

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À MONTRÉAL

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 PRÉSENTÉ  
COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR  
EL AJJOURI TARIK

DÉCEMBRE 2018

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À MONTRÉAL  
Service des bibliothèques

Avertissement

La diffusion de ce mémoire se fait dans le respect des droits de son auteur, qui a signé le formulaire *Autorisation de reproduire et de diffuser un travail de recherche de cycles supérieurs* (SDU-522 – Rév.10-2015). Cette autorisation stipule que «conformément à l'article 11 du Règlement no 8 des études de cycles supérieurs, [l'auteur] concède à l'Université du Québec à Montréal une licence non exclusive d'utilisation et de publication de la totalité ou d'une partie importante de [son] travail de recherche pour des fins pédagogiques et non commerciales. Plus précisément, [l'auteur] autorise l'Université du Québec à Montréal à reproduire, diffuser, prêter, distribuer ou vendre des copies de [son] travail de recherche à des fins non commerciales sur quelque support que ce soit, y compris l'Internet. Cette licence et cette autorisation n'entraînent pas une renonciation de [la] part [de l'auteur] à [ses] droits moraux ni à [ses] droits de propriété intellectuelle. Sauf entente contraire, [l'auteur] conserve la liberté de diffuser et de commercialiser ou non ce travail dont [il] possède un exemplaire.»

## REMERCIEMENTS

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire a été réalisé au sein du Groupe de Recherche en Électronique de Puissance et Commande Industrielle (GRÉPCI) de l'École de Technologie Supérieure (ÉTS) en entente avec l'entreprise Idénergie. Je remercie toutes les personnes du laboratoire pour la bonne ambiance et l'environnement stimulant. Ainsi que tout le personnel administratif de l'ÉTS et de l'Université du Québec À Montréal (UQAM) ayant contribué à cette belle entente inter-université et qui m'ont permis un apprentissage de grande qualité, bénéficiant pleinement des enseignements des deux établissements.

Je remercie également mes deux directeurs de recherche. Mr Boukadoum de l'UQAM pour sa grande expérience et ses points de vue toujours bien avisés. Et Mr Fortin-Blanchette de l'ÉTS pour son expertise et son soutien tout au long de cette recherche. J'ai eu beaucoup de chance d'être suivi et mentoré par des professeurs de très grande qualité.

Je tiens à remercier mon épouse pour ces deux années de sacrifices, qui m'ont permis de reprendre les études et qui a toujours essayé de me soutenir malgré les moments difficiles.

Merci à ma famille, toujours aussi présente dans mon cœur malgré la distance, ainsi que mes vieux amis qui se reconnaîtront et toutes les belles rencontres que j'ai pu faire ici et qui ont été très importantes pour moi.

Et enfin, un grand merci au jury et aux personnes qui ont travaillé sur ce mémoire.



## TABLES DES MATIÈRES

|   |       |
|---|-------|
| LISTE DES FIGURES.....  | xi    |
| LISTE DES TABLEAUX.....   | xvii  |
| LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES .....             | xix   |
| LISTE DES SYMBOLES ET UNITES.....                                     | xxi   |
| RÉSUMÉ.....   | xxiii |
| ABSTRACT .....  | xxv   |
| INTRODUCTION .....  | 1     |
| CHAPITRE I Revue de la littérature .....                              | 7     |
| 1.1 Convertisseur DC/AC monophasé.....                                | 7     |
| 1.2 Les interrupteurs en électronique de puissance.....               | 10    |
| 1.3 Commande d'un onduleur.....                                       | 11    |
| 1.4 Fonctionnement d'une modulation à largeur d'impulsion (MLI) ..... | 14    |
| 1.5 Les régulateurs.....  | 15    |
| 1.5.1 Le régulateur proportionnel intégral (PI).....                  | 16    |
| 1.5.2 Le régulateur proportionnel résonnant (PR) .....                | 17    |
| 1.5.3 Les régulateurs par commande avancée .....                      | 18    |
| 1.5.4 Les régulateurs flous.....                                      | 19    |

|   |   |    |
|---|---|----|
| 1.6   | Technique de réduction de la taille de la banque de condensateurs du lien DC                              | 20 |
| 1.7   | Le filtre LCL .....   | 21 |
| 1.8   | Simulation du système .....   | 23 |
| 1.9   | Modélisation du système.....  | 24 |
| 1.10  | Modélisation GSSA d'un onduleur isolé .....   | 25 |
| 1.10.1  | Modélisation par représentation d'état (méthode state space classique)                                    | 26 |
| 1.10.2  | Modélisation GSSA .....   | 28 |
| 1.10.3  | Résultats de modélisation et comparaison des méthodes de modélisation.....                                | 30 |
| 1.11  | Objectifs et orientations du projet .....   | 32 |
| CHAPITRE II Modélisation d'un convertisseur DC/AC en représentation d'état... |   | 37 |
| 2.1   | Modélisation en représentation d'état du filtre LCL .....   | 37 |
| 2.2   | Fonctions de transfert d'un filtre LCL .....  | 41 |
| 2.2.1   | Fonction de transfert $ig(s)U(s)$ avec la méthode de superposition .....                                  | 41 |
| 2.2.2   | Fonction de transfert $ig(s)Vg(s)$ avec la méthode de superposition ....                                  | 43 |
| 2.2.3   | Calcul de la fonction de transfert à partir du modèle en représentation d'état                            | 43 |
| 2.3   | Comparaison des fonctions de transfert et validation théorique du système en représentation d'état.....   | 45 |
| 2.4   | Comparaison des résultats par simulation : modèle en commutation vs modèle en représentation d'état ..... | 47 |
| 2.5   | Prise en compte des résistances de l'inductance dans le modèle en représentation d'état.....              | 49 |
| 2.6   | Discrétisation du système.....  | 51 |
| 2.6.1   | Réponse fréquentielle du modèle discret .....   | 52 |

|  |  |     |
|--|--|-----|
| 2.7  | Implémentation d'un retard dû à la mise en œuvre d'un éventuel contrôle numérique..... | 54  |
| CHAPITRE III Contrôle du courant du réseau .....   |  | 57  |
| 3.1  | Contrôleur résonnant adapté à une commande par retour d'état.....                      | 58  |
| 3.1.1  | Contrôleur résonnant dans le domaine temporel continu .....                            | 59  |
| 3.1.2  | Contrôleur résonnant discrétisé.....   | 60  |
| 3.1.3  | Modélisation du contrôleur résonnant en représentation d'état .....                    | 61  |
| 3.1.4  | Ajustement du contrôleur résonnant en représentation d'état.....                       | 62  |
| 3.2  | Compensation d'harmoniques.....  | 64  |
| 3.3  | Système augmenté.....  | 66  |
| 3.4  | Commande par retour d'état du courant $i_g$ .....                                      | 67  |
| 3.4.1  | Commandabilité du système .....  | 68  |
| 3.4.2  | Régulateur linéaire quadratique (LQR) pour système discret.....                        | 69  |
| 3.4.3  | Choix de la matrice de pondération $Q$ .....   | 73  |
| 3.5  | Calcul des gains de compensation de la commande par retour d'état .....                | 73  |
| 3.6  | Résultats de modélisation du système augmenté.....                                     | 75  |
| 3.6.1  | Fonction de transfert du système en boucle ouvert .....                                | 75  |
| 3.6.2  | Fonction de transfert du système en boucle fermée .....                                | 77  |
| 3.6.3  | Influence du gain $KTi$ sur le temps de réponse.....                                   | 80  |
| 3.6.4  | Influence de la période d'échantillonnage $T_s$ sur le temps de réponse..              | 81  |
| 3.7  | Résultats de simulation du système augmenté.....                                       | 82  |
| 3.7.1  | Suivi de la consigne <i>iréférence</i> .....   | 82  |
| 3.7.2  | Influence du gain $KTi$ sur le $THDig$ .....   | 84  |
| 3.7.3  | Influence de la période d'échantillonnage $T_s$ sur le $THDig$ .....                   | 85  |
| 3.7.4  | Résultats de simulation du contrôle du courant du réseau $i_g$ .....                   | 87  |
| CHAPITRE IV Boucle à verrouillage de phase pour une synchronisation avec le réseau ..... |  | 99  |
| 4.1  | Influence du gain $K_{pll}$ .....  | 102 |

|   |  |     |
|---|--|-----|
| 4.2   | Extraction de la phase .....   | 103 |
| 4.3   | Simulation et tests du PLL .....   | 104 |
| 4.3.1   | PLL pour un saut de tension.....   | 104 |
| 4.3.2   | PLL pour un saut phase .....   | 105 |
| 4.3.3   | PLL pour une distorsion harmonique .....                                 | 107 |
| CHAPITRE V Contrôle de la tension du lien dc.....                             |  | 109 |
| 5.1   | Taille de la banque de condensateurs .....                               | 110 |
| 5.2   | Contrôle de la tension du lien DC .....                                  | 114 |
| 5.3   | Relation entre l'amplitude de $ig_{ref}$ et la tension $vDC$ .....       | 116 |
| 5.4   | Simulation de la boucle de régulation de la tension $vDC$ .....          | 118 |
| 5.4.1   | Choix du gain proportionnel $Kp_{Vdc}$ .....                             | 119 |
| 5.4.2   | Choix du gain intégrateur $Ki_{Vdc}$ .....                               | 121 |
| 5.5   | Simulation de la boucle interne et externe pour valider $Ki_{Vdc}$ ..... | 122 |
| CHAPITRE VI Réduction de la taille de la banque de condensateurs du lien dc.. |  | 127 |
| 6.1   | Caractéristiques du filtre coupe-bande.....                              | 128 |
| 6.1.1   | Influence de $\omega_2$ .....  | 128 |
| 6.1.2   | Influence de $\zeta_{NH1}$ sur la réponse fréquentielle.....             | 129 |
| 6.1.3   | Influence de $\zeta_{NH2}$ sur la réponse fréquentielle .....            | 130 |
| 6.2   | Réponse temporelle du système incluant le filtre coupe-bande .....       | 131 |
| 6.2.1   | Influence de $\zeta_{NH1}$ sur la réponse temporelle en simulation.....  | 132 |
| 6.2.2   | Influence de $\zeta_{NH2}$ sur la réponse temporelle en simulation.....  | 133 |
| 6.2.3   | Action du filtre coupe-bande sur un signal alternatif .....              | 134 |
| CHAPITRE VII Simulation du système au complet .....                           |  | 137 |
| 7.1   | Prise en compte d'un temps mort .....                                    | 138 |
| 7.2   | Prise en compte de l'erreur de mesure.....                               | 140 |

|   |  |     |
|---|--|-----|
| 7.3   | Simulation du système sans temps mort et sans prise en compte de l'erreur de mesure .....                      | 142 |
| 7.4   | Simulation du système avec temps mort, mais sans prise en compte de l'erreur de mesure.....                    | 144 |
| 7.5   | Simulation du système avec temps mort et avec une prise en compte de l'erreur de mesure.....                   | 145 |
| 7.6   | Résultats de simulation et tests de performance.....   | 146 |
| 7.6.1   | Test de chute de puissance produite par les panneaux photovoltaïques   | 147 |
| 7.6.2   | Test de coupure de courant <i>i<sub>PV</sub></i> .....   | 149 |
| 7.6.3   | Test de variation de la tension du réseau <i>v<sub>g</sub></i> avec injection de perturbation harmonique ..... | 150 |
| 7.6.4   | Test de variation de phase de la tension du réseau <i>v<sub>g</sub></i> .....                                  | 153 |
| 7.6.5   | Test de réduction du condensateur du lien DC .....   | 154 |
| CHAPITRE VIII Conclusion et recommandations .....   |  | 157 |
| 8.1   | Conclusion.....  | 157 |
| 8.2   | Recommandations.....   | 158 |
| ANNEXE A Modélisation d'un onduleur isolé connecté a une charge linéaire via un filtre <i>l<sub>c</sub></i> ..... |  | 160 |
| ANNEXE B Simulink de validation du modele en représentation d'état.....   |  | 161 |
| ANNEXE C Simulink contrôle du courant du réseau .....   |  | 162 |
| ANNEXE D Simulink PLL .....   |  | 163 |
| ANNEXE E Simulink PLL + contrôle <i>V<sub>dc</sub></i> + contrôle <i>I<sub>g</sub></i> .....                      |  | 164 |

|  |     |
|--|-----|
| ANNEXE F Référence HO-P séries 10 A.....       | 165 |
| ANNEXE G Simulation du système au complet..... | 166 |
| RÉFÉRENCES .....                               | 169 |

## LISTE DES FIGURES

| Figure  | Page |
|---|------|
| 1-1 : Schéma basic d'un onduleur .....  | 9    |
| 1-2 : Schéma basic d'un onduleur avec sa commande .....   | 10   |
| 1-3 : Exemple de la configuration MLI unipolaire avec les états des interrupteurs 1 et 4, simulé avec Matlab (Simulink) .....   | 14   |
| 1-4 : Structure d'un régulateur PI .....  | 15   |
| 1-5 : Structure d'un régulateur par retour d'état.....  | 18   |
| 1-6 : Schéma du filtre LCL .....  | 20   |
| 1-7 : Schéma d'un onduleur connecté à une charge linéaire via un filtre LC .....  | 23   |
| 1-8 : Tension aux bornes de la charge R avec une variation de la consigne à t = 0,05s.....  | 28   |
| 1-7 : Structure de commande de l'onduleur incluant les deux boucles de régulations. La partie rouge, représente le filtre LCL. La partie orange correspond à la commande par retour d'état de la boucle interne $i_g$ . La partie verte, est la boucle de synchronisation en phase avec la tension du réseau $v_g$ . La partie bleu ciel représente l'association de la commande de la boucle externe $v_{DC}$ et le filtre coupe-bande ..... | 35   |
| 2-1 : Filtre LCL connecté au réseau.....  | 38   |
| 2-2 : Circuit impédance du filtre LCL .....   | 42   |
| 2-3 : Fonction de transfert $\frac{i_g(s)}{U(s)}$ .....   | 46   |
| 2-4 : Fonction de transfert $\frac{i_g(s)}{v_g(s)}$ .....   | 46   |
| 2-5 : Comparaison du modèle en commutation vs représentation d'état de $v_c$ ....   | 48   |
| 2-6 : Comparaison du modèle en commutation vs représentation d'état de $i_g$ ....   | 48   |
| 2-7 : Comparaison modèle en commutation vs représentation d'état de $i_c$ .....   | 49   |

|   |    |
|---|----|
| 2-8 : Comparaison du modèle en commutation vs représentation d'état de $i_c$ avec $r_c = r_g = 0,001 \Omega$ dans le modèle en représentation d'état .....  | 51 |
| 2-9 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert $\frac{i_g(s)}{U(s)}$ vs $\frac{i_g(z)}{U(z)}$ .....  | 53 |
| 2-10 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert $\frac{i_g(s)}{V_g(s)}$ vs $\frac{i_g(z)}{V_g(z)}$ .....   | 53 |
| 2-11 : Diagramme de Bode du système augmenté (2.37) (2.38) représentatif de la fonction de transfert $\frac{i_g(z)}{U(z)}$ pour la partie de gauche et la fonction de transfert $\frac{i_g(z)}{V_g(z)}$ pour la partie de droite..... | 55 |
| 3-1 : Schéma de contrôle de la boucle interne $i_g$ .....   | 58 |
| 3-2 : Diagramme de Bode du contrôleur résonnant avec variation de $\zeta_i$ .....   | 59 |
| 3-3 : Diagramme de Bode du contrôleur résonnant discret vs continu.....   | 61 |
| 3-4 : Diagramme de Bode du contrôleur résonnant FT vs SS.....   | 61 |
| 3-5 : Diagramme de Bode du contrôleur résonnant avec variation de $T_i$ .....   | 63 |
| 3-6 : Diagramme de Bode des compensateurs harmoniques 1 à 7 .....   | 65 |
| 3-7 : Diagramme de Bode du système (équation (3.27)) en boucle ouverte.....   | 76 |
| 3-8 : A gauche, le diagramme de Nyquist du système (équation (3.26)) en boucle ouverte. Et à droite, le même diagramme avec un zoom en +/- 4 sur la partie imaginaire et réel .....   | 77 |
| 3-9 : Diagramme de Bode du système (équation (3.31)) en boucle fermée. Correspondent aux fonctions de transfert respectives suivante : $\frac{i_g(z)}{U(z)}$ , $\frac{i_g(z)}{V_g(z)}$ et $\frac{y(z)}{e(z)}$ .....                   | 78 |
| 3-10 : Temps de réponse du système (équation (3.31)) en boucle fermée. Correspondent aux fonctions de transfert respectives suivante : $\frac{i_g(z)}{U(z)}$ , $\frac{i_g(z)}{V_g(z)}$ et $\frac{y(z)}{e(z)}$ .....                   | 79 |
| 3-11 : Temps de réponse du système (équation (3.31)) en boucle fermée du suivi de référence avec une variation de la matrice $T_i = [0 \ K_{Ti}]$ .....   | 80 |
| 3-12 : Temps de réponse du système (équation (3.31)) en boucle fermée du suivi de référence avec une variation de la période d'échantillonnage $T_s$ ...  | 81 |
| 3-13 : Signal de référence $i_{référence}$ vs $i_{g\_mesuré}$ .....   | 83 |

|   |     |
|---|-----|
| 3-14 : Erreur de suivi de consigne $e(k)$ .....   | 83  |
| 3-15 : Mesures du courant de l'onduleur $i_c$ , de la tension $v_c$ et du courant du réseau $i_g$ .....   | 87  |
| 3-16 : Spectre harmonique de la mesure du courant $i_g$ .....   | 88  |
| 3-17 : Mesures du courant de l'onduleur $i_c$ , de la tension $v_c$ et du courant du réseau $i_g$ avec injection de perturbation de la tension du réseau et sans compensation harmonique .....  | 89  |
| 3-18 : Mesures du courant de l'onduleur $i_c$ , de la tension $v_c$ et du courant du réseau $i_g$ avec injection de perturbation de la tension du réseau et compensation harmonique d'ordre 5 .....   | 92  |
| 3-19 : Diagramme de Bode du système (équation (3.31)) en boucle fermée avec une compensation harmonique d'ordre 7. Correspondent aux fonctions de transfert respectives suivante : $\frac{i_g(z)}{U(z)}$ , $\frac{i_g(z)}{V_g(z)}$ et $\frac{y(z)}{e(z)}$ ..... | 93  |
| 3-20 : Spectre harmonique de la mesure du courant $i_g$ avec un système sans compensation d'harmonique 7 sur l'intervalle de temps de [300 – 400] ms .....  | 94  |
| 3-21 : Spectre harmonique de la mesure du courant $i_g$ avec un système comprenant une compensation d'harmonique 7 sur l'intervalle de temps de [300 – 400] ms.....   | 94  |
| 3-22 : Mesures du courant de l'onduleur $i_c$ , de la tension $v_c$ et du courant du réseau $i_g$ avec $L_{g\_grid} = 8,5 \text{ mH}$ et une injection de perturbation de la tension du réseau et compensation harmonique d'ordre 5.....                        | 95  |
| 3-23 : Mesures des tensions $V_c$ et $V_g$ avec $L_{g\_grid} = 8,5 \text{ mH}$ , une injection de perturbation de la tension du réseau et compensation harmonique d'ordre 5 .....   | 96  |
| 3-24 : Mesures des tensions $V_c$ et $V_g$ avec $L_{g\_grid} = 1 \text{ mH}$ , une injection de perturbation de la tension du réseau et compensation harmonique d'ordre 5 .....   | 97  |
| 4-1 : Structure générale de la boucle de verrouillage .....   | 100 |
| 4-2 : Structure SOGI .....  | 101 |
| 4-3 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert $\frac{V_g'(s)}{V_g(s)}$ .....  | 102 |
| 4-4 : Réponse temporelle de la fonction de transfert $\frac{V_g'(s)}{V_g(s)}$ .....   | 103 |

|   |     |
|---|-----|
| 4-5 : Test PLL avec une chute de tension de 90 % sur $v_g$ .....  | 105 |
| 4-6 : Test PLL avec un saut de phase de $\frac{2\pi}{3}$ .....  | 106 |
| 4-7 : Test PLL avec une distorsion harmonique sur la tension d'entrée $v_g$ .....   | 107 |
| 5-1 : Ecoulement des puissances dans une production d'énergie photovoltaïque. ....  | 113 |
| 5-2 : Structure de commande de l'onduleur incluant les deux boucles de<br>régulations .....   | 115 |
| 5-3 : Boucle externe de régulation de la tension $v_{DC}$ .....   | 117 |
| 5-4 : Diagramme de Bode d'un régulateur PI avec $K_{p\_vdc} = 1$ et $K_{i\_vdc} = 10$ ....  | 118 |
| 5-5 : Diagramme du système sans compensation .....  | 119 |
| 5-6 : Réponse du système en boucle fermée avec $K_{p\_vdc} = 0,5105$ et $K_{i\_vdc} =$<br>$0$ .....   | 120 |
| 5-7 : Réponse du système en boucle fermée avec $K_{p\_vdc} = 0,5105$ et<br>$K_{i\_vdc}$ variable .....  | 121 |
| 5-8 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension $v_{DC}$ avec<br>un step du courant $i_{PV}$ passant de 8,6 $\rightarrow$ 5 A à $t = 0,15$ s ..... | 122 |
| 5-9 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension $v_{DC}$ avec<br>un condensateur du lien DC égal à 4500 $\mu F$ .....                              | 123 |
| 6-1 : Diagramme de Bode du filtre coupe-bande avec variation de $\omega_1$ .....  | 127 |
| 6-2 : Diagramme de Bode du filtre coupe-bande avec variation de $\zeta_{NH2}$ avec<br>$\zeta_{NH1} = 1$ .....   | 128 |
| 6-3 : Diagramme de Bode du filtre coupe-bande avec variation de $\zeta_{NH2}$ avec<br>$\zeta_{NH1} = 0,0001$ .....  | 129 |
| 6-4 : Boucle externe de régulation de la tension $v_{DC}$ incluant le filtre Coupe-<br>bande .....  | 130 |
| 6-5 : Réponse du système en boucle fermée avec $\zeta_{NH2} = 0,1$ et une variation<br>de $\zeta_{NH1}$ .....   | 131 |
| 6-6 : Réponse du système en boucle fermée avec $\zeta_{NH1} = 0,0001$ et une<br>variation de $\zeta_{NH2}$ .....  | 132 |
| 6-7 : Schéma de simulation d'un filtre coupe-bande .....  | 132 |
| 6-8 : Effet d'un filtre coupe-bande avec une variation de $\zeta_{NH2}$ .....   | 133 |
| 7-1 : Signaux émis par la MLI sans prise en compte du temps mort .....  | 137 |

|  |     |
|--|-----|
| 7-2 : Signaux émis par la MLI avec prise en compte du temps mort de 250 ns ...   | 137 |
| 7-3 : Simulation d'une chaîne de mesure avec prise en compte de l'erreur de mesure .....   | 139 |
| 7-4 : Différence entre le signal d'entre mesuré et le signal de sortie de la chaîne de mesure.....   | 140 |
| 7-5 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension $v_{DC}$ avec un filtre coupe-bande sur la tension $v_{DC}$ . On effectue un step du courant $i_{PV}$ passant de 8,7 $\rightarrow$ 5 A à $t = 0,15$ s .....   | 141 |
| 7-6 : Suivi de la référence $i_{g\_ref}$ avec un zoom (graphique de droite) au passage par 0 .....   | 142 |
| 7-7 : Suivi de la référence $i_{g\_ref}$ du système complet ; avec un zoom (graphique de droite) au passage par 0 .....  | 143 |
| 7-8 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension $v_{DC}$ . On effectue un step du courant $i_{PV}$ passant de 8,7 $\rightarrow$ 2 A à $t = 0,15$ s et de 2 $\rightarrow$ 5 A à $t = 0,25$ s.....  | 146 |
| 7-9 : Mesures du courant en sortie de l'onduleur $i_{inv}$ , de la tension aux bornes du condensateur du filtre LCL $v_C$ et du courant du réseau $i_g$ . Avec un step du courant $i_{PV}$ passant de 8,7 $\rightarrow$ 2 A à $t = 0,15$ s et de 2 $\rightarrow$ 5 A à $t = 0,25$ s..... | 146 |
| 7-10 : Suivi de la référence $i_{g\_ref}$ . On effectue un step du courant $i_{PV}$ passant de 8,7 $\rightarrow$ 0 A à $t = 0,15$ s et de 0 $\rightarrow$ 5 A à $t = 0,25$ s .....   | 147 |
| 7-11 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension $v_{DC}$ . On effectue un step du courant $i_{PV}$ passant de 8,7 $\rightarrow$ 0 A à $t = 0,15$ s et de 0 $\rightarrow$ 5 A à $t = 0,25$ s .....  | 148 |
| 7-12 : Mesures de la tension du réseau $v_g$ et de la tension $v_C$ aux bornes du condensateur du filtre LCL .....   | 150 |
| 7-13 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension $v_{DC}$ . On effectue les injections de perturbations décrites dans le Tableau 7-2.....   | 150 |
| 7-14 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension $v_{DC}$ . On effectue ici un step d'angle de la tension du réseau $v_g$ passant de 0 rad à $\frac{\pi}{2}$ rad .....  | 151 |
| 7-15 : Mesures de la tension du réseau $v_g$ et du courant $i_g$ .....   | 152 |

- 7-16 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$ . Avec un condensateur du lien DC de  $250 \mu F$ . On effectue un step du courant  $i_{PV}$  passant de  $8,7 \rightarrow 0$  A à  $t = 0,15$  s et de  $0 \rightarrow 5$  A à  $t = 0,25$  s ..... 153
- 7-17 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$ . On effectue les injections de perturbations décrites dans le Tableau 7-2..... 154

