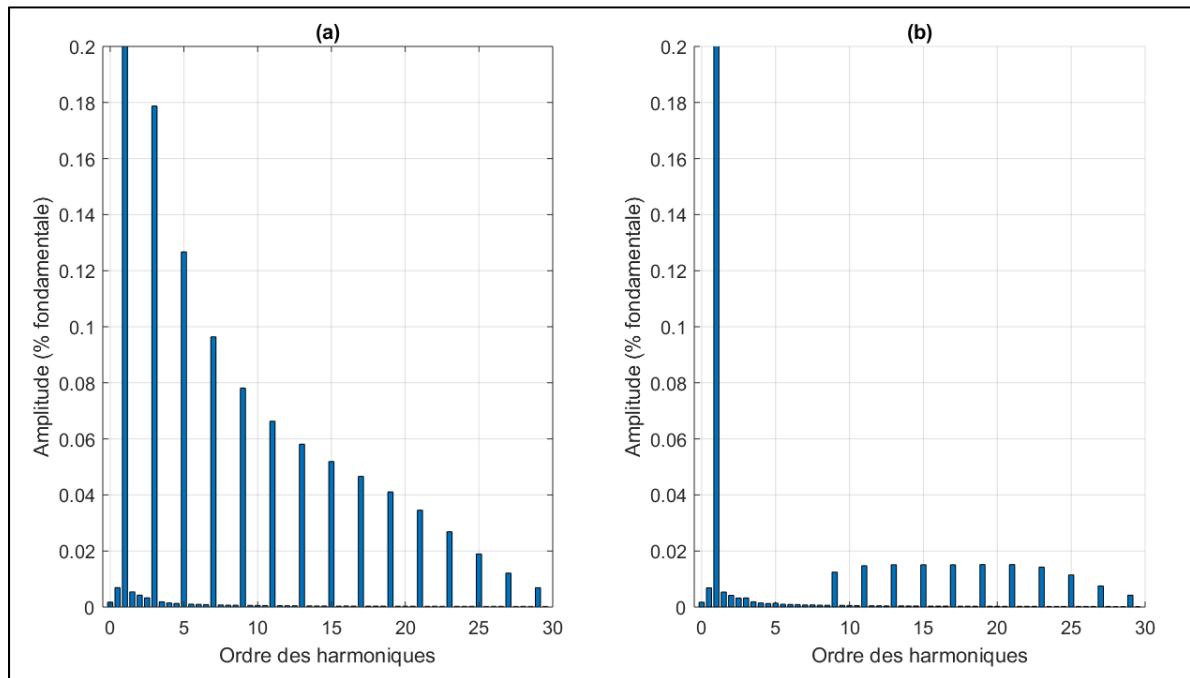


Figure 5.8 Insertion des temps-morts (a) Spectre de courant sans CH ;  
(b) Spectre de courant avec CH

Tableau 5.2 Valeurs de THD de tension et de courant lors de l'ajout des temps-morts

	<b>Sans les temps-morts</b>	<b>Avec les temps-morts</b>	
		<b>Sans CH</b>	<b>Avec CH</b>
<b>THD de courant</b>	0,01%	0,28%	0,05%
<b>THD de tension</b>	0,46%	0,47%	0,46%

Tout d'abord, nous voyons sur la Figure 5.7 l'effet des temps-morts sur l'onde de courant au PCC. En effet, celle-ci subit une distorsion lors du passage du courant par zéro. Cet effet est visible quatre fois sur la figure, qui est tracée sur deux cycles de la tension de ligne (quatre passages par zéro). Nous constatons de plus que la distorsion est bien moindre pour la configuration avec CH. Cela est confirmé par le spectre de courant de la Figure 5.8 (b) ainsi que sa valeur de THD : le contenu harmonique du courant dans le cas sans CH est bien plus important que dans le cas avec CH. Pour ce dernier, les harmoniques d'ordre inférieur à 9 sont même annulées, ce qui est l'effet direct des compensateurs résonnantes dimensionnés aux harmoniques 3, 5 et 7. Comme mentionné dans la partie 5.6.2 précédente, une méthode de compensation des temps-mort consiste à placer des compensateurs résonnantes dans la boucle de contrôle, ce qui est le cas ici pour la configuration avec CH. Ceux-ci, initialement présent pour rejeter les perturbations du réseau, permettent de plus d'amoindrir l'effet des temps-morts en diminuant les composantes à basse fréquence. Le THD de courant n'est alors presque pas modifié (0,05% au lieu de 0,01%). Il l'est d'avantage pour le cas sans CH (0,28%), bien que cette valeur reste très raisonnable.

Nous voyons de plus que les temps-morts n'ont presque aucun effet sur l'onde de tension. En réalité, un contenu basse fréquence est présent dans le cas sans CH, mais les harmoniques générées sont bien plus basses que les harmoniques de commutation à 125kHz. Elles sont donc négligeables par rapport à ces dernières, ce qui a pour effet de ne presque pas modifier le THD de tension.

Ainsi, l'effet des temps-mort est grandement amoindri grâce à la régulation de l'onduleur, surtout dans un cas avec CH. Ceci étant, il n'est pas nécessaire de concevoir une compensation additionnelle spécifiquement pour cet effet.

Outre les temps-morts, les harmoniques de commutation à 125kHz ont une amplitude de 0,005% de la fondamentale de courant, ce qui est très faible. Cette valeur est impactée par la modulation MLI ainsi que par le dimensionnement du filtre LCL en sortie du pont (voir les parties 1.4.2 et 1.4.3). Celui-ci a été dimensionné avec de faibles valeurs de  $L_1$ ,  $L_2$  et  $C$ , mais la fréquence de commutation est de forte valeur. Cela rend la commande du pont plus complexe à concevoir, il s'agissait d'un des enjeux de ce projet. Nous voyons donc ici que le filtrage des harmoniques de commutation est très satisfaisant, et que celles-ci n'impactent pas de manière significative les THD de tension et de courant au PCC.

## 5.7 Conclusion du Chapitre 5

Le but de ce chapitre était de présenter les performances du système synchronisé au réseau avec la commande conçue (PLL + régulation). Les tests en simulations visent à reproduire des comportements réalistes, afin d'étudier le comportement du système sous ces conditions. Il en ressort que celui-ci est stable, et qu'il est capable d'opérer dans des conditions anormales de tension et de fréquence (H/LVRT et H/LFRT) comme recommandé par les standards en vigueur. De plus, la stabilisation suite à une faute est rapide. Les performances temporelles du système sont meilleures dans la configuration sans compensation harmonique. Cependant, cette configuration ne permet pas un rejet correct des harmoniques du réseau lorsque celui-ci est pollué, à la différence de la configuration avec CH qui permet de respecter la valeur limite de 5% de THD de courant. L'impact des temps-morts sur le système a été étudié, et nous en avons conclu qu'il n'est pas nécessaire de concevoir une compensation spécifique pour cet effet, car il est suffisamment diminué par la régulation en BF. Finalement, la fréquence de commutation est correctement filtrée, et les harmoniques générées sont suffisamment faibles pour être négligées.



## CONCLUSION

La recherche présentée ici a permis d'effectuer la conception complète de la commande d'un onduleur monophasé raccordé au réseau. Pour ce faire, le premier chapitre pose les bases du fonctionnement du système étudié. Il en ressort certaines contraintes à prendre en compte dans les parties suivantes, comme le fait que le filtre LCL de sortie est dimensionné avec des éléments de faibles valeurs, ce qui augmente la sensibilité du système aux perturbations. De plus, la fréquence de commutation de l'onduleur étant de 125kHz, ce qui est élevé, le contrôle doit se faire en analogique. Ainsi, tous les travaux effectués ont été orientés pour cette application. Cela implique qu'il est nécessaire d'effectuer le suivi d'une référence sinusoïdale, donc dans un référentiel naturel, sans avoir recours à une transformation de référentiel facilitant la conception.

Par la suite, nous avons opté pour une modélisation classique du convertisseur, à l'aide des équations du circuit dans le domaine de Laplace. On y voit que son comportement est principalement régit par la dynamique du filtre LCL. Le pont en H peut alors être vu comme une source de tension commandée idéale (d'impédance nulle), dont la fonction de transfert correspond à simple gain.

En vue de la synchronisation du système au réseau, une PLL a été développée. La simplification mathématique du système comme proposée par la littérature engendre des erreurs. C'est pourquoi toute la mathématique de la PLL a été développée, dans le but d'un dimensionnement optimal. La méthode de dimensionnement proposée se révèle précise, le système se comportant comme nous l'attendions. Le fait de travailler dans le référentiel naturel conduit à l'utilisation d'une structure simple de PLL, ce qui génère le problème de la composante indésirable à deux fois la fondamentale. Cela a été géré avec un filtre adaptatif de Notch, ce qui permet finalement de rester synchronisé dans des conditions anormales de fréquences.

Une étude mathématique similaire à celle de la PLL est impossible en ce qui concerne la conception de la régulation. Pour cause, l'ordre élevé du système ne permet pas de traiter des fonctions avec une analyse mathématique classique. La méthode de dimensionnement proposée se base alors sur une analyse numérique du système. Une autre difficulté a consisté à prendre en compte la saturation due au modulateur MLI, qui introduit un comportement non linéaire. Ceci fausse l'analyse fréquentielle préalablement établie. Une solution a été de lier les paramètres de commande par un coefficient, qui empêche l'effort de commande d'être trop important. Le dimensionnement se fait en définitive comme pour la PLL, à l'aide d'une simple analyse graphique permettant de connaître le comportement du système en fonction de ses paramètres de commande. Deux dimensionnements différents ont été proposés : l'un ne permettant pas de compensation des harmoniques du réseau (CH), à la différence du second. Les résultats montrent tout d'abord que les courbes de dimensionnement sont fidèles au comportement du système, ce qui valide notre méthode. Ensuite, la configuration sans CH montre de meilleures performances en condition de faute. Les deux configurations offrent tout de même des résultats très satisfaisants, avec une stabilisation en moins d'un cycle et une erreur statique nulle en régime permanent, si bien en amplitude qu'en phase. Cependant, la configuration sans CH ne permet pas un rejet suffisant du contenu harmonique d'un réseau pollué, à la différence de la configuration avec CH. Celle-ci permet donc de respecter le standard IEEE-1547. De plus, la stratégie de commande a été sélectionnée afin d'assurer la stabilité du système bouclé, ce qui est le cas ici.

Le test du système au complet avec la régulation et la PLL montre que ces deux organes ne s'influencent que très peu, ce qui est positif. Ainsi, les caractéristiques relatives à chacun des dimensionnement effectués sont respectées. Les tests dans un cas réaliste (avec des variations en rampe) indiquent que le convertisseur synchronisé au réseau est conforme aux attentes de la *Rule 21*. Le THD de courant est aussi respecté pour le cas avec CH, ce qui constitue la plus-value de ce dimensionnement. Enfin, les temps-morts ont été ajoutés, et n'impactent que très peu le courant de sortie du convertisseur.

Finalement, la commande totale conçue se révèle robuste pour les deux configurations proposées. De plus la stabilité est assurée pour le point de fonctionnement considéré ici. Cependant, celui-ci peut être amené à varier en fonction des paramètres du réseau. En effet, l'augmentation de l'inductance de ligne sera détrimentaire à la stabilité du système. La configuration sans compensation harmonique sera cependant toujours stable, à la différence du cas avec CH qui deviendra instable à partir d'une inductance de 2,5mH. Notons que les performances du système seront modifiées lors d'une variation du point de fonctionnement, car le dimensionnement s'effectue pour un jeu de valeurs fixe.

Le travail présenté dans ce mémoire ne vise pas qu'à fixer un dimensionnement rigide de la commande. Il présente aussi les méthodes et les courbes permettant une modification de ce dimensionnement en fonction du cahier des charges. Ainsi, il est possible de facilement en fixer un nouveau par un utilisateur qui ne serait pas satisfait de ceux proposés ici, via une simple analyse graphique. Par exemple, cela pourrait être fait si l'inductance de ligne venait à être différente de celle considérée ici. De plus, tous les scripts permettant les tracés des graphiques ont été donnés en annexe. La vérification d'un nouveau dimensionnement est aussi possible en appliquant les équations développées dans le mémoire, et en effectuant une validation en simulation, dont tous les schémas ont aussi été donnés en annexe.



## RECOMMANDATIONS

L'ensemble des travaux présentés dans ce mémoire se concentre très précisément sur le fonctionnement de l'onduleur en supposant une tension DC parfaitement constante. Il serait intéressant de modéliser, puis d'établir la commande du hacheur, faisant l'interface entre les panneaux photovoltaïques et le bus DC. Cette commande aurait pour but de réaliser le suivi du point de puissance optimal, via un algorithme MPPT comme ceux présentés à la partie 1.3.3. La tension du bus DC sera alors fixée par le contrôle du hacheur. Un point important de la chaîne de conversion PV concerne le banc de capacité du bus DC permettant d'amoindrir les fluctuations de puissances sur celui-ci. De nombreuses recherches sont entreprises afin de réduire cet élément, qui constitue la principale limitation des systèmes PV en termes de durée de vie. Il est possible d'en diminuer la taille via une méthode active, en procédant au contrôle de la tension du bus DC comme proposé par (El Ajouri, 2018). Dans cette configuration, la régulation de cette tension se fait dans la schématique de commande de l'onduleur, et non plus dans celle du hacheur. En étudiant ces points relatifs au bus DC, il serait alors possible d'avoir un schéma de contrôle complet d'un système PV, connecté au réseau selon les éléments décrits dans ce mémoire.

De plus, il est possible que le système doive opérer en mode îloté, soit dans un mode de fonctionnement où il n'est plus connecté au réseau. Dans ce cas, il est nécessaire d'effectuer le contrôle de la tension de sortie et non plus du courant. Cela implique donc une nouvelle loi de commande. Celle-ci a été établie dans le cadre de nos travaux, mais elle n'a pas été décrite dans ce mémoire, afin de se concentrer spécifiquement sur le mode connecté. Plusieurs stratégies de régulations peuvent être appliquées (Dong, 2009), (Loh et al., 2003). Les plus efficaces proposent deux boucles de régulation cascadées. La première, plus rapide, permet de contrôler le courant dans la capacité C ou l'inductance  $L_1$  du filtre ; et la seconde, externe à la première, contrôle la tension en sortie du convertisseur. La stabilité du système dépend à présent du point de fonctionnement, soit la puissance débitée. Le dimensionnement devra être effectué dans le pire des cas, afin d'assurer la stabilité pour une plage de fonctionnement la plus large possible.

Il est intéressant d'étudier ce mode de fonctionnement, afin que le convertisseur puisse opérer dans différentes configurations. Cela amène un autre axe de recherche, qui consiste en la conception d'une stratégie de transition entre les modes îloté et connecté. Cela permettrait de continuer à alimenter des charges critiques, comme du matériel hospitalier par exemple, lors de la perte possible du réseau. L'objectif serait alors d'assurer une transition souple entre ces deux modes, sans interruption de puissance. Aussi, la dégradation du THD de courant et tension devra être minimisée lors de la transition. Cette problématique de recherche entre parfaitement dans les recommandations de la *Rule 21* et du standard IEEE-1547, qui prévoient la connexion / déconnexion du convertisseur lorsqu'un îlotage survient. Ce sujet a été abordé, de différentes manières, et de la littérature est disponible : (Arafat et al., 2011), (Tirumala et al., 2002), (Yao et al., 2009).

Finalement, il est possible d'étudier la combinaison de plusieurs onduleurs en parallèles. Dans ce cas, chacun des onduleurs peut être piloté indépendamment, par la commande proposée ici par exemple. Une étude de l'impact que chacun de ces éléments aurait entre eux, ainsi que sur le réseau, permettrait une compréhension détaillée relative à l'interfaçage de plusieurs DERs au réseau. Il serait aussi judicieux d'étudier une stratégie de commande commune à tous les onduleurs, qui constituerait alors un micro-réseau, dans le cas où ceux-ci seraient pourvus de système de communication. Des stratégies permettant un partage du courant (*Current-Sharing*) entre les différents onduleurs ont été proposées par (Roslan, Ahmed, Finney, & Williams, 2010), (Singh & Ghatakchoudhuri, 2016) et (Tolani & Sensarma, 2017). L'organe permettant d'acquérir les informations de chacun des éléments du micro-réseau pourrait être un FPGA, qui accueillerait ainsi la stratégie de commande développée. Nous pourrions aussi entrevoir une communication par fibre optique. Cela concorde avec l'orientation que prendra le développement de ce secteur dans les prochaines années, notamment avec les protocoles de communication entre le réseau et les *smart-grids* comme décrit par la phase 2 de la *Rule 21* (California Public Utilities Commission & California Energy Commission, 2015).

## ANNEXE I

### MODÈLE POUR EXTRACTION DES CARACTÉRISTIQUES D'UN MODULE PV

Afin de simuler le comportement d'un module PV, nous pouvons procéder à l'implantation du modèle décrit à la partie 1.2.2, que ce soit le circuit électrique présenté, ou la formule correspondante. Cette étude ayant été réalisée pour illustrer notre propos quant à la caractéristique puissance-tension du module PV et au point de puissance maximal (MPP), nous avons opté pour un modèle basé sur un composant préexistant de Simulink. Il s'agit d'un composant représentant directement une cellule photovoltaïque, et paramétrable selon les différentes grandeurs physiques qui interviennent dans le comportement de cette cellule. Il s'agit du composant *Solar Cell*, prenant en entrée une valeur d'irradiation imposée à la cellule. Nous associons 30 de ces cellules en série, par bloc de 10 comme illustré à la Figure-A I-1, pour représenter le panneau (il n'y a donc aucun montage en parallèle).