## LISTE DES TABLEAUX

| Tableau   | Page |
|---|------|
| 1-1 : Limite de distorsion harmonique du courant du réseau.....   | 7    |
| 1-2 : Domaine d'utilisation pour chaque type d'interrupteurs.....   | 9    |
| 1-3 : Caractéristiques des commandes par hystérésis.....  | 12   |
| 1-4 : Caractéristiques des commandes par MLI.....   | 13   |
| 1-5 : Taille du filtre LCL.....   | 23   |
| 1-6 : Paramètres de simulation pour l'onduleur isolé avec filtre LC.....  | 30   |
| 2-1 : Paramètres du filtre LCL.....   | 45   |
| 3-1 : $THD_{i_g}$ du courant du réseau en fonction du gain de régulateur résonnant<br>$K_{Ti}$ .....  | 84   |
| 3-2 : $THD$ du courant du réseau $i_g$ en fonction de la période d'échantillonnage..  | 85   |
| 3-3 : $THD$ du courant du réseau $i_g$ en fonction de la période d'échantillonnage<br>multiple de 2 à la fréquence de modulation de la PWM..... | 86   |
| 3-4 : Valeur de la tension du réseau $v_g$ pour différents paliers.....   | 89   |
| 3-5 : $THD$ du courant $i_g$ et de la tension du réseau $v_g$ sans compensation<br>harmonique.....  | 91   |
| 3-6 : $THD$ du courant $i_g$ et de la tension $v_g$ avec compensation harmonique<br>d'ordre.....  | 92   |
| 3-7 : $THD$ du courant $i_g$ et de la tension $v_g$ avec compensation harmonique<br>d'ordre 7.....  | 93   |
| 1-7 : Taille de la banque de condensateurs en fonction de $V_{DC}^{max\ ripple}$ .....  | 112  |
| 7-1 : Résumé des erreurs à prendre en compte dans la simulation.....  | 138  |
| 7-2 : Paramètres d'initialisation du système.....   | 144  |
| 7-3 : Valeur de la tension du réseau pour différents paliers.....   | 149  |

|  |     |
|--|-----|
| 7-4 : <i>THD</i> du courant $i_g$ et de la tension $v_g$ avec compensation harmonique<br>d'ordre 5 ..... | 149 |
|--|-----|

## LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES

|        |  |
|--------|--|
| AC     | Courant Alternatif   |
| DAB    | Dual-Active Bridge (convertisseur dc-dc bidirectionnel)  |
| DC     | Courant continu  |
| FT     | Transfert Function (fonction de transfert)   |
| GSSA   | General State Space Averaging (représentation d'état général moyen)                                      |
| GTO    | Gate Turn-Off (extinction par la gâchette)   |
| HEMT   | High-Electron-Mobility Transistor (Transistor à haute mobilité électronique)                             |
| IEEE   | Institute of Electrical and Electronics Engineers (Institut d'ingénieurs en électricité et électronique) |
| IGBT   | Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolaire à grille isolée)                                 |
| IGCT   | Integrated Gate-Commutated Thyristor (thyristor intégré à commutation de grille)                         |
| LQR    | Régulateur Linéaire Quadratique  |
| MIMO   | Multiple-Input Multiple-Output (entrées multiples, sorties multiples)                                    |
| MLI    | Modulation de Largeur d'Impulsions   |
| MOSFET | Transistor à effet de champ à grille métal-oxyde   |
| MPPT   | Maximum Power Point Tracking (suivi du point maximal de puissance)                                       |
| PI     | Proportionnel Intégral   |
| PID    | Proportionnel Intégral Dérivé  |
| PR     | Proportionnel Résonnant  |
| PWM    | Pulse Width Modulation (MLI, modulation de largeur d'impulsions)   |
| SS     | State Space (représentation d'état)  |

xx

SOGI Second Order Generalized Integrator (intégrateur généralisé de second ordre)

THD Total Harmonic Distortion (taux de distorsion harmonique)

## LISTE DES SYMBOLES ET UNITES

|                |                                 |
|----------------|---------------------------------|
| $v_{DC}$       | Tension du lien DC              |
| $v_{inverter}$ | Tension en sortie de l'onduleur |
| $v_g$          | Tension du réseau               |
| $v_c$          | Tension condensateur            |
| $i_g$          | Courant du réseau               |
| $K_p$          | Gain proportionnel              |
| $K_i$          | Gain Integrateur                |
| $L_g$          | Inductance du réseau            |
| $L_c$          | Inductance du condensateur      |
| $C$            | Condensateur                    |
| $C_{DC}$       | Condensateur du lien DC         |
| $r, R$         | Résistance                      |
| $T$            | Période                         |
| $f$            | Fréquence                       |
| $F$            | Farad                           |
| $H$            | Henry                           |
| $s$            | Second                          |
| $V$            | Volt                            |
| $A$            | Ampère                          |
| $W$            | Watt                            |
| vs             | Versus                          |
| $S_{inv}$      | États des interrupteurs         |



## RÉSUMÉ

La demande croissante d'énergie électrique contribue à la prolifération de sources alternatives et renouvelables. Ces sources devraient être intégrées au réseau électrique existant, mais les contraintes politiques et énergétiques actuelles poussent les chercheurs à concevoir et à optimiser des dispositifs comme les onduleurs afin de produire et consommer l'énergie. Dans un souci d'amélioration de l'équipement, nous développons dans ce projet une commande par retour d'état de la boucle de régulation de courant du réseau d'un convertisseur DC/AC monophasé. Nous en avons tiré le moyen de réduire la taille d'un des éléments clés du convertisseur : la banque de condensateurs du lien DC. Cette réduction de taille permet d'alléger le convertisseur, de rallonger sa durée de vie, de réduire son coût de fabrication, de réduire son entretien, d'augmenter sa fiabilité et bien d'autres avantages encore. De plus, la réduction de la taille de la banque de condensateurs peut être considérée comme « un acte de préservation de l'environnement », puisqu'ils contiennent des éléments chimiques toxiques.

Mots clés : convertisseur DC/AC monophasé, commande par rétroaction d'état, banque de condensateurs, lien DC.



## ABSTRACT

The growing demand for electric energy increases the development of new alternative sources of renewable energy. These sources need to be integrated into the existing electricity grid, but the current political and energy constraints are leading researchers to design and optimize the devices, such as converters, to produce and consume energy. For the sake of improvement of the equipment, we are developing in this project a state feedback control of the grid current regulation loop of a single-phase DC/AC converter. This has allowed us to propose a way to reduce one of the key elements of the converter, which is the capacitor bank of the DC link. This reduction in size will lighten the converter, extend its life, reduce its manufacturing cost, reduce maintenance, increase performance, reliability, in addition to other benefits. Moreover, the reduction in capacitor size may be considered "an act of environmental preservation", since they contain toxic chemical elements.

Keywords: single phase DC/AC converter, state feedback control, capacitor, DC bus.



## INTRODUCTION

Lorsque nous parlons de production d'énergie renouvelable (éolienne, photovoltaïque, barrage...), la notion indissociable est la conversion de l'énergie. En effet, l'énergie existe sous de multiples formes : mécanique, électrique, thermique, rayonnante, chimique, nucléaire... Et la plupart du temps, pour passer d'une énergie à l'autre, l'utilisation de convertisseur est nécessaire. Cela s'applique notamment entre énergie mécanique à électrique (éolien, barrage) ou encore de l'énergie rayonnante à électrique (photovoltaïque). Dans ce projet, la conversion d'énergie renouvelable et son optimisation sont étudiées.

En effet, il semble évident que le convertisseur d'énergie est un point clé et stratégique de la production d'énergie et de sa gestion. Tout comme les productions d'énergies renouvelables, les études et avancées dans le domaine des convertisseurs sont actuellement en pleine croissance. Des spécifications de plus en plus exigeantes en électronique de puissance imposent des convertisseurs de plus en plus compacts tout en garantissant un très bon rendement et une compatibilité avec l'environnement. Ces exigences sont apportées, entre autre, par des normes restrictives sur la qualité de l'énergie produite et distribuée (IEEE\_1547, 2018), notamment sur les harmoniques induites par les convertisseurs d'énergie. Pour atteindre ces objectifs, deux voies d'études peuvent être envisagées : la mise en œuvre de nouvelles structures ou topologies, mises en évidence dans bon nombre d'études (Mamadou, 2010; Ounejjar, 2011) ; ou bien, le développement de nouvelles commandes (ou stratégies de commande) du convertisseur, comme le recours à des fréquences de commutation élevées. La montée en fréquence est un bon exemple de stratégie de commande ; néanmoins, des fréquences élevées entraînent plus de pertes dans les composants :

pertes de fer et de cuivre pour les composants magnétiques, ainsi que des pertes par commutation dans les semi-conducteurs (Sandali, 2012). Toutefois, dans l'optique d'une réduction de volume et de masse du convertisseur, la stratégie choisie dans ce mémoire demeure orientée vers la commande du convertisseur.

La conversion d'énergie en électronique de puissance nécessite au minimum deux phases complémentaires, le découpage et le stockage d'énergie. Ces deux tâches sont rendues possibles à l'aide de composants spécifiques de l'électronique de puissance (composants de puissance actifs et passifs). Le découpage est assuré par des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs. On trouve des interrupteurs à commutation commandée (MOSFET, IGBT) nécessitant une commande, et d'autres à commutation naturelle (diodes PiN, Schottky) (Ammann, 2012; Helali, 2012). Dans notre cas, étant donné la stratégie choisie, les interrupteurs commandables sont utilisés. Concernant la deuxième phase de conversion, le stockage d'énergie s'effectuant dans des composants passifs, dits de stockage d'énergie, tels que les condensateurs et les inductances, et toujours dans un souci de réduction de masse, notre étude s'orientera sur la réduction de ces composants à l'aide de la commande.

Un autre paramètre important des convertisseurs d'énergie est sa durée de vie. En effet, si nous prenons l'exemple d'un système photovoltaïque, les panneaux solaires ont une durée de vie de près de 25 ans. Cependant, le convertisseur a seulement une durée de vie de 10 ans en moyenne. Cette courte durée de vie du convertisseur est due à un de ses composants qui est à la fois le plus important et le plus vulnérable : il s'agit de la banque de condensateurs qui forme le lien DC (bus DC) (Zemane, 2015). Par comparaison aux modules photovoltaïques et aux supports de fixation, les appareils électroniques posent un défi quant à leurs durées de vie. La durée de vie des

convertisseurs est donc directement conditionnée par les éléments électroniques qui les composent. Comme mis en évidence par les courtes garanties standard des convertisseurs traditionnels (Schneider, 2016). De plus, les condensateurs posent un défi particulier, car ils contiennent des liquides chimiques, polluants à la fabrication ainsi qu'à leur évaporation sous certaines conditions d'exploitation. L'évaporation de ces liquides constitue un facteur supplémentaire qui est susceptible de raccourcir de manière significative la durée de vie des convertisseurs.

Du point de vue des condensateurs, de nombreuses technologies existent sur le marché et bon nombre de recherches sont actuellement menées notamment sur les super-condensateurs. Chaque type de condensateur est destiné à des applications particulières. En électronique de puissance, trois grandes familles sont utilisées : les condensateurs électrolytiques, utilisés généralement pour le filtrage d'une tension continue, leur principale caractéristique est une grande valeur de capacité. La deuxième famille est formée par les condensateurs céramiques, utilisés surtout en haute fréquence pour l'accord ou le découplage en haute tension, ainsi que le filtrage de sortie des alimentations à découpage. La dernière famille est formée par les condensateurs à films plastiques. Ces derniers présentent une bonne durée de vie et peuvent fonctionner dans une grande plage de températures, mais le prix élevé de fabrication présente un frein et un défi (Ammann, 2012). Il faut, donc, trouver une solution pour réduire la taille de la banque de condensateurs et ainsi réduire le coût général du convertisseur. Entre autres, la banque de condensateurs du lien DC est généralement de grande taille, car une petite taille affaiblit la capacité de découplage de la puissance et ainsi conduit à une distorsion du courant de sortie de l'onduleur vers le réseau (Zong, 2011).

Ainsi, la réduction de la taille de la banque de condensateurs du lien DC est primordiale en vue d'alléger le convertisseur, de rallonger sa durée de vie, de réduire

son coût de fabrication, de réduire son entretien, d'augmenter ses performances, sa fiabilité et bien d'autres avantages qui en découlent. L'objectif principal de ce projet de recherche est de réduire la taille de la banque de condensateurs du lien DC à l'aide d'une commande rapide et performante.

Le choix de la technologie à utiliser dépend fortement de la fonction que doit remplir le condensateur. Dans ce projet, nous choisissons de travailler sur une topologie typique d'un onduleur connecté au réseau via un filtre LCL (composé de deux inductances et d'un condensateur), comme utilisé par l'entreprise (Idénergie, 2018). Le convertisseur sélectionné est monophasé, destiné à un usage résidentiel fournissant une puissance de 2 kW avec une tension d'entrée du convertisseur de 230V DC et en utilisant un filtre LCL de faible taille. Aussi, nous devons respecter les normes Nord-Américaines IEEE 1547 mises en place à la production d'énergie résidentielle connectée au réseau (IEEE\_1547, 2018). Cependant, la solution proposée ici est facilement adaptable à tous types de puissances produites et à différentes valeurs de tension d'entrée d'un convertisseur DC/AC monophasé.

Ainsi, dans ce type de topologie d'onduleur, une composante de pulsation au double de la fréquence du réseau (120 Hz) est présente dans la tension aux bornes de la banque de condensateurs constituant le lien DC. La taille de la banque de condensateurs dépend notamment de l'amplitude de cette composante de pulsation. Plus l'amplitude est importante, plus la banque de condensateurs devra être grande. Donc, pour réduire la taille de la banque de condensateurs, il est primordial de réduire l'amplitude de la composante de pulsation.

Pour mener à bien ce projet, la première étape consiste à faire une revue de la littérature sur le fonctionnement d'un onduleur DC/AC monophasé et les différentes

commandes de convertisseur déjà existantes. En effet, plusieurs moyens sont entrepris partout dans le monde pour pouvoir rendre les convertisseurs d'énergie plus fiables et plus durables. L'idée est de trouver une bonne association et dosage entre la commande du convertisseur et le type de condensateur que l'on décidera d'installer sur le convertisseur. Ainsi, une revue sur les différentes techniques de réduction de la taille de la banque de condensateurs sera faite.

Ensuite, une première étape de modélisation sous Matlab du convertisseur connecté au réseau par un filtre LCL sera effectuée. Cette modélisation servira de modèle de base.

Une seconde étape consistera à développer le modèle principal du convertisseur afin d'y apporter des modifications à la topologie, à la commande et au contrôle, toujours dans l'objectif de supprimer ou de réduire la banque de condensateurs.

Pour finir, des tests de fonctionnement et de performance seront effectués et une analyse des résultats obtenus pourra confirmer et valider la solution proposée.



## CHAPITRE I

### REVUE DE LA LITTÉRATURE

L'augmentation de la production décentralisée, nécessaire en partie à cause du réchauffement climatique, a poussé les chercheurs du monde entier à améliorer et perfectionner les instruments, les outils, les installations et la manière de produire cette énergie verte. Dans ce sens, on s'intéresse dans cette revue de la littérature à l'un des éléments incontournables de la chaîne de production, qui est le convertisseur d'énergie faisant le lien entre production et utilisation. En particulier, les convertisseurs de type DC/AC monophasés destinés à un usage résidentiel.

#### 1.1 Convertisseur DC/AC monophasé

Le convertisseur DC/AC ou aussi appelé onduleur, est une partie essentielle dans la chaîne de production des énergies renouvelables. C'est un appareil électronique permettant, par exemple, de générer un courant alternatif à partir d'un courant continu (cas d'une production solaire), en ayant comme but principal d'optimiser la production, de corriger les pertes et les perturbations pouvant intervenir dans le processus. Les onduleurs sont basés sur une structure en pont en H (cf. Figure 1-1) constituée d'interrupteurs électroniques tels que des MOSFET ou des IGBT.

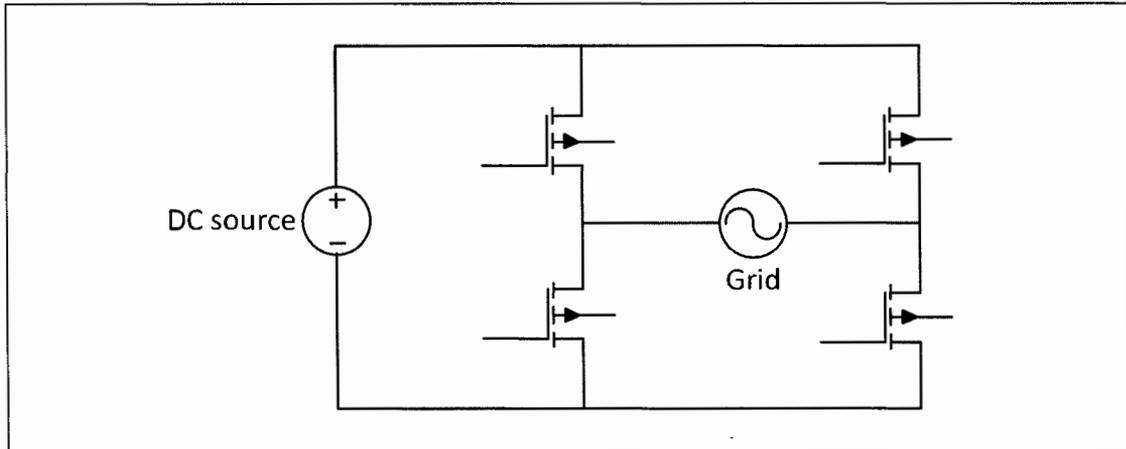


Figure 1-1 : Schéma basic d'un onduleur

La commande d'un convertisseur DC/AC se fait par un jeu de commutation approprié, en modulant la source afin d'obtenir un signal alternatif de fréquence désirée. En plus de sa fonction de conversion, l'onduleur assure également la liaison entre les panneaux solaires et le réseau électrique (en mode « connecté au réseau ») ou alors simplement entre la production et une charge (en mode « isolé »). Dans cette étude, on se concentre essentiellement sur le mode connecté au réseau. Ainsi, les convertisseurs doivent assurer une stabilité de l'énergie injectée dans le réseau, en fonction des règles établies par le gestionnaire de réseau (IEEE\_1547, 2018) ; notamment sur les harmoniques injectées où une limite de 5 % de distorsion harmonique maximum du courant nominal est acceptée comme nous pouvons voir dans le Tableau 1-1 suivant. Pour rappel, le taux de distorsion harmonique est défini

comme  $THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} i_n^2}}{i_1}$ , avec  $n =$  nombre d'ordre.

Tableau 1-1 : Limite de distorsion harmonique du courant du réseau (IEEE\_1547, 2018)

| Harmonique d'ordre $n$       | $n$<br>< 11 | $11 \leq n$<br>< 17 | $17 \leq n$<br>< 23 | $23 \leq n$<br>< 35 | $35 \leq n$ | $THD_{i_g}$ |
|------------------------------|-------------|---------------------|---------------------|---------------------|-------------|-------------|
| % par rapport au fondamental | 4,0         | 2,0                 | 1,5                 | 0,6                 | 0,3         | 5,0         |

D'autre part, le convertisseur est aussi un point stratégique pour la rentabilité financière du système tout entier. En effet, l'onduleur doit posséder de grandes performances techniques, une gestion de la production la plus optimale possible et doit être très fiable. Pour cela, dans le cas des onduleurs numériques, ces derniers sont commandés en tension (pour les onduleurs alimentés par une source de tension continue) ou en courant (pour les onduleurs alimentés par une source de courant continue) avec un contrôleur (DSP, microprocesseur) qui assure la stabilité et la convergence du système (cf. Figure 1-2).

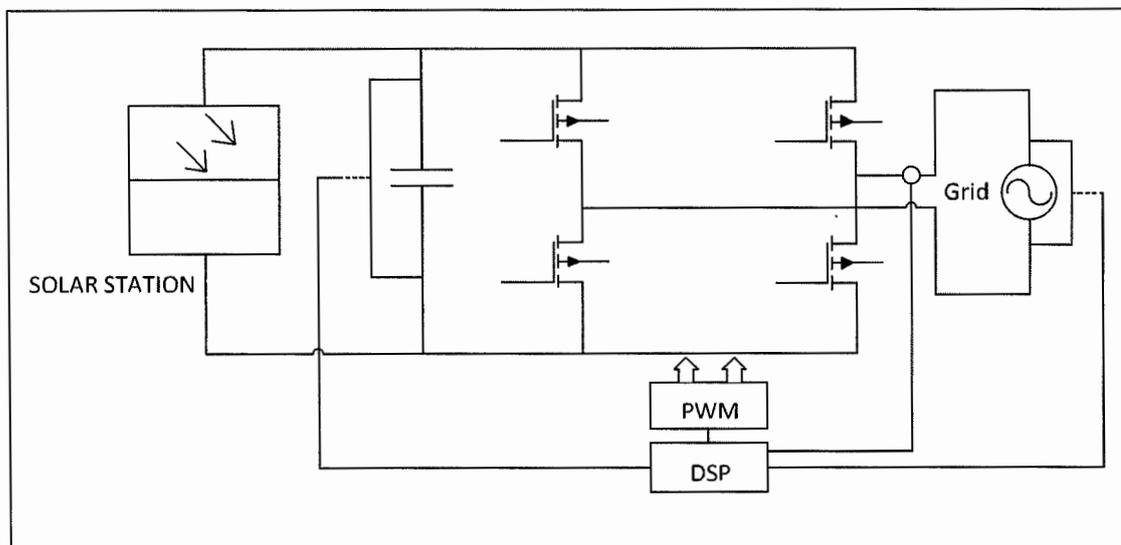


Figure 1-2 : Schéma basic d'un onduleur avec sa commande

## 1.2 Les interrupteurs en électronique de puissance

Les interrupteurs en électronique de puissance sont, en majorité, des composants semi-conducteurs. On trouve des interrupteurs à commutation commandée (MOSFET, IGBT) nécessitant une commande et d'autres à commutation naturelle (diodes PiN, Schottky) (Ammann, 2012; Helali, 2012). Nous allons nous intéresser, dans ce projet, essentiellement aux interrupteurs commandés car nous souhaitons élaborer une commande avancée du convertisseur. Dans la famille des interrupteurs commandés, on retrouve trois technologies : les thyristors, qui sont plus utilisés pour des convertisseurs de types redresseurs ou des gradateurs ; les transistors bipolaires (BJT) et les thyristors GTO et IGCT dont les caractéristiques sont très proches. Enfin, on retrouve les transistors à grille (notamment MOSFET, IGBT et HEMT). Le choix peut se faire suivant le domaine d'utilisation auquel ils sont destinés, que le Tableau 1-2 résume (Butta, 2017) :

Tableau 1-2 : Domaine d'utilisation pour chaque type d'interrupteurs

| Domaine d'utilisation<br>Types d'interrupteurs | En tension | En courant | En fréquence   |
|--|------------|------------|----------------|
| GTO  | 0 → 6 kV   | 0 → 2 kA   | 100 → 1000 Hz  |
| IGBT   | 0 → 3 kV   | 0 → 1 kA   | 1 → 100 kHz    |
| MOSFET   | 0 → 1 kV   | 0 → 100 A  | 100 → 1000 kHz |

Comme il fut mentionné dans la section précédente, le convertisseur doit fournir une puissance de 2 kW avec une tension de ligne de 120VAC. De plus, la modulation que l'on souhaite utiliser pour commander le convertisseur opère à une fréquence de commutation de 125 kHz. Le MOSFET semble posséder une grande rapidité de commutation, et une simplicité dans la mise en œuvre de la commande (Ouahidi, 2002). Nous optons donc pour des interrupteurs MOSFET pour pouvoir répondre aux besoins du projet et le réaliser.

### 1.3 Commande d'un onduleur

Une fois le choix des interrupteurs fait, il faut élaborer une commande pour les piloter. L'un des objectifs de cette commande est de maintenir le courant de sortie du filtre à une référence donnée. Pour cela, les principales techniques de commande utilisées pour les convertisseurs sont la commande par hystérésis (simple ou modulée) et la commande MLI ou aussi appelée PWM (intersélective ou vectorielle) (Hamadi, 2010). Leurs avantages et inconvénients sont énumérés dans les Tableaux suivants (1-3 et 1-4).

Tableau 1-3 : Caractéristiques des commandes par hystérésis

|   | Technique utilisé  | Avantage  | Inconvénient   |
|---|--|---|--|
| Hystérésis<br>et<br>hystérésis<br>modulée | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Commande non linéaire à fréquence de commutation variable</li> <li>- Établit le signal d'erreur (différence entre le courant de référence et le courant du compensateur actif). Cette erreur est comparée à un intervalle appelé bande d'hystérésis qui génère la commande des interrupteurs.</li> <li>- L'hystérésis modulée utilise en plus une fréquence fixe de commutation des semi-conducteurs</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système</li> <li>- Simplicité de mise en œuvre</li> <li>- L'hystérésis modulée améliore les inconvénients de la commande hystérésis sur son point faible étant donné que la fréquence est fixe</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- On ne peut pas maîtriser correctement le spectre haute fréquence due aux fréquences de commutation</li> <li>- Importance de bien dimensionner correctement les valeurs de l'amplitude du signal triangulaire et la bande passante du régulateur par hystérésis</li> </ul> |

Tableau 1-4 : Caractéristiques des commandes par MLI

|     | Technique utilisée   | Avantage  | Inconvénient  |
|-----|--|---|---|
| MLI | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Adopte une fréquence de commutation suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximale du signal de sortie souhaitée, et reproduit la valeur moyenne de ce signal à chaque période de commutation en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Diminue les harmoniques supplémentaires et non souhaitées présentes dans les courants générés par l'onduleur</li> <li>- Robustesse</li> <li>- Faible effort de commande</li> <li>- Grande fiabilité</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Augmente les pertes par commutation qui sont dues à la haute fréquence de commutation</li> <li>- Faiblesse pour des systèmes avec bruit et pour des paramètres du système variable</li> <li>- Modèle mathématique exigé</li> <li>- Non-contrôle des ondulations de courants</li> </ul> |

La commande MLI est largement utilisée pour produire des alimentations sans interruption (ASI), dans l'interfaçage DC/AC éolien et solaire, pour les régulateurs de tension autonomes dans les systèmes d'alimentation distribués et dans bien d'autres applications (Muhammad, 2003). D'après les avantages énumérés dans le Tableau 1-4, on se tourne vers cette technique pour élaborer notre commande. Nous étudierons plus en détail son principe de fonction dans la partie suivante.

#### 1.4 Fonctionnement d'une modulation à largeur d'impulsion (MLI)

La modulation à largeur d'impulsion est utilisée pour créer des signaux de déclenchement pour les quatre interrupteurs de l'onduleur de façon appropriée. En effet, dans un onduleur, les commutateurs doivent être commandés dans une certaine séquence pour créer une tension de sortie sinusoïdale. Ainsi, une forme d'onde de référence est requise et est appelée : signal de modulation (ou de commande). Ce signal est comparé à une porteuse, généralement de forme triangulaire, qui contrôle la fréquence de commutation tandis que le signal de référence contrôle l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie (D.Holmes, 2003). Il existe deux méthodes de modulation, la modulation unipolaire et la modulation bipolaire. Pour la modulation unipolaire, la tension de sortie de l'onduleur  $v_{inverter}$  passe de  $+v_{DC}$  à 0 ou de  $-v_{DC}$  à 0. Pour la modulation bipolaire, la tension de sortie  $v_{inverter}$  est soit  $+v_{DC}$  ou  $-v_{DC}$ . En effet, lorsque le signal de référence est plus grand que la porteuse, les interrupteurs 1 et 4 (haut gauche et bas droit en Figure 1-1) sont actifs et lorsque le signal de référence est plus petit que la porteuse alors ce sont les interrupteurs 3 et 2 (haut droite et bas gauche, en Figure 1-1). On peut observer un exemple en Figure 1-3 de la configuration unipolaire avec les états des interrupteurs 1 et 4. La modulation unipolaire a l'avantage d'être facilement implémentable, mais elle génère plus d'harmoniques indésirables qu'une modulation bipolaire (Dong, 2009). Ainsi pour améliorer le contenu harmonique dans l'objectif de respecter les normes IEEE 1547, nous choisissons une modulation à largeur d'impulsion bipolaire pour la commande de l'onduleur.

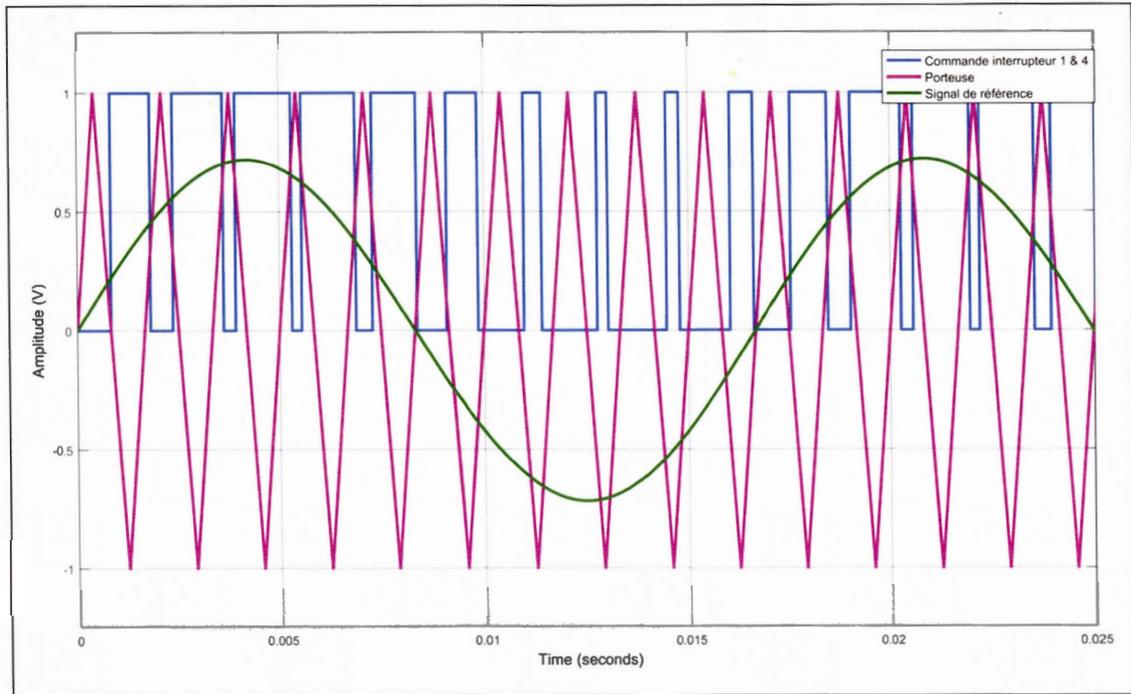


Figure 1-3 : Exemple de la configuration MLI unipolaire avec les états des interrupteurs 1 et 4, simulé avec Matlab (Simulink)

## 1.5 Les régulateurs

Le principe de régulation est indispensable dans les dispositifs de contrôle / commande de systèmes automatiques. Les grandeurs importantes sont les variables et les paramètres. Les paramètres sont considérés comme constants, alors que les variables évoluent dans le temps. Un système de conversion peut avoir une ou plusieurs entrées et sorties. Les entrées sont souvent des produits bruts ou de l'énergie, et peuvent être de deux types : actions et/ou perturbations. Les actions sont maîtrisables par l'utilisateur et donc commandable ; les perturbations ne sont pas maîtrisables par l'utilisateur (Zamaï, 2003). Les sorties sont, en général, des produits finis dont on spécifie la qualité et la quantité (grandeur réglée). La relation entre les entrées et les sorties fait souvent intervenir le temps : on parle alors de système

dynamique. Sinon, le système est statique et son modèle mathématique correspond à des équations de bilans (bilans massiques, bilans énergétiques). Ainsi pour pouvoir réguler et contrôler notre convertisseur, nous devons d'une part modéliser le système sous forme mathématique et d'autre part, concevoir le régulateur.

### 1.5.1 Le régulateur proportionnel intégral (PI)

Pour un système linéaire, c'est le contrôleur le plus utilisé. Comme nous pouvons voir en Figure 1-4, il est composé d'une partie proportionnelle avec un gain  $K_p$  et d'une partie intégrale composée d'un gain  $K_i$  et intégrateur  $\frac{1}{s}$ . La partie proportionnelle a pour rôle de réduire l'erreur de réglage, qui est inversement proportionnelle à ce gain. Plus le gain est grand, plus l'erreur est réduite et plus la réponse devient oscillatoire. La partie intégrale a pour rôle d'éliminer l'erreur statique. Il existe aussi des régulateurs PID avec une composante supplémentaire proportionnelle à la dérivée de l'écart.

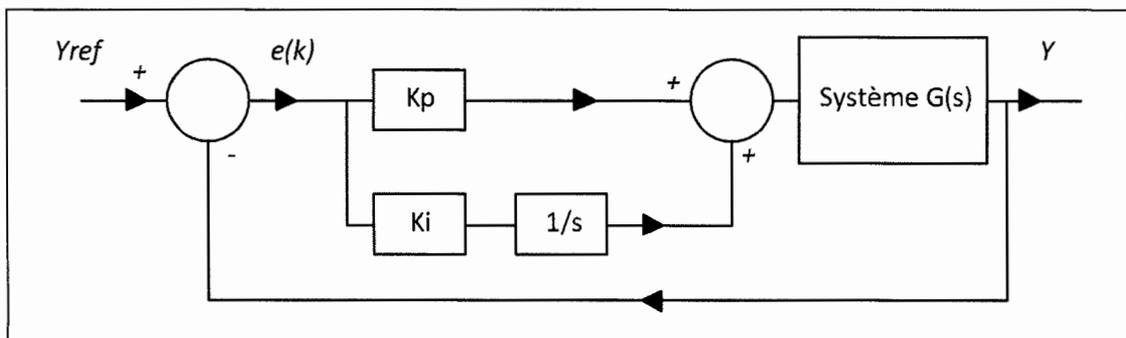


Figure 1-4 : Structure d'un régulateur PI

### 1.5.2 Le régulateur proportionnel résonnant (PR)

Le régulateur PR a le même principe que le régulateur PI avec une partie intégrale un peu plus développée. En effet, la partie intégrateur  $\frac{1}{s}$  est remplacée par la relation 1.1.

$$\frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (1.1)$$

Où  $\omega_c$  est la bande passante autour de la fréquence du système  $\omega_0$ . On peut, en plus, ajouter une compensation harmonique pour chaque fréquence harmonique en associant en parallèle des compensateurs de forme (D. Zammit, 2017) :

$$G_{Harmonique} = \sum_{h=3,5,7\dots} K_{PR-H} \frac{s}{s^2 + (h\omega_0)^2} \quad (1.2)$$

Dans l'étude (C. Spiteri Staines, 2014), une comparaison est faite entre les régulateurs de courant PI et PR standard pour des onduleurs photovoltaïques connectés au réseau. L'auteur démontre qu'un régulateur PI entraîne une erreur d'environ 9 % du courant du réseau par rapport au fondamental. Cette erreur est réduite à zéro lors de l'utilisation du contrôleur PR. En ce qui concerne les harmoniques de 3ème, 5ème et 7ème rangs dans le courant du réseau électrique, les résultats obtenus avec les deux contrôleurs ont révélé que les 3ème et 5ème harmoniques étaient en dehors des limites permises par les normes. Ainsi, bien que les résultats démontrent la supériorité du contrôleur PR pour les applications nécessitant des références sinusoïdales, une compensation harmonique supplémentaire en parallèle est nécessaire dans les deux cas pour se conformer aux réglementations standard.

### 1.5.3 Les régulateurs par commande avancée

Les régulateurs dits « avancés » sont en grande majorité utilisés pour les systèmes non linéaires. Car, les régulateurs classiques de type PI, PID, PR ne sont pas robustes. Ils sont largement utilisés depuis les années 50 dans le pilotage de satellite par exemple ou encore dans les systèmes à MIMO (entrées multiples et sorties multiples), comme dans les systèmes de suspension actifs (Nise, 2016; R.E.Kalman, 1960). Cependant, en électronique de puissance, les régulateurs par commande avancée ont été introduits seulement depuis une dizaine d'années. En effet, le régulateur par retour d'état (state feedback, cf. Figure 1-5) à lui seul ne permet pas de garantir de bonnes performances en terme de récupération rapide et de faible distorsion harmonique de la sortie lorsque le système est affecté par des perturbations et des variations de paramètres (Vinicius F. Montagner, 2009). L'utilisation de cette technique améliore la réponse transitoire et la réjection des perturbations harmoniques. Ces bonnes performances sont possibles seulement si nous associons un régulateur classique (de type PI ou PR) et une régulation par retour d'état. Différentes techniques de régulation par retour d'état existent, comme le régulateur linéaire quadratique (LQR), le placement des pôles ou encore le contrôle optimal  $H^\infty$  (Li Zhongwen, 2016).

La technologie de régulation par commande avancée repose sur le retour d'état du système en boucle fermée. À tout instant, le vecteur de commande est calculé à partir de la valeur du vecteur d'état retourné par les capteurs, et du vecteur d'état désiré, ou consigné. Pour cela, une modélisation du système en modèle d'état est nécessaire. Pour un système représenté en une équation d'état de forme :

$$\dot{X}(t) = A(t)X(t) + B(t)U(t) \quad (1.3)$$

Avec  $X(t) \in \mathbb{R}^n$  comme variable d'état,  $U(t) \in \mathbb{R}^m$  est la commande,  $A(t)$  et  $B(t)$  des matrices de taille respective  $n \times n$  et  $n \times m$ . Ainsi, la loi de commande par retour d'état est donnée par :

$$U(t) = -KX(t) \quad (1.4)$$

Avec  $K$  la matrice de commande ou de gain du retour d'état. Nous pouvons alors observer la structure de régulation par retour d'état en Figure 1-5. Ainsi, pour obtenir les gains de rétroaction  $K$ , un modèle du système incluant le régulateur classique est nécessaire.

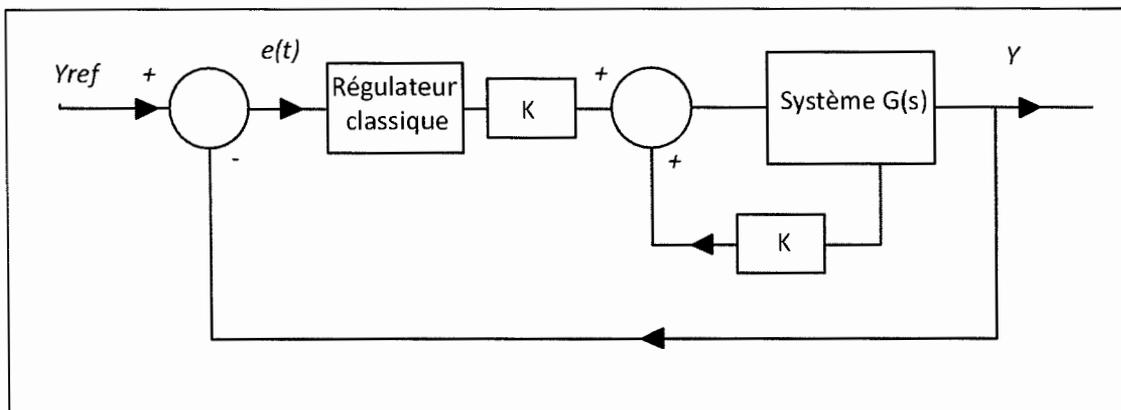


Figure 1-5 : Structure d'un régulateur par retour d'état

#### 1.5.4 Les régulateurs flous

Dans la famille des régulateurs flous, il existe plusieurs types : Mamdani, Sugeno ou encore ANFIS (Adaptive Neuro-Inference System) (SINGH, 2010). L'objectif de ces régulateurs est d'utiliser les régulateurs classiques, mais en ajoutant des améliorations pour atteindre de meilleurs résultats, une meilleure réponse temporelle... Ces régulateurs restent tout de même difficiles à élaborer et restent majoritairement utilisés pour des systèmes non linéaires.

## 1.6 Technique de réduction de la taille de la banque de condensateurs du lien DC

L'une des parties les plus importantes de la conception de l'onduleur photovoltaïque est le dimensionnement de la banque de condensateurs du lien DC. En effet, comme expliqué dans l'introduction, la durée de vie de l'onduleur dépend en grande partie de cet élément. À ce jour, il n'existe pas de solution de suppression totale de cet élément pour les onduleurs classiques. Il existe bien les onduleurs matriciels pouvant se passer de l'étape de stockage et de restitution de la puissance dans la chaîne de conversion (Grusson, 2010), mais pour un système photovoltaïque, les onduleurs matriciels ne peuvent pas fonctionner car la puissance d'entrée fluctue continuellement. Dans notre cas, nous devons chercher une solution d'amélioration pour des onduleurs monophasés résidentiels standard (cf. Figure 1-3).

La banque de condensateurs du lien DC a pour tâche principale d'équilibrer la puissance entre le générateur photovoltaïque et le réseau. En effet, dans le cas d'une production d'énergie photovoltaïque connectée au réseau, la puissance produite par les panneaux solaires est continue (mais peut fluctuer dans le temps suivant l'ensoleillement) et celle produite par le réseau est variable à fréquence double de la tension (120 Hz, que nous expliquons plus en détail au chapitre V), donc le condensateur agit comme un tampon et doit fournir l'énergie nécessaire pour équilibrer cette différence de puissance. Dans la plupart des cas, on utilise des condensateurs électrolytiques, dû à leurs grandes capacités par rapport au prix ; mais, leur durée de vie est très limitée. Cela oblige les concepteurs à utiliser des condensateurs de petite capacité à longue durée de vie tels que les condensateurs à film, mais leurs prix restent encore élevés et une réduction de la taille de ce dernier est nécessaire pour réduire le coût général du convertisseur.

Pour réduire la taille de la banque de condensateurs, plusieurs méthodes sont utilisées dans la littérature. La première est d'ajouter un circuit auxiliaire en parallèle à la banque de condensateurs du lien DC pour éliminer la composante de pulsation au double de la fréquence du réseau présente dans la tension du lien DC (F. Schimpf, 2010; T. Shimizu, 2006; Zemane, 2015). Mais ces techniques restent limitées et non pertinentes à notre objectif de réduction de la masse et du coût de l'onduleur, et aussi du fait qu'un circuit auxiliaire augmenterait les pertes d'énergies. Il y a aussi la technique de l'utilisation d'un filtre actif (Philip T. Krein, 2009). Mais cette solution additionnelle présente les mêmes problèmes que celle du circuit auxiliaire. Enfin, une utilisation d'un filtre coupe-bande conjugué à une technique de synchronisation avec la tension du réseau est développée dans cette recherche (Zong, 2011), mais l'inconvénient de la méthode est qu'elle utilise un estimateur de la tension du réseau à une fréquence fixe. Ainsi, une variation importante de fréquence entraînerait une dégradation indésirable du facteur de puissance. Un autre inconvénient de la méthode est son besoin d'un calcul de l'amplitude de la tension du réseau, ce qui pourrait augmenter le temps de traitement du processeur numérique. Cependant, la solution du filtre coupe-bande pour réduire la taille de la banque de condensateurs semble être prometteuse. Nous allons alors essayer de l'utiliser d'une manière différente pour s'affranchir des inconvénients énumérés précédemment.

### 1.7 Le filtre LCL

Pour tous les onduleurs, un filtre de sortie passe-bas est nécessaire pour obtenir la sortie de fréquence fondamentale. Généralement, il existe quatre types différents de filtres utilisés pour les onduleurs : les filtres L, LC, LCL et LLCL. Le filtre LCL (cf. topologie en Figure 1-6) est largement utilisé depuis ces dernières années avec les onduleurs connectés au réseau en raison de son atténuation élevée au-delà de la

fréquence de résonance. De nombreuses recherches sont menées sur ce sujet (Julean, 2009; Vinícius F. Montagner, 2015; Reznik, 2014; Xinbo Ruan, 2017).

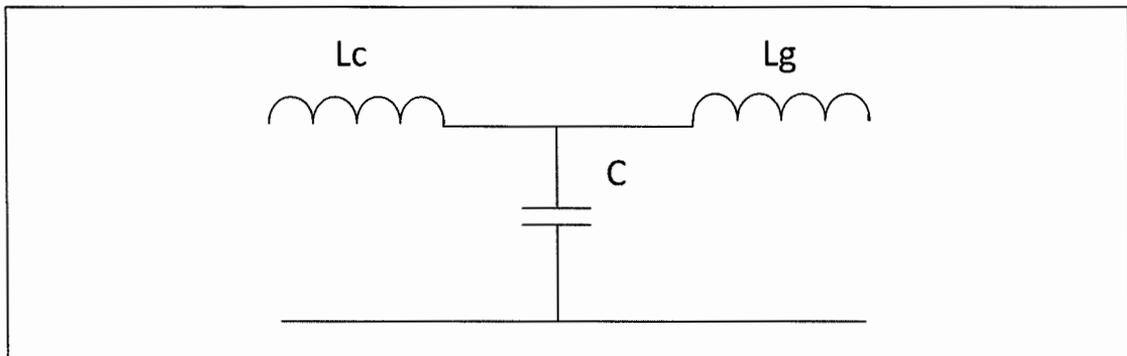


Figure 1-6 : Schéma du filtre LCL

Bien qu'il existe une grande quantité de littérature décrivant les filtres LCL, la méthodologie de conception est différente suivant les études. De plus, la modélisation mathématique en modèle d'état diffère d'une recherche à l'autre. Par exemple, l'utilisation d'une résistance en série aux deux inductances et au condensateur pour rendre la modélisation plus réaliste est beaucoup discutée. Le dimensionnement aussi diffère d'une littérature à une autre. Cependant, leur performance semble être très intéressante. Le filtre LCL offre une bonne capacité de découplage entre le filtre et l'impédance du réseau. Une chose est sûre, le processus de conception du filtre LCL doit tenir compte de la résonance du filtre et de l'ondulation de courant qui circule dans les inductances. Le dimensionnement reste alors très important. Dans notre cas, nous utilisons une taille du filtre LCL listée au Tableau 1-5. Ce dimensionnement a été effectué par l'entreprise Idénergic où les bonnes performances ont été démontrées et testées.

Tableau 1-5 : Taille du filtre LCL

|       |              |
|-------|--------------|
| $L_c$ | $240^{-6} H$ |
| $L_g$ | $90^{-6} H$  |
| $C$   | $42^{-6} F$  |

### 1.8 Simulation du système

Pour concevoir une commande, une simulation du système est requise. La simulation devra être la plus représentative possible du système, car le bon fonctionnement et les performances de la commande seront testés dans cette simulation avant la réalisation pratique, d'où l'importance de cette étape. Pour ne pas avoir de surprise lors de la réalisation pratique, plusieurs techniques de simulation existent pour rendre la simulation la plus réelle possible. Ainsi, certaines techniques, comme la simulation temps réel, permettent de refléter mieux le comportement d'un système en conditions réelles (Gombert, 2007; Simon Abourida, 2002). Dans notre simulation, nous devons aussi prendre en compte l'échantillonnage du système. Un modèle temporel discret du système permettrait la conception directe de lois de contrôles numériques contrôlables en utilisant, par exemple, un DSP ou un microprocesseur. Il permettrait aussi d'éviter des problèmes communs de mise en œuvre analogique tels que, par exemple, l'inexactitude des gains du contrôleur, la sensibilité aux difficultés à construire les circuits nécessaires à la mise en œuvre de loi de contrôle analogique (Maccari, 2014; Ogata, 1987; Yepes et al., 2010). Aussi nous devons prendre en compte un temps mort dû aux interrupteurs. En effet, le facteur de qualité de l'énergie est déterminé par la tension et le courant du réseau. Or, la tension du réseau est déformée par les caractéristiques non linéaires des dispositifs de commutation par le

temps mort (temps d'activation/désactivation des interrupteurs). En raison d'un effet de temps mort, des harmoniques impairs sont générés dans la tension côté réseau et le courant de sortie contient également des harmoniques impairs (Eun-Soo Kim, 2017). Enfin, l'utilisation de capteurs pour mesurer les courants et tensions sera nécessaire à la commande du système. Ainsi, nous devons prendre en compte les spécifications des capteurs de mesures, en particulier l'erreur de mesure donnée par le constructeur.

### 1.9 Modélisation du système

Pour élaborer une loi de commande, nous devons modéliser le système. La façon la plus courante est le modèle mathématique obtenu avec les fonctions de transfert. Il y a aussi la modélisation par modèle d'état ; et enfin, la modélisation par GSSA. Chaque modélisation a ses avantages, mais le choix ne semble pas clair dans la littérature, en effet, tout dépend de l'objectif. On se propose alors dans ce travail de revue de littérature de tester nous même les trois façons de modéliser. Pour cela, on modélise suivant les trois façons un onduleur (isolé) connecté à une charge R à travers un filtre LC, commandé par une PWM (cf. schéma Simulink en annexe A). Les modélisations en représentation d'état et par fonction de transfert sont très utilisées dans la littérature (Christophe Batard 2012; K.B Bommegowda, 2015; Wusong Wen, 2016). Pour la modélisation en GSSA, les travaux sont plus rares, mais semblent bien d'actualité. En effet, c'est un concept lancé dans les années 80 (R. Middlebrook, 1980) et repris récemment comme par exemple dans (Zhuoqiang Li, 2017), cependant il est principalement utilisé pour des topologies de convertisseur DAB ou multi-converter. Cette méthode semble très réaliste d'après ces recherches, mais il existe peu d'article concernant un onduleur connecté au réseau électrique ou même isolé. Nous développons et testons un modèle d'un onduleur isolé dans la

partie qui suit, en nous basant sur ces recherches (Emadi, 2004; Sanders, 1991; Zhuoqiang Li, 2017) .

### 1.10 Modélisation GSSA d'un onduleur isolé

On cherche ici à modéliser en GSSA un onduleur isolé (onduleur connecté à une charge  $R$  linéaire via un filtre LC) schématisé en Figure 1-7. Cette topologie est suffisante pour atteindre l'objectif souhaité ; c'est-à-dire, pouvoir déterminer si la modélisation GSSA est plus précise que la modélisation en représentation d'état classique. En effet, l'utilisation d'un onduleur connecté au réseau électrique via un filtre LCL compliquerait grandement l'étude, nécessitant une modélisation mathématique avec une introduction d'un signal d'entrée supplémentaire (tension du réseau) compliquant la modélisation en GSSA. De plus, aucune recherche n'a été trouvée à ce sujet (sujet de recherche à part entière).

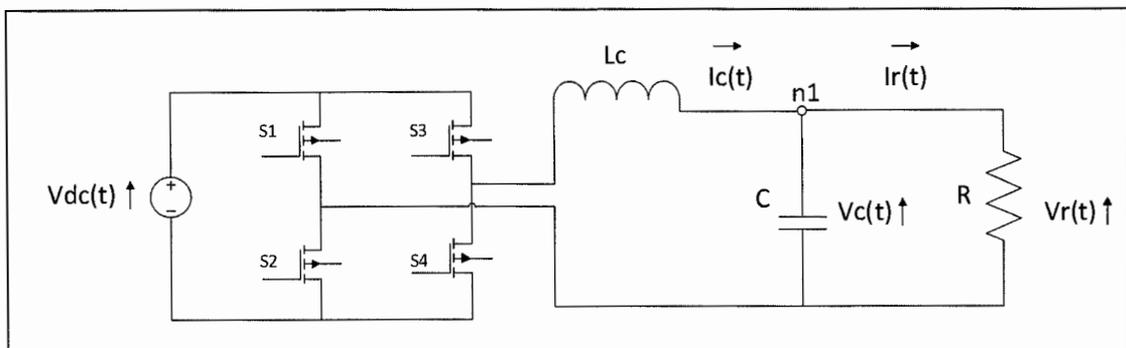


Figure 1-7 : Schéma d'un onduleur connecté à une charge linéaire via un filtre LC

### 1.10.1 Modélisation par représentation d'état (méthode state space classique)

En observant le schéma 1-7 et en utilisant la loi des nœuds et des mailles, nous obtenons deux cas possibles :

- Dans un cas où l'interrupteur S1 et S4 sont ouverts, S2 et S3 sont fermés (cas 1) on a :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_c} v_{DC} - \frac{1}{L_c} v_c \quad (1.5)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} v_c \quad (1.6)$$

Avec  $v_{DC}$  la tension produite par une production d'énergie renouvelable de type photovoltaïque par exemple. Ainsi, nous pouvons en déduire le modèle d'état de forme :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (1.7)$$

Avec comme matrice d'état :

$$X(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Et

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_c} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

- Dans le cas où l'interrupteur S1 et S4 sont fermés, S2 et S3 sont ouverts (cas 2) on a :

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L_c} v_{DC} - \frac{1}{L_c} v_c \quad (1.11)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} v_c \quad (1.12)$$

Ainsi, nous pouvons en déduire le modèle d'état de forme :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (1.13)$$

Avec comme matrice :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_c} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_c} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

### 1.10.2 Modélisation GSSA

Pour obtenir le modèle GSSA, une première étape est de moyenner les équations (1.5), (1.6) et (1.11), (1.12). Ainsi dans le cas 1 on retrouve :

$$\frac{d\langle i_L \rangle}{dt} = \frac{1}{L_c} \langle v_{DC} \rangle \langle S_{inv} \rangle - \frac{1}{L_c} \langle v_c \rangle \quad (1.16)$$

$$\frac{d\langle v_c \rangle}{dt} = \frac{1}{C} \langle i_L \rangle - \frac{1}{RC} \langle v_c \rangle \quad (1.17)$$

Où  $S_{inv}$  est l'état des interrupteurs. D'après le théorème développé par Seth Sanders (Sanders, 1991) et l'article (Qin, 2012) on a les développements GSSA suivants :

$$\frac{d\langle x \rangle_K(t)}{dt} = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_K(t) - jK\omega_s \langle x \rangle_K(t) \quad (1.18)$$

$$\langle xy \rangle_0 = \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_0 + 2[\langle x_{1R} \rangle \langle y_{1R} \rangle + \langle x_{1I} \rangle \langle y_{1I} \rangle] \quad (1.19)$$

$$\langle xy \rangle_{1R} = \langle x_0 \rangle \langle y_{1R} \rangle + \langle x_{1R} \rangle \langle y_0 \rangle \quad (1.20)$$

$$\langle xy \rangle_{1I} = \langle x_0 \rangle \langle y_{1I} \rangle + \langle x_{1I} \rangle \langle y_0 \rangle \quad (1.21)$$

Ainsi, en développant l'équation (1.16), on obtient :

$$\frac{\langle di_L \rangle_{1R}}{dt} + \omega \langle i_L \rangle_{1I} \quad (1.22)$$

$$= -\frac{1}{L_c} \langle v_C \rangle_{1R} + \frac{1}{L_c} [\langle v_{DC} \rangle_{1R} \langle S_{inv} \rangle_0 + \langle v_{DC} \rangle_0 \langle S_{inv} \rangle_{1R}]$$

$$\frac{\langle di_L \rangle_{1I}}{dt} - \omega \langle i_L \rangle_{1R} \quad (1.23)$$

$$= -\frac{1}{L_c} \langle v_C \rangle_{1I} + \frac{1}{L_c} [\langle v_{DC} \rangle_{1I} \langle S_{inv} \rangle_0 + \langle v_{DC} \rangle_0 \langle S_{inv} \rangle_{1I}]$$

Et l'équation (1.17) devient :

$$\frac{\langle dv_C \rangle_{1R}}{dt} + \omega \langle v_C \rangle_{1I} = \frac{1}{C} \langle i_L \rangle_{1R} - \frac{1}{RC} \langle v_C \rangle_{1R} \quad (1.24)$$

$$\frac{\langle dv_C \rangle_{1I}}{dt} - \omega \langle v_C \rangle_{1R} = \frac{1}{C} \langle i_L \rangle_{1I} - \frac{1}{RC} \langle v_C \rangle_{1I} \quad (1.25)$$

Avec comme état des interrupteurs  $\langle S_{inv} \rangle_{1R} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$  et  $\langle S_{inv} \rangle_{1I} = \langle S_{inv} \rangle_0 = 0$  et  $\omega$  étant la fréquence du système,  $\omega = 2\pi 60$ . Les indices 1R et 1I représentent la partie réelle et la partie imaginaire des signaux. Donc, à partir des équations (1.22) à (1.25), nous pouvons construire le système GSSA de forme :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (1.26)$$

Avec comme matrices :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & -\frac{1}{L} & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & -\omega \\ 0 & \frac{1}{C} & \omega & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 \\ L_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

### 1.10.3 Résultats de modélisation et comparaison des méthodes de modélisation

À présent, nous allons comparer la méthode classique, la méthode en représentation d'état et la GSSA ; pour pouvoir décider quelle technique de modélisation nous allons utiliser dans ce projet. Pour cela, un schéma de simulation Matlab Simulink (cf. annexe A) et Script pour l'étude des différentes méthodes est développé. Les valeurs d'initialisation de la simulation sont résumées dans le Tableau 1-6. On peut observer les résultats de simulation des trois techniques de modélisation en Figure 1-8 avec un step à  $t = 0.05 \text{ s}$  du signal de modulation passant d'une amplitude de  $0.719 \text{ V}$  à  $0.575 \text{ V}$ . On peut remarquer que les résultats sont confondus pour les trois méthodes. Il est ainsi difficile de conclure quelle méthode est la plus précise, des tests plus

poussés sont probablement nécessaires, mais dans notre cas, le choix se fera sur d'autres critères expliqués par la suite.