Le but n'est pas ici de représenter fidèlement les PVs auxquels s'applique le présent travail, mais d'illustrer la présence du MPP. Pour effectuer cette caractérisation, il nous suffit de placer une charge variable en sortie des panneaux photovoltaïque, que nous augmentons au cours du temps (elle varie linéairement de  $1\Omega$  à  $30\Omega$ ). Nous pouvons ainsi tracer les caractéristiques nous intéressant en relevant les formes d'onde de courant et tension aux bornes de la charge. La simulation permettant cette caractérisation est présentée à la Figure-A I-2.

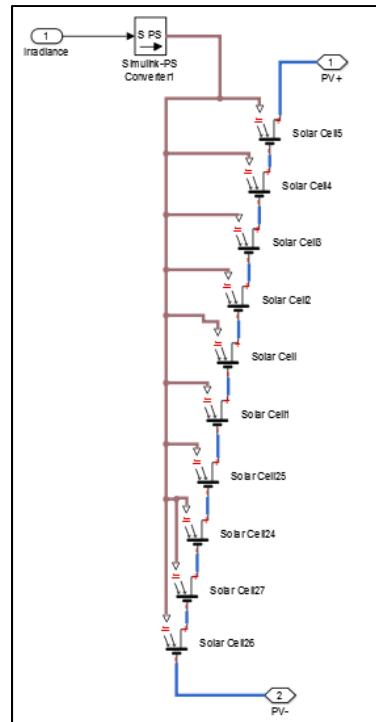


Figure-A I-1 Modèle d'association de cellules PV

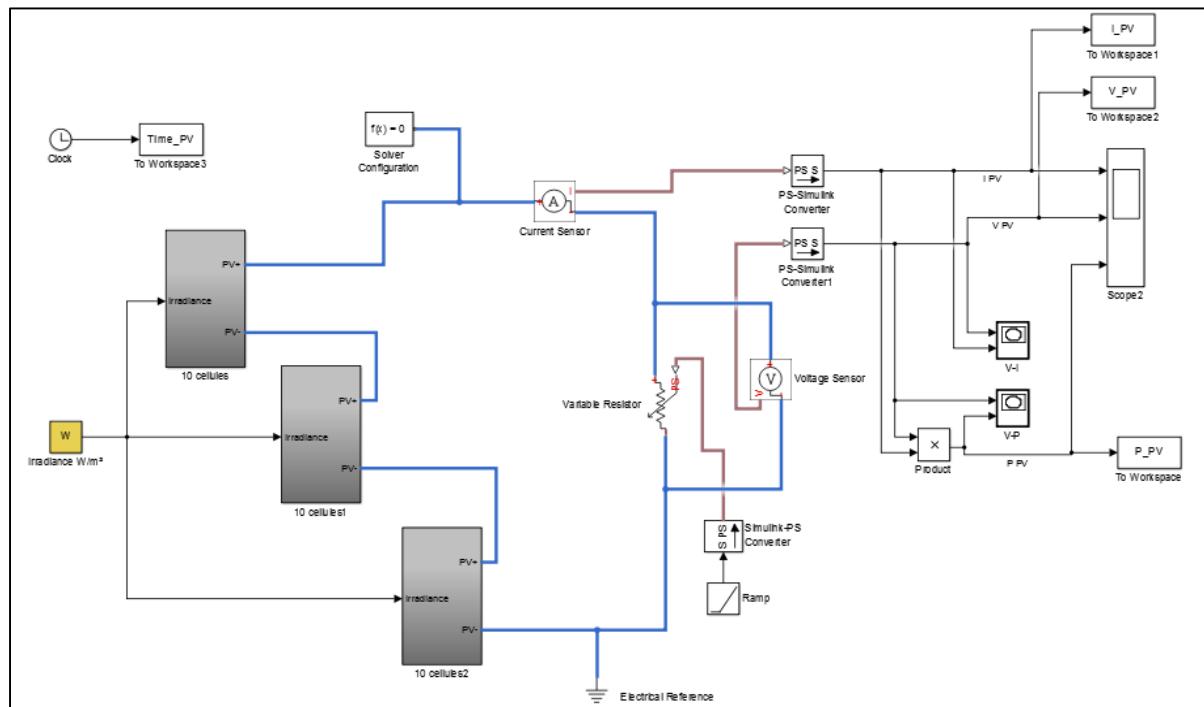


Figure-A I-2 Modèle de simulation pour la caractérisation d'un panneau photovoltaïque

## ANNEXE II

### STANDARDS POUR L'INTERCONNEXION DE SOURCES DÉCENTRALISÉES AU RÉSEAU UTILITAIRE

Cette annexe présente les éléments normatifs quant à l'interconnexion de sources décentralisées (DERs) au réseau utilitaire. Les principaux standards en vigueur sont le IEEE-1547 (IEEE, 2003), paru initialement en 2003 et valable pour l'Amérique du Nord (réseaux de 60Hz), et le IEC-61727 (IEC, 2004), principalement suivi en Europe (réseaux de 50 Hz). Nous pouvons de plus citer le NEC-690 et le EN-61000, sur lesquels nous ne nous attarderons pas, car moins repris par la littérature, ainsi que la norme UL-1741 relative aux tests et certification des onduleurs. Ces documents présentent les caractéristiques que les convertisseurs doivent respecter afin de pouvoir correctement se raccorder au réseau. Nous nous appuierons ici principalement sur le standard IEEE-1547, car ce présent projet est réalisé au Canada, avec les règles des réseaux électriques d'Amérique du Nord. Ce standard a initialement été édité en 2003, puis une version mise à jour sur un de ses amendements est parue en 2014, sous la dénomination IEEE-1547.a (IEEE, 2014). Une version plus récente a de plus été rendue accessible en 2018 (IEEE, 2018). Chacune de ces versions corrige certains points des versions antérieures, ou n'en fait simplement pas état. Les valeurs résumées ici sont donc issues des versions / amendements les plus récents mentionnant ces caractéristiques.

Les indications nous intéressant ici concernent les grandeurs relatives à l'interconnexion au réseau et la réponse en condition de faute. Le premier point statue sur les plages de tension / fréquence à ne pas dépasser, la qualité de l'énergie électrique et la synchronisation. Les standards IEEE-1547 et IEC-61727 sont à appliquer pour des systèmes allant jusqu'à 30kW et 10kW respectivement, ce qui est notre cas ici. Le Tableau-A II-1 résume leurs principales caractéristiques en condition normales d'opération.

Tableau-A II-1 Résumé des standards pour l'interconnexion de DERs au réseau en conditions normales d'opération

	<b>IEEE-1547</b>		<b>IEC-61727</b>	
Plage de tension (en % de la tension nominale RMS)	88% - 110%		85% - 110%	
Plage de fréquence	59,3Hz - 60,5Hz		50 ± 1Hz	
Facteur de puissance	—		> 0,9 (retard) pour 50% de puissance en sortie ou plus	
Injection de courant DC	< 0,5% du courant de sortie		< 1% du courant de sortie	
Courants harmoniques maximums à ne pas dépasser (en % de la fondamentale)	Harmoniques impaires		Harmoniques impaires	
	h < 11	4,0 %	3 ≤ h ≤ 9	4,0 %
	11 ≤ h < 17	2,0 %	11 ≤ h ≤ 15	2,0 %
	17 ≤ h < 23	1,5 %	17 ≤ h ≤ 21	1,5 %
	23 ≤ h < 35	0,6 %	23 ≤ h ≤ 33	0,6 %
	h ≥ 35	0,3 %	—	
	Harmoniques paires		Harmoniques paires	
	h = 2	1,0 %	2 ≤ h ≤ 8	1,0 %
	h = 4	2,0 %	10 ≤ h ≤ 32	0,5 %
	h = 6	3,0 %	—	
THD maximum en courant	h ≥ 8		Idem h impaires	
	5,0 %		5,0 %	

La problématique de limitation des courants harmoniques est importante afin de ne pas « polluer » le réseau, et donc d'assurer la qualité de l'énergie. Nous définissons ici une grandeur permettant de caractériser l'ensemble des harmoniques générées – qui apparaît dans le tableau précédent – appelée THD (pour Taux de Distorsion Harmonique), comme suit :

$$THD_x = \frac{\sqrt{\sum_{h=2,3,\dots}(x_h^2)}}{x_1} \quad (\text{A II-1})$$

Avec : THD : Taux de Distorsion Harmonique de la grandeur x (en %)

h : ordre des harmoniques

$x_1$  : valeur efficace de la fondamentale

$x_h$  : valeur efficace de l'harmonique d'ordre h

L'injection de courant continu en sortie du système doit être limitée selon les valeurs énoncées dans le Tableau-A II-1, afin d'éviter la saturation du transformateur de distribution (Kjaer et al., 2005). Cela peut notamment être géré en incluant un transformateur dans la topologie du système PV.

Les standards indiquent de plus que les onduleurs PV doivent se déconnecter du réseau lors de conditions de fautes. Typiquement, cela correspond à des écarts de tension et de fréquence au PCC. Le Tableau-A II-2 résume les temps de déconnexion à respecter pour des écarts prédéfinis. Notons qu'il est mentionné que ces temps de déconnexion peuvent être ajustés en coordination avec l'opérateur réseau auquel l'onduleur est raccordé (IEEE, 2014), les valeurs listées dans le tableau sont donc les valeurs par défaut.

Tableau-A II-2 Standards pour la réponse des systèmes à des conditions anormales d'opération

	IEEE-1547.a		IEC-61727	
Tensions anormales	Valeurs de tension (% de la tension nominale)	Temps de déconnexion (s)	Valeurs de tension (% de la tension nominale)	Temps de déconnexion (s)
	$V < 45$	0,16	$V < 50$	0,1
	$45 \leq V < 60$	1	$50 \leq V < 85$	2
	$60 \leq V < 88$	2	$110 < V < 135$	2
	$110 \leq V < 120$	1	$V \geq 135$	0,05
	$V \geq 120$	0,16	—	
Fréquences anormales	Valeurs de fréquence (Hz)	Temps de déconnexion (s)	Valeurs de fréquence (Hz)	Temps de déconnexion (s)
	$f < 57$	0,16	$50 \pm 1 \text{ Hz}$	0,2
	$57 \leq f < 59,3$	2	—	
	$60,5 < f \leq 62$	2		
	$f > 62$	0,16		

Il est de plus nécessaire qu'un système PV connecté au réseau intègre une fonction de protection d'îlotage non intentionnel, principalement pour la sécurité du personnel pouvant intervenir sur une ligne, et la protection des installations y étant raccordées.

« On dit qu'il y a îlotage quand une partie du réseau électrique comprenant des moyens de production et des charges est déconnecté du réseau principal et que les charges de cet îlot sont entièrement alimentées par les générateurs du même îlot, et où la tension et la fréquence sont maintenues à des valeurs autour de leurs valeurs nominales (marche en réseau séparé). » (Etudes Scientifiques Prénormatives sur le Raccordement au Réseau Electrique d'Installations Techniques Photovoltaïques (ESPRIT), 2011)

Ainsi, la commande d'un onduleur PV doit être capable de détecter un îlotage lorsqu'il survient, puis de déconnecter la source de production du PCC dans les 2s après la perte du réseau (IEEE, 2003), (IEC, 2004).

Le Tableau-A II-3 fait état des méthodes de détection d'îlotage les plus connues et utilisées. Chacune d'entre elle présente des avantages et des inconvénients : coût, complexité, zone de non détection (ZND)... Nous pouvons séparer ces méthodes en trois principaux groupes : méthodes de détection actives et passives (implantées sur l'onduleur), et externes (implantées du côté réseau public).

Les méthodes de détection passives se contentent de mesurer les grandeurs de tension / courant / fréquence au PCC, puis de statuer de la présence d'un îlotage ou non. Les méthodes actives quant à elles perturbent volontairement le point de stabilité, puis mesurent la réaction du système à cette perturbation. Les méthodes dites « externes » ou « en lien avec le réseau » communiquent directement avec le réseau public, ou utilisent des systèmes déjà supportés par ce dernier.

Le Tableau-A II-3 résume ces principales méthodes comme présenté par (Robitaille, 2006), (Gonzalez, 2012) et (Bruschi, 2016).

Tableau-A II-3 Résumé des principales méthodes de détection d'îlotage

Passives	U/OVP et U/OFP : <i>Under/Over Voltage &amp; Under/Over Frequency Protection</i> → détection de la déviation en tension et fréquence du réseau au-delà de seuils normés.
	<i>Voltage phase jump detection</i> : Mesure de saut de phase → détection de la création d'un déphasage créé par la perte du réseau.
	<i>ROCOF</i> : <i>Rate of change of frequency</i> → mesure de la variation de fréquence (dérivée).
	Mesure des harmoniques / THD → détection de la variation du THD
Actives	Mesure d'impédance
	Détection d'impédance à une fréquence spécifique (autre que fréquence du réseau)
	<i>SMS</i> : <i>Slide Mode Frequency Shift</i> → déviation de la fréquence, corrélation avec le déphasage
	<i>AFD</i> : <i>Active frequency drift</i> → dégradation de l'onde de courant pour déstabilisation du système
Externes (en lien avec le réseau)	<i>PLCC</i> : <i>Power Line Carrier Communications</i> → envoie d'un signal via les lignes réseau, pour détection de sa présence
	<i>SCADA</i> : <i>Supervisory Control And Data Acquisition</i> → utilisation du système de surveillance et de communication du réseau

## ANNEXE III

### ÉTUDE DE LA *RULE 21*

Au début du siècle, le gouverneur de l'état de Californie Jerry Brown a fixé l'objectif d'ajouter un parc de 12GW de sources décentralisées connectées au réseau public pour l'année 2020, ce qui représentera un tiers de la production d'électricité de Californie (California Public Utilities Commission, 2014). Cela fait de cet état un précurseur dans le développement de sources renouvelables, mais lui impose aussi un défi technologique afin d'atteindre cet objectif. Une norme, nommée *Rule 21* (Southern California Edison, 2016), parue initialement en 1978, puis modifiée dans les années 80 et 2000, réglemente les conditions d'interconnexion et d'opération pour les réseaux de distribution californiens sur lesquels la CPUC (*California Public Utilities Commission*) a juridiction. Afin de faire face aux besoins actuels dans l'état de Californie, la CPUC et la CEC (*California Energy Commission*) se sont jointes afin de former un groupe nommé le SIWG (*Smart Inverter Working Group*). Ce groupe travaille activement sur la *Rule 21* et le standard IEEE-1547, et a publié une série de rapports fournissant des recommandations quant à l'interconnexion des onduleurs au réseau. L'étude de leurs conclusions nous permet d'avoir une vision des enjeux techniques auxquels répondre, et de la voie de développement des onduleurs pour les années à venir. Des modifications et des voies d'amélioration sont proposées concernant les normes et standards en vigueur. Les travaux du SIWG se décomposent en trois phases :

**Phase 1 :** propose sept fonctionnalités autonomes à intégrer aux onduleurs, concernant leur connexion au réseau (California Public Utilities Commission, 2014);

**Phase 2 :** introduit et standardise des capacités de communication entre les onduleurs et le réseau (California Public Utilities Commission & California Energy Commission, 2015);

**Phase 3 :** élabore des fonctionnalités « avancées » des onduleurs, basées sur certains des éléments de la phase 2 (California Public Utilities Commission & California Energy Commission, 2017).

Ces rapports ne font pas que dicter des procédures et valeurs à respecter, mais proposent de plus un plan d'implémentation (faisabilité, durée du processus...) pour chacune des trois phases. Les phases 2 et 3 sont plus déliées du sujet développé ici, et traitent d'avantage de l'optimisation et de la gestion de tous les DERs raccordés au réseau. Nous nous concentrerons ici principalement sur la phase 1, qui introduit sept fonctionnalités à intégrer aux onduleurs, et recommande leur implémentation en vue de créer des *smart-inverters*, soit des « onduleurs intelligents ». Ces fonctions sont les suivantes :

1. **Protection anti-îlotage** : les onduleurs doivent être en mesure de détecter la présence d'un îlotage, et de se déconnecter du réseau comme nous cela a été indiqué à l'ANNEXE II.
2. **L/HVRT (*Low/High Voltage Ride-Through*)** : excursion sur des plages supérieures / inférieures de tension. Cela correspond à la capacité de connexion et déconnexion des onduleurs lors d'une fluctuation de tension du réseau (condition anormales d'opération). Les conditions de déconnexion sont statuées par le IEEE-1547.a comme résumé à l'ANNEXE II, Tableau-A II-2. Le SIWG avance que cette fonction L/HVRT ne peut pas être mise en place avec ces valeurs, et propose que les DERs continuent d'opérer sous ces conditions. En effet, il est possible que la tension revienne rapidement dans des plages d'opération normales ; or ces fluctuations persisteront si une importante quantité de DERs s'est déconnectée, empêchant la tension de revenir à la normale, ce qui pourra déclencher une instabilité et des pannes. Il est donc proposé une modification des standards, pour permettre aux onduleurs de rester connectés lors d'excursion de tension. Ainsi, des temps de déconnexion de 10 à 20s apparaissent, comparativement aux temps de 1 à 2s.
3. **L/HFRT (*Low/High Frequency Ride-Through*)** : excursion sur des plages supérieures / inférieures de fréquence. Il s'agit ici de la même problématique que la fonction n°2 L/HVRT, mais concernant la fréquence. De la même manière, l'activation de cette fonction pourrait permettre d'éviter des pannes inutiles, et d'autres temps de déconnexion sont proposées allant jusqu'à 300s.
4. **Dynamic Volt/Var Operations** : compensation dynamique de puissance réactive. Il s'agit ici de pouvoir compenser une déviation de tension – restant cependant dans les conditions normales d'opération – en injectant ou absorbant de la puissance réactive. Le fait de pouvoir activement contrôler la tension au PCC a été rendu possible par le standard IEEE-1547.a en 2014. Les quantités de puissance à « échanger » sont

normées selon l'écart de tension observé. Ainsi, en règle générale, il conviendra de fournir de la puissance réactive pour une baisse de tension, et d'en absorber lors d'une hausse de tension. Il est proposé de pouvoir dynamiquement modifier le facteur de puissance, dans une plage de  $\pm 0,9$  pour des systèmes inférieurs à 15kW.

5. **Définition de rampes** pour l'augmentation ou la diminution de la puissance de sortie. Le fait que plusieurs DERs modifient rapidement la puissance qu'ils injectent sur le réseau peut créer des problèmes de qualité d'énergie, et de pics de tension. Il est ainsi proposé de définir une rampe par défaut (montée et descente) de 100% du courant maximal de sortie par seconde, en conditions normales d'opération.
6. **Fonctionnement à facteur de puissance fixe.** Les onduleurs devraient ainsi pouvoir fonctionner à un facteur de puissance fixe, notamment pour pouvoir compenser certaines charges qui peuvent détériorer ce facteur de puissance, en injectant de la puissance réactive par exemple. Cette fonctionnalité peut de plus être améliorée par des capacités de communication des onduleurs (phase 2), qui pourraient ainsi modifier en temps réel leur point de fonctionnement, en fonction des autres circuits connectés sur le réseau.
7. **Reconnexion par une méthode "soft-start"** : il s'agit de la procédure de reconnexion des DERs au réseau, qui se sont déconnectés à cause d'une condition de faute. Une fois le réseau revenu aux conditions normales d'opération de tension et de fréquence (voir Tableau-A II-1), les onduleurs peuvent se reconnecter après un temps d'attente par défaut de 15s. La reconnexion peut alors se faire en injectant progressivement de la puissance sur le réseau, avec une rampe de 2% du courant nominal de sortie par seconde. Il en va de même pour la procédure de déconnection (valeurs de rampes établies par la fonction 5).

Nous pouvons noter que des problèmes d'incompatibilité peuvent apparaître entre différentes fonctions, comme le fait de fonctionner à un facteur de puissance fixe (fonction n°6), et le fait d'injecter de la puissance réactive pour pallier à des fluctuations de tension (fonction n°4). Il est alors défini un ordre de priorisation en cas de conflit, et un statut (« activé » ou « désactivé ») par défaut pour chacune des fonctions. Un problème majeur reste ici la protection anti-îlotage. En effet, de nombreuses méthodes de détection d'îlotage se basent sur des déviations de fréquence / tension / puissance pour statuer d'un îlotage (voir Tableau-A II-3). Cela peut être incompatible dans certains cas avec les fonctions 2, 3 et 4. Les méthodes

de détection d’îlotage doivent alors être choisies judicieusement, et les fonctionnalités 2, 3 et 4 doivent être rendues compatibles.

La phase 2 proposée par le SIWG traite des niveaux de communication entre les systèmes DERs, le réseau public, les infrastructures de gestion, les fournisseurs d’énergie, et de manière générale toutes les composantes d’un réseau électrique. Il s’agit donc de codifier l’échange de données permettant une meilleure gestion de l’infrastructure électrique (réseau + DERs). Les sujets traités concernent par exemple les capacités de communication des DERs, les protocoles de communication (TCP/IP), les standards en vigueur (IEEE 1547.3 et IEC 61850), la gestion des données et la cyber-sécurité (California Public Utilities Commission & California Energy Commission, 2015). Cela sort du cadre de ce projet, où nous nous concentrerons principalement sur les aspects électriques des systèmes. Nous ne développerons donc pas ces aspects plus en détail.

## ANNEXE IV

### VALIDATION DU MODELE DE L'ONDULEUR + FILTRE LCL

Est représenté à la Figure-A IV-1 le modèle Simulink permettant la validation de la modélisation du système *off-grid* en boucle ouverte. Nous simulons ici le modèle en commutation (en haut) ainsi que le schéma bloc du système (en bas), et comparons la réponse en tension entre les deux. Le modèle en commutation nous sert de référence. Nous pouvons effectuer ici un test de variation de consigne (de la tension de référence), et un test avec variation de charge. Une simulation en régime normal d'opération peut aussi être effectuée. Les paramètres des différents éléments sont contenus dans un script d'initialisation. Un second script sert à spécifier les tests voulus, et les conditions dans lesquels ils s'appliquent, via les blocs *Switch*. Le *solver* utilisé est le *ode23tb* avec une tolérance relative de  $10^{-5}$ .

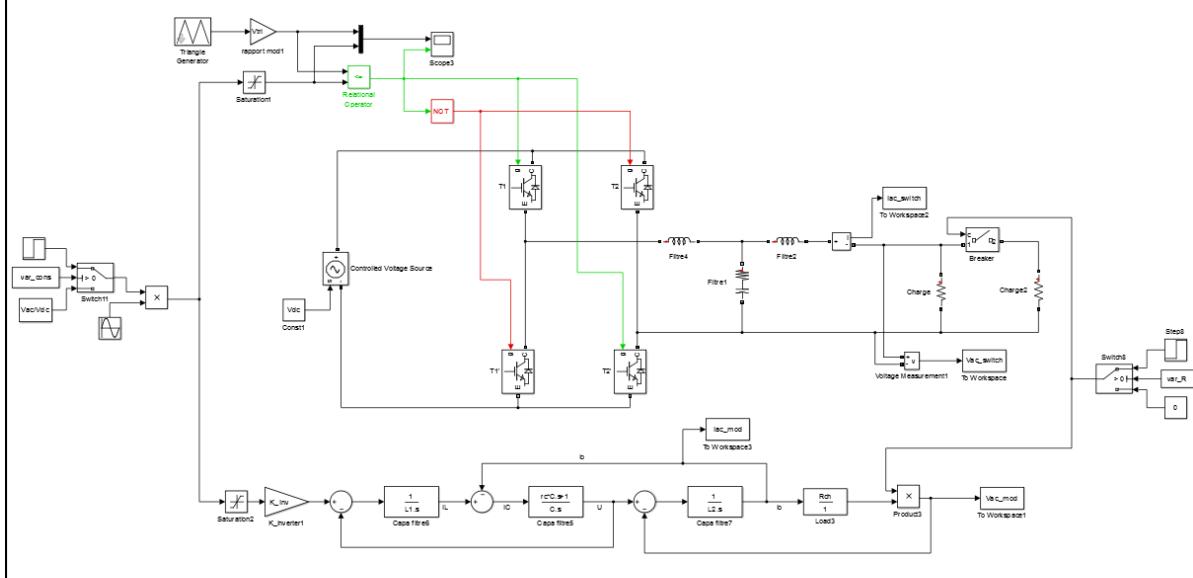


Figure-A IV-1 Modèle Simulink du système en boucle ouverte pour la validation du modèle



## ANNEXE V

### DÉMONSTRATION DE LA PRÉSENCE ET DES EXPRESSIONS D'EXTREMUMS LOCAUX DE LA RÉPONSE DE LA PLL

Cette annexe présente la démonstration des expressions de  $t_{extremums}$  et  $z(t + k\pi/\omega_d)$  données à la partie 3.3.4. Cette étude est primordiale afin de pouvoir calculer le temps de stabilisation  $t_s$  de la PLL, et de manière plus générale le temps de stabilisation d'une fonction d'ordre 2 dont la forme est donnée à la partie 3.2.2.

Afin de trouver le temps  $t_s$ , nous étudions la fonction  $z(t)$  suivante :

$$z(t) = \theta'(t) - 1 = e^{-\xi\omega_n t} \cdot \left( \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \sin(\omega_d t) - \cos(\omega_d t) \right) \quad (\text{A III-1})$$

Pour rappel :

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (\text{A III-2})$$

De plus, l'étude est menée en considérant  $0 \leq \xi < 1$  et  $\omega_n > 0$ . Les variations de  $z(t)$  sont données via l'étude de sa dérivée temporelle  $\dot{z}(t)$ . Ce calcul a déjà été effectué à partie 3.3.3, afin de déterminer le dépassement. En reprenant ces résultats :

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= \dot{\theta}'(t) \\ &= \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{-\xi\omega_n t} \cdot \left( \sin(\omega_d t) \cdot (1 - 2\xi^2) + \cos(\omega_d t) \cdot 2\xi\sqrt{1-\xi^2} \right) \quad (\text{A III-3}) \end{aligned}$$

Nous pouvons ici identifier deux parties distinctes dans l'expression de  $\dot{z}(t)$  : la première régie par l'exponentielle, et la seconde composée de fonctions sinus et cosinus. L'exponentielle étant toujours positive, la première partie de  $\dot{z}(t)$  le sera aussi. Ainsi, le

signe de  $\dot{z}(t)$  correspond au signe de la seconde partie de l'équation, que nous nommons  $d(t)$  :

$$d(t) = \sin(\omega_d t) \cdot (1 - 2\xi^2) + \cos(\omega_d t) \cdot 2\xi\sqrt{1 - \xi^2} \quad (\text{A III-4})$$

L'étude du signe de  $d(t)$  correspond donc à l'étude du signe de  $\dot{z}(t)$ , et ainsi aux variations de  $z(t)$ . Nous pouvons mettre cette nouvelle fonction sous la forme :

$$d(t) = \cos(\omega_d t) \cdot \left( \tan(\omega_d t) \cdot (1 - 2\xi^2) + 2\xi\sqrt{1 - \xi^2} \right) \quad (\text{A III-5})$$

Cette fonction est  $2\pi/\omega_d$  périodique, nous l'étudierons sur l'intervalle :

$$t \in \left[ -\frac{\pi}{2\omega_d}; \frac{3\pi}{2\omega_d} \right] \quad (\text{A III-6})$$

Bien que considérer un temps  $t$  négatif est un non-sens d'un point de vue physique, nous faisons ici l'étude mathématique de cette fonction. En toute rigueur, les fonctions trigonométriques sinus, cosinus et tangente admettent des arguments négatifs. Nous considérerons donc ici de manière théorique que l'intervalle d'étude de la fonction présente des valeurs négatives. Une fois les résultats de cette étude théorique établis, nous pourrons les exploiter d'un point de vue physique avec  $t > 0$ .

En considérant cela, nous reprenons les résultats fournis lors du calcul du dépassement à la partie 3.3.3, qui nous donne le temps  $t_p$  auquel la fonction  $\dot{\theta}'(t)$  s'annule pour la première fois. Cela correspond de la même manière au temps auquel  $\dot{z}(t)$  s'annule (car  $\dot{z}(t) = \dot{\theta}'(t)$ ), et donc au temps auquel  $d(t)$  s'annule. Considérant que l'intervalle de  $t$  admet des valeurs négatives, l'expression de  $t_p$  pour tous les cas de figure  $0 \leq \xi < 1$  est la suivante :

$$\begin{cases} t_p = \frac{1}{\omega_d} \cdot \arctan \left( \frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2-1} \right) \quad \forall \xi \in \left[ 0; \frac{1}{\sqrt{2}} \right[ \cup \left] \frac{1}{\sqrt{2}}; 1 \right[ \\ t_p = \frac{\pi}{2\omega_d} \text{ pour } \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{A III-7})$$

La fonction  $d(t)$  étant  $2\pi/\omega_d$  périodique, elle s'annule deux fois sur l'intervalle de  $t$  considéré, donc aux valeurs de  $t$  situées à  $t_p$  et à  $t_p$  plus une demi-période, soit  $t_p + \pi/\omega_d$ . Ce schéma se répétant sur chacune des périodes de  $d(t)$ , et donc sur chacune des périodes de  $\dot{z}(t)$ , la position de chacun des extrema locaux de  $z(t)$  est donc donnée de manière générale par :

$$t_{extremums} = t_p + \frac{k\pi}{\omega_d} \quad \text{avec } k \in \mathbb{N} \quad (\text{A III-8})$$

Nous étudions à présent les variations de  $z(t)$ , données par le signe de  $d(t)$ . Nous traitons ici deux cas différents, l'un pour  $\xi < 1/\sqrt{2}$  et l'autre pour  $\xi > 1/\sqrt{2}$ .

### Cas n°1 : $\xi < 1/\sqrt{2}$

$$\xi < \frac{1}{\sqrt{2}} \Leftrightarrow 2\xi^2 - 1 < 0 \quad (\text{A III-9})$$

Sur l'intervalle  $t \in \left[ -\pi/2\omega_d; \pi/2\omega_d \right]$  :

$$\cos(\omega_d t) > 0 \quad (\text{A III-10})$$

$$d(t) > 0 \Leftrightarrow \tan(\omega_d t) \cdot (1 - 2\xi^2) + 2\xi\sqrt{1 - \xi^2} > 0 \quad (\text{A III-11})$$

Ici,  $2\xi^2 - 1 < 0 \Leftrightarrow 1 - 2\xi^2 > 0$  donc :

$$\tan(\omega_d t) > -\frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{1-2\xi^2} \quad (\text{A III-12})$$

$$\Leftrightarrow t > t_p \quad (\text{A III-13})$$

Sur l'intervalle  $\in \left] \frac{\pi}{2\omega_d}; \frac{3\pi}{2\omega_d} \right[$ , il s'agit du cas inverse :

$$\cos(\omega_d t) < 0 \quad (\text{A III-14})$$

$$d(t) > 0 \Leftrightarrow \tan(\omega_d t) \cdot (1 - 2\xi^2) + 2\xi\sqrt{1-\xi^2} < 0 \quad (\text{A III-15})$$

$$\tan(\omega_d t) < -\frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{1-2\xi^2} \quad (\text{A III-16})$$

$$\Leftrightarrow t < t_p + \frac{\pi}{\omega_d} \quad (\text{A III-17})$$

Nous pouvons alors étudier les variations de  $z(t)$  sur l'intervalle considéré :

Tableau-A V-1 Variations de  $z(t)$  pour  $\xi < 1/\sqrt{2}$

$t$	$-\frac{\pi}{2\omega_d}$	$t_p$	$\frac{\pi}{2\omega_d}$	$t_p + \frac{\pi}{\omega_d}$	$\frac{3\pi}{2\omega_d}$
$d(t)$		-	+	+	-
$z(t)$		$\searrow$	$\nearrow$	$\nearrow$	$\searrow$
Signe de $z(t)$	-	-	+	+	-

Les expressions des points caractéristiques sont les suivantes :

$$\begin{cases} z\left(-\frac{\pi}{2\omega_d}\right) = -\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \exp\left(\xi\omega_n \cdot \frac{\pi}{2\omega_d}\right) < 0 \\ z\left(\frac{\pi}{2\omega_d}\right) = \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \exp\left(-\xi\omega_n \cdot \frac{\pi}{2\omega_d}\right) > 0 \\ z\left(\frac{3\pi}{2\omega_d}\right) = -\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \exp\left(-\xi\omega_n \cdot \frac{3\pi}{2\omega_d}\right) < 0 \end{cases} \quad (\text{A III-18})$$

**Note :** les signes de  $z(t_p)$  et  $z(t_p + \pi/\omega_d)$  affichés dans le tableau sont déterminés par le calcul des extrema ci-dessous.

### Calcul des deux extrema du tableau de variation pour $\xi < 1/\sqrt{2}$

$$z(t_p) = e^{-\xi\omega_n t_p} \cdot \left( \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \sin(\omega_d t_p) - \cos(\omega_d t_p) \right) \quad (\text{A III-19})$$

En remplaçant  $t_p$  par son expression donnée précédemment, il apparaît des termes  $\sin(\arctan)$  et  $\cos(\arctan)$  dans  $z(t_p)$ . Nous appliquons alors les relations trigonométriques suivantes :

$$\sin(\arctan(x)) = \frac{x}{\sqrt{1+x^2}} \quad (\text{A III-20})$$

$$\cos(\arctan(x)) = \frac{1}{\sqrt{1+x^2}} \quad (\text{A III-21})$$

Où :

$$x = \frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2 - 1} \quad (\text{A III-22})$$

Le calcul de ces grandeurs donne :

$$\frac{1}{\sqrt{1+x^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4\xi^2(1-\xi^2)}{4\xi^4 - 4\xi^2 + 1}}} = \sqrt{(2\xi^2 - 1)^2} \quad (\text{A III-23})$$

La fonction racine carrée étant définie positive, le résultat de cette équation doit lui aussi être positif. Nous sommes dans le cas où  $\xi < 1/\sqrt{2}$ , donc  $2\xi^2 - 1 < 0$ . Ainsi :

$$\frac{1}{\sqrt{1+x^2}} = 1 - 2\xi^2 \quad (\text{A III-24})$$

Les grandeurs recherchées valent donc :

$$\begin{cases} \sin\left(\arctan\left(\frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2-1}\right)\right) = \frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2-1} \cdot (1-2\xi^2) \\ \cos\left(\arctan\left(\frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2-1}\right)\right) = 1 - 2\xi^2 \end{cases} \quad (\text{A III-25})$$

En introduisant cela dans le calcul des extremums  $z(t_p)$  :

$$z(t_p) = \exp(-\xi\omega_n t_p) \cdot \left( \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2-1} \cdot (1-2\xi^2) - (1-2\xi^2) \right) \quad (\text{A III-26})$$

Après simplification, cela conduit à :

$$z(t_p) = -\exp(-\xi \omega_n t_p) \quad (\text{A III-27})$$

Pour le calcul du second extremum, nous appliquons la propriété suivante :

$$\begin{aligned} \text{Si } \gamma(t) = \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \sin(\omega_d t_p) - \cos(\omega_d t_p) \\ \text{alors } \gamma\left(t + \frac{\pi}{\omega_d}\right) = -\gamma(t) \end{aligned} \quad (\text{A III-28})$$

Et donc :

$$z\left(t_p + \frac{\pi}{\omega_d}\right) = \exp\left(-\xi \omega_n \cdot \left(t_p + \frac{\pi}{\omega_d}\right)\right) \quad (\text{A III-29})$$

Ainsi, de manière générale, en considérant l'ensemble des extrema :

$$z\left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right) = (-1)^{k+1} \cdot \exp\left(-\xi \omega_n \cdot \left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right)\right) \quad \forall \xi < \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\text{A III-30})$$

### Cas n°2 : $\xi > 1/\sqrt{2}$

$$\xi > \frac{1}{\sqrt{2}} \Leftrightarrow 2\xi^2 - 1 > 0 \quad (\text{A III-31})$$

Il s'agit ici exactement de la même chose que pour le cas n°1, mais à l'inverse car l'expression  $2\xi^2 - 1$  est à présent positive. Nous obtiendrons donc les mêmes résultats que précédemment, mais de signe contraire.