Tableau 1-6 : Paramètres de simulation pour l'onduleur isolé avec filtre LC

|          |   |
|----------|---|
| $L_c$    | $500^{-6} H$  |
| $C$      | $50^{-6} F$   |
| $R$      | $8 \Omega$  |
| $v_{DC}$ | $230 V$   |
| $PWM$    | $f_s = 125 KHz$<br><i>Signal de modulation 1 = <math>0,719 \sin(2\pi 60t) V</math></i><br><i>Signal de modulation 2 = <math>0,575 \sin(2\pi 60t) V</math></i> |

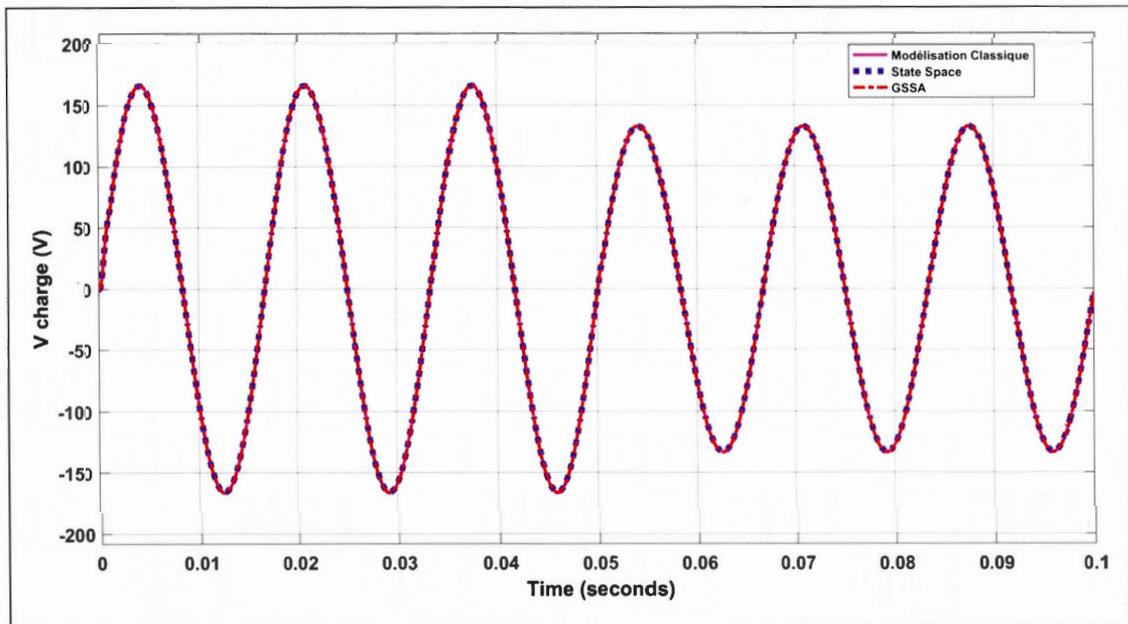


Figure 1-8 : Tension aux bornes de la charge R avec une variation de la consigne à  $t = 0,05 s$

### 1.11 Objectifs et orientations du projet

Cette revue de littérature nous a permis de présenter les différentes techniques et recherches effectuées dans le domaine des convertisseurs DC/AC monophasés. Ainsi nous pouvons tirer, humblement, des conclusions et choisir notre orientation pour atteindre l'objectif de réduction de la taille de la banque de condensateurs du lien DC d'un convertisseur DC/AC connecté au réseau ; en respectant les normes IEEE 1547 concernant la production d'énergie renouvelable connectée au réseau de distribution (IEEE\_1547, 2018).

Dans l'étude des interrupteurs, nous avons vu que les MOSFET sont les plus à même de répondre aux besoins et à la réalisation du projet ; du fait de la haute fréquence de commutation des interrupteurs et de la plage de puissance que nous souhaitons fournir.

Ensuite, nous avons pu voir les différentes techniques de réduction de la taille de la banque de condensateurs entreprises ces dernières années. La solution d'ajout de circuits auxiliaires est écartée, bien que la taille de la banque de condensateurs puisse être réduite, car elle est en contradiction avec l'objectif de réduire les composants et d'alléger le convertisseur. D'autres techniques existent aussi, comme (Yihua Hu, 2014) que nous n'avons pas expliqué dans cette recherche, car pour réduire la taille de la banque de condensateurs, ils prennent en considération tout le système (PV + DC/DC + DC/AC + filtre). Or dans notre cas, on souhaite agir seulement sur l'onduleur. La solution la plus prometteuse reste l'utilisation du filtre coupe-bande comme pour (Zong, 2011), mais le problème de synchronisation de fréquence avec le réseau n'est pas négligeable.

Ainsi, la proposition que nous faisons dans ce projet est d'utiliser un filtre coupe-bande pour la réduction des ondulations indésirables présentes dans la tension du lien DC (observable en Figure 1-9, partie de couleur bleu). Le filtre coupe-bande permettra de traiter la tension avant de l'utiliser pour le contrôle. Nous pourrions alors réduire la taille de la banque de condensateurs jusqu'à la remplacer par des condensateurs à film et la durée de vie de l'onduleur sera rallongée.

En effet, plus il y a d'ondulations dans la tension du lien DC et plus la taille de la banque de condensateurs doit être élevée pour effectuer le transfert de puissance correctement. Cependant, l'ajout d'un filtre coupe-bande sur la mesure de la tension du lien DC, implique une troisième boucle de traitement en plus du contrôle du courant du réseau et de la tension du lien DC, ainsi le temps de réponse de tout le système sera probablement impacté et hors spécification IEEE 1547.

Donc, pour pouvoir utiliser le filtre coupe-bande, il est nécessaire d'avoir un contrôle de la boucle interne (courant du réseau, observable en Figure 1-9, partie de couleur orange) le plus rapide et le plus performant possible, pour ainsi avoir une bonne marge de manœuvre à la conception du contrôle de la tension DC (partie bleu en Figure 1-9). Pour cela, le régulateur le plus prometteur semble être une commande par retour d'état associé à un régulateur résonnant pour assurer la réjection des harmoniques supérieurs et le bon suivi de la référence. Des études récentes ont montré la robustesse et les bonnes performances de cette technique de commande (Maccari, 2014), mais, elle a surtout été utilisée pour des systèmes non linéaires. Nous allons, alors, essayer d'adapter cette commande à nos besoins. Pour cela, une modélisation du système en représentation d'état est alors nécessaire pour développer une commande par retour d'état. Nous avons pu voir qu'il y avait plusieurs façons de modéliser en représentation d'état (classique ou GSSA), nous optons pour la technique classique de représentation d'état car la modélisation d'un onduleur connecté au réseau compliquerait considérablement la modélisation en GSSA, qui nécessiterait énormément de calculs et de développement mathématiques. Cela reste

un sujet à part entière et intéressant à étudier, mais le but de cette recherche est tout autre. De plus pour un système plus simple (onduleur isolé) il n'y a pas de différence observée sur la précision de la modélisation et la technique de modélisation state space est largement utilisée dans le domaine et a prouvé son bon fonctionnement ; ce qui supporte notre choix.

Pour mener à bien cet objectif, nous allons procéder par étape :

- Dans un premier temps, au chapitre II nous allons modéliser l'onduleur connecté au réseau via un filtre LCL (Figure 1-9, couleur rouge).
- Ensuite, au chapitre III, nous élaborerons une commande par retour d'état pour le contrôle du courant du réseau (Figure 1-9, couleur orange), que nous testerons dans une simulation développée à cet effet.
- Une fois cette étape validée, au chapitre IV, nous compléterons la régulation du courant en développant une technique de synchronisation en phase avec le réseau (Figure 1-9, couleur verte).
- Enfin, au chapitre VII, nous pourrons tester et valider la solution proposée, de réduction de la taille de la banque de condensateurs exposé au chapitre VI, avec bien sûr un développement du contrôle de la tension du lien DC présenté au chapitre V (Figure 1-9, couleur bleu ciel).

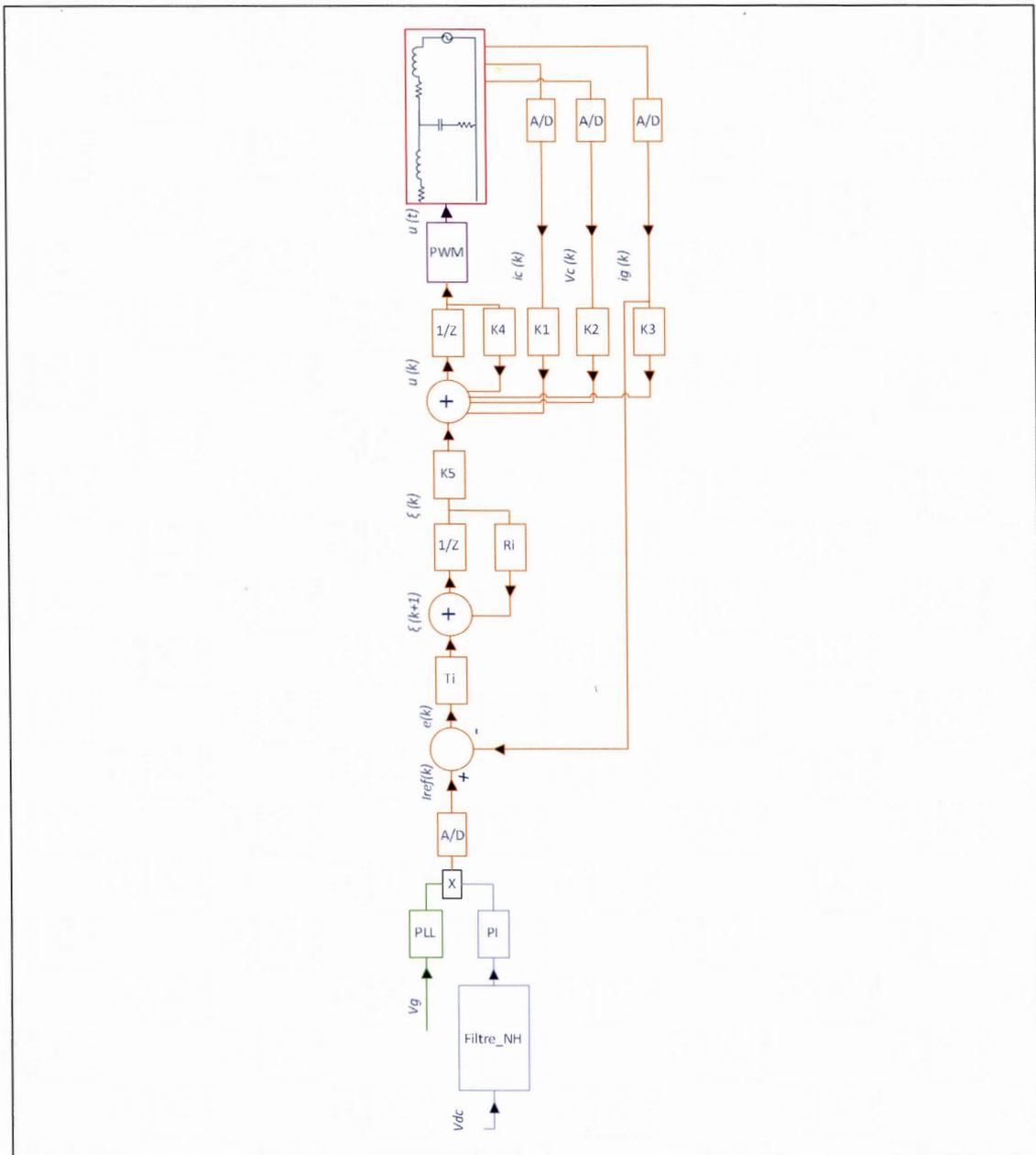


Figure 1-9 : Structure de commande de l'onduleur incluant les deux boucles de régulations. La partie rouge, représente le filtre LCL. La partie orange correspond à la commande par retour d'état de la boucle interne  $i_g$ . La partie verte, est la boucle de synchronisation en phase avec la tension du réseau  $v_g$ . La partie bleu ciel représente l'association de la commande de la boucle externe  $v_{DC}$  et le filtre coupe-bande Le chapitres suivants donnent les détails.



## CHAPITRE II

### MODÉLISATION D'UN CONVERTISSEUR DC/AC EN REPRÉSENTATION D'ÉTAT

Dans ce chapitre, un modèle en représentation d'état d'un convertisseur DC/AC monophasé connecté au réseau électrique via un filtre LCL est développé. Le modèle du filtre LCL en représentation d'état servira de base et permettra de concevoir la commande du convertisseur via un retour d'état (Maccari, 2014). En effet, pour obtenir les gains de compensation de la commande par retour d'état, nous devons avoir un système en représentation d'état augmenté général, qui devra inclure les états du filtre, les états du contrôleur et considérer les effets de la discrétisation d'un éventuel contrôle numérique.

#### 2.1 Modélisation en représentation d'état du filtre LCL

Nous pouvons simplifier le circuit LCL connecté au réseau électrique par le schéma suivant (Figure 2-1) : le circuit est composé de deux mailles,  $m_1$  et  $m_2$  (Vinícius F. Montagner, 2015). Dans ce système,  $U(t)$  est la tension générée par le convertisseur et  $v_g(t)$  est la tension du réseau. On considère que l'inductance  $L_g$  est composée de l'inductance du réseau et l'inductance du filtre ( $L_g = L_{g\_grid} + L_{g\_filtre}$ ). D'après la loi des mailles, nous avons pour  $m_1$  :

$$U = U_{r_c} + U_{L_c} + v_c + U_{r_z} \quad (2.1)$$

$$\text{Avec : } U_{r_c} = i_c r_c \quad ; \quad U_{L_c} = L_c \frac{di_c}{dt} \quad ; \quad U_{r_z} = (i_c - i_g) r_z \quad (2.2)$$

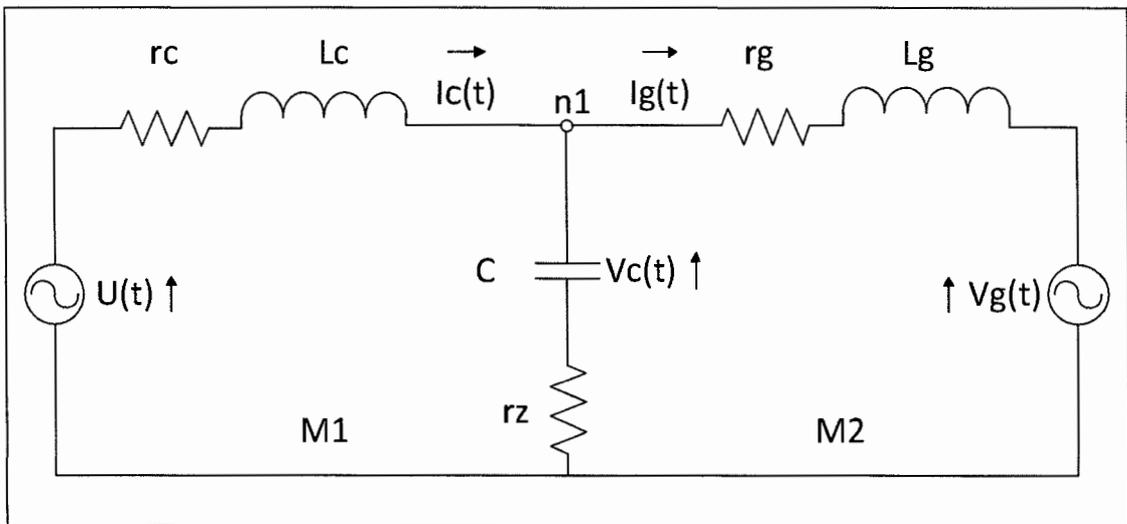


Figure 2-1 : Filtre LCL connecté au réseau

Nous avons alors :

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{(r_c + r_z)}{L_c} i_c - \frac{1}{L_c} v_c + \frac{r_z}{L_c} i_g + \frac{1}{L_c} u \quad (2.3)$$

De même pour la maille  $m_2$  :

$$V_c + U_{r_z} = U_{r_g} + U_{L_g} + v_g \quad (2.4)$$

$$\text{Avec : } U_{r_g} = i_g r_g \quad ; \quad U_{L_g} = L_g \frac{di_g}{dt} \quad ; \quad U_{r_z} = (i_c - i_g) r_z \quad (2.5)$$

De même :

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{r_z}{L_g} i_c + \frac{1}{L_g} v_c - \frac{(r_g + r_z)}{L_g} i_g - \frac{1}{L_g} v_g \quad (2.6)$$

Et, en appliquant la loi des nœuds sur  $n_1$ , on obtient :

$$i_c = i_{V_c} + i_g \quad (2.7)$$

Avec :

$$i_{V_c} = C \frac{dv_c}{dt} \quad (2.8)$$

Ce qui mène à :

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_c}{C} - \frac{i_g}{C} \quad (2.9)$$

D'après les formules (2.3), (2.6) et (2.10), nous pouvons construire le modèle en représentation d'état comme suit (Friedland, 2005):

➤ On pose la variable d'état  $X$  comme étant :

$$X = \begin{bmatrix} i_c \\ v_c \\ i_g \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

➤ Le modèle en représentation d'état est de la forme :

$$\dot{X}(t) = A_c X(t) + B_c U(t) + B_d v_g(t) \quad (2.12)$$

$$Y(t) = C_c X(t) \quad (2.13)$$

➤ On définit ensuite les matrices  $A_c, B_c, B_d, C_c$  :

$$A_c = \begin{bmatrix} -\frac{(r_c + r_z)}{L_c} & -\frac{1}{L_c} & \frac{r_z}{L_c} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{r_z}{L_g} & \frac{1}{L_g} & -\frac{(r_g + r_z)}{L_g} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$B_c = \begin{bmatrix} 1 \\ L_c \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ -\frac{1}{L_c} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$C_c = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (2.17)$$

## 2.2 Fonctions de transfert d'un filtre LCL

Dans cette partie, nous allons définir et tracer les fonctions de transfert ( $\frac{i_g(s)}{U(s)}$  et  $\frac{i_g(s)}{v_g(s)}$ ) du système filtre LCL à l'aide du théorème de superposition appliqué au circuit schématisé à la Figure 2-2. Et ensuite, nous effectuons l'extraction de ces mêmes fonctions de transfert à partir du modèle en représentation d'état. Le but étant de pouvoir comparer les méthodes et ainsi, de valider le modèle en représentation d'état développé précédemment.

### 2.2.1 Fonction de transfert $\frac{i_g(s)}{U(s)}$ avec la méthode de superposition

Comme nous pouvons voir dans (X. Ruan, 2018) ou encore (Zong, 2011), les résistances  $r_c$  et  $r_g$ , en série avec les inductances, peuvent être négligeables et peuvent ne pas être prises en compte pour trouver les fonctions de transfert ; ainsi les calculs sont rendus beaucoup plus simples. La Figure 2-2 représente le schéma équivalent à celui de la Figure 2-1. Ce schéma équivalent sous forme d'impédance nous permet d'appliquer le théorème de superposition, avec :

$$Z_c = j\omega L_c \quad ; \quad Z_z = \frac{1}{j\omega C} + r_z \quad ; \quad Z_g = j\omega L_g \quad (2.18)$$

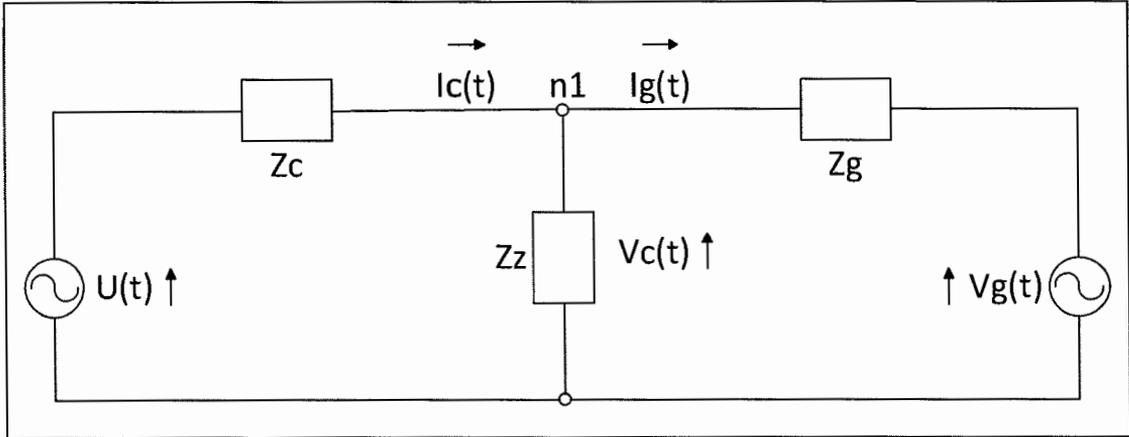


Figure 2-2 : Circuit impédance du filtre LCL

Dans un premier cas, lorsque nous posons  $v_g = 0$ , nous avons d'après le théorème de superposition :

$$v_c = \frac{\frac{Z_z Z_g}{Z_z + Z_g} U}{Z_c + \frac{Z_z Z_g}{Z_z + Z_g}} \quad (2.19)$$

On pose aussi :

$$v_c = \left( \frac{U}{Z_z} - i_g \right) Z_z \quad (2.20)$$

Au passage dans le domaine de Laplace et après quelques développements mathématiques, nous obtenons la fonction de transfert suivante :

$$\frac{i_g}{U} = \frac{sCr_z + 1}{s^3L_cL_gC + s^2(L_c + L_g)Cr_z + s(L_c + L_g)} \quad (2.21)$$

### 2.2.2 Fonction de transfert $\frac{i_g(s)}{v_g(s)}$ avec la méthode de superposition

Nous procédons de la même manière que précédemment, avec cette fois-ci  $U = 0$ . Après l'utilisation du théorème de superposition et un passage dans le domaine de Laplace, nous avons :

$$\frac{i_g}{v_g} = - \frac{s^2L_cC + sCr_z + 1}{s^3L_cL_gC + s^2(L_c + L_g)Cr_z + s(L_c + L_g)} \quad (2.22)$$

### 2.2.3 Calcul de la fonction de transfert à partir du modèle en représentation d'état

On cherche à présent à déterminer les fonctions de transfert du système en utilisant les relations (2.14) à (2.17). Pour un système monovariante de la forme :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (2.23)$$

$$Y(t) = CX(t) \quad (2.24)$$

Afin d'extraire la relation entrée/sortie ( $\frac{Y}{U}$ ), on élimine  $X$  entre les deux équations :

$$sX(s) = AX(s) + BU(s) \quad (2.25)$$

$$(sI - A)X(s) = BU(s) \quad (2.26)$$

$$X(s) = (sI - A)^{-1}BU(s) \quad (2.27)$$

En introduisant l'équation (2.27) dans l'équation (2.24), on obtient :

$$Y(s) = C(sI - A)^{-1}BU(s) \quad (2.28)$$

On en déduit alors la fonction de transfert :

$$G = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B \quad (2.29)$$

Dans notre cas, étant donné que nous avons une équation d'état avec deux entrées ( $U$  et  $v_g$ ), nous avons les deux fonctions de transfert suivantes :

$$G_U = \frac{i_g(s)}{U(s)} = C_c(sI - A_c)^{-1}B_c \quad (2.30)$$

Et

$$G_{v_g} = \frac{i_g(s)}{v_g(s)} = C_c(sI - A_c)^{-1}B_d \quad (2.31)$$

### 2.3 Comparaison des fonctions de transfert et validation théorique du système en représentation d'état

À présent, à l'aide d'un script Matlab développé à cet effet, on modélise les fonctions de transfert déterminées précédemment suivant le théorème de superposition et les fonctions de transfert extraites du modèle en représentation d'état. Nous pouvons alors tracer et comparer les deux fonctions de transfert respectives (cf. Figure 2-3 et 2-4). Il s'agit-là de valider le modèle en représentation d'état mathématiquement. Pour cette étude, nous utilisons les paramètres du filtre LCL présentés en Tableau 2-1.