Sur l'intervalle  $t \in \left[-\pi/2\omega_d; \pi/2\omega_d\right]$  :

$$d(t) > 0 \Leftrightarrow t < t_p \quad (\text{A III-32})$$

Sur l'intervalle  $t \in \left] \frac{\pi}{2\omega_d}; \frac{3\pi}{2\omega_d} \right[$  :

$$d(t) > 0 \Leftrightarrow t > t_p + \frac{\pi}{\omega_d} \quad (\text{A III-33})$$

Le tableau de variation est donc le suivant :

Tableau-A V-2 Variations de  $z(t)$  pour  $\xi > 1/\sqrt{2}$

$t$	$-\frac{\pi}{2\omega_d}$	$t_p$	$\frac{\pi}{2\omega_d}$	$t_p + \frac{\pi}{\omega_d}$	$\frac{3\pi}{2\omega_d}$
$d(t)$		+	-	-	+
$z(t)$		$\nearrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\nearrow$
Signe de $z(t)$	-	+	+	-	-

Les expressions de  $z\left(-\frac{\pi}{2\omega_d}\right)$ ,  $z\left(\frac{\pi}{2\omega_d}\right)$  et  $z\left(\frac{3\pi}{2\omega_d}\right)$  sont les mêmes que lors du cas n°1.

### Calcul des deux extrema du tableau de variation pour $\xi > 1/\sqrt{2}$

Le calcul des grandeurs  $\sin(\arctan)$  et  $\cos(\arctan)$  est le même que précédemment, mais le résultat est de signe contraire afin d'assurer que la racine carrée est bien positive. Ainsi, en reprenant les notations utilisées au cas n°1 :

$$\frac{1}{\sqrt{1+x^2}} = 2\xi^2 - 1 \quad (\text{A III-34})$$

Ce qui conduit à :

$$\begin{cases} \sin\left(\arctan\left(\frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2-1}\right)\right) = \frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2-1} \cdot (2\xi^2-1) \\ \cos\left(\arctan\left(\frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2-1}\right)\right) = 2\xi^2-1 \end{cases} \quad (\text{A III-35})$$

Nous pouvons alors calculer l'expression des extrema :

$$z(t_p) = \exp(-\xi\omega_n t_p) \cdot \left( \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi^2-1} \cdot (2\xi^2-1) - (2\xi^2-1) \right) \quad (\text{A III-36})$$

Après simplification, cela conduit à :

$$\begin{cases} z(t_p) = \exp(-\xi\omega_n t_p) \\ z\left(t_p + \frac{\pi}{\omega_d}\right) = -\exp\left(-\xi\omega_n \cdot \left(t_p + \frac{\pi}{\omega_d}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{A III-37})$$

Ainsi donc, de manière générale :

$$z\left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right) = (-1)^k \cdot \exp\left(-\xi\omega_n \cdot \left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right)\right) \quad \forall \xi > \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\text{A III-38})$$

### En résumé

Nous avons vu que la fonction  $z(t)$  – et donc la fonction  $\theta'(t)$  – admet des extrema locaux (qui correspondent aux crêtes de la sinusoïde amortie) aux temps :

$$t_{extremums} = t_p + \frac{k\pi}{\omega_d} \text{ avec } k \in \mathbb{N} \quad (\text{A III-39})$$

La valeur de ces extrema est donnée par :

$$\begin{cases} z\left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right) = (-1)^{k+1} \cdot \exp\left(-\xi\omega_n \cdot \left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right)\right) & \forall \xi < \frac{1}{\sqrt{2}} \\ z\left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right) = (-1)^k \cdot \exp\left(-\xi\omega_n \cdot \left(t_p + \frac{k\pi}{\omega_d}\right)\right) & \forall \xi > \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{A III-40})$$

L'étude des tableaux de variation montre qu'un extremum est toujours de signe contraire à celui qui le précède, ce qui correspond bien à une sinusoïde amortie oscillant autour d'une valeur finale (0 en l'occurrence pour  $z(t)$ ).

## ANNEXE VI

### SCRIPT POUR LE TRACÉ DES COURBES DE DIMENSIONNEMENT DE LA PLL

```
clear
clc
close all

% Calcul du dépassement pour tracé -> plus large plage de xi
xi1 = 0:(1/1000):3; % Plage de variation de xi
Mp = zeros(1,length(xi1)); % Init taille tableau Mp pour boucle
for j = 1:length(xi1)

    if xi1(j) < (1/sqrt(2))
        K = atan(2*xi1(j).*sqrt(1-xi1(j).^2)./(2*xi1(j).^2-1))+pi;
    elseif xi1(j) > (1/sqrt(2))
        K = atan(2*xi1(j).*sqrt(1-xi1(j).^2)./(2*xi1(j).^2-1));
    elseif xi1(j) == (1/sqrt(2))
        K = pi/2;
    end

    Mp(j) = 100*((2*xi1(j)./sqrt(1-xi1(j).^2)).* ...
        exp(-K*xi1(j)./sqrt(1-xi1(j).^2)).*sin(K) - ...
        (1/sqrt(1-xi1(j)^2)).*exp(-K*xi1(j)/sqrt(1-xi1(j).^2)).* ...
        sin(K+acos(xi1(j))));;
end

% Calcul Mp pour le cas xi == 1
if ismember(1,xi1) == 1
    ind_j = find(xi1==1);
    Mp(ind_j) = (Mp(ind_j-1)+Mp(ind_j+1))/2;
end

% Paramètres pour calculs temps de stab et pulsation de coupure
alpha = 2/100; % Tps stab calculé à %alpha de la valeur stab.
Gc = -3; % Gain à la pulsation de coupure (dB)
A_w3db = 10^(Gc/10); % Coeff pour calcul pulsation de coupure @ Gc
wn = 100:1:300; % Plage de valeurs pulsation naturelle wn (rad/s)
xi2 = 0.4:(1/100):3; % Plage de valeurs facteur d'amortissement

% Initialisation taille des tableaux pour calcul dans boucle
Mp2 = zeros(1,length(xi2));
wd = zeros(length(xi2),length(wn));
sigma = zeros(length(xi2),length(wn));
t0 = zeros(length(xi2),length(wn));
k = zeros(length(xi2),length(wn));
t0_k = zeros(length(xi2),length(wn));
t0_2k = zeros(length(xi2),length(wn));
ts = zeros(length(xi2),length(wn));
H = tf(zeros(length(xi2),length(wn))));
```

```

set_time_H = zeros(length(xi2),length(wn));
B_w3db = zeros(length(xi2),length(wn));
C_w3db = zeros(1,length(wn));
delta = zeros(length(xi2),length(wn));
w3db = zeros(length(xi2),length(wn));

V = 0; % Initialisation valeur pour calcul avancement boucle
for i = 1:length(xi2)

    % Calcul du temps de pointe (tp = K/wd)
    if xi2(i) < (1/sqrt(2))
        K = atan(2*xi2(i).*sqrt(1-xi2(i).^2)./(2*xi2(i).^2-1))+pi;
    elseif xi2(i) > (1/sqrt(2))
        K = atan(2*xi2(i).*sqrt(1-xi2(i).^2)./(2*xi2(i).^2-1));
    elseif xi2(i) == (1/sqrt(2))
        K = pi/2;
    end

    % Calcul dépassement pour condition sur calcul ts
    Mp2(i) = 100*((2*xi2(i)./sqrt(1-xi2(i).^2)) .* ...
        exp(-K*xi2(i)./sqrt(1-xi2(i).^2)).*sin(K) - ...
        (1/sqrt(1-xi2(i)^2)) .* exp(-K*xi2(i)/sqrt(1-xi2(i).^2)).* ...
        sin(K+acos(xi2(i))));

    for n = 1:length(wn)

        % Prise en compte xi == 1 pour éviter erreurs
        if xi2(i) == 1
            wd(i,n) = wn(n).*sqrt(1-xi2(i).^2);
            sigma(i,n) = xi2(i)*wn(n);
            t0(i,n) = K./wd(i,n);
            k(i,n) = ceil((abs(wd(i,n))/pi)* ...
                (-log(alpha)/sigma(i,n)-t0(i,n))-1);
            t0_k(i,n) = t0(i,n) + k(i,n)*pi./abs(wd(i,n));
            t0_2k(i,n) = t0_k(i,n) + 2*pi/abs(wd(i,n));

            % Plage de t pour calcul z(t) -> prise en compte dépassement
            if Mp2(i) > 100*alpha
                t_range = t0_k(i,n):((t0_2k(i,n)-t0_k(i,n))/10000):...
                t0_2k(i,n);
            else
                t_range = 0:(1/10000):1;
            end

            % Définition z(t) sur intervalle et test des points pour ts
            z_t_range = exp(-sigma(i,n)*t_range) .* ...
                (xi2(i)/sqrt(1-xi2(i).^2)*sin(wd(i,n)*t_range) - ...
                cos(wd(i,n)*t_range));
            ind_stab = find(abs(z_t_range) <= alpha);

            % Prise en compte si intervalle de t_range est trop court
        end
    end
end

```

```

if numel(ind_stab) ~= 0
    ts(i,n) = t_range(ind_stab(1));
else
    % Si intervalle trop court, redéfinition de t_range
    clear t_range z_t_range ind_stab
    t0_2k(i,n) = t0(i,n) + k(i,n)*pi./abs(wd(i,n)) + ...
        4*pi/abs(wd(i,n));
    t_range = t0_k(i,n): ((t0_2k(i,n)-t0_k(i,n))/10000):...
        t0_2k(i,n);
    z_t_range = exp(-sigma(i,n)*t_range) .* ...
        (xi2(i)/sqrt(1-xi2(i).^2)*sin(wd(i,n)*t_range) - ...
        cos(wd(i,n)*t_range));
    ind_stab = find(abs(z_t_range) <= alpha);
    ts(i,n) = t_range(ind_stab(1));
end
clear t_range z_t_range ind_stab

else
    ts(i,n) = NaN; % si xi == 1 ts = NaN puis calculé après
end

% Calcul fréquence de coupure à -3dB
B_w3db(i,n)=(2*xi2(i)*wn(n))^2*(10^(Gc/10)-1) - ...
    10^(Gc/10)*2*wn(n)^2;
C_w3db(n) = -wn(n)^4*(1-10^(Gc/10));
delta(i,n) = B_w3db(i,n)^2-4*A_w3db*C_w3db(n);
w3db(i,n) = sqrt((-B_w3db(i,n)+sqrt(delta(i,n)))/(2*A_w3db));

V = V+1;
Pourcent = 100*V/(length(xi2)*length(wn));
clc
disp('Avancement calcul [%] :')
disp(Pourcent)
end
end

% Calcul ts pour le cas xi == 1
if ismember(1,xi2) == 1
    ind_i = find(xi2==1);
    for n = 1:length(wn)
        ts(ind_i,n) = (ts(ind_i-1,n)+ts(ind_i+1,n))/2;
    end
end

% Tracé des résultats
figure(1)
plot(xi1,Mp, 'linewidth', 1.5)
ylim([0 100])
ylabel('Dépassement (%)')
xlabel('Facteur amortissement xi')

```

```
title('Evolution du dépassement avec le facteur amortissement')
grid on
figure(2)
subplot(1,2,1)
mesh(wn,xi2,ts)
xlabel('Pulsation naturelle w_n (rad/s)')
ylabel('Facteur amortissement')
zlabel('Temps de stailisation (s)')
grid on
subplot(1,2,2)
contourf(wn,xi2,ts)
colormap(jet)
xlabel('Pulsation naturelle w_n (rad/s)')
ylabel('Facteur amortissement')
grid on
figure(3)
subplot(1,2,1)
mesh(wn,xi2,w3db)
xlabel('Pulsation naturelle w_n (rad/s)')
ylabel('Facteur amortissement')
zlabel('Pulsation de coupure (rad/s)')
grid on
subplot(1,2,2)
contourf(wn,xi2,w3db)
colormap(jet)
xlabel('Pulsation naturelle w_n (rad/s)')
ylabel('Facteur amortissement')
grid on
```

## ANNEXE VII

### SCRIPT POUR LE TRACÉ DES COURBES DE DIMENSIONNEMENT DU FILTRE DE NOTCH

```
clear
clc
close all

% Paramètres généraux
fr = 60;           % Fréquence du réseau (Hz)
wr = 2*pi*fr;     % Pulsation du réseau (rad/s)
ws = 2*wr;         % Pulsation d'encoche du filtre de Notch
w = ws;           % Pulsation à laquelle on désire connaître l'atténuation

% Paramètres pour calcul bande de coupure filtre de Notch
HdB = -3;          % Gain (dB) pour calcul bande passante
G = 10^(HdB/10);
A = G-1;
C = ws^4*(G-1);

% Plage de variation des paramètres du filtre
xi1 = logspace(-7,-2,400);
xi2 = linspace(0.1,2,400);

% Initialisation variable pour boucle
GdB_Notch = zeros(length(xi1),length(xi2));
B = zeros(length(xi1),length(xi2));
delta = zeros(length(xi1),length(xi2));
wc1 = zeros(length(xi1),length(xi2));
wc2 = zeros(length(xi1),length(xi2));
del_w = zeros(length(xi1),length(xi2));

V = 0;
for i1 = 1:length(xi1)
    for i2 = 1:length(xi2)

        % Calcul atténuation
        GdB_Notch(i1,i2) = 20*log10(sqrt((2*xi1(i1)*ws*w)^2 + ...
            (ws^2-w^2)^2)/sqrt((2*xi2(i2)*ws*w)^2 + (ws^2-w^2)^2));

        % Calcul plage d'atténuation
        B(i1,i2) = 2*ws^2*(2*(G*xi2(i2).^2-xi1(i1).^2)-(G-1));
        delta(i1,i2) = B(i1,i2).^2-4*A*C;
        wc1(i1,i2) = abs(sqrt((-B(i1,i2)+sqrt(delta(i1,i2)))/(2*A)));
        wc2(i1,i2) = abs(sqrt((-B(i1,i2)-sqrt(delta(i1,i2)))/(2*A)));
        del_w(i1,i2) = wc2(i1,i2)-wc1(i1,i2);
```

```

V = V+1;
Pourcent = 100*V/(length(xi1)*length(xi2));
clc
disp('Avancement calcul [%] :')
disp(Pourcent)
end
end

figure(1)
subplot(1,2,1)
mesh(xi2,xi1,GdB_Notch)
xlabel('xi2')
ylabel('xi1')
zlabel('Gain à la pulsation encoche (dB)')
set(gca,'XScale','log','YScale','log','ZScale','log')
xlim([min(xi2) max(xi2)])
ylim([min(xi1) max(xi1)])
zlim([min(min(GdB_Notch(:,:,1))),max(max(GdB_Notch(:,:,1)))] )
grid on
subplot(1,2,2)
contourf(xi2,xi1,GdB_Notch)
set(gca,'XScale','log','YScale','log')
colormap(jet)
xlabel('xi2')
ylabel('xi1')
grid on

figure(2)
hold on
plot(xi2,wc1(ceil(length(xi1)/2),:), 'linewidth', 1.4)
plot(xi2,wc2(ceil(length(xi1)/2),:), 'linewidth', 1.4)
plot(xi2,del_w(ceil(length(xi1)/2),:), 'linewidth', 1.4)
set(gca,'XScale','log','YScale','log')
xlim([min(xi2) max(xi2)])
legend('Pulsion de coupure basse wc_1','Pulsion de coupure haute
wc_2','Plage atténuation')
xlabel('xi_2')
ylabel('Pulsion (rad/s)')
title('Evolution des pulsation de coupure du filtre de Notch')
grid on

figure(3)
subplot(1,2,1)
mesh(xi2,xi1,wc1)
xlabel('xi2')
ylabel('xi1')
zlabel('Pulsion basse de coupure (rad/s)')
set(gca,'ZScale','log')
xlim([min(xi2) max(xi2)])
ylim([min(xi1) max(xi1)])
zlim([min(min(wc1(:,:,1))),max(max(wc1(:,:,1)))] )
set(gca,'XScale','log','YScale','log','ZScale','log')

```

```
grid on
subplot(1,2,2)
contourf(xi2,xi1,wc1)
set(gca,'XScale','log','YScale','log')
colormap(jet)
xlabel('xi2')
ylabel('xi1')
grid on

figure(4)
subplot(1,2,1)
mesh(xi2,xi1,del_w)
xlabel('xi2')
ylabel('xi1')
zlabel('Plage de coupure (rad/s)')
set(gca,'XScale','log','YScale','log','ZScale','log')
xlim([min(xi2) max(xi2)])
ylim([min(xi1) max(xi1)])
zlim([min(min(del_w(:,:,1))),max(max(del_w(:,:,1)))] )
grid on
subplot(1,2,2)
contourf(xi2,xi1,del_w)
set(gca,'XScale','log','YScale','log')
colormap(jet)
xlabel('xi2')
ylabel('xi1')
grid on
```



## ANNEXE VIII

## FICHIER DE SIMULATION DU TEST DE LA PLL

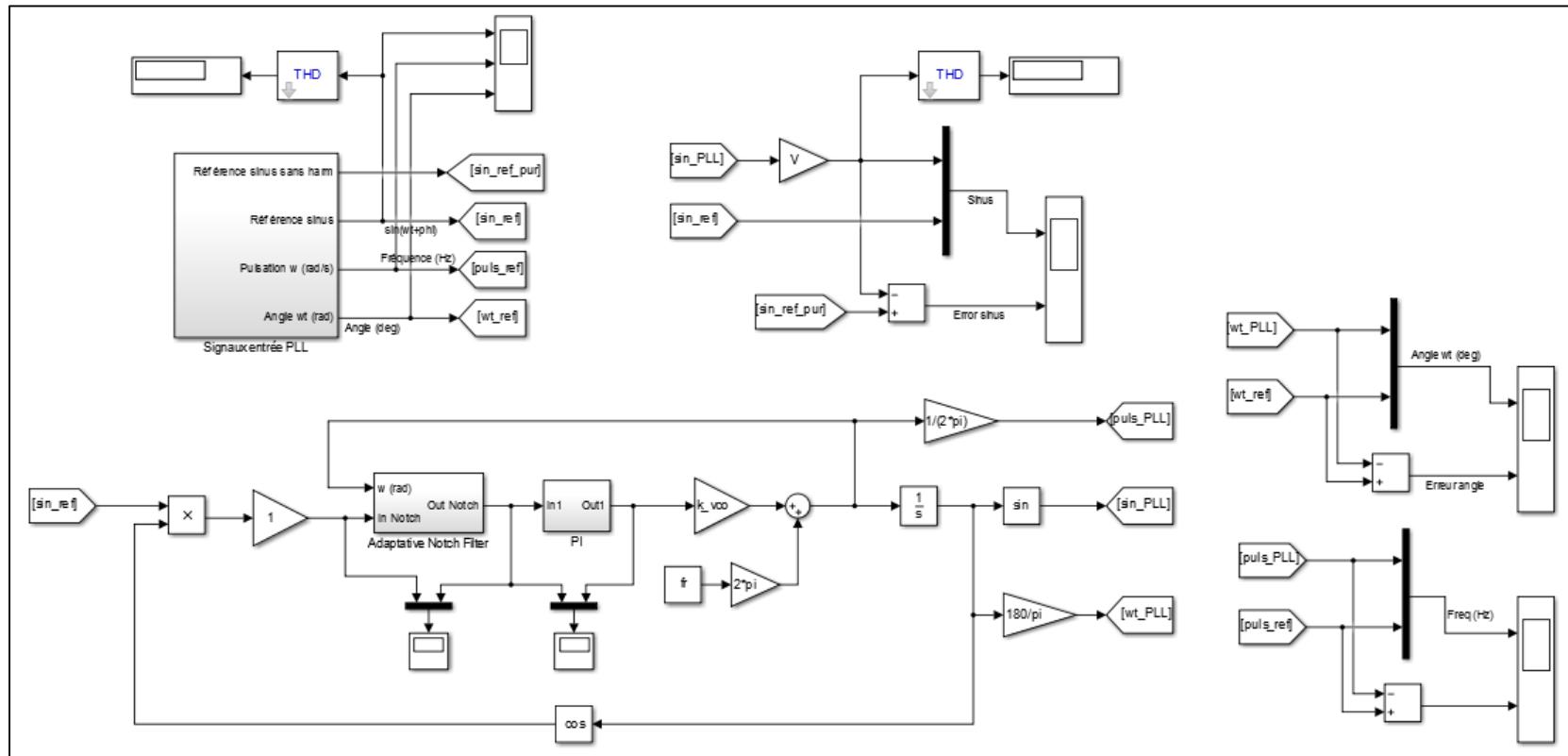


Figure-A VIII-1 Fichier Simulink du test de la PLL

Le détail du sous-système *Adaptative Notch Filter* est donné ci-après :

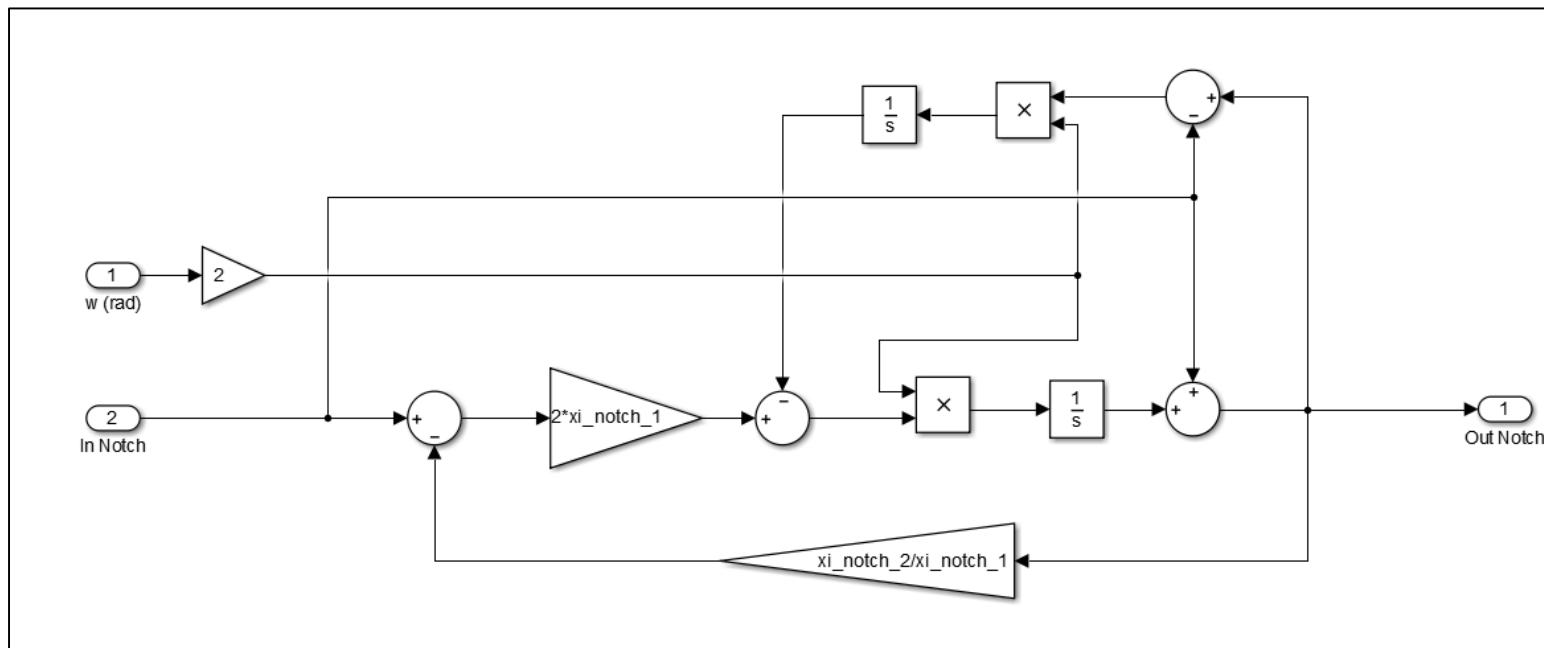


Figure-A VIII-2 Sous-système « Adaptative Notch Filter »

Le bloc *Signaux d'entrée* présent sur le modèle précédent permet de générer les signaux de référence simulant le réseau. Les différents tests (variation de fréquence, de phase, perturbation harmonique) y sont programmés. Voici ci-dessous le modèle de ce bloc :

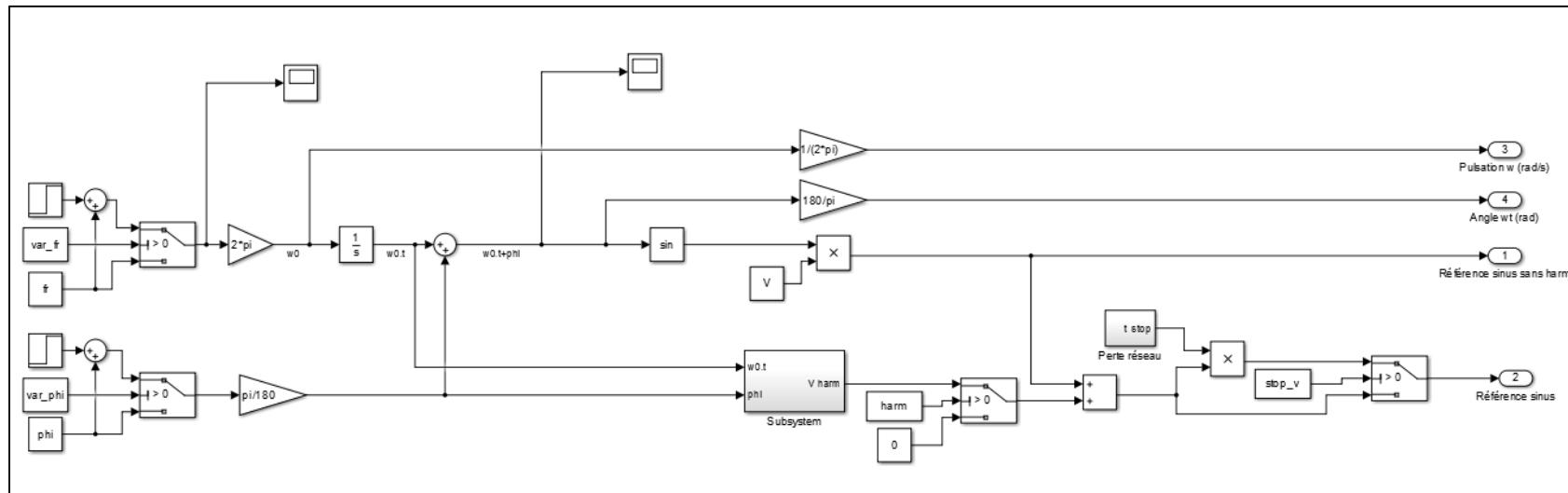


Figure-A VIII-3 Sous-système « signaux d'entrée de la PLL »



## ANNEXE IX

### SCRIPT D'INITIALISATION DE LA SIMULATION DE LA PLL

```
clear
clc
s = tf('s');

Tend = 12/60; % durée simulation
% Paramètres de test de la PLL (0 = non ; 1 = oui)
var_fr = 1;
var_phi = 0;
harm = 0;

% Variation fréquence
T_var_fr = 6/60; % Temps de la var de fréquence
delta_fr = 3; % Variation de fréquence (Hz)

% Variation angle
T_var_phi = 6/60; % Temps de la var de l'angle
delta_phi = 30;

% Contenu harmonique
V_2 = 0.02*V;
V_3 = 0.06*V;
V_4 = 0.015*V;
V_5 = 0.06*V;
V_6 = 0.0075*V;
V_7 = 0.05*V;
V_8 = 0.006*V;
V_9 = 0.035*V;
V_10 = 0.006*V;
V_11 = 0.0035*V;
V_12 = 0.005*V;
V_13 = 0.03*V;
V_14 = 0.005*V;
V_15 = 0.02*V;

% ***** Paramètres généraux *****
% Paramètres PLL
V = 180; % Amplitude signal v(t) en entrée PLL
fr = 60; % Fréquence réseau (Hz)
phi = 0; % Angle initial PLL
k_pd = 1; % Gain du Phase Detector (PD)
k_vco = 1; % Gain du Voltage-controlled Oscillator (VCO)
```

```
kin = v*k_pd*k_vco/2;

% Paramètres de commande
xi_PLL = 0.65;
wn_PLL = 270;
ki_PLL = wn_PLL^2/kin;
kp_PLL = 2*xi_PLL*wn_PLL/kin;

% Paramètres filtre de Notch
xi_notch_1 = 0.0000001;
xi_notch_2 = 0.25;

open PLL.slx
sim('PLL.slx')
```

## ANNEXE X

### COMPARAISON DE LA RÉPONSE DU SYSTÈME A DES ENTRÉES ECHELON ET SINUS

La méthode de dimensionnement proposée afin d'avoir des paramètres de commande optimaux s'appuie sur l'analyse des réponses temporelles des fonctions de transfert. Cela nous permet d'en tirer les caractéristiques de temps de stabilisation et de dépassement des réponses. Celles-ci sont évaluées par Matlab via des entrées échelon imposées aux fonctions de transfert traitées, mais les grandeurs que nous traitons dans cette étude sont sinusoïdales. Il est alors important de s'assurer de la validité de cette approche en comparant les réponses à des entrées de type échelon et sinus.

Nous faisons cette comparaison via une simulation, en se basant sur le système *off-grid*, pour deux puissances différentes de celui-ci (100W et 1,35kW). Nous considérons ici les réponses en tension du système non compensé (pas de correcteur appliqué) en boucle fermée. Le cas le plus critique considérant une entrée de type sinus – c'est-à-dire qui présente un dépassement maximum et un temps de stabilisation le plus long – survient pour un déphasage de 90° du signal de référence. Nous comparons ici l'erreur relative (en %) de la réponse par rapport à la référence, pour les deux types d'entrées. Les différences entre les erreurs des deux réponses (présentées aux Figure-A X-2 et Figure-A X-3) sont au maximum de 0,017 par rapport à un signal d'amplitude 0,65. Cela nous permet de considérer les réponses aux deux types d'entrées comme équivalentes, ce qui nous donne les mêmes valeurs de dépassement et de temps de stabilisation pour les deux types d'entrées.

Le modèle Simulink permettant cette étude est présenté à la Figure-A X-1.

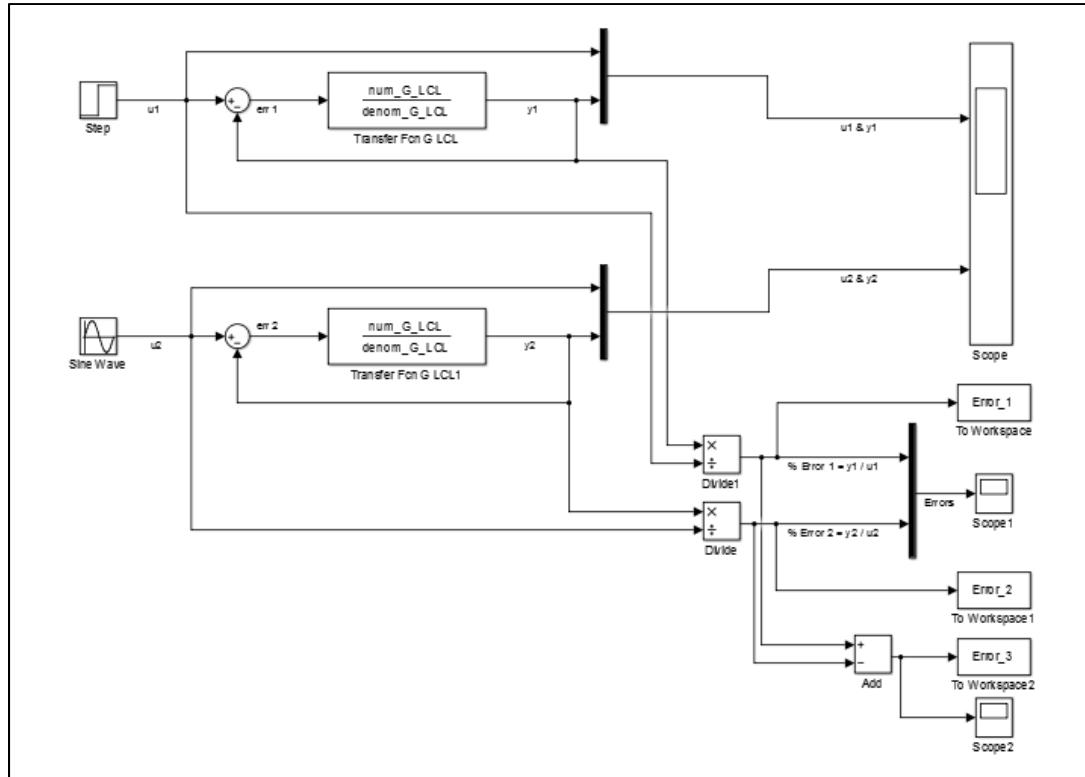


Figure-A X-1 Modèle Simulink pour la comparaison d'entrées échelon et sinus

Ce modèle est associé à un script Matlab permettant de définir les fonctions de transfert étudiées et de traiter les résultats, que nous donnons ci-après. Les paramètres du circuit sont ceux définis dans le Tableau 1.2, et sont contenus dans un script d'initialisation.

```

run Init_parametres_inverter_LCL.m
Tend = 0.1/fr;           % Temps fin de simu
ampl = 1;                 % Amplitude des signaux (step & sinus) d'entrée
offset = 0;                % Offset de la ref sinus
phi = 90;                  % Déphasage du signal sinus
Rch = [162 12];
for n = 1:length(Rch)
    num_G_LCL = [Rch(n)*C*rc Rch(n)];
    denom_G_LCL = [L1*L2*C (Rch(n)*C*L1+L1*C*rc+L2*C*rc) ...
                    (L1+L2+Rch(n)*C*rc) Rch(n)];
    sim('Simu_comparaison_sinus_step_input.slx')
    Error_step(n) = Error_1;
    Error_sinus(n) = Error_2;
    Error_step_sinus(n) = Error_3;
end