Tableau 2-1 : Paramètres du filtre LCL

|             |              |
|-------------|--------------|
| $r_c = r_g$ | 0            |
| $r_z$       | $2 \Omega$   |
| $L_c$       | $240^{-6} H$ |
| $L_g$       | $90^{-6} H$  |
| $C$         | $42^{-6} F$  |

On peut observer que les courbes se superposent parfaitement pour les deux méthodes. Le modèle en représentation d'état du filtre LCL est ainsi validé théoriquement et peut être utilisé par la suite.

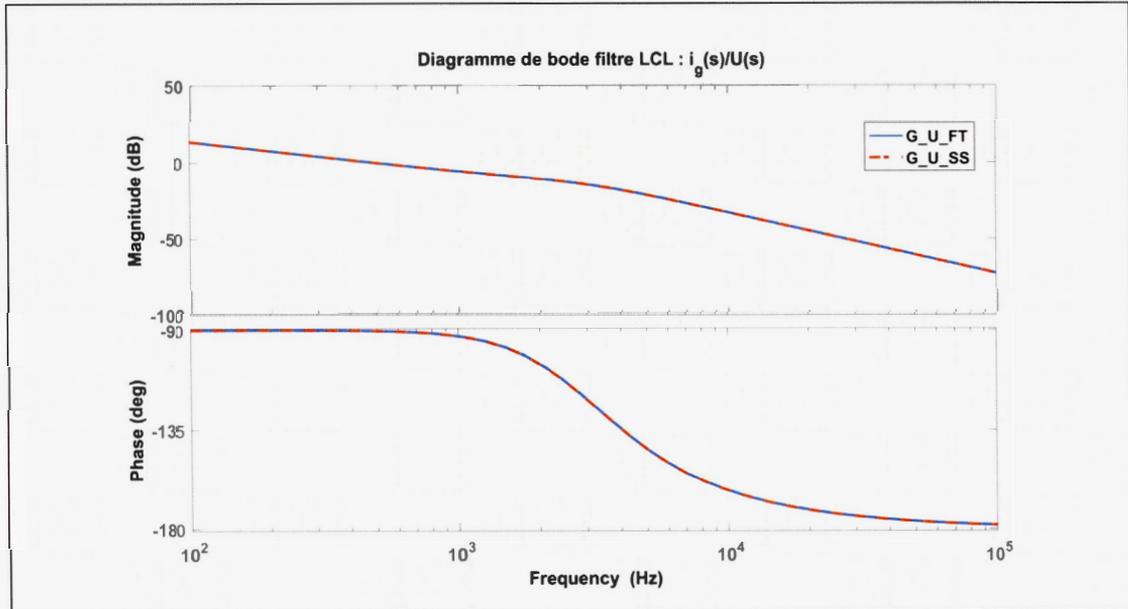


Figure 2-3 : Fonction de transfert  $\frac{i_g(s)}{U(s)}$

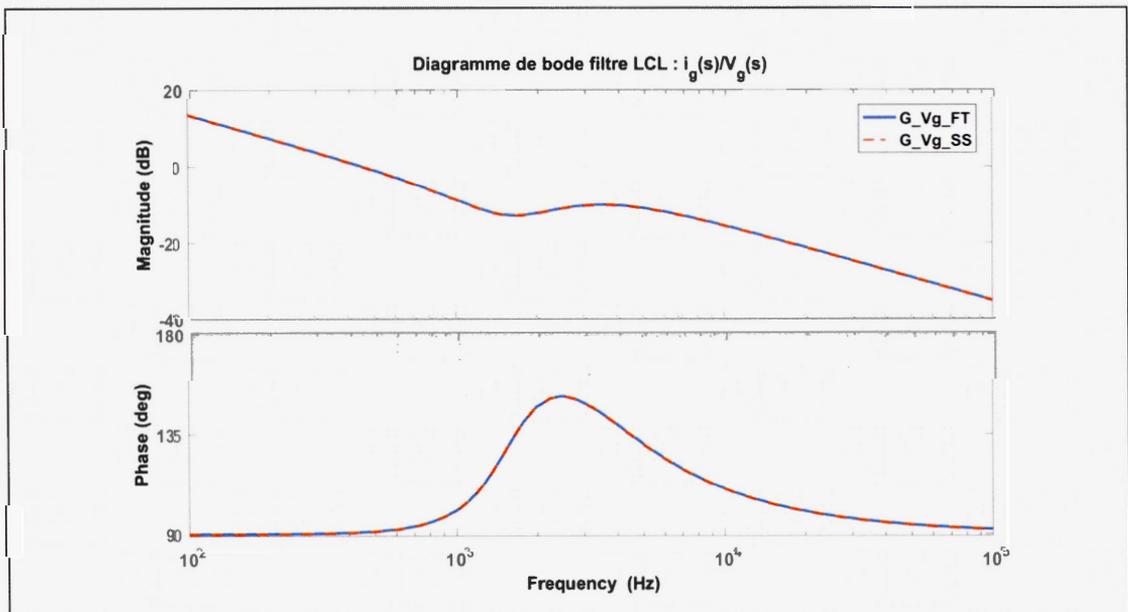


Figure 2-4 : Fonction de transfert  $\frac{i_g(s)}{v_g(s)}$

#### 2.4 Comparaison des résultats par simulation : modèle en commutation vs modèle en représentation d'état

Ici, on cherche à confirmer et à valider le modèle en représentation d'état par simulation Simulink/Matlab. Pour cela, le modèle développé et décrit à l'annexe B est utilisé. Ensuite, les résultats obtenus par les deux modèles sont comparés. On peut observer, d'un côté le modèle en commutation (représentatif d'un système réel) composé en pont en H de MOSFET connecté au réseau via un filtre LCL et à une source de tension  $v_{dc}$ , substitut d'une production d'énergie telle que des panneaux photovoltaïques par exemple. Et d'un autre côté, le modèle est composé d'un bloc en représentation d'état MIMO avec comme entrée la tension  $v_{dc}$  et une perturbation  $v_g$  caractéristique dans ce cas-ci de la tension du réseau. Les matrices utilisées dans le bloc en représentation d'état sont celles définies précédemment aux équations (2.14) à (2.17). Pour commander les deux modèles, un générateur de modulation à largeur d'impulsion (MLI ou aussi appelé PWM) est utilisé. La MLI, présenté dans la revue de littérature, applique aux interrupteurs des créneaux de commande de largeurs variables. Pour l'initialisation du programme, les paramètres fournis dans le Tableau 2-1 sont utilisés. Le bloc PWM utilisé est développé par Matlab et est disponible dans la Matlab toolbox (Matlab\_PWM, 2018). Le PWM est paramétré avec un signal interne sinusoïdal d'amplitude de modulation égale à  $\frac{V_g}{V_{dc}}$  et de fréquence égale à 60 Hz. On prend  $V_g = 120 \sqrt{2} V$  et  $V_{dc} = 230 V$ . Nous allons par la suite comparer les trois sorties du modèle en représentation d'état représenté par la variable d'état  $X$  de l'équation (2.10) et les mesures de  $i_c$ ,  $v_c$  et  $i_g$  prises directement sur le circuit à commutation. Ci-dessous en Figure 2-5 à 2-7, les résultats de simulation obtenus.

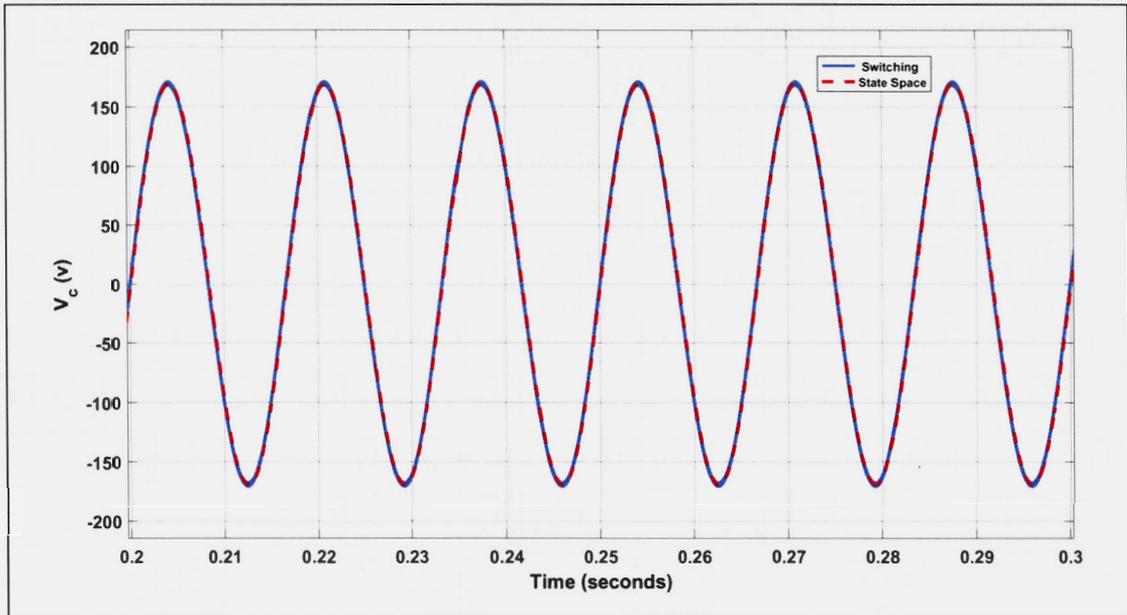


Figure 2-5 : Comparaison du modèle en commutation (switching) vs représentation d'état de  $v_c$

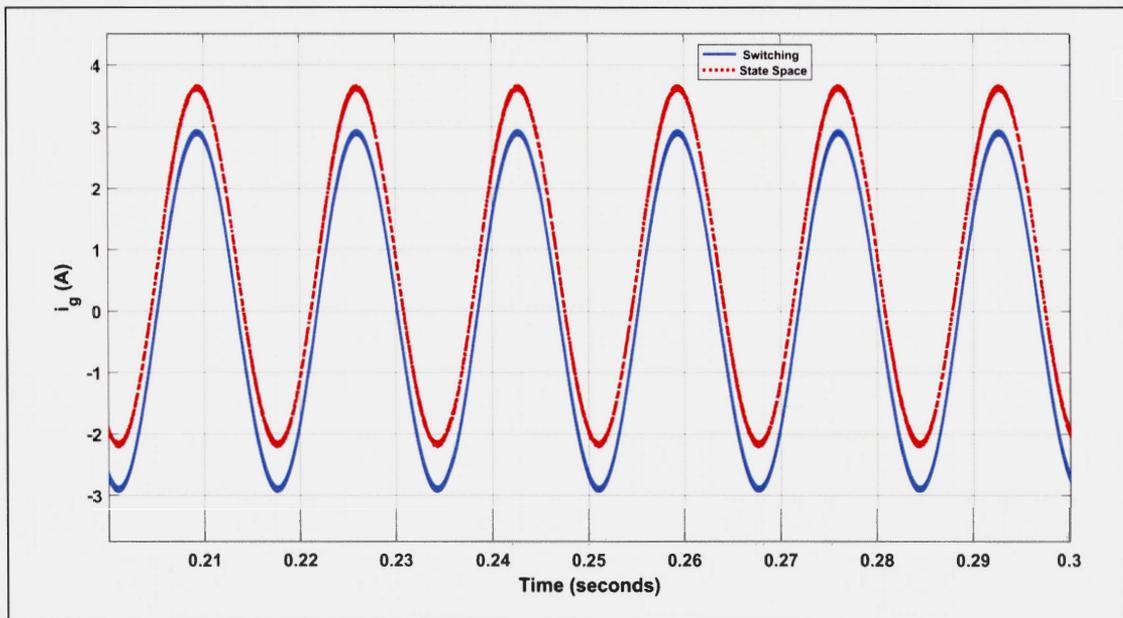


Figure 2-6 : Comparaison du modèle en commutation (switching) vs représentation d'état de  $i_g$

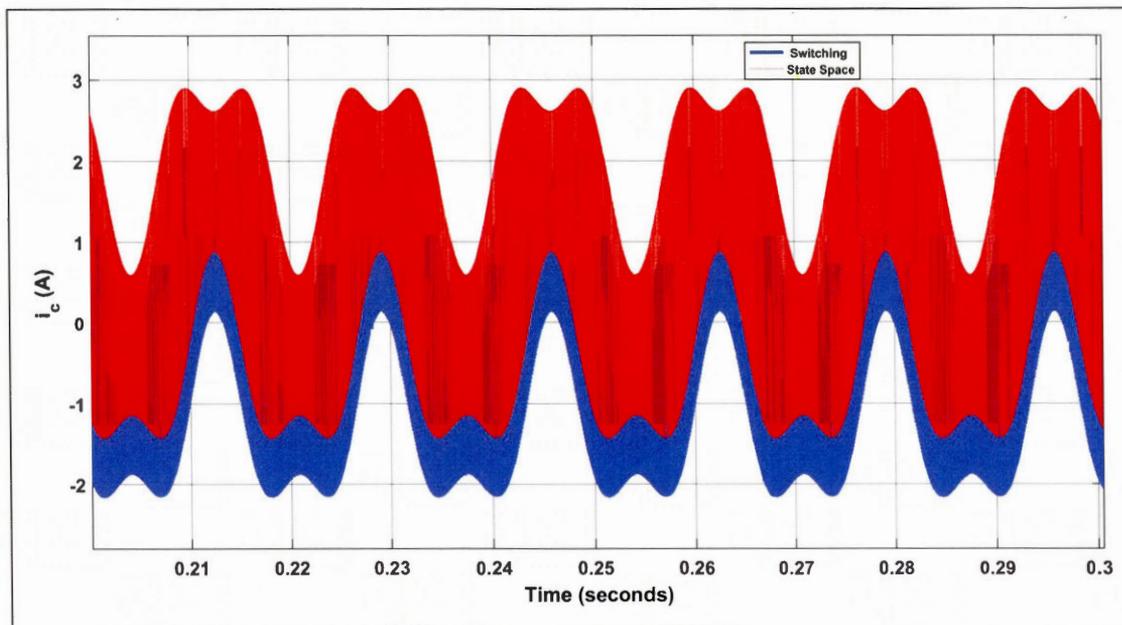


Figure 2-7 : Comparaison du modèle en commutation (switching) vs représentation d'état de  $i_c$

Pour les tensions aux bornes du condensateur, elles semblent similaires, comme nous pouvons le voir en Figure 2-5. Mais pour les deux courants  $i_c$  et  $i_g$  comparés (Figure 2-6 et 2-7), on distingue un biais du modèle en représentation d'état par rapport au modèle en commutation. En effet, le modèle en commutation est lui, bien symétrique en 0. Ce biais est probablement dû au fait d'avoir négligé les pertes ohmiques dans les inductances. Donc, un test avec une prise en compte des résistances en série avec les inductances doit être effectué.

## 2.5 Prise en compte des résistances de l'inductance dans le modèle en représentation d'état

Nous avons vu précédemment qu'il existe une légère différence entre le modèle réel (en commutation) et le modèle en représentation d'état. Contrairement à l'étude des fonctions de transfert faite à la partie 1.3, et comme nous pouvons voir dans de

nombreux articles (Julean, 2009; Li Zhongwen, 2016; X. Ruan, 2018; Xue, 2012), la prise en compte d'une faible résistance en série aux inductances est largement utilisée dans une modélisation en représentation d'état pour rendre le modèle plus réel en simulation. En effet, par définition, l'effet Joule est la manifestation thermique d'une résistance électrique produite par le conducteur (ici une inductance) au passage d'un courant. Ainsi pour modéliser correctement une inductance, nous devons l'associer à une résistance en série. Cette résistance est bien prise en compte dans le modèle à commutation. Après plusieurs tests itératifs, une valeur de  $r_c = r_g = 0.001 \Omega$  est suffisante pour obtenir des résultats similaires comme nous pouvons observer dans la Figure 2-8. Cela semble normal étant donné que nous avions décidé de ne pas prendre en compte les résistances en série aux inductances dans la comparaison précédente pour faciliter le calcul de la méthode de superposition. Ainsi, nous ne l'avons également pas prise en compte dans notre modèle en représentation d'état pour pouvoir faire une comparaison dans les mêmes conditions. Mais à présent, maintenant que nous savons que le système en représentation d'état est correct mathématiquement et pour rendre la modélisation plus réaliste, nous prenons en compte ces valeurs de résistance pour la suite de l'étude.

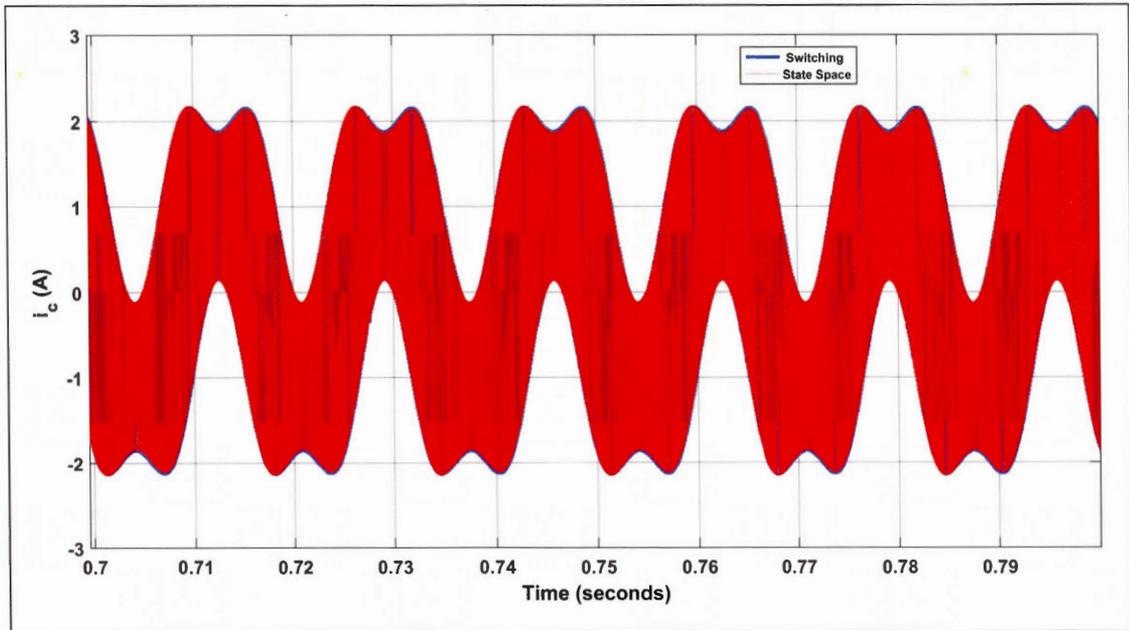


Figure 2-8 : Comparaison du modèle en commutation vs représentation d'état de  $i_c$  avec  $r_c = r_g = 0,001 \Omega$  dans le modèle en représentation d'état

## 2.6 Discrétisation du système

À présent, nous devons discrétiser le modèle en représentation d'état obtenu précédemment. Comme il est décrit dans la revue de littérature, le modèle temporel discret du système permet la conception directe de lois de contrôles numériques contrôlables en utilisant par exemple un DSP. En effet, l'utilisation d'un contrôle numérique augmenterait grandement la flexibilité du système en cas de changement d'environnement. Il suffira alors de mettre à jour les gains de commande.

Pour discrétiser le système, la méthode du bloqueur d'ordre zéro (ZOH) est utilisée. Cette méthode permet une représentation plus précise des signaux d'entrées, tout en gardant l'avantage d'une fonction de transfert échantillonnée. Les équations (2.11) et (2.12) deviennent alors :

$$X((k + 1)T_s) = GX(kT_s) + H_c U(kT_s) + H_d V_g(kT_s) \quad (2.32)$$

$$Y(t) = C_c X(kT_s) \quad (2.33)$$

Avec  $T_s$ , période de discrétisation.

Si on considère l'évolution du système entre deux échantillons,  $kT_s$  à un instant  $t_0$  et  $(k + 1)T_s$  à un instant  $t$ , d'après le théorème du bloqueur d'ordre zéro, on obtient les matrices suivantes :

$$G = e^{A_c \cdot T_s} \quad (2.34)$$

$$H_c = \int_0^{T_s} e^{A_c(T_s - \tau)} B_c d\tau \quad (2.35)$$

$$H_d = \int_0^{T_s} e^{A_c(T_s - \tau)} B_d d\tau \quad (2.36)$$

Avec  $G \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ ,  $H_c \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ ,  $H_d \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ .

### 2.6.1 Réponse fréquentielle du modèle discret

Pour obtenir la réponse fréquentielle du système discret, la fonction Matlab *c2d* de la Matlab toolbox est utilisée (Matlab\_c2d, 2018), avec l'option « ZOH ». En appliquant cette fonction aux équations (2.30) et (2.31) avec un échantillonnage  $T_s = 1 \mu s$ , nous obtenons les résultats suivants.

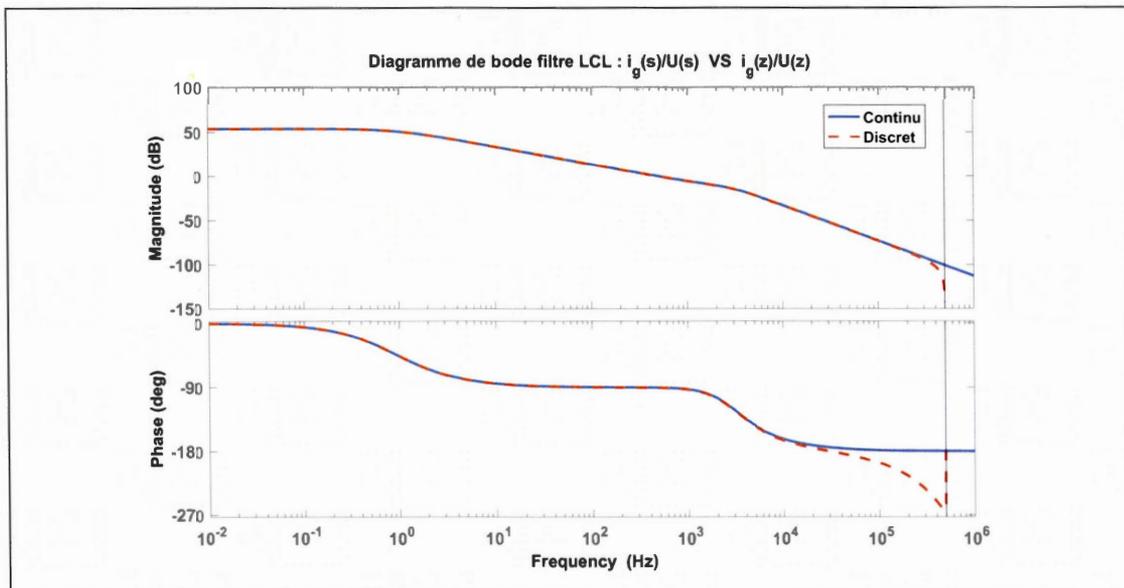


Figure 2-9 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert  $\frac{i_g(s)}{U(s)}$  vs  $\frac{i_g(z)}{U(z)}$

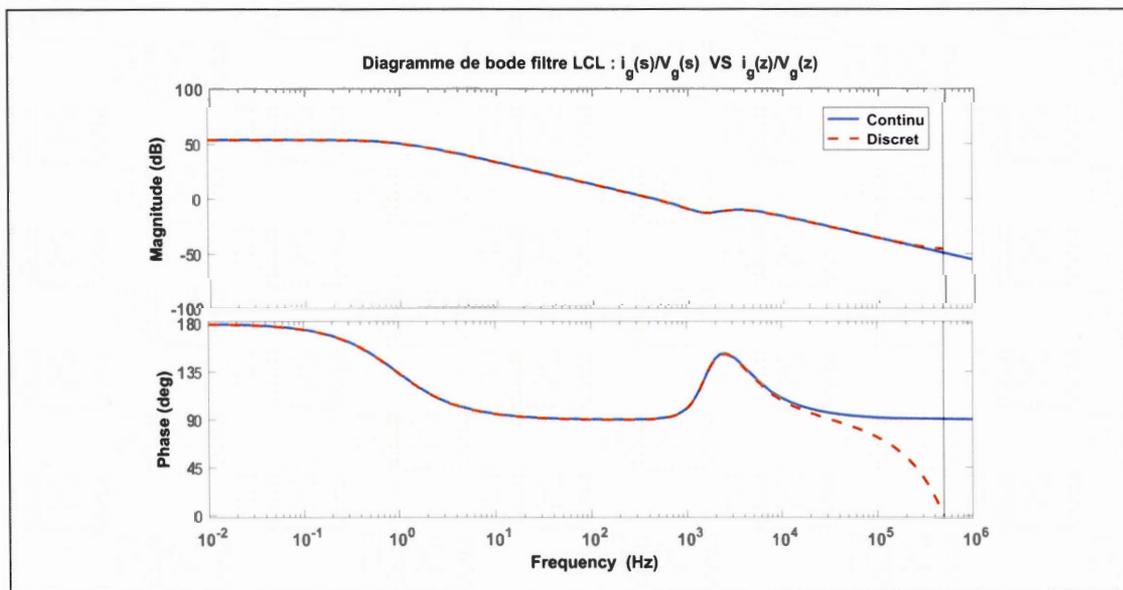


Figure 2-10 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert  $\frac{i_g(s)}{v_g(s)}$  vs  $\frac{i_g(z)}{v_g(z)}$

On peut observer, à la Figure 2-9 comme dans la Figure 2-10, que la discrétisation du système a pour effet d'insérer un retard de phase à environ 10 kHz. Ce retard réduit la marge de phase du système et ajoutera probablement une difficulté supplémentaire lors de la compensation du système. Ce retard peut aussi être réduit si nous diminuons le temps d'échantillonnage car la discrétisation du système ne sera que plus précise et se rapprochera du modèle continu. Mais en pratique, il sera difficile d'échantillonner à une valeur inférieure à 1  $\mu s$ . Nous verrons par la suite comment choisir la bonne période d'échantillonnage. La période d'échantillonnage reste tout de même très petite, le modèle discrétisé peut alors s'écrire sous la forme simplifiée suivante :

$$X((k + 1)) = GX(k) + H_c U(k) + H_d V_g(k) \quad (2.37)$$

$$Y(t) = C_c X(k) \quad (2.38)$$

## 2.7 Implémentation d'un retard dû à la mise en œuvre d'un éventuel contrôle numérique

En pratique, les caractéristiques indissociables de l'utilisation d'un signal de commande numérique sont l'impossibilité de mesurer les variables du système, de mettre à jour la loi de contrôle et de l'implémenter en même temps. De cette manière, il y a un retard d'au moins une période d'échantillonnage dans la mise en œuvre de la loi de contrôle (Jorge R. Massing, 2011; Maccari, 2014; Vinícius F. Montagner, 2015; Ogata, 1987). Pour modéliser ce retard de la loi de contrôle, un état supplémentaire est ajouté au modèle en représentation d'état discrétisé :

$$\emptyset(k) = U(k - 1) \quad (2.39)$$

Le modèle en représentation d'état (2.37) (2.38), devient alors le système augmenté suivant :

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ \emptyset(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & H \\ 0_{1 \times 2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ \emptyset(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{2 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} U(k) + \begin{bmatrix} H_d \\ 0 \end{bmatrix} v_g(k) \quad (2.40)$$

$$Y(k) = [C_c \quad 0] \begin{bmatrix} X(k) \\ \emptyset(k) \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Dans la Figure 2-11, on peut observer les effets de la prise en compte du temps de retard. Ce dernier introduit un retard de phase entre l'entrée  $u(z)$  et le courant  $i_g(z)$  à environ 10 kHz, comme lors de la discrétisation du système. Par contre, on remarque que la prise en compte du retard n'influe pas sur la fonction de transfert entre l'entrée  $v_g(z)$  et le courant  $i_g(z)$  ; cela est normal, car il n'y a pas d'interaction directe avec la tension du réseau  $v_g$ , elle est considérée comme une perturbation que l'on ne peut contrôler.