```

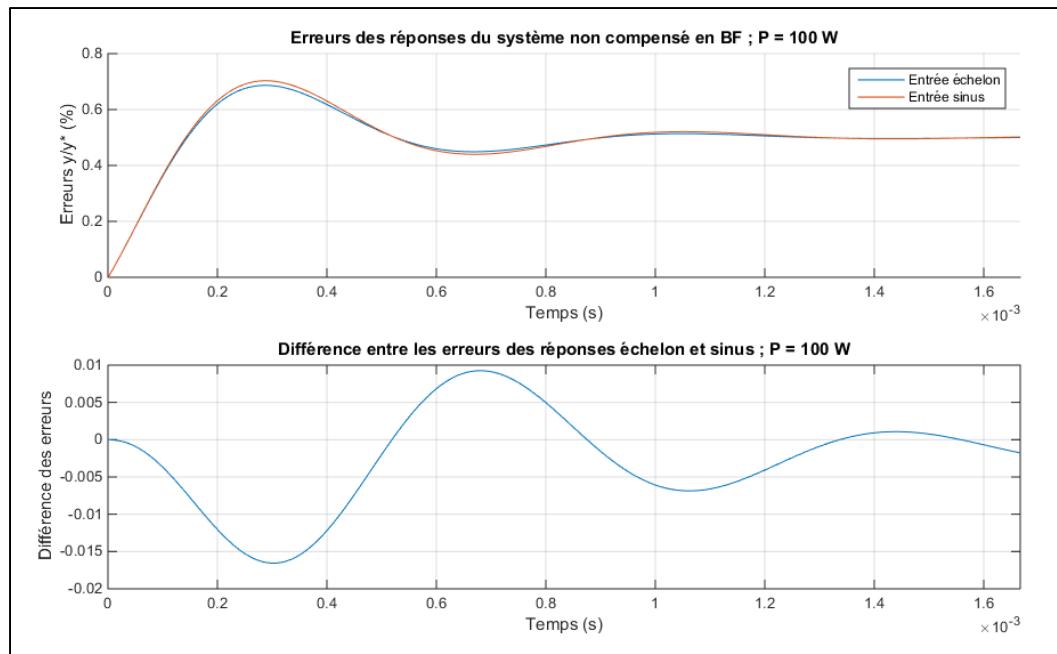


Figure-A X-2 Erreurs des réponses échelon et sinus du système non compensé pour une puissance de 100W

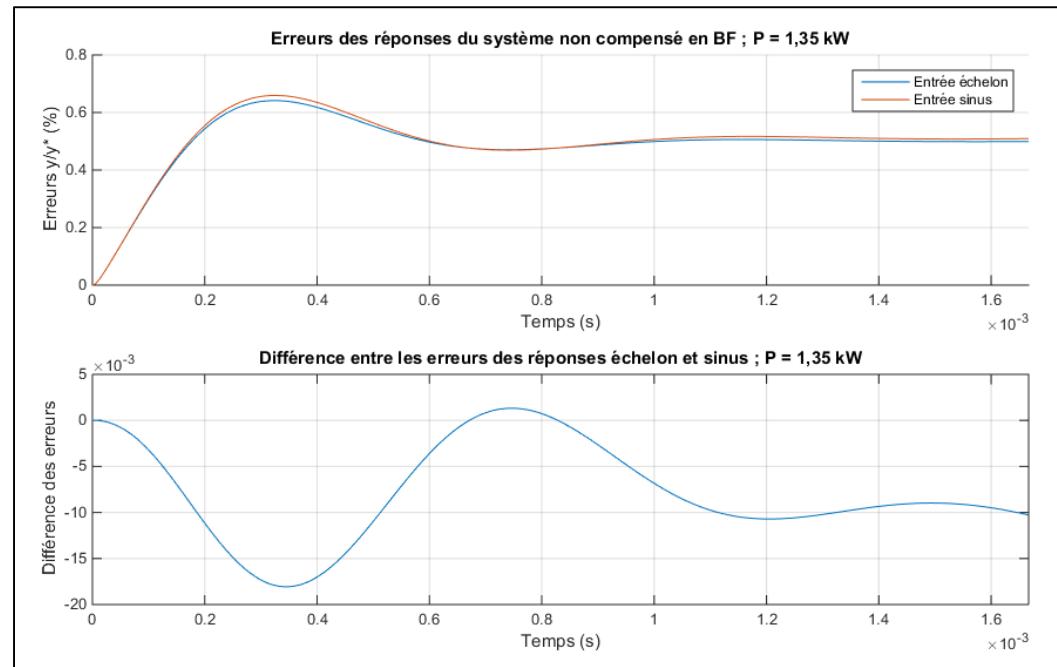


Figure-A X-3 Erreurs des réponses échelon et sinus du système non compensé pour une puissance de 1,35kW



## ANNEXE XI

### SCRIPT POUR LE DIMENSIONNEMENT DE LA COMMANDE

```
run Init_parametres_inverter_LCL.m
close all
s = tf('s');

H2 = 1; % Coefficient sur feedback courant io

% Fonction de transfert du compensateur Résonnant pour différents h
kr = wr; % Gain résonnant
xi = 0.002; % Facteur d'amortissement
h_max = 11; % Ordre d'harmonique max à compenser -> doit être impair
h_range = 1:2:h_max;
Gi_Res = tf(zeros(1,length(h_range)));
Gi_Res(1) = (kr*2*xi*(h_range(1)*wr)*s) / ...
(s^2+2*xi*(h_range(1)*wr)*s+wr^2);
for n = 2:length(h_range)
    Gi_Res(n) = Gi_Res(n-1) + ((kr*2*xi*(h_range(n)*wr)*s) / ...
    (s^2+2*xi*(h_range(n)*wr)*s+(h_range(n)*wr)^2));
end

% Définition plages de valeurs de H et kp
c_kpH1 = 0.27;
H1_max = 4*fs*L1/K_inv; % Gain max du feedback courant ic
H1_range = 0:(H1_max/100):H1_max; % Plage de valeur de H1
kp_range = tf(H1_range/c_kpH1); % Plage de valeur de kp

% Initialisation tableaux pour variables à calculer dans la boucle
Gi = tf(zeros(length(h_range),length(H1_range)));
denom_G1 = tf(zeros(1,length(H1_range)));
G1 = tf(zeros(1,length(H1_range)));
num_G2 = tf(zeros(1,length(H1_range)));
denom_G2 = tf(zeros(1,length(H1_range)));
G2 = tf(zeros(1,length(H1_range)));
T = tf(zeros(length(h_range),length(H1_range)));
ig1 = tf(zeros(length(h_range),length(H1_range)));
ig2 = tf(zeros(length(h_range),length(H1_range)));
GM = zeros(length(h_range),length(H1_range));
PM = zeros(length(h_range),length(H1_range));
w_GM = zeros(length(h_range),length(H1_range));
w_PM = zeros(length(h_range),length(H1_range));
set_time_ig1 = zeros(length(h_range),length(H1_range));
overshoot_ig1 = zeros(length(h_range),length(H1_range));
set_time_ig2 = zeros(length(h_range),length(H1_range));
peak_ig2 = zeros(length(h_range),length(H1_range));
```

```

% Calcul fcn transfert G1 & G2 pour différents H1
num_G1 = K_inv*(s*C*rc+1); % Ne dépend pas de h & H1
V = 0;
for n = 1:length(H1_range)
    % Fonction de transfert G1
    denom_G1(n) = s^2*L1*C + s*C*(rc+K_inv*H1_range(n))+1;
    G1(n) = num_G1/denom_G1(n);
    % Fonction de transfert G2
    num_G2(n) = s^2*C*L1+s*C*(rc+K_inv*H1_range(n))+1;
    denom_G2(n) = s^3*L1*C*(L2+Lg) + ...
        s^2*C*(rc*(L1+L2+Lg)+L1*rg+K_inv*H1_range(n)*(L2+Lg)) + ...
        s*(L1+L2+Lg+C*rc*rg+C*rg*K_inv*H1_range(n)) + rg;
    G2(n) = num_G2(n)/denom_G2(n);

    V = V+1;
    Pourcent = 100*V/length(H1_range);
    clc
    disp('Avancement calcul 1/2 [%] :')
    disp(Pourcent)
end

% Calcul fcn transfert loop gain (T) ; tracking (ig1) ; disturbance (ig2)
V = 0;
for j = 1:length(h_range)
    for n = 1:length(H1_range)
        % Fonction de transfert P+Res pour différents kp
        Gi(j,n) = kp_range(n) + Gi_Res(j);

        % Calcul fcn transfert loop gain (BO), tracking en BF, disturbance
        T(j,n) = Gi(j,n)*G1(n)*G2(n);
        ig1(j,n) = T(j,n)/(1+H2*T(j,n));
        ig2(j,n) = -G2(n)/(1+H2*T(j,n));

        % Calcul PM (pour T(s)); overshoot, tps de stabilisation
        [GM(j,n),PM(j,n),w_GM(j,n),w_PM(j,n)] = margin(T(j,n));

        info_ig1(j,n) = stepinfo(ig1(j,n));
        set_time_ig1(j,n) = 100*info_ig1(j,n).SettlingTime/(1/fr);
        overshoot_ig1(j,n) = info_ig1(j,n).Overshoot;

        info_ig2(j,n) = stepinfo(ig2(j,n));
        set_time_ig2(j,n) = 100*info_ig2(j,n).SettlingTime/(1/fr);
        peak_ig2(j,n) = info_ig2(j,n).Peak;

        V = V+1;
        Pourcent = 100*V/(length(H1_range)*length(h_range));
        clc
        disp('Avancement calcul 2/2 [%] :')
        disp(Pourcent)
    end

```

```

end

% Tracé des résultats
figure(1)
plot(H1_range,PM)
hold on
plot(H1_range,zeros(length(H1_range),1), 'k--')
legend('h = 1','h = 3','h = 5','h = 7','h = 9','h = 11')
xlim([0 H1_max])
title('Evolution marge de phase loop gain T(s) - h variable')
xlabel('H1')
ylabel('Marge de phase (°)')
grid on

figure(2)
subplot(2,2,1)
plot(H1_range,set_time_ig1)
legend('h = 1','h = 3','h = 5','h = 7','h = 9','h = 11')
xlim([0 H1_max])
ylim([0 100])
title('Temps de stabilisation FT tracking ig_1(s)')
xlabel('H1')
ylabel('Temps de stabilisation (% 60Hz cycle)')
grid on
subplot(2,2,3)
plot(H1_range,overshoot_ig1)
legend('h = 1','h = 3','h = 5','h = 7','h = 9','h = 11')
xlim([0 H1_max])
title('Overshoot FT tracking ig_1(s)')
xlabel('H1')
ylabel('Overshoot (%)')
grid on
subplot(2,2,2)
plot(H1_range,set_time_ig2)
legend('h = 1','h = 3','h = 5','h = 7','h = 9','h = 11')
xlim([0 H1_max])
ylim([0 100])
title('Temps de stabilisation FT disturbance ig_2(s)')
xlabel('H1')
ylabel('Temps de stabilisation (% 60Hz cycle)')
grid on
subplot(2,2,4)
plot(H1_range,peak_ig2)
legend('h = 1','h = 3','h = 5','h = 7','h = 9','h = 11')
xlim([0 H1_max])
title('Valeur pic FT disturbance ig_2(s)')
xlabel('H1')
ylabel('Apmlitude pic (-)')
grid on

```



## ANNEXE XII

### SIMULATION EN COMMUTATION DE L'ONDULEUR ET DE SA COMMANDE

Cette annexe présente le modèle Simulink en commutation du test de l'onduleur et de sa commande (régulation + PLL).

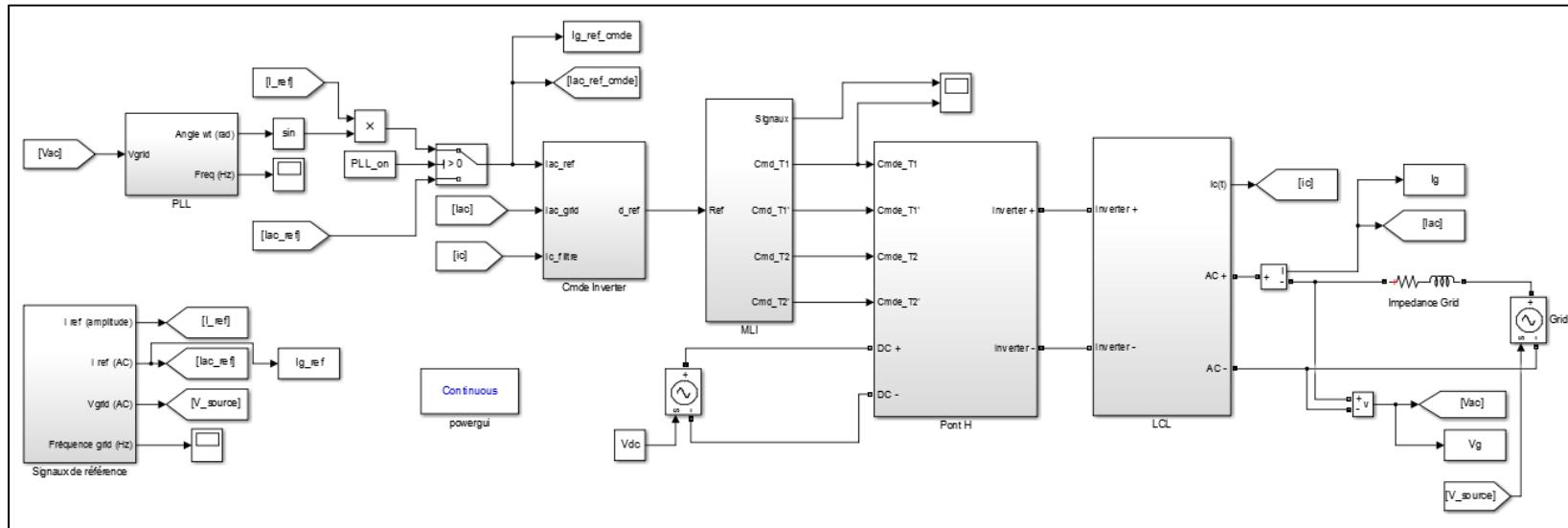
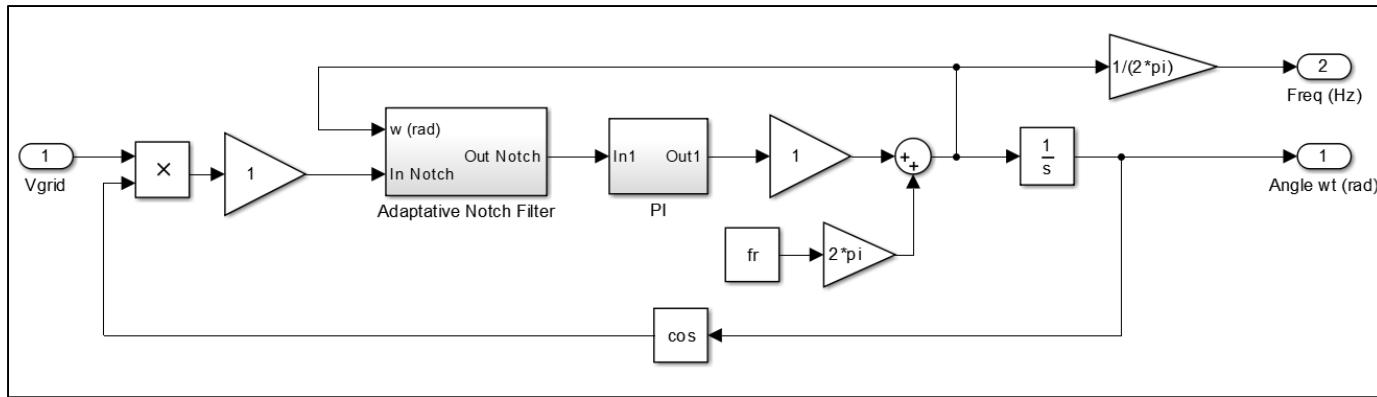
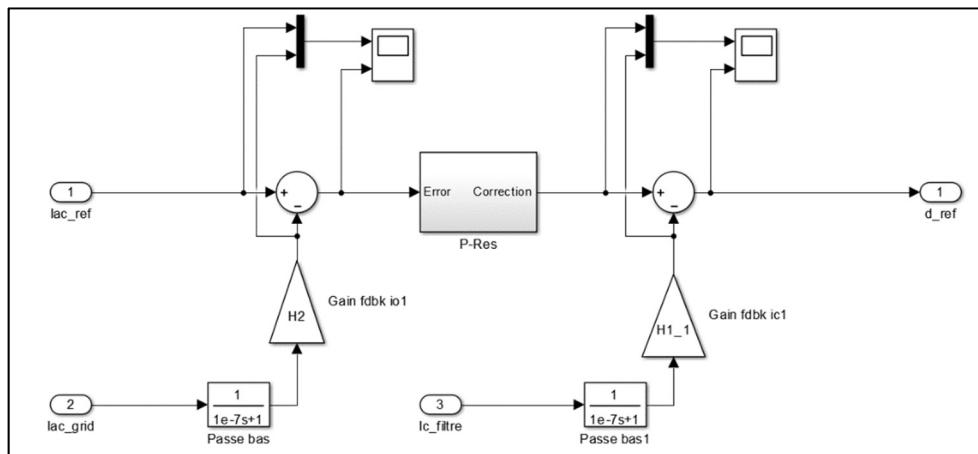


Figure-A XII-1 Modèle Simulink en commutation de l'onduleur et de sa commande – vue générale

Nous présentons ci-après chacun des sous-systèmes présents sur la figure précédente, de gauche à droite : « PLL », « Cmde Inverter », « MLI », « Pont H », « LCL ». Le sous-système « Signaux de référence » sert à générer les signaux d’entrée du modèle. Il sera présenté à la fin de l’annexe.



## Figure-A XII-2 Sous-système "PLL"



### Figure-A XII-3 Sous-système "Cmde Inverter"

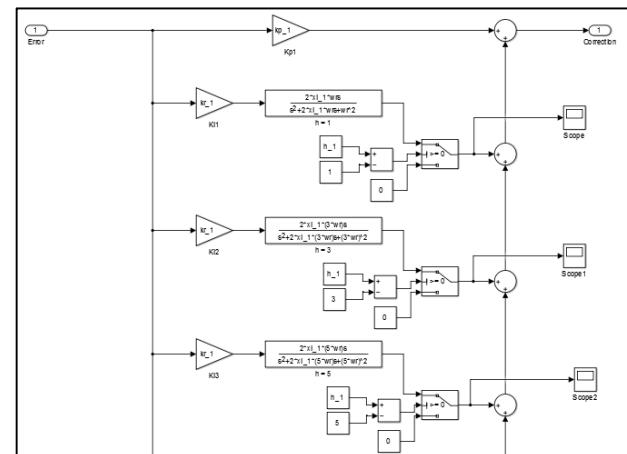


Figure-A XII-4 Sous-système "P-Res"

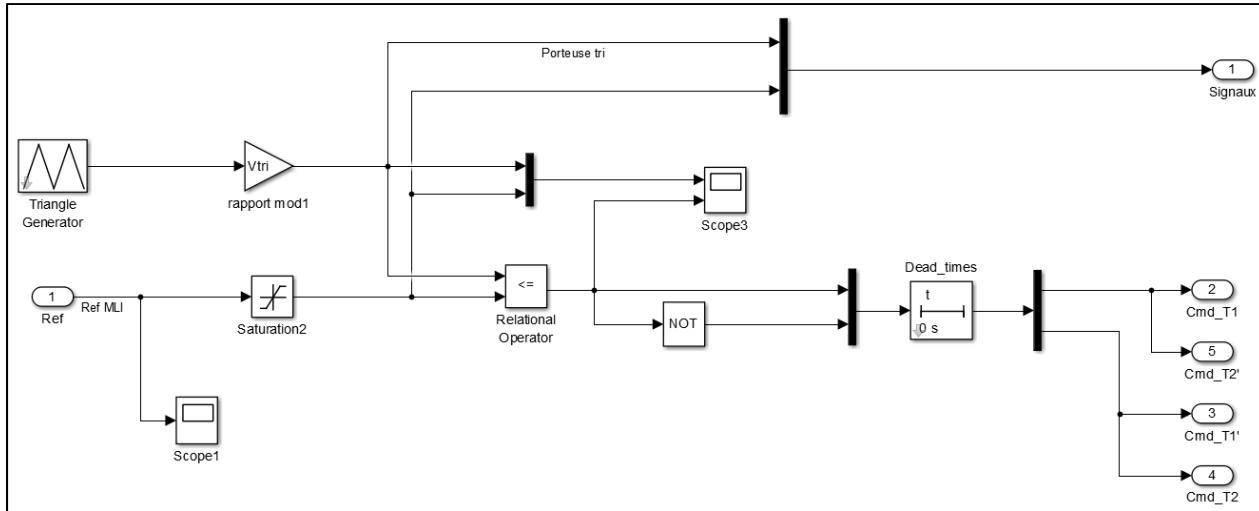


Figure-A XII-5 Sous-système "MLI"

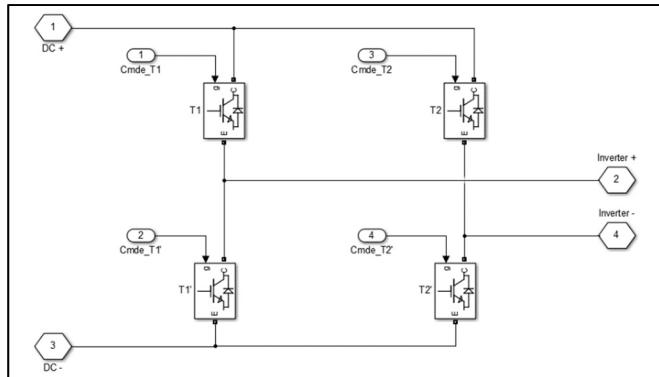


Figure-A XII-6 Sous-système "Pont H"

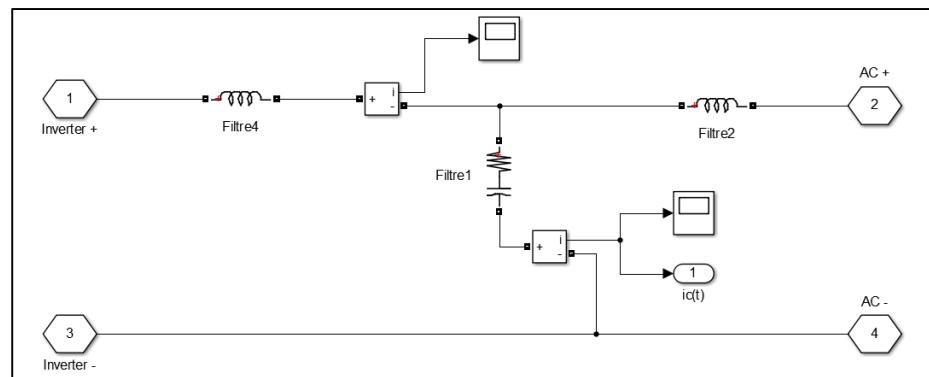


Figure-A XII-7 Sous-système "LCL"

Les signaux de références sont générés par le schéma ci-dessous. Celui-ci permet de réaliser les différents tests présentés dans ce document (variation de tension, fréquence, etc...). Un script Matlab permet d'initialiser ces tests. Il est présenté à l'ANNEXE XIV. Les sous-systèmes affichés ici seront présentés ci-après.

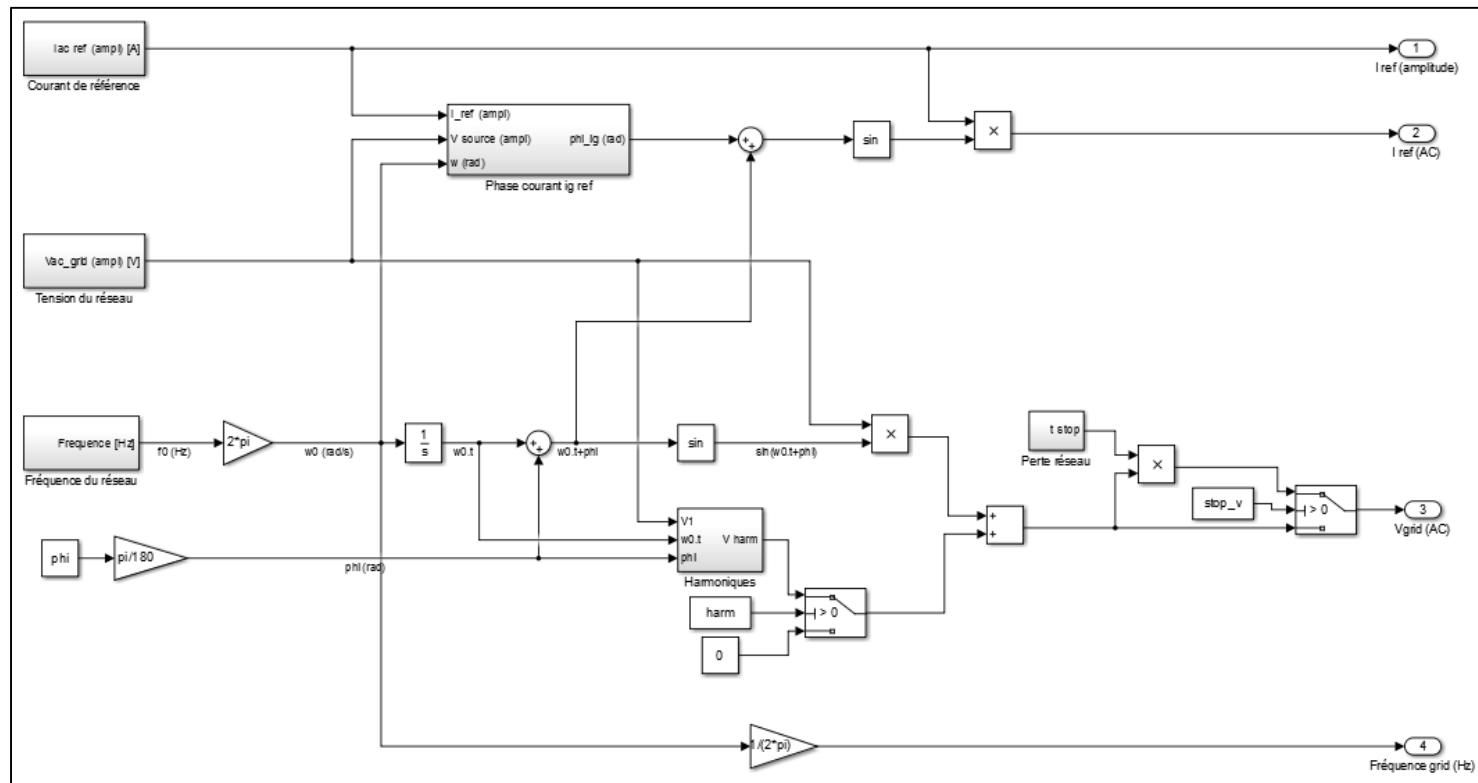


Figure-A XII-8 Sous-système "Signaux de référence"

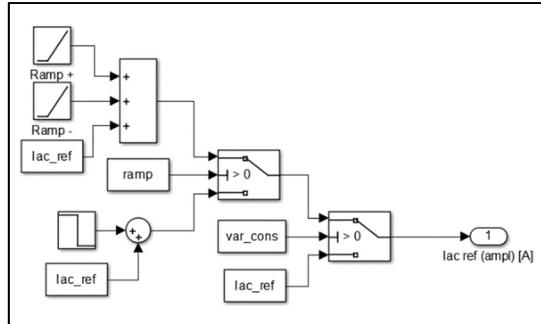


Figure-A XII-9 Sous-système "Courant de référence"

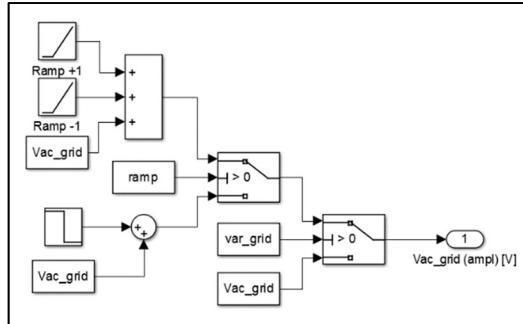


Figure-A XII-10 Sous-système "Tension du réseau"

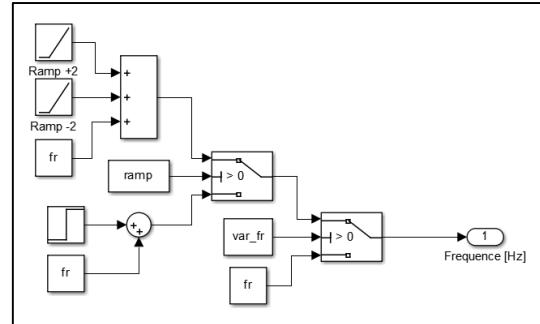


Figure-A XII-11 Sous-système "Fréquence du réseau"

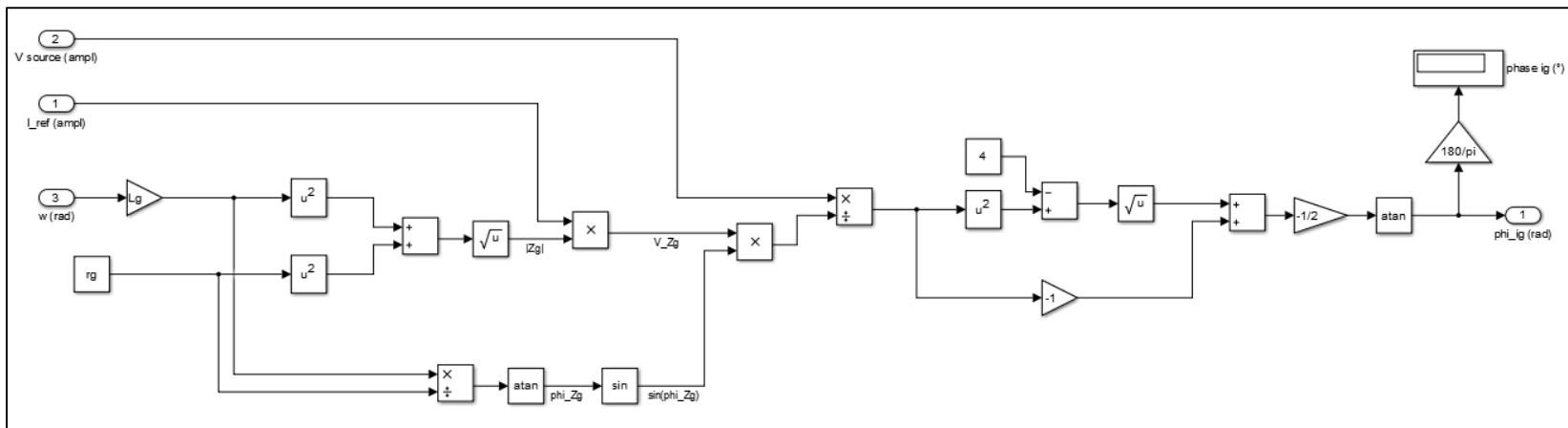


Figure-A XII-12 Sous-système "Phase courant ig"



## ANNEXE XIII

### SIMULATION DU MODÈLE DE L'ONDULEUR ET DE SA COMMANDE

Les sous-systèmes « PLL », « Cmde Inverter » et « Signaux de référence » ont été présentés à l'ANNEXE XII par les Figure-A XII-2, Figure-A XII-3 et Figure-A XII-8 respectivement.

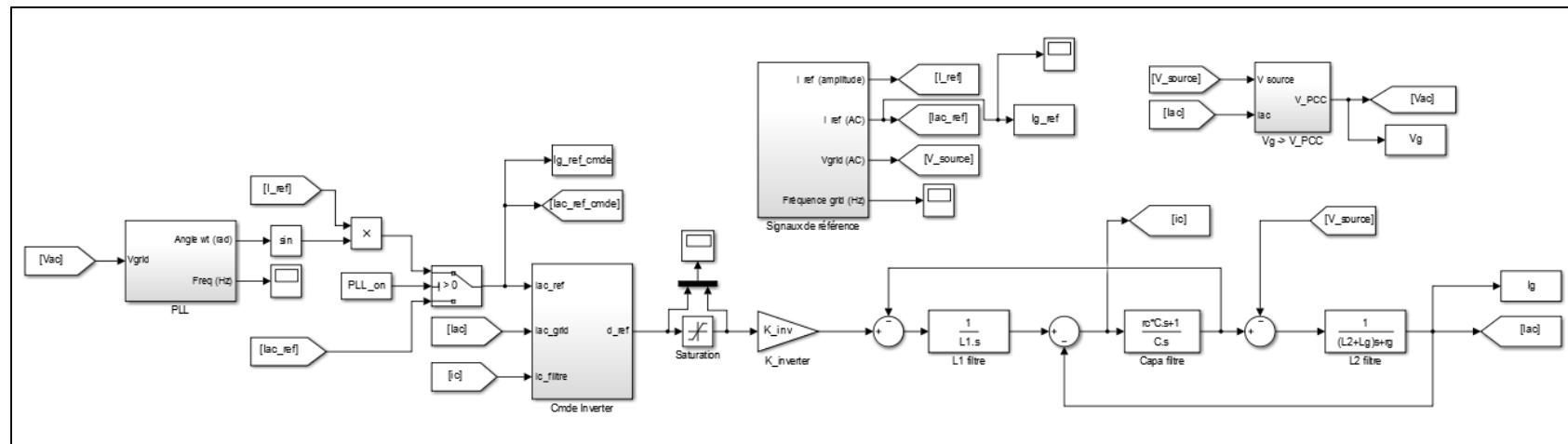


Figure-A XIII-1 Modèle Simulink de la modélisation de l'onduleur et de sa commande - vue générale

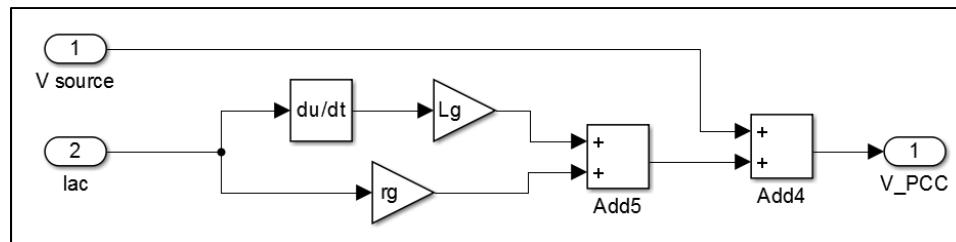


Figure-A XIII-2 Sous-système "Vg → V\_PCC"