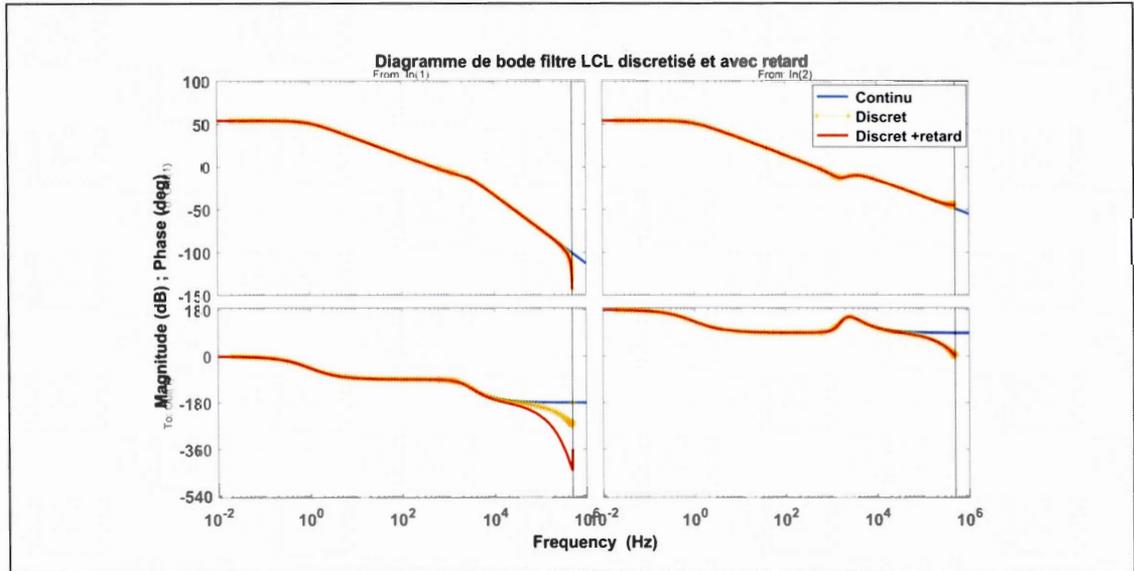


Figure 2-11 : Diagramme de Bode du système augmenté (2.37) (2.38) représentatif de la fonction de transfert  $\frac{i_g(z)}{U(z)}$  pour la partie de gauche et la fonction de transfert  $\frac{i_g(z)}{v_g(z)}$  pour la partie de droite

## CHAPITRE III

### CONTRÔLE DU COURANT DU RÉSEAU

Dans ce chapitre, nous allons voir comment contrôler le courant  $i_g$  en sortie du filtre LCL. Il s'agit ici de développer une commande de la boucle de régulation interne  $i_g$  ayant plusieurs objectifs. Comme il a été abordé dans le chapitre de revue de littérature, le premier objectif est de pouvoir contrôler l'amplitude du signal (courant  $i_g$ ) suivant une référence donnée, sans avoir d'impact sur la tension du réseau  $v_g$ , qui elle est considérée comme une perturbation non contrôlable. Ainsi le contrôle de la puissance en sortie du filtre sera effectué. D'autre part, la commande permettra de rejeter les perturbations introduites par le réseau, notamment les perturbations harmoniques. La commande devra aussi avoir une réponse rapide et robuste qui permettra d'obtenir une marge de manœuvre supplémentaire permettant de tester la solution de réduction de la banque de condensateurs du lien DC proposée dans ce projet à travers l'utilisation d'un filtre coupe-bande. Pour cela, un contrôleur résonnant a été choisi pour assurer le suivi de la référence et la réjection des harmoniques. Le contrôleur sera associé à une commande par retour d'état (state feedback control, cf. Figure 3-1) pour les avantages exposés au chapitre I.

### 3.1 Contrôleur résonnant adapté à une commande par retour d'état

Pour garantir le suivi de la référence, et surtout pouvoir compenser les perturbations harmoniques, un contrôleur résonnant basé sur le principe du modèle interne est développé. Le théorème du modèle interne a été lancé dans les années 70 par (B. Francis, 1976) et repris récemment en électronique de puissance comme dans (J. Maccari, 2017).

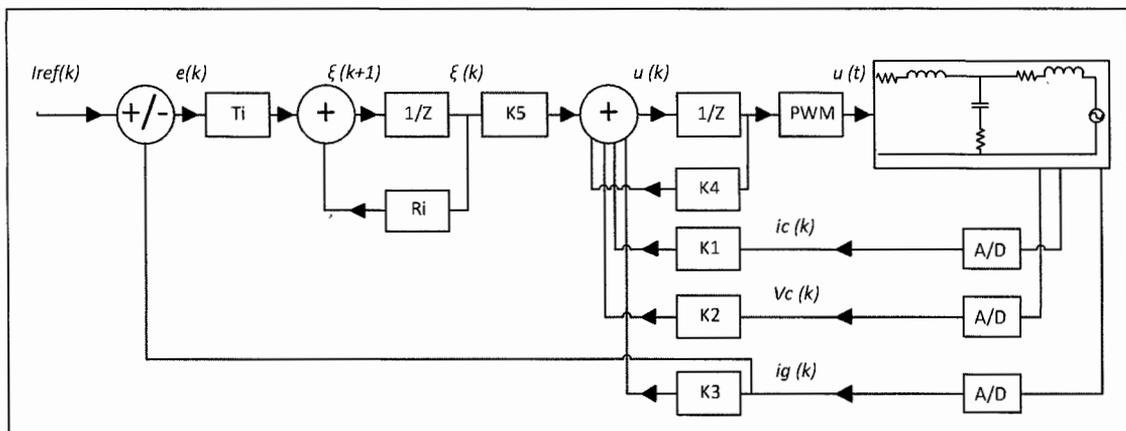


Figure 3-1 : Schéma de contrôle de la boucle interne  $i_g$

Le régulateur résonnant doit être adapté pour une modélisation en représentation d'état. En effet, une fois le contrôleur défini et prédimensionné, il devra être discrétisé et modélisé en représentation d'état pour enfin être ajouté au modèle en représentation d'état précédent (équation (2.40) et (2.41)). Cela nous donnera un système augmenté global, discrétisé et nécessaire à l'élaboration de la commande par retour d'état.

### 3.1.1 Contrôleur résonnant dans le domaine temporel continu

Pour obtenir le système augmenté et ainsi pouvoir définir les gains de retour  $K_i$ , observables en Figure 3-1. Nous devons concevoir le contrôleur de forme :

$$G_c(s) = \frac{y(s)}{e(s)} = \frac{K_{Ti}s}{s^2 + 2\zeta_i\omega_i s + \omega_i^2} \quad (3.1)$$

Avec  $\omega_i$  la fréquence de résonance du contrôleur,  $K_{Ti}$  marge de gain et  $\zeta_i$  facteur d'amortissement. En général, comme on peut voir dans l'étude (D. Zammit, 2017) ou bien encore (H. Cha, 2009), l'utilisation d'un contrôleur proportionnel résonnant, pour assurer le suivi d'une référence, est associée en parallèle à des contrôleurs résonnants pour assurer la compensation des harmoniques. Dans notre cas, on veut simplement concevoir un même contrôleur résonnant pour le suivi de la référence ainsi que pour les harmoniques supérieurs.

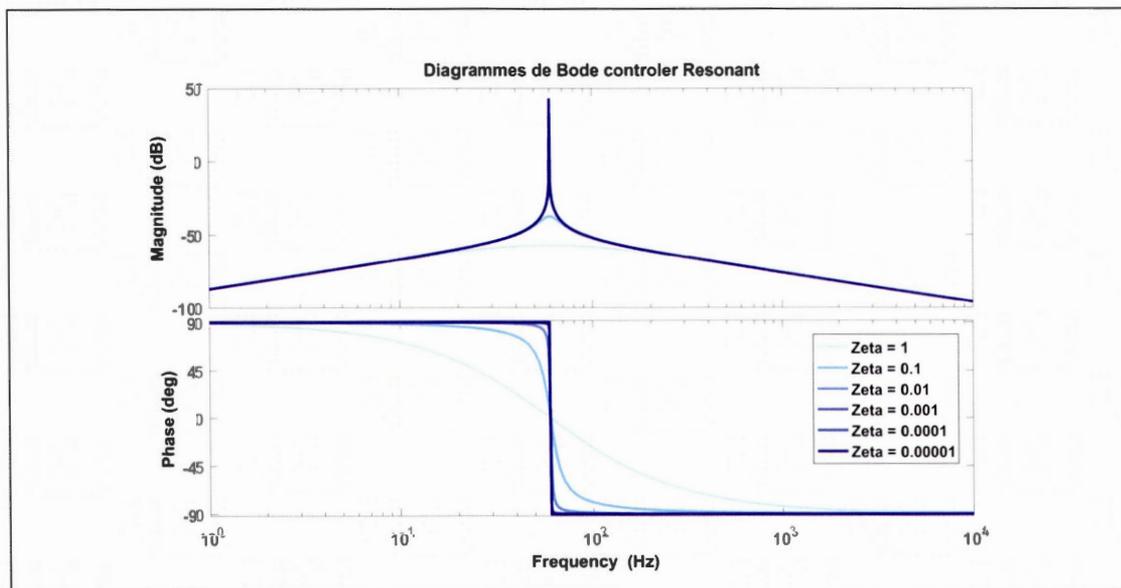


Figure 3-2 : Diagramme de Bode du contrôleur résonnant avec variation de  $\zeta_i$

Ci-dessus, en Figure 3-2, la représentation fréquentielle du contrôleur, en prenant une fréquence  $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ rad/s}$ . On peut observer l'effet de la variation du facteur d'amortissement  $\zeta_i$ . Plus  $\zeta_i$  est petit et plus on gagne en précision à la fréquence de coupure voulue (à 60 Hz, marge de phase élargie au maximum) et avec un pic de résonance maximal en magnitude (proche de 50 dB). Donc, pour maximiser l'efficacité du contrôleur, nous choisissons  $\zeta_i = 0,00001$  pour la suite de la conception.

### 3.1.2 Contrôleur résonnant discrétisé

À présent, nous devons discrétiser le contrôleur précédemment déterminé à l'équation (3.1), en utilisant la même méthode (ZOH) que précédemment utilisée :

$$G_c(Z) = \frac{y(Z)}{e(Z)} = \frac{Z - 1}{Z} z\left(\frac{G_c(s)}{s}\right) \quad (3.2)$$

Une comparaison est ensuite faite à la Figure 3-3 entre les deux modèles à l'aide de Matlab et de la fonction *c2d* utilisée dans le chapitre II. De même, une période d'échantillonnage  $T_s = 1 \mu\text{s}$  est utilisée.

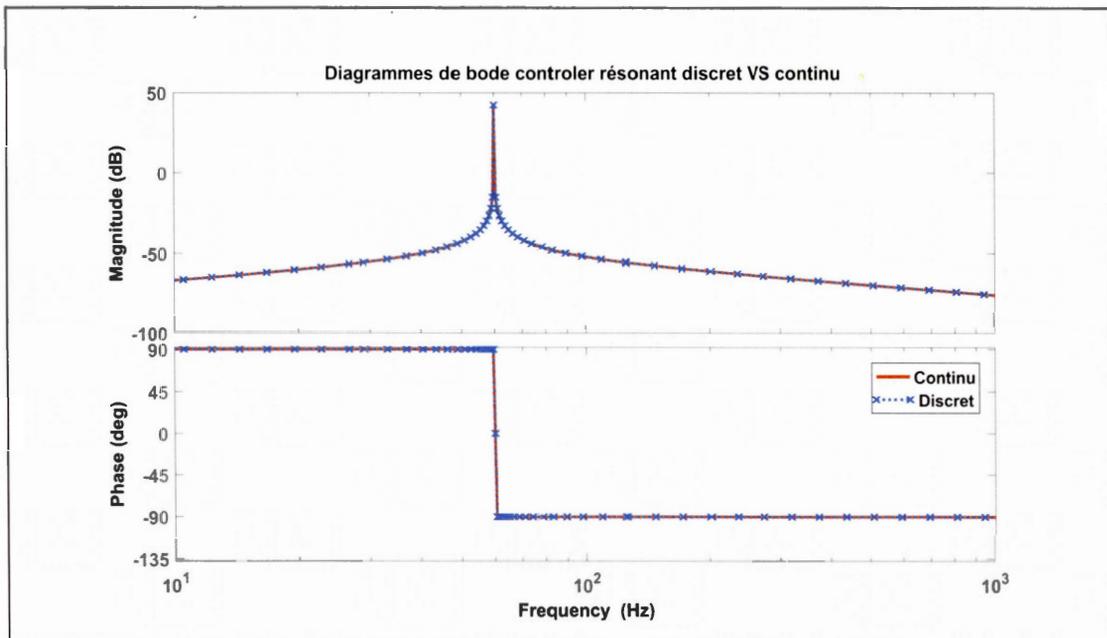


Figure 3-3 : Diagramme de Bode du contrôleur résonnant discret vs continu

On peut remarquer à la Figure 3-3 que le modèle discret suit parfaitement le modèle continu ; contrairement à la discrétisation du système en représentation d'état (équation (2.37) et (2.38)) précédemment étudiée où une différence avait été observée en haute fréquence. Cela est normal étant donné que la période d'échantillonnage est très petite devant la plage d'action du contrôleur résonnant.

### 3.1.3 Modélisation du contrôleur résonnant en représentation d'état

Ensuite, nous devons modéliser le contrôleur  $G_c(Z)$ , discrétisé précédemment, en représentation d'état à l'aide de la fonction Matlab *tf2ss* (Matlab\_tf2ss, 2018). Le modèle en représentation d'état est alors obtenu en appliquant la fonction Matlab *tf2ss* à la fonction de transfert  $G_c(Z)$ . On obtient ainsi le modèle du contrôleur résonnant discrétisé ayant la forme en représentation d'état suivante :

$$\xi_i(k+1) = R_i \xi_i(k) + T_i e(k) \quad (3.3)$$

Avec  $\xi_i(k) \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ ,  $R_i \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ ,  $T_i \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$

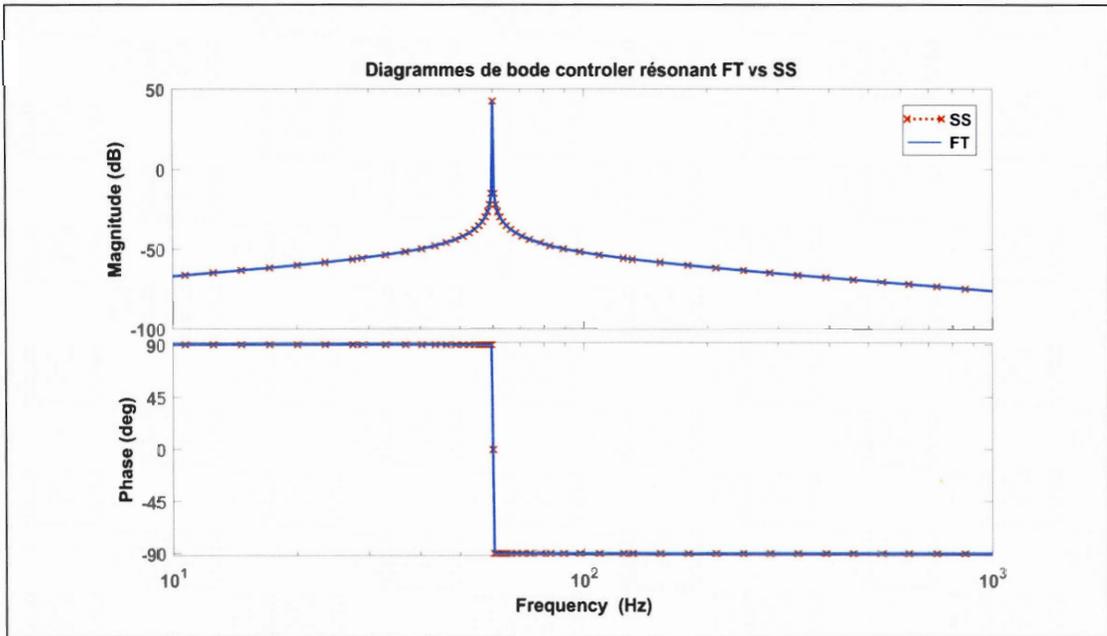


Figure 3-4 : Diagramme de Bode du contrôleur résonnant FT vs SS

Dans la Figure 3-4, le modèle en représentation d'état du contrôleur résonnant discrétisé est validé, car le système représenté en fonction de transfert (FT) et le système modélisé en représentation d'état (SS) sont bien confondus.

#### 3.1.4 Ajustement du contrôleur résonnant en représentation d'état

Enfin, la dernière étape, avant l'obtention du système augmenté nécessaire à l'élaboration de la commande par retour d'état, est d'ajuster le gain  $T_i$  du contrôleur résonnant de façon appropriée à notre système LCL. Cet ajustement peut rester empirique. En effet, tout comme le problème de discrétisation précédemment observé

en chapitre II pour les hautes fréquences, la commande par retour d'état pourra s'adapter et compenser les erreurs que peuvent provoquer ces écarts. Nous effectuons tout de même l'ajustement le plus optimal possible pour laisser une marge supplémentaire de correction à la commande par retour d'état. Pour cela nous pouvons faire varier la valeur de la matrice  $T_i$  de l'équation (3.3). Sachant que la matrice  $T_i = [0 ; K_{Ti}]$ . On peut voir, dans la Figure 3-5, que le changement de  $K_{Ti}$  n'a aucun effet sur la bande passante, mais seulement sur l'amplitude du gain du contrôleur. Pour la suite, on choisit un gain  $K_{Ti}$  le plus petit possible ( $K_{Ti} = 0,001$ ), car, plus  $K_{Ti}$  est petit et plus le pic de résonance diminue. Ce gain pourra ensuite être réajusté selon les spécifications requises.

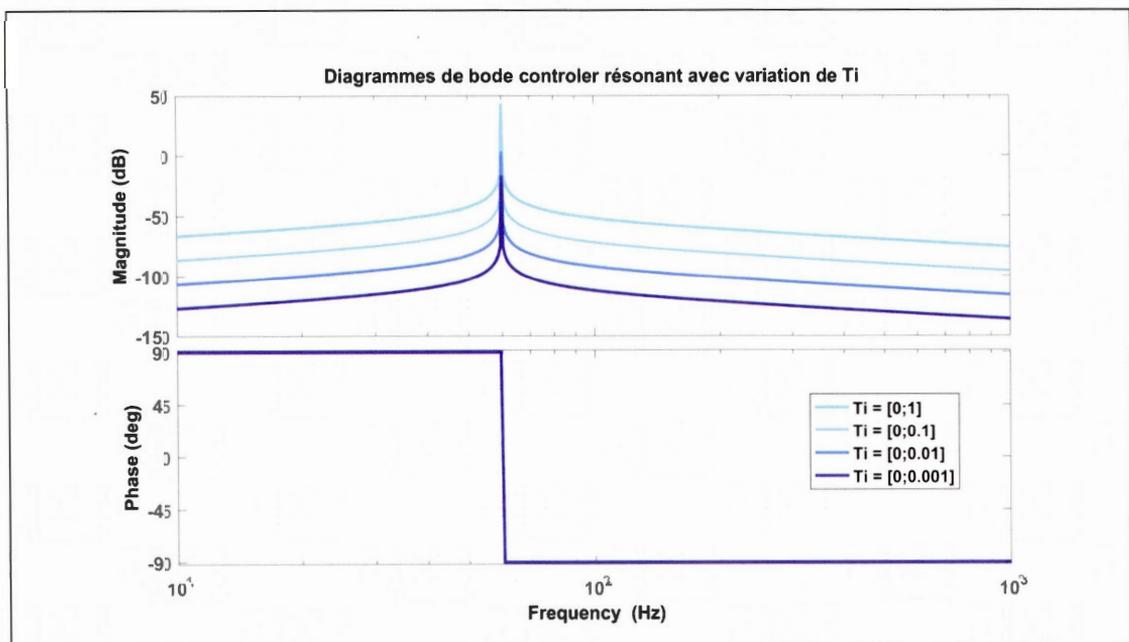


Figure 3-5 : Diagramme de Bode du contrôleur résonnant avec variation de  $T_i$

### 3.2 Compensation d'harmoniques

Dans la partie précédente, nous avons abordé la conception du contrôleur résonnant, fonctionnel à la fréquence de résonance du système ( $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ rad/s}$ ), pour assurer le suivi d'une référence sinusoïdale. À présent, on cherche à assurer le rejet de perturbations harmoniques supérieurs 3, 5, 7... Pour cela, comme on peut le voir dans plusieurs recherches (D. Zammit, 2017; Maccari, 2014), nous plaçons des contrôleurs en parallèles avec des fréquences de travail appropriées pour la compensation des harmoniques 3, 5, 7. Prenons l'exemple de l'harmonique 3, le contrôleur résonnant aura la même forme que précédemment, mais avec une fréquence de coupure différente :

$$G_{c3}(s) = \frac{K_{Ti}s}{s^2 + 2\zeta_i\omega_3 + \omega_3^2} \quad (3.4)$$

Avec  $\omega_3 = 3 \cdot \omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot 180 \text{ rad/s}$ . De même pour les harmoniques 5 et 7 par exemple, avec  $\omega_5 = 5 \cdot \omega_1$  et  $\omega_7 = 7 \cdot \omega_1$  et ainsi de suite. On procède ensuite aux mêmes étapes précédentes pour effectuer un passage en représentation d'état et discrétiser chaque modèle (cf. Figure 3-6). Enfin, on crée un unique modèle en représentation d'état regroupant les quatre contrôleurs résonnants. On obtient alors le modèle de forme :

$$\xi_i(k+1) = R_i\xi_i(k) + T_ie(k) \quad (3.5)$$

Avec

$$T_i = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_3 \\ T_5 \\ T_7 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Et

$$R_i = \begin{bmatrix} R_1 & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & R_3 & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & R_5 & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & R_7 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

À la Figure 3-6, nous traçons les réponses fréquentielles des quatre contrôleurs. On observe bien les différentes fréquences de coupure pour chaque compensateur harmonique  $\omega_1, \omega_3, \omega_5, \omega_7$ .

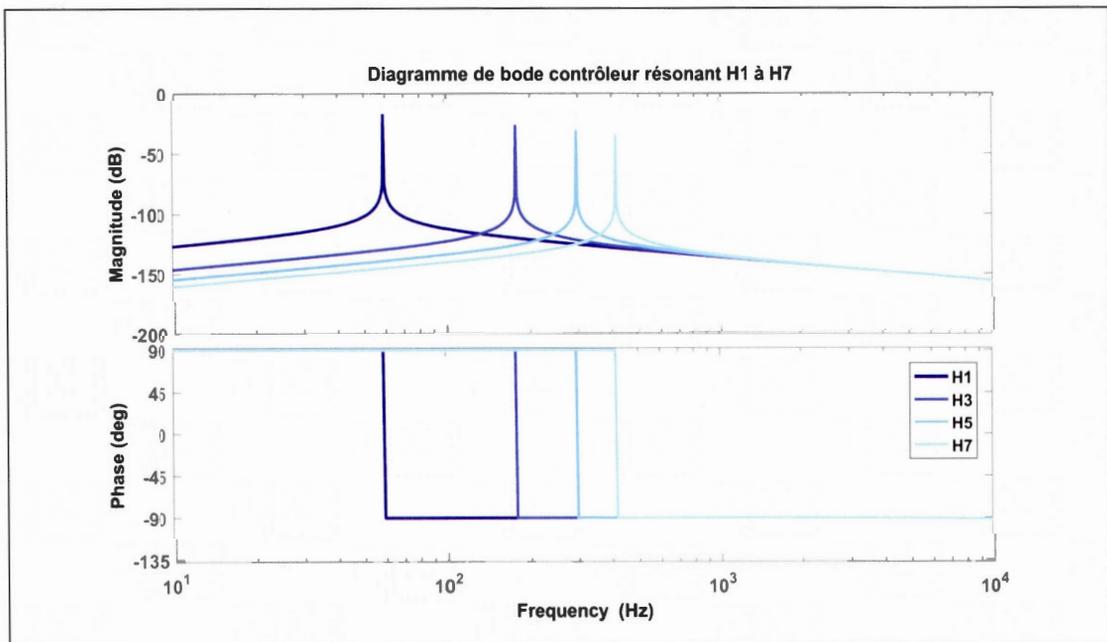


Figure 3-6 : Diagramme de Bode des compensateurs harmoniques 1 à 7

### 3.3 Système augmenté

Le système augmenté regroupe la modélisation en représentation d'état du filtre LCL discrétisé, la prise en compte d'un retard (système équation (2.40) et (2.41)) et les contrôleurs résonnants mis en parallèles. D'autre part, en observant la Figure 3-1, on déduit par inspection que l'erreur  $e(k)$  est calculée de façon suivante :

$$e(k) = i_{ref}(k) - y(k) \quad (3.8)$$

Donc l'équation (3.5) devient :

$$\xi_i(k+1) = R_i \xi_i(k) - T_i C_c X(k) + T_i i_{ref}(k) \quad (3.9)$$

Le modèle représentation d'état (2.40) (2.41), devient alors le système augmenté suivant :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X(k+1) \\ \phi(k+1) \\ \xi_i(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} G & H & 0_{3 \times 12} \\ 0_{1 \times 3} & 0 & 0_{1 \times 124} \\ -T_i C_c & 0_{12 \times 1} & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ \phi(k) \\ \xi(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ 1 \\ 0_{12 \times 1} \end{bmatrix} U(k) \\ &+ \begin{bmatrix} H_d \\ 0 \\ 0_{12 \times 1} \end{bmatrix} v_g(k) + \begin{bmatrix} 0_{12 \times 1} \\ 0 \\ T_i \end{bmatrix} i_{ref}(k) \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$Y(k) = [C_c \quad 0 \quad 0_{1 \times 14}] \begin{bmatrix} X(k) \\ \phi(k) \\ \xi(k) \end{bmatrix}$$

Avec  $\varphi(k) = \begin{bmatrix} X(k) \\ \phi(k) \\ \xi(k) \end{bmatrix}$ , nous obtenons la forme simplifiée suivante :

$$\varphi(k+1) = A\varphi(k) + BU(k) + B_g v_g(k) + B_r i_{ref}(k) \quad (3.11)$$

$$Y(k) = C\varphi(k)$$

Cette forme va nous permettre d'effectuer le dimensionnement de tous les gains de la commande par retour d'état en une seule étape. Ainsi, les gains seront relatifs aux états du système ( $K_{i_c}, K_{v_g}$  et  $K_{i_g}$ ), à la prise en compte du retard ( $K_\phi$ ) et aux contrôleurs ( $(K_{H_{11}}, K_{H_{12}})$  pour le fondamental,  $(K_{H_{31}}, K_{H_{32}})$  pour le compensateur harmonique 3,  $(K_{H_{51}}, K_{H_{52}})$  pour le compensateur harmonique 5 et  $(K_{H_{71}}, K_{H_{72}})$  pour le compensateur harmonique 7).

### 3.4 Commande par retour d'état du courant $i_g$

Comme nous avons pu le constater dans la revue de littérature, les commandes avancées par retour d'état sont largement étudiées et utilisées depuis les dernières années. Leurs développements sont liés aux progrès technologiques des applications et des systèmes devenus de plus en plus complexes à modéliser et à commander (satellite, automobile...). Les commandes par retour d'état sont principalement basées sur une modélisation en représentation d'état. La modélisation en représentation d'état développé précédemment est le système de base permettant de modéliser le système dans sa globalité en conservant une représentation temporelle des phénomènes. Nous allons voir, par la suite, comment développer et finaliser la commande du courant  $i_g$  en utilisant une commande par retour d'état linéaire quadratique dans le domaine temporel discret (commande *DLQR*).

### 3.4.1 Commandabilité du système

Avant tout, la commandabilité de notre système augmenté (équation (3.11)) doit être vérifiée. Par définition, un système en représentation d'état est dit commandable sur un intervalle de temps  $[t_0, t_1]$ , s'il existe une commande définie sur cet intervalle permettant de faire évoluer le système d'un état initial  $X(t_0)$  à un état désiré  $X(t_1)$ . Comme nous pouvons voir dans (Dingyu Xue, 2007; Nise, 2016), on définit la matrice de commandabilité  $MC(A, B)$ , pour un système d'équations  $\dot{X}(t) = A \cdot X(t) + B \cdot U(t)$ , par :

$$MC(A, B) = [B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B] \quad (3.12)$$

Avec  $n$  = ordre de la matrice  $A$ ,  $A$  et  $B$  sont les matrices du système équation (3.11). Le système est commandable si la matrice de commandabilité  $MC(A, B)$  est de rang  $n$ . Dans notre cas, pour une compensation harmonique allant jusqu'à l'ordre 7, nous avons un système d'ordre 12 ( $n = 12$ ) ; 3 ordres pour la variable d'état  $X(k)$ , 1 pour le retard  $\phi(k)$  et 2 pour chaque  $\xi(k)$  (8 au total). En effectuant le calcul de la matrice de commandabilité à l'aide de Matlab, pour une période de discrétisation des contrôleurs de  $T_s = 1 \mu s$ , nous obtenons alors le rang de la matrice de commandabilité :

$$\text{rank}(MC(A, B)) = 10 \quad (3.13)$$

Ainsi, le rang de la matrice  $MC$  est différent de 12. Donc, d'après ce test de commandabilité, il peut y avoir des instabilités dans le système ou encore ne pas compenser certaines harmoniques comme nous le souhaitons. En ajustant la période d'échantillonnage à  $T_s = 50 \mu s$ , nous observons que la matrice de commandabilité est de rang égal à 12. En effet, la période d'échantillonnage influence les valeurs des matrices  $A$  et  $B$  ainsi que la stabilité du système. Nous verrons par la suite la stratégie

à adopter et le choix à faire entre la stabilité du système ou la précision de la modélisation. Ci-dessous, nous pouvons voir le résumé des trois possibilités proposées :

- Avec une période d'échantillonnage de  $T_s = 1 \mu s$ , nous pouvons garantir une compensation jusqu'à l'harmonique 5 ( $rank(MC(A,B)) = 10$ ).
- Avec une période d'échantillonnage de  $T_s = 1 \mu s$ , nous pouvons garantir une compensation jusqu'à l'harmonique 7 ( $rank(MC(A,B)) = 10$ ). Mais, il y a un risque d'instabilité, car l'ordre est différent de 12.
- Avec une période d'échantillonnage de  $T_s = 50 \mu s$ , nous pouvons garantir une compensation jusqu'à l'harmonique 7 ( $rank(MC(A,B)) = 12$ ). Mais, la simulation peut être moins représentative du circuit réel.

### 3.4.2 Régulateur linéaire quadratique (LQR) pour système discret

Nous avons vu dans la revue de la littérature la méthode LQR est utilisée dans de nombreux domaines variés (Mechirgui, 2014) et plus récemment dans le domaine de l'électronique de puissance (J.Maccari, 2013). Le LQR est une méthode qui permet d'obtenir la matrice de gain  $K$  d'une commande par retour d'état. Cette méthode optimise, de façon quadratique, une fonction qui représente simultanément les variables d'états et sa commande (équation (3.11)). Ainsi, la commande assurant cette optimisation est un contrôleur par retour d'état. La conception de ce contrôleur repose sur des matrices de pondération, choisies de façon judicieuse pour obtenir le comportement souhaité du système en boucle fermée ; dans notre cas, c'est la correction du courant du réseau  $i_g$  qui sera maximisée par rapport aux autres variables, car nous souhaitons une régulation du courant du réseau.

### 3.4.2.1 Fonctionnement et théorème d'un LQR

Considérons un système modélisé en représentation d'état suivant :

$$\dot{X}(t) = A(t)X(t) + B(t)U(t) \quad (3.14)$$

Avec  $X(t) \in \mathbb{R}^n$  comme variable d'état,  $U(t) \in \mathbb{R}^m$  est la commande,  $A(t)$  et  $B(t)$  des matrices variable dans le temps de tailles respectives  $n \times n$  et  $n \times m$ . On cherche à trouver une commande minimisant le critère quadratique suivant (L. Pontraguine, 1978):

$$J = \frac{1}{2} x^T(t_f) S_f x(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [X^T(t) R X(t) + U^T(t) Q U(t)] dt \quad (3.15)$$

Avec  $t_0$  et  $t_f$  étant le temps à l'instant initial et final.  $Q$ ,  $R$  sont des matrices de pondération de taille respectives  $n \times n$  et  $m \times m$ .  $S_f$  est une matrice symétrique positive. La solution de ce problème de minimisation est la loi de feedback optimal suivante :

$$U(t) = -Q^{-1} B^T(t) S(t) x(t) \quad (3.16)$$

Avec  $S(t)$  qui est défini par l'équation différentielle de Riccati, qui suit, avec une valeur du critère qui lui est associé  $j^{opti} = \frac{1}{2} x^T(0) S x(0)$  :

$$\frac{d}{dt} S(t) = -S(t) A(t) + S(t) B(t) Q^{-1} B^T(t) S(t) - R - A^T(t) S(t) \quad (3.17)$$

$$S(t_f) = S_f$$

L'objectif est de chercher une commande limitant les dérives de  $X(t)$ , elle-même pondérée par  $R$ .

Dans notre cas, nous avons un système linéaire avec des matrices  $A$  et  $B$  constantes et un système (équation (3.11)) de forme :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (3.18)$$

Donc, nous pouvons utiliser une version plus simplifiée du LQR en considérant un horizon temporel infini. Ceci rend la résolution du problème de commande optimale plus simple, tout en ayant un aboutissement de feedback stationnaire performant. Le coût à minimiser devient alors :

$$J = \int_{t_0}^{+\infty} [X^T(t)RX(t) + U^T(t)QU(t)]dt \quad (3.19)$$

En admettant les conditions suivantes :

- Les matrices  $(A, B)$  sont commandables
- $R$  est symétrique positive
- $Q$  est symétrique définie positive

La solution au problème de minimisation est la loi de feedback optimale suivante :

$$U(t) = -Q^{-1}B^T S^0 x(t) \quad (3.20)$$

En ayant comme valeur du critère qui lui est associée  $j^{opti} = x^T(0)S^0x(0)$ . Et  $S^0$  est l'unique solution stabilisante de l'équation Riccati algébrique :

$$SA + A^T S - SBQ^{-1}B^T S + R = 0 \quad (3.21)$$

Ainsi, la commande minimisant (3.20) trouve le meilleur compromis entre dérivation de l'état et effort sur les actionneurs. Ce compromis est défini par le choix de pondération des matrices  $Q$  et  $R$ .

#### 3.4.2.2 LQR pour système discret

Dans notre cas, on utilise un LQR adapté à un système discret (équation (3.11)), elle est appelée DLQR. Le principe reste sensiblement le même que précédemment. Le coût à minimiser devient alors :

$$J = \sum_{k=1}^{+\infty} [X^T(k)QX(k) + U^T(k)RU(k)] \quad (3.22)$$

En admettant les mêmes conditions énumérées précédemment sur les matrices  $Q$  et  $R$ . La solution de stabilisation  $S$  est donnée par l'équation de Riccati en temps discret :

$$A^T S A - S - (A^T S B)(B^T S B + R)^{-1}(B^T S A) + Q = 0 \quad (3.23)$$

Une fois la solution  $S$  déterminée, on obtient alors la matrice des gains optimaux  $K$  :

$$K = (B^T S B + R)^{-1}(B^T S A) \quad (3.24)$$

Ainsi nous pouvons, enfin, élaborer une loi de commande state feedback telle que :

$$e(k) = i_{ref}(k) - KX(k) \quad (3.25)$$

### 3.4.3 Choix de la matrice de pondération $Q$

La matrice de pondération  $Q$  est une matrice de pondération choisie de façon heuristique et de dimension  $n \times n$  (même dimension que la matrice  $A$ ). Nous avons alors :

$$Q = \begin{bmatrix} X_{i_c} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & X_{V_c} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & X_{i_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \phi & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \xi_{H1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \xi_{H1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \xi_{H3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \xi_{H3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Pour chaque correcteur résonnant ajouté en parallèle suivant l'harmonique que l'on souhaite compenser, on ajoute deux indices de pondération  $\xi_H$  supplémentaires à la matrice  $Q$ . Dans notre cas, puisque nous souhaitons un contrôle du courant  $i_g$ , on aura alors l'indice de pondération  $X_{i_g}$  très grand devant les autres, pour pouvoir ainsi optimiser au maximum cette correction et avoir un suivi de la référence efficace.

### 3.5 Calcul des gains de compensation de la commande par retour d'état

Reprenons le système augmenté défini précédemment :

$$\varphi(k+1) = A\varphi(k) + BU(k) + B_g v_g(k) + B_r i_{ref}(k) \quad (3.27)$$

$$Y(k) = C\varphi(k)$$

À présent, nous avons le système global permettant d'obtenir le contrôle du courant du réseau défini en équation (3.27), ainsi que la méthode de compensation par retour d'état qui a été exposée à la section 3.4. Nous allons pouvoir obtenir les gains de compensation  $K$  suivants :  $K_{i_c}$  pour la compensation du courant  $i_c$ ,  $K_{v_c}$  pour la compensation de la tension aux bornes de  $v_c$ ,  $K_{i_g}$  pour la compensation du courant  $i_g$ ,  $K_\phi$  pour la compensation du retard  $\phi$  ainsi que deux gains de compensation  $K_{Hi}$  pour chaque régulateur résonnant. Pour cela, on utilise la commande *DLQR* disponible dans Matlab (Matlab\_c2d, 2018). Nous avons ainsi la matrice  $K$  de taille  $1 \times n$  donnée par :

$$[K] = dlqr(A_{aug}, B_{aug}, Q_{aug}, R_{aug}) \quad (3.28)$$

Avec  $A_{aug}$  la matrice  $A$  du système augmentée (équation (3.27)),  $B_{aug} = [B \ B_g \ B_r]$ ,  $Q_{aug}$  et  $R_{aug}$  sont les matrices de pondération (équation (3.26)).

Comme on peut l'observer à la Figure 3-1, le signal de commande du système (erreur) est la soustraction du signal de référence au signal qui dépend du vecteur d'état  $X$  qu'on multiplie aux gains  $K$ . Nous pouvons, alors, obtenir une loi de commande par retour d'état telle que :

$$e(k) = i_{ref}(k) - KX(k) \quad (3.29)$$

$$e(k) = i_{ref}(k) - \begin{bmatrix} K_{i_c} & K_{V_c} & K_{i_g} & K_{\phi} & K_{Hi1} & K_{Hi2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{i_c} \\ X_{V_c} \\ X_{i_g} \\ X_{\phi} \\ X_{Hi1} \\ X_{Hi2} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Et enfin, nous obtenons l'équation du système en boucle fermée qui s'écrit sous la forme en représentation d'état suivant :

$$\varphi(k+1) = (A_{aug} - BK)\varphi(k) + B_{aug} \begin{bmatrix} U(k) \\ v_g(k) \\ i_{ref}(k) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

### 3.6 Résultats de modélisation du système augmenté

Pour faire l'analyse du contrôle du courant, un script Matlab a été développé pour modéliser le système augmenté (équation (3.27)) et calculer les gains de compensation  $K$ . Une fois ces gains obtenus, nous pourrions faire la simulation du système en boucle fermée. Les paramètres du filtre LCL sont les mêmes que dans le chapitre précédent défini au Tableau 1-1, mais cette fois-ci, en ajoutant des valeurs résistives aux inductances ( $r_c = r_g = 0,001 \Omega$ ), le facteur d'amortissement  $\zeta_i = 0,00001$  et la fréquence du PWM est de 125 KHz.

#### 3.6.1 Fonction de transfert du système en boucle ouvert

Pour commencer cette étude, nous pouvons dans un premier temps tracer la réponse fréquentielle du système en boucle ouverte (équation (3.27)) afin d'observer l'influence de la commande par retour d'état en boucle fermée. On se restreint à un système d'ordre 6 avec simplement une régulation résonnante d'ordre 1 pour faciliter

les ajustements du gain régulateur  $K_{Ti}$  et de la période d'échantillonnage  $T_S$  du système. Pour cela, on débute la simulation avec  $K_{Ti} = 0,001$  comme expliqué à la partie 3.2 et  $T_S = 1 \mu s$ . On prend une valeur suffisamment petite de la période  $T_S$  pour éviter un impact de la discrétisation.

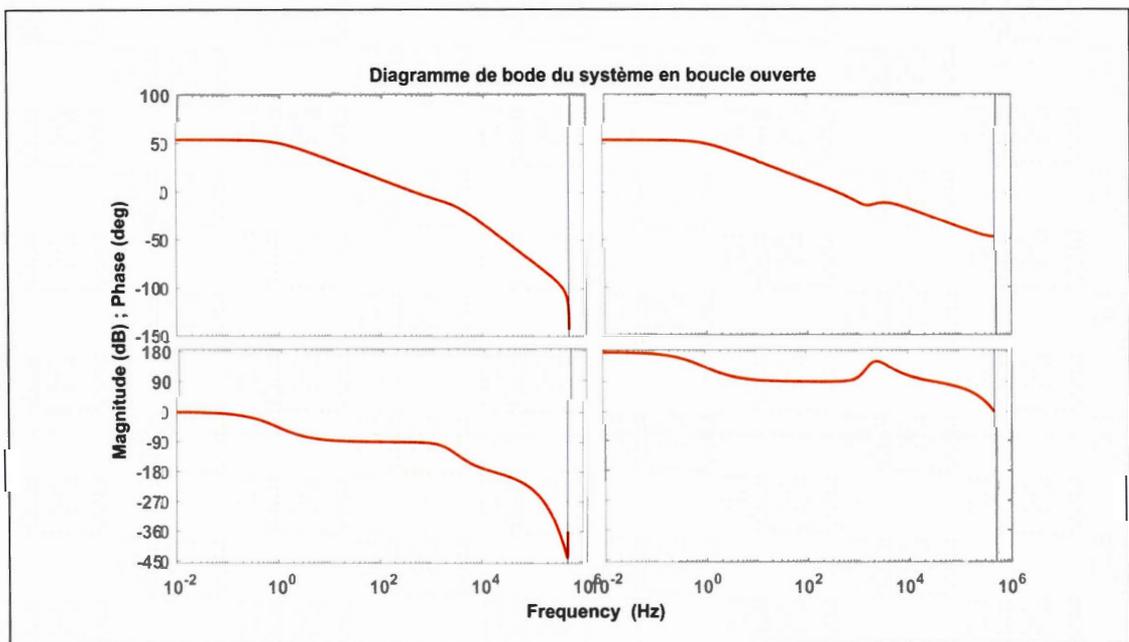


Figure 3-7 : Diagramme de Bode du système (équation (3.27)) en boucle ouverte

À la Figure 3-7, nous traçons alors le diagramme de Bode du système (équation (3.27)) en boucle ouverte. À cette étape, le diagramme de Bode du système augmenté est représentatif de la fonction de transfert  $\frac{i_g(z)}{U(z)}$  pour la partie de gauche et la fonction de transfert  $\frac{i_g(z)}{V_g(z)}$  pour la partie de droite. Pour s'assurer de la stabilité, ou non, du système, un diagramme de Nyquist peut être utilisé.

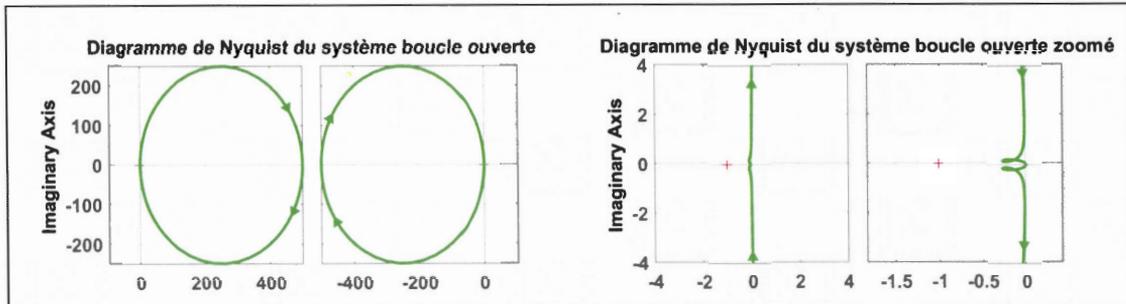


Figure 3-8 : À gauche, le diagramme de Nyquist du système (équation (3.27)) en boucle ouverte. Et à droite, le même diagramme avec un zoom en +/- 4 sur la partie imaginaire et réel

On peut observer à la Figure 3-8 le diagramme de Nyquist (toujours avec  $\frac{i_g(z)}{U(z)}$  pour la partie de gauche et la fonction de transfert  $\frac{i_g(z)}{v_g(z)}$  pour la partie de droite). Cela nous permet de connaître la stabilité du système en boucle fermée à partir du système en boucle ouverte. En analysant de plus près le diagramme en Figure 3-8, on observe que la fonction de transfert  $\frac{i_g(z)}{U(z)}$  peut être stable en boucle fermée avec une contre-réaction unitaire, car le parcours de la fonction de transfert (dans le sens des fréquences croissantes) n'enveloppe pas le point  $(-1, i0)$  et se situe à droite de ce point. Par contre la fonction de transfert  $\frac{i_g(z)}{v_g(z)}$  reste instable en boucle fermée, car le parcours de la fonction de transfert englobe le point  $(-1, i0)$ . Donc, à ce stade, on ne peut pas obtenir de système stable en boucle fermée avec un simple retour unitaire. D'où l'utilisation d'une commande par retour d'état pour imposer la dynamique du système en boucle fermée.

### 3.6.2 Fonction de transfert du système en boucle fermée

Une fois les gains de compensation  $K$  déterminés, suivant la méthode précédemment exposée, nous pouvons alors obtenir le diagramme de Bode en boucle fermée et le temps de réponse du système global (équation (3.31)). Pour commencer, il faut

s'assurer de la contrôlabilité du système :  $rank(MC(A,B)) = 6$  ; donc le système avec une correction harmonique 1 est bien contrôlable, car il est bien d'ordre 6. Une solution de gains  $K$  est alors calculable. À la Figure 3-9, la réponse fréquentielle du système en boucle fermée est tracée. À présent, nous pouvons aussi obtenir la fonction de transfert en boucle fermée de  $G_c(Z) = \frac{y(Z)}{e(Z)}$  relative à la correction et au suivi de référence du courant  $i_{g(z)}$ . On peut observer que le système est stable en tous points pour les trois fonctions de transfert. Pour  $\frac{i_{g(z)}}{U(z)}$  et  $\frac{i_{g(z)}}{v_{g(z)}}$  le gain demeure toujours sous 0 dB, alors nous ne sommes pas inquiétés lorsque la courbe de phase passe par  $-180^\circ$ . Pour  $\frac{y(Z)}{e(Z)}$  (troisième courbe de droite), on peut observer qu'à la fréquence  $\omega_{c0}$  où la courbe de gain au passage de 0 dB, la phase ne dépasse pas  $-180^\circ$ .

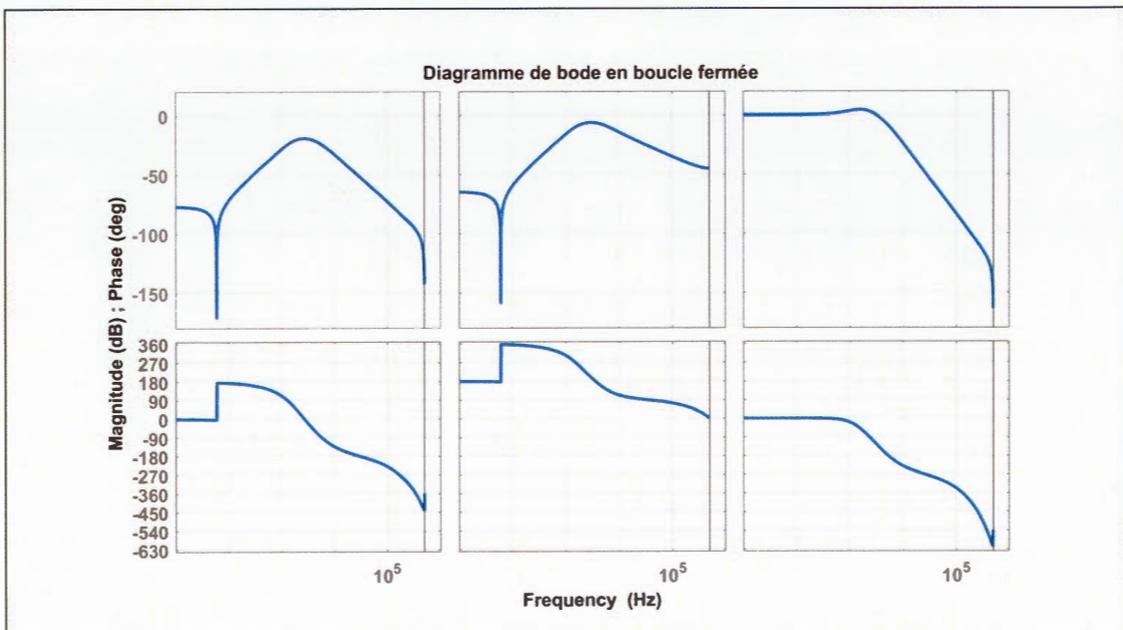


Figure 3-9 : Diagramme de Bode du système (équation (3.31)) en boucle fermée. Correspondent aux fonctions de transfert respectives suivante :  $\frac{i_{g(z)}}{U(z)}$ ,  $\frac{i_{g(z)}}{v_{g(z)}}$  et  $\frac{y(Z)}{e(Z)}$

Nous pouvons aussi remarquer un pic de gain et un échelon de phase pour  $\frac{i_g(z)}{U(z)}$  et  $\frac{i_g(z)}{v_g(z)}$  à la fréquence du système  $\omega_n = 2\pi 60 \text{ rad/s}$  caractéristique de la correction harmonique due au régulateur résonnant. Ci-dessous, nous pouvons aussi tracer la réponse temporelle du système en Figure 3-10. Ici aussi, on peut noter que le système est stable, car dans un cas, les réponses sont des impulsions qui tendent vers 0 pour  $\frac{i_g(z)}{U(z)}$  et  $\frac{i_g(z)}{v_g(z)}$ . Pour le suivi de référence  $\frac{y(z)}{e(z)}$ , nous avons bien un échelon prenant une valeur finie en régime permanent. On note aussi que le temps de réponse du suivi de référence est inférieur à 1 ms avec les paramètres choisis précédemment.