## ANNEXE XIV

### SCRIPT D'INITIALISATION DES TESTS DE L'ONDULEUR ET DE SA COMMANDE

Les fichiers de simulations présentés aux ANNEXE XII et ANNEXE XIII nécessitent un script d'initialisation afin de paramétriser les tests que l'on désire effectuer. Il suffit juste de sélectionner dans ce script le test voulu, puis de l'exécuter. Cela permet de ne pas avoir à modifier le modèle Simulink à chaque test. Les paramètres du système sont contenus dans un autre script, qui reprend exactement les paramètres énoncés au Tableau 5.1.

```
% *****
% 1 = Oui
% 0 = Non
% *****

run Init_parametres_inverter_LCL.m
kin = Vac/2;           % Pour calcul des paramètres de la PLL
Tend = 12/60;

% Type de variation : échelon ou rampe (par défaut = échelon)
ramp = 1;
% Présence de la PLL
PLL_on = 1;

% Tests à réaliser (1 = Oui ; 0 = Non)
var_cons = 1;          % Variation consigne de courant
var_grid = 0;           % Variation tension du réseau
var_fr = 0;             % Variation fréquence du réseau
harm = 0;               % Présence de contenu harmonique dans tension du réseau

% Temps de déclenchement des switch
T_var = 8.25/60;

% Coeff liant kp et H1 (dimensionnement de la commande)
c_kpH1 = 0.27;

% *** PARAMETRES MODELE 1 ***
% Paramètres Commande
h_1 = 1;
H1_1 = 0.2;
```

```

kp_1 = H1_1/c_kpH1;
xi_1 = 0.002;
kr_1 = wr;
dead_time_1 = 0;
% Paramètres PLL
xi_PLL_1 = 0.65;
wn_PLL_1 = 160;
ki_PLL_1 = wn_PLL_1^2/kin;
kp_PLL_1 = 2*xi_PLL_1*wn_PLL_1/kin;
xi_notch_1_1 = 0.000001;
xi_notch_2_1 = 0.9;

% *** PARAMETRES MODELE 2 ***
% Paramètres Commande
h_2 = 7;
H1_2 = 0.75;
kp_2 = H1_2/c_kpH1;
xi_2 = 0.002;
kr_2 = wr;
dead_time_2 = 0;
% Paramètres PLL
xi_PLL_2 = 0.65;
wn_PLL_2 = 160;
ki_PLL_2 = wn_PLL_2^2/kin;
kp_PLL_2 = 2*xi_PLL_2*wn_PLL_2/kin;
xi_notch_1_2 = 0.000001;
xi_notch_2_2 = 0.9;

% Test variation de consigne (var_cons = 1)
Iac_ref = 15;           % Courant de référence au début de la simu
delta_Iac = -10;         % Variation du courant de référence
slope_Iac = 15;          % Pente pour une variation du courant en rampe (A/s)

% Test variation de tension du réseau (var_grid = 1)
Vac_grid = 180;          % Tension du grid au début de la simu
delta_Vac = -90;          % Variation de la tension du grid
slope_Vac = 100e3;         % Pente pour une variation du tension en rampe (V/s)

% Test variation de fréquence (var_fr = 1)
fr = 60;                  % Fréquence initiale du réseau (Hz)
delta_fr = 3;              % Variation de fréquence (Hz)
slope_fr = 3;              % Pente pour une variation du tension en rampe (Hz/s)
phi = 0;                   % Phase du réseau (°)

% Test avec réseau pollué (harm = 1) -> init amplitude des harmoniques
u_2 = 0.02; u_4 = 0.015; u_6 = 0.0075; u_8 = 0.006; u_11 = 0.035;
u_13 = 0.03; u_15 = 0.02;
u_3 = 0.06; u_5 = 0.06; u_7 = 0.05; u_9 = 0.035; u_10 = 0.006;
u_12 = 0.005; u_14 = 0.005;

```

## LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Arafat, M. N., Palle, S., Husain, I., & Sozer, Y. (2011). *Transition control strategy between standalone and grid connected operation of voltage source inverters* présentée à 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, USA.
- Azril, M., & Rahim, N. A. (2011). Design Analysis of Low-Pass Passive Filter in Single-Phase Grid-Connected Transformerless Inverter. *2011 IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CET)*, 348-353.
- Bao, C., Ruan, X., Wang, X., Li, W., Pan, D., & Weng, K. (2013). Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor-Current-Feedback Active-Damping. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(3), 1239-1253.
- Batlle, C., Fossas, E., Griñó, R., & Martínez, S. (2005). Generalized State Space averaging for port controlled Hamiltonian systems. *IFAC Proceedings Volumes*, 38(1), 836-841.
- Benamara, V. (2012). *Etude et simulation d'un panneau solaire raccordé au réseau avec périphérique de stockage* (Mémoire de maîtrise, Ecole de Technologie Supérieure, Montréal, Canada).
- Bensoussan, D. (2008). *Commande moderne - Approche par modèles continus et discrets*. Montréal, Canada: Presses Internationales Polytechnique.
- Bensoussan, D. (2010). *Notes de cours : SYS802-01 - Méthodes avancées de commande*. Génie Électrique, École de Technologie Supérieure, Montréal, Canada.
- Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., & Timbus, A. V. (2006). Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5), 1398-1409.
- Bommegowda, K. B., Vishwas, K., Suryanarayana, K., & N.M, R. (2015). Single Phase Inverter Control with Capacitor Current Feedback. *2015 International Conference on Power and Advanced Control Engineering (ICPACE)*, 418-422.
- Bruschi, J. (2016). *Caractérisation du phénomène d'ilotage non-intentionnel dans les réseaux de distribution* (Thèse de doctorat, Université Grenoble Alpes, Grenoble, France).

California Public Utilities Commission. (2014). *Recommendations for Updating the Technical Requirements for Inverters in Distributed Energy Resources - Smart Inverter Working Group Recommendations*.

California Public Utilities Commission & California Energy Commission. (2015). *Recommendations for Utility Communications with Distributed Energy Resources (DER) Systems with Smart Inverters - Smart Inverter Working Group Phase 2 Recommendations*.

California Public Utilities Commission & California Energy Commission. (2017). *SIWG Phase 3 DER Functions: Recommendations to the CPUC for Rule 21, Phase 3 Function Key Requirements, and Additional Discussion Issues*.

Castilla, M., Miret, J., Matas, J., Vicuna, L. G., & Guerrero, J. M. (2009). Control Design Guidelines for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters With Damped Resonant Harmonic Compensators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11), 4492-4501.

Cha, H., & Vu, T.-K. (2010). Comparative Analysis of Low-pass Output Filter for Single-phase Grid-connected Photovoltaic Inverter. *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1659-1665.

Cha, H., Vu, T.-K., & Kim, J.-E. (2009). Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System. *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2198-2205.

Chin, C. S., Neelakantan, P., Yoong, H. P., & Teo, K. T. K. (2011). Fuzzy Logic Based MPPT for Photovoltaic Modules Influenced by Solar Irradiation and Cell Temperature. *2011 UKSim 13th International Conference on Computer Modelling and Simulation*, 376-381.

Ciobotaru, M., Teodorescu, R., & Blaabjerg, F. (2006). A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator. *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*.

Connaissance des énergies - Solaire photovoltaïque. (2017). Repéré le 16/07/2018 à <https://www.connaissancedesenergies.org/fiche-pedagogique/solaire-photovoltaïque>

D'azzo, J., & Houpis, C. (1995). *Linear Control System Analysis and Design: Conventional and Modern*. New York: McGraw-Hill.

- Dahono, P. A., Purwadi, A., & Qamaruzzaman. (1995). An LC Filter Design Method for Single-phase PWM Inverters. *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 571-576.
- Divan, D. M. (1991). Inverter Topologies and control techniques for sinusoidal output power supplies. *APEC '91: Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exhibition*, 81-87.
- Dong, D. (2009). *Modeling and Control Design of a Bidirectional PWM Converter for Single-phase Energy Systems* (Faculty of the Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, VA).
- El Ajouri, T. (2018). *Méthode avancée de contrôle commande d'un onduleur monophasé pour une réduction de la banque de condensateurs, en vue d'accroître la durée de vie du convertisseur* (Mémoire de Maîtrise, Université du Québec à Montréal, Montréal, Canada).
- Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2004). *Fundamentals of Power Electronics, Second Edition*. New York, USA: Kluwer Academic Publishers.
- Etudes Scientifiques Prénormatives sur le Raccordement au Réseau Electrique d'Installations Techniques Photovoltaïques (ESPRIT). (2011). *Ilotage des installation photovoltaïques raccordées au réseau : réglementation, méthodes de détection et retours de terrain*.
- Gaviria, C., Grino, R., & Fossas, E. (2003). Control scheme based on GSSA modeling applied to an unity power factor boost rectifier. *Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications*, 582-587.
- Gonzalez, A. C. (2012). *Système de contrôle pour l'intégration des sources d'énergie décentralisées au réseau local* (Thèse de doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, Canada).
- Gusia, S. (2005). *Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI : Application aux actionnements électriques* (Thèse de doctorat, Université catholique de Louvain, Louvain-la-Neuve, Belgique).
- Han, S.-H., Jo, T.-H., Park, J.-H., Kim, H.-G., Chun, T.-W., & Nho, E.-C. (2011). *Dead time compensation for grid-connected PWM inverter* présentée à 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, Jeju, South Korea.

- Herran, M. A., Fischer, J. R., Gonzalez, S. A., Judewicz, M. G., & Carrica, D. O. (2012). Adaptive Dead-Time Compensation for Grid-Connected PWM Inverters of Single-Stage PV Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(6), 2816-2825.
- Holmes, D. G., & Lipo, T. A. (2003). *Pulse Width Modulation For Power Converters: Principles and Practice*. New York, USA: IEEE Press & Wiley-Interscience.
- Hsieh, G.-C., & Hung, J. C. (1996). Phase-Locked Loop Techniques - A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(6), 609-615.
- Hydro-Québec. (2002). *Le réseau de distribution* (n° 2). Hydro-Québec.
- Hydro-Québec. (2016). *Caractéristiques de la tension fournie par les réseaux moyenne et basse tension d'Hydro-Québec*.
- Hydro-Québec. (2017). *Approvisionnements en électricité et émissions atmosphériques*. Repéré à <http://www.hydroquebec.com/data/developpement-durable/pdf/approvisionnements-energetiques-emissions-atmospheriques-2017.pdf>
- IEC. (2004). *Systèmes photovoltaïques (PV) – Caractéristiques de l'interface de raccordement au réseau*. IEC 61727.
- IEEE. (2003). *Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*. IEEE Std 1547-2003.
- IEEE. (2014). *Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems - Amendment 1*. IEEE Std 1547.a-2014.
- IEEE. (2018). *Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces*. IEEE Std 1547-2018 (Amendment to IEEE Std 1547-2003).
- International Energy Agency - Photovoltaic Power Systems. (2017). *Annual Report*.
- International Energy Agency - Photovoltaic Power Systems. (2018). *Snapshot of global photovoltaic markets*.
- Jeong, S.-G., & Park, M.-H. (1991). The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 38(2), 108-114.
- Kjær, S. B. (2005). *Design and Control of an Inverter for Photovoltaic Applications* (Thèse de doctorat, Aalborg University, Aalborg, Danemark).

- Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., & Blaabjerg, F. (2005). A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5), 1292-1306.
- Liebaut, J. F., Le Pioufle, B., & Louis, J. P. (1992). Effects of PWM inverter switching dead times on bidirectional current analysis and compensation. Dans *Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*.
- Lindsey, W. C., & Chie, C. M. (1981). A survey of digital phase-locked loops. *Proceedings of the IEEE*, 69(4), 410-431.
- Liserre, M., Blaabjerg, F., & Hansen, S. (2005). Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5), 1281-1291.
- Liserre, M., Teodorescu, R., & Blaabjerg, F. (2006). Stability of Photovoltaic and Wind Turbine Grid-Connected Inverters for a Large Set of Grid Impedance Values. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(1), 263-272.
- Loh, P. C., Newman, M. J., Zmood, D. N., & Holmes, D. G. (2003). A Comparative Analysis of Multiloop Voltage Regulation Strategies for Single and Three-Phase UPS Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(5), 1176-1185.
- Martinz, F. O., de Carvalho, K. C. M., Ama, N. R. N., Komatsu, W., & Matakas, L. (2014). Optimized Tuning Method of Stationary Frame Proportional Resonant Current Controllers. *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2988-2995.
- Martinz, F. O., Miranda, R. D., Komatsu, W., & Matakas, L. (2010). Gain Limits for Current Loop Controllers of Single and Three-phase PWM Converters. *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA*, 201-208.
- Merdassi, A. (2009). *Outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes mécatroniques* (Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, Grenoble, France).
- Middlebrook, R. D., & Cuk, S. (1976). A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stage. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*.

- Mnider, A. M., Atkinson, D. J., Dahidah, M., & Armstrong, M. (2016). A simplified DQ Controller for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters. *2016 7th International Renewable Energy Congress (IREC)*.
- Nicastri, A., & Nagliero, A. (2010). Comparison and evaluation of the PLL techniques for the design of the grid-connected inverter systems *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 3865-3870.
- Oliveira, A. C., Jacobina, C. B., & Lima, A. M. N. (2007). Improved Dead-Time Compensation for Sinusoidal PWM Inverters Operating at High Switching Frequencies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(4), 2295-2304.
- Ovono Zue, A., & Chandra, A. (2006). Grid Connected Photovoltaic Interface with VAR Compensation and Active Filtering Functions. *2006 Int. Conf. on Power Electronic, Drives and Energy Systems*.
- Pankow, Y. (2004). *Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau basse tension. Application au générateur photovoltaïque* (Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Lille, France).
- Robitaille, M. (2006). *Elaboration d'une méthode de protection d'îlotage pour un système de production distribuée connecté à un réseau électrique local* (Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, Canada).
- Roshan, A., Burgos, R., Baisden, A. C., Wang, F., & Boroyevich, D. (2007). A D-Q Frame Controller for a Full-Bridge Single Phase Inverter Used in Small Distributed Power Generation Systems. *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 641-647.
- Roslan, A. M., Ahmed, K. H., Finney, S. J., & Williams, B. W. (2010). Improved Instantaneous Average Current-Sharing Control Scheme for Parallel-Connected Inverter Considering Line Impedance Impact in Microgrid Networks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(3), 702-716.
- Ruan, X., Wang, X., Pan, D., Yang, D., Li, W., & Bao, C. (2018). *Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters*. Beijing, China: Science Press Beijing.
- Ryan, M. J., Brumsickle, W. E., & R.D, L. (1997). Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(2), 493-501.
- Sanders, S. R., Noworolski, J. M., Liu, X. Z., & Verghese, G. C. (1990). Generalized averaging method for power conversion circuits. *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists*, 333-340.

- Schimpf, F., & Norum, L. (2010). Effective Use of Film Capacitors in Single Phase PV-inverters by Active Power Decoupling. *IECON 2010*, 2784-2789.
- Shiraishi, P. A. (2011). *Design and Realization of a High-frequency, Bidirectional AC/DC Converter for Battery-to-Grid Charger Applications* (Mémoire de maîtrise, École polytechnique fédérale de Zurich, Zurich, Suisse).
- Singh, S., & Ghatakchoudhuri, S. (2016). *Average Current Feed-Forward Control for Multi-modular Single-Phase UPS Inverters System* présentée à 2016 7th International Conference on Intelligent Systems, Modelling and Simulation (ISMS), Bangkok, Thailand.
- Southern California Edison. (2016). *Rule 21 - Generating Facility Interconnections*.
- Subudhi, B., & Pradhan, R. (2013). A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. *IEEE Trans. Sustain. Energy*, 4, 89-98.
- Sun, J. J., Chen, Z. Y., Cen, Y., Huang, M., & Zha, X. M. (2016). *Dead-time effect suppression with PMR control in single-phase H-bridge inverters* présentée à 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), Hefei, China.
- Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M., & Loh, P. C. (2006). Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 153(5), 750-762.
- Teodorescu, R., Liserre, M., & Rodriguez, P. (2011). *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester, United Kingdom: IEEE Press & A John Wiley and Sons, Ltd., Publication.
- Texas Instrument. (2014). *C28x Solar Library - Module User's Guide, v1.2*.
- Texas Instruments. (2016). *Digitally Controlled Solar Micro Inverter Design using C2000 Piccolo Microcontroller - User's Guide, n°TIDU405A*.
- Tirumala, R., Mohan, N., & Henze, C. (2002). Seamless Transfer of Grid-Connected PWM inverters between Utility-Interactive and Stand-Alone Modes. *APEC. 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1081-1086.
- Tolani, S., & Sensarma, P. (2017). An Instantaneous Average Current Sharing Scheme for Parallel UPS Modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(12), 9210-9220.

- Xu, J., Qian, Q., Xie, S., & Zhang, B. (2016). Grid-Voltage Feedforward Based Control for Grid-Connected LCL-Filtered Inverter with High Robustness and Low Grid Current Distortion in Weak Grid. *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1919-1925.
- Xue, Y., Chang, L., Kjaer, S. B., Josep, B., & Shimizu, T. (2004). Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5), 1305-1314.
- Yao, Z., Xiao, L., & Yan, Y. (2009). Seamless Transfer of Single-Phase Grid-Interactive Inverters Between Grid-Connected and Stand-Alone Modes. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(6), 1597-1603.
- Zhang, R., Cardinal, M., Szczesny, P., & Dame, M. (2002). A Grid Simulator with Control of Single-phase Power Converters in D-Q Rotating Frame. *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings*, 1431-1436.
- Zhao, Q., Liang, F., & Li, W. (2015). A New Control Scheme for LCL-type Grid-connected Inverter With a Notch Filter. *The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC)*, 4073-4077.
- Zmood, D. N., & Holmes, D. G. (1999). Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error. *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record*, 814-822.