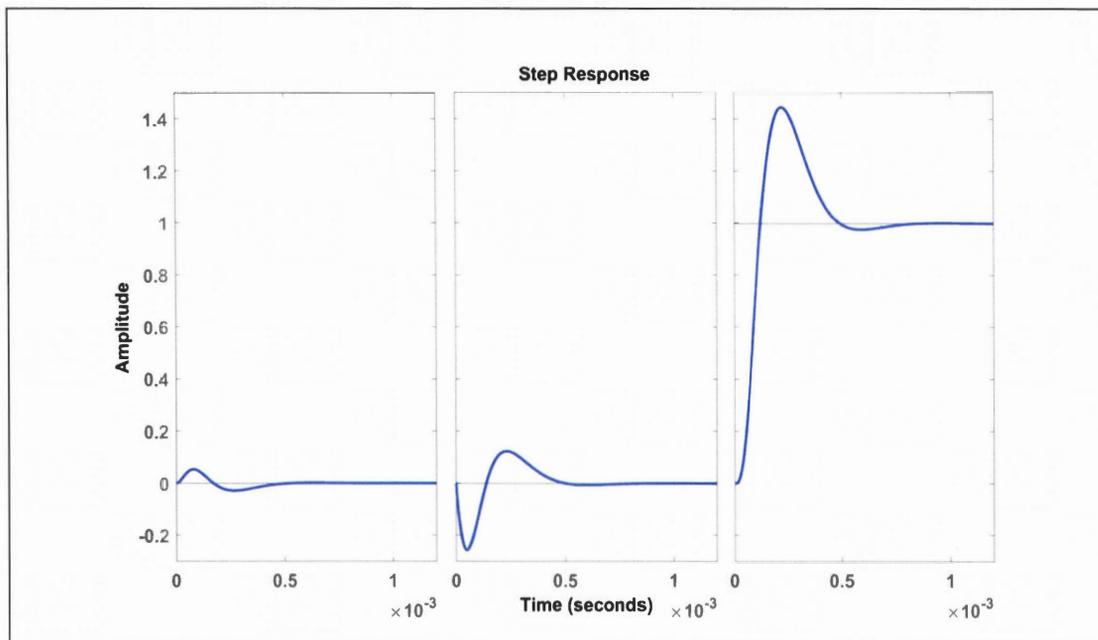


Figure 3-10 : Temps de réponse du système (équation (3.31)) en boucle fermée. Correspondent aux fonctions de transfert respectives suivante :  $\frac{i_g(z)}{U(z)}$ ,  $\frac{i_g(z)}{v_g(z)}$  et  $\frac{y(z)}{e(z)}$

### 3.6.3 Influence du gain $K_{Ti}$ sur le temps de réponse

Comme nous avons vu dans la partie 3.1.4, la matrice de gain  $T_i$  des régulateurs résonnants peuvent agir sur le système et notamment sur le temps de réponse. On s'intéresse particulièrement au temps de réponse du suivi de référence, on trace alors les réponses temporelles avec un gain  $K_{Ti}$  variant de 1 à 0,0001 (Figure 3-11). On peut observer que plus le gain  $K_{Ti}$  est petit et plus le temps de réponse du système devient lent et même imprécis, car la valeur en régime permanent est différente de 1 pour  $K_{Ti} = 0,0001$ . Inversement, plus le gain  $K_{Ti}$  est grand et plus le système est rapide, avec une réponse inférieure à 0.1 ms pour  $K_{Ti} = 1$  mais le dépassement est, lui, plus important. Pour finaliser le choix de  $K_{Ti}$ , une étude sur le *THD* du courant  $i_g$  en simulation sera faite.

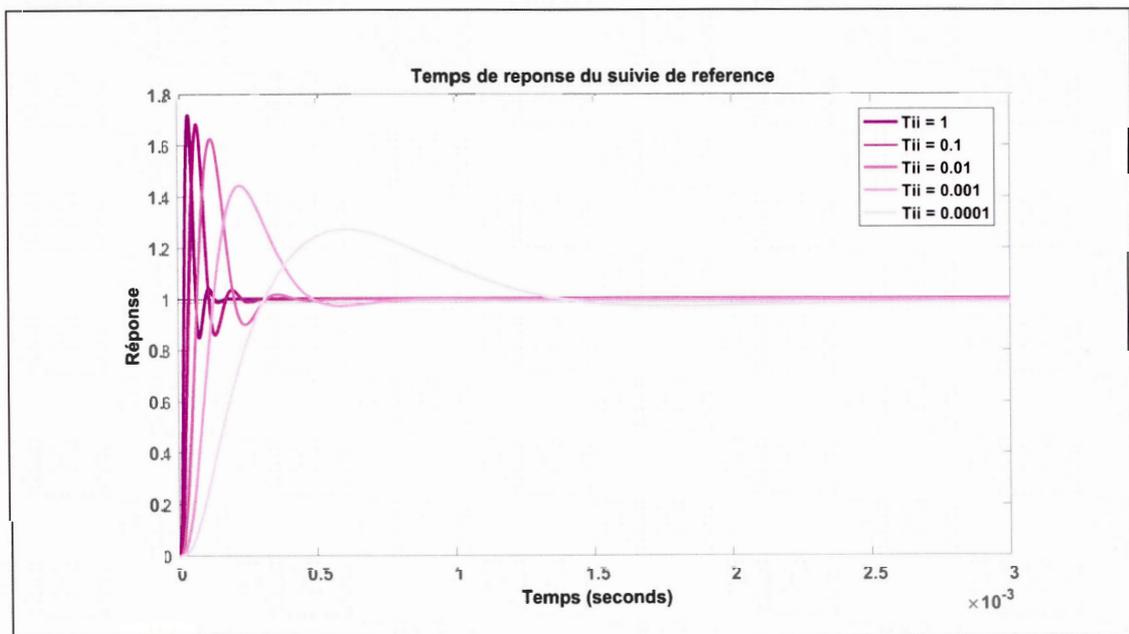


Figure 3-11 : Temps de réponse du suivi de référence  $\frac{y(z)}{e(z)}$  avec une variation de la matrice  $T_i = [0 \ K_{Ti}]$

### 3.6.4 Influence de la période d'échantillonnage $T_s$ sur le temps de réponse

Ici, on cherche à faire l'étude du temps de réponse en fonction de la période d'échantillonnage du système. Comme nous avons pu remarquer à la section 3.4.1, la période d'échantillonnage peut influencer le calcul des gains  $K$  de la compensation par retour d'état et ainsi impacter la stabilisation et la rapidité du système. Pour cela, on prend une valeur de gain  $K_{Ti} = 0,001$  fixe et on trace à la Figure 3-12, le temps de réponse du système en faisant varier la période d'échantillonnage de  $T_s = 1 \mu s$  à  $T_s = 20 \mu s$ .

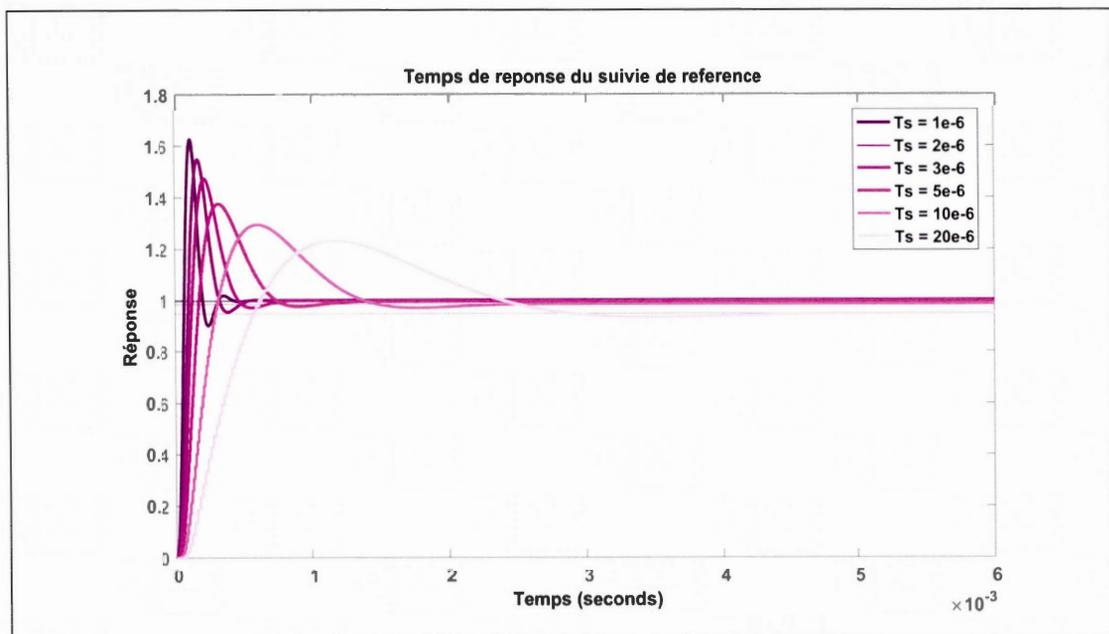


Figure 3-12 : Temps de réponse du suivi de référence  $\frac{y(z)}{e(z)}$  avec une variation de la période d'échantillonnage  $T_s$

On peut remarquer que plus la période  $T_s$  est petite et plus le temps de réponse du système est rapide. Inversement, plus la période  $T_s$  est grande et plus le système est lent et imprécis, car la valeur en régime permanent est différente de 1. Quant au

dépassement, il est plus important pour des petites périodes. Ici aussi, tout comme le choix du gain  $K_{Ti}$ , une étude sur le  $THD_{i_g}$  en simulation sera réalisé afin de sélectionner la période optimale.

### 3.7 Résultats de simulation du système augmenté

L'analyse du contrôle du courant est effectuée en utilisant un schéma de simulation du système (Figure 3-1) en boucle fermée avec des gains de compensation state feedback. Le schéma de simulation utilisé pour un système d'ordre 6 (compensation harmonique 1) est présenté à l'annexe C. Les paramètres du filtre LCL sont toujours les mêmes que précédemment, avec aussi un facteur d'amortissement  $\zeta_i = 0,00001$ , un gain  $K_{Ti} = 0,001$  et une fréquence du PWM de 125 KHz. Aussi,  $V_g = 120 \sqrt{2} V$  et  $v_{dc} = 230 V$  sont utilisées.

Dans les prochaines sections, on valide le bon fonctionnement de la simulation ainsi que le bon suivi du signal de consigne. Ensuite, nous allons choisir et fixer le gain  $K_{Ti}$  et la période d'échantillonnage  $T_s$  de façon la plus judicieuse possible. Enfin, nous testerons les performances du système pour valider la commande du courant du réseau  $i_g$ .

#### 3.7.1 Suivi de la consigne $i_{référence}$

Ici, une comparaison entre la mesure du courant du réseau  $i_{g\_mesure}$  et une consigne de référence  $i_{référence}$  est faite (cf. Figure 3.1). La consigne étant relative à un signal sinusoïdal d'amplitude 25 A et de fréquence  $f_{I,référence} = 60 Hz$ . On remarque, dans un premier temps sur la Figure 3-13 ci-dessous, que la mesure  $i_{g\_mesuré}$  suit parfaitement la consigne  $i_{référence}$ . Pour mieux nous rendre compte de la différence

que l'on peut avoir et déterminer le temps de réponse, nous traçons sur la Figure 3-14 l'erreur de suivi de référence qui est donnée par :

$$e(k) = i_{ref}(k) - y(k) \quad (3.32)$$

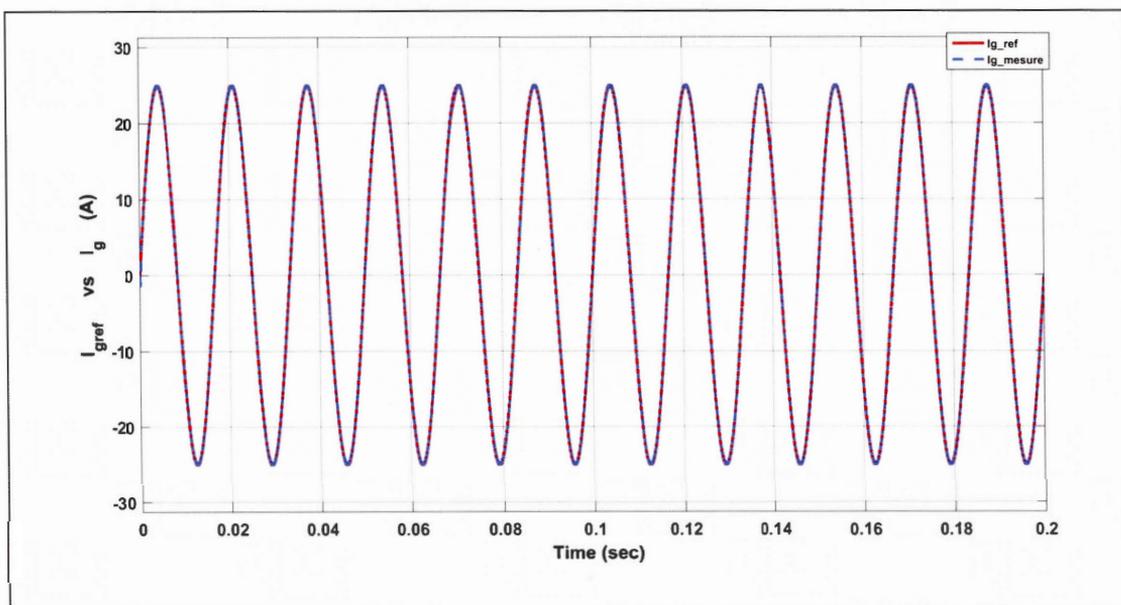


Figure 3-13 : Signal de référence  $i_{référence}$  vs  $i_{g\_mesuré}$

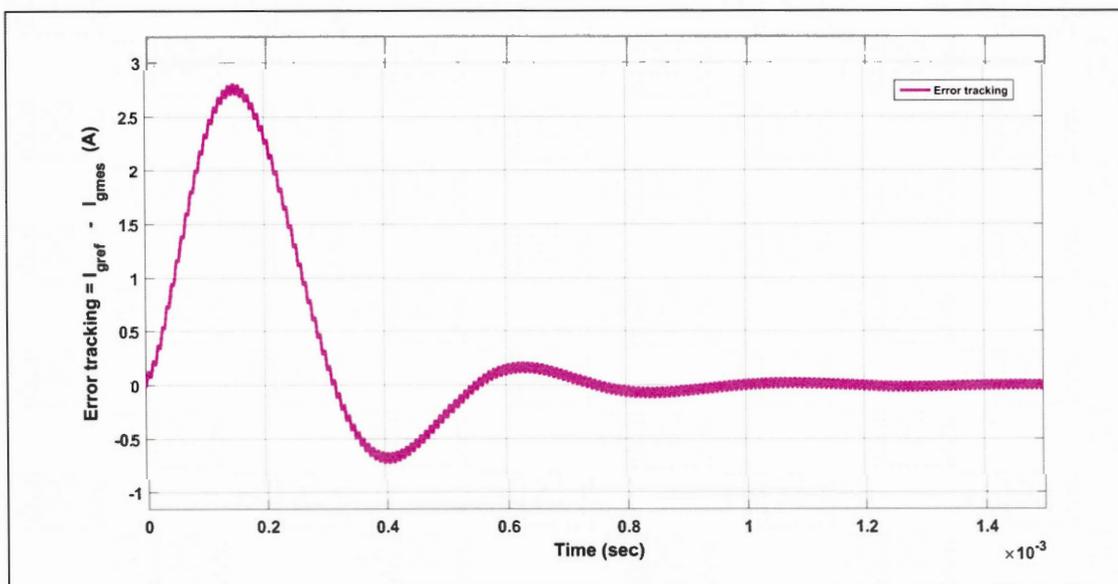


Figure 3-14 : Erreur de suivi de consigne  $e(k)$

Comme déterminé précédemment, dans la section 3.6, pour une valeur de gain  $K_{Ti} = 0,001$ , le temps de réponse du suivi de référence est bien inférieur à 1 ms. On observe aussi la même forme ainsi que le même nombre de pics de dépassement.

### 3.7.2 Influence du gain $K_{Ti}$ sur le $THD_{i_g}$

Nous avons vu précédemment que le gain  $K_{Ti}$  avait une influence sur le système de régulation du courant du réseau et en particulier sur le temps de réponse du suivi de la consigne. Pour aider à fixer cette valeur, nous allons voir l'influence de  $K_{Ti}$  sur le  $THD_{i_g}$ . Pour cela, on fait varier le gain  $K_{Ti}$ , en prenant les mêmes paramètres utilisés jusqu'ici et en fixant la période  $T_s = 1 \mu s$  (car c'est la période où le système est le plus rapide). Le schéma de simulation en annexe C est utilisé avec un calcul de  $THD_{i_g}$  sur la mesure du courant réseau  $i_g$ . Les résultats sont regroupés dans le Tableau 3-1.

Tableau 3-1 :  $THD_{i_g}$  du courant du réseau en fonction du gain de régulateur résonnant  $K_{Ti}$

| $K_{Ti}$ | $THD_{i_g}$ (%)                     |
|----------|-------------------------------------|
| 1        | <i>Instable</i>                     |
| 0,5      | 0,9 ( <i>limite de stabilité</i> )  |
| 0,1      | 0,25                                |
| 0,05     | 0,13                                |
| 0,01     | 0,13                                |
| 0,005    | 0,13                                |
| 0,001    | 0,13                                |
| 0,0001   | 0,17                                |
| 0,00001  | 0,47 ( <i>limite de précision</i> ) |

Comme nous avons pu l'observer dans la partie 3.1.4, le gain  $K_{Ti}$  agit directement sur l'amplitude du pic de résonance. Ainsi nous avons pu voir que pour une valeur entre 0,5 et 1, le pic de résonance dépassait 0 dB en marge de gain. Ici aussi, en simulation, cette particularité est traduite par une instabilité ou limite d'instabilité dans cette zone. De même, dans la partie 3.6.3, on remarque une imprécision qui augmente lorsque nous réduisons  $K_{Ti}$  à 0,001 et moins. Cette imprécision est aussi observée par une détérioration du  $THD_{i_g}$ . En prenant compte la rapidité du système et la qualité du suivi de référence, est alors fixé  $K_{Ti}$  à 0,01 pour la suite de l'étude.

### 3.7.3 Influence de la période d'échantillonnage $T_s$ sur le $THD_{i_g}$

À présent, on cherche la période d'échantillonnage  $T_s$  optimale du système. Pour cela on fait varier le temps d'échantillonnage et on observe son influence sur le  $THD_{i_g}$ . Les résultats de simulation sont résumés dans le Tableau 3-2 :

Tableau 3-2 :  $THD$  du courant du réseau  $i_g$  en fonction de la période d'échantillonnage

| $T_s$ ( $\mu s$ ) | $THD_{i_g}$ (%) |
|-------------------|-----------------|
| 1                 | 0,13            |
| 2                 | 0,13            |
| 3                 | 0,15            |
| 4                 | 0,12            |
| 5                 | 0,13            |
| 7                 | 0,62            |
| 10                | 0,21            |
| 15                | 7,3             |
| 20                | 0,1             |
| 30                | 82              |
| 40                | 210             |

On peut remarquer que l'influence de la période d'échantillonnage sur le  $THD_{i_g}$  ne suit pas une dynamique de forme parabolique où nous pouvons extraire un minimum. En effet, on observe deux zones intéressantes pour le choix de la période. La première est aux alentours de  $4 \mu s$  et l'autre autour de  $20 \mu s$ . Comme nous pouvons le voir dans cette étude (Anusha, 2016), il semble y avoir un lien entre la fréquence d'échantillonnage et la fréquence de la porteuse PWM. Dans notre cas, on remarque que la fréquence de modulation de la PWM est de 125 kHz et le  $THD_{i_g}$  du courant du réseau est minimal à une période  $T_s = 4 \mu s$  ; soit une fréquence de 250 kHz. Cette fréquence est exactement le double de la fréquence de modulation de la PWM.

Tableau 3-3 :  $THD$  du courant du réseau  $i_g$  en fonction de la période d'échantillonnage multiple de 2 à la fréquence de modulation de la PWM

| $T_s$ ( $\mu s$ ) | $THD$ (%)  |
|-------------------|------------|
| 4                 | $1,5^{-6}$ |
| 8                 | 0.03       |
| 16                | 0.08       |
| 32                | 135        |
| 64                | 640        |

Finalement, comme nous pouvons l'observer dans le Tableau 3-3, les périodes d'échantillonnage où nous obtenons un bon  $THD_{i_g}$ , sont les périodes multiples de 2 à la fréquence de commutation. Mais, comme nous avons pu le remarquer à la partie 3.6.4, une limite de précision est observée et si nous dépassons une période supérieure à  $16 \mu s$ , le  $THD_{i_g}$  se dégrade progressivement. Donc, d'après ces tests, nous choisissons de fixer la période  $T_s$  à  $4 \mu s$  pour la suite.

### 3.7.4 Résultats de simulation du contrôle du courant du réseau $i_g$

Maintenant que les gains du régulateur résonnant  $K_{Ti}$  et la période d'échantillonnage du système  $T_s$  sont fixés, les performances de la commande par retour d'état appliquée au contrôle du courant du réseau seront testées dans la prochaine section.

#### 3.7.4.1 Simulation sans compensation harmonique et sans perturbation de la tension du réseau

Ici nous effectuons la simulation d'un simple contrôle du courant du réseau sans adjoindre de perturbation à la tension  $v_g$ . Ces résultats sont utilisés comme un point de départ pour la conception de la commande par retour d'état. Ci-dessous, en Figure 3-15, on observe le courant de l'onduleur  $i_c$ , la tension mesurée aux bornes du condensateur du filtre LCL et ainsi que le courant du réseau  $i_g$ . On trace aussi le spectre harmonique du courant  $i_g$ , en Figure 3-16.

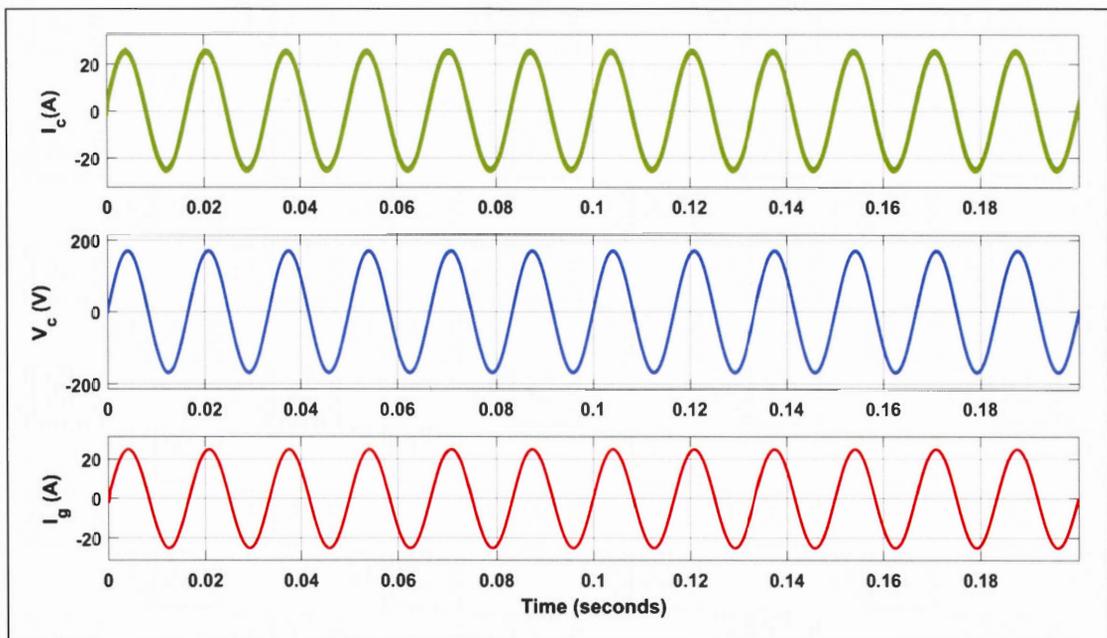


Figure 3-15 : Mesures du courant de l'onduleur  $i_c$ , de la tension  $v_c$  et du courant du réseau  $i_g$

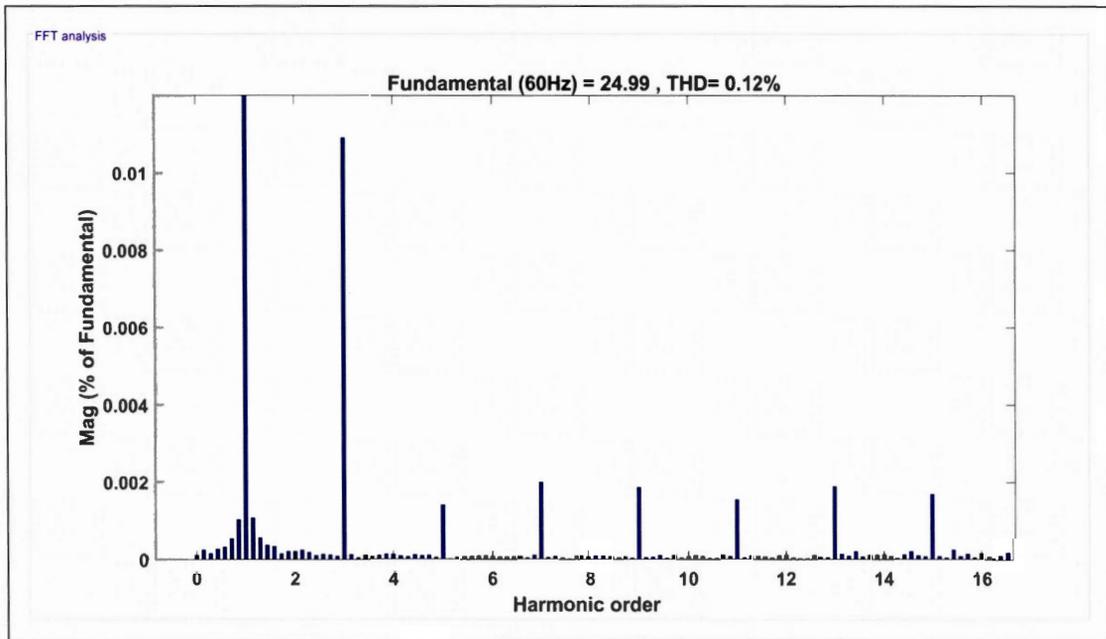


Figure 3-16 : Spectre harmonique de la mesure du courant  $i_g$

Nous pouvons voir dans la Figure 3-15 et 3-16 que le courant du réseau  $i_g$  représente bien un signal sinusoïdal d'amplitude d'environ 25 A et de fréquence 60 Hz ; donc elle suit bien la consigne  $i_{référence}$  précédemment décrite. La tension  $v_c$  est bien identique à la tension du réseau. Et enfin, la mesure du courant  $i_c$  est de même grandeur que  $i_g$ . Le  $THD_{i_g}$  du courant  $i_g$  est bien de 0,12 % et l'amplitude fondamentale est de 25 A.

#### 3.7.4.2 Simulation sans compensation harmonique et avec perturbation de la tension du réseau

À présent, des perturbations harmoniques sont ajoutées à la tension du réseau  $v_g$ . Pour cela, à chaque palier de 100 ms de simulation, on ajoute à la tension  $v_g$  des

perturbations en décomposition de série de Fourier (cf. Tableau 3-4). Avec une amplitude  $V_g = 120\sqrt{2} V$ .

Tableau 3-4 : Valeur de la tension du réseau  $v_g$  pour différents paliers

| <i>Tension du grid <math>v_g</math> (V)</i>  | <i>Intervalle de simulation (ms)</i> |
|--|--------------------------------------|
| $V_g \sin(2\pi \times 60t)$  | [0 – 100]                            |
| $V_g \sin(2\pi \times 60t) + \frac{V_g}{3} \sin(2\pi \times 60 \times 3t)$   | [100 – 200]                          |
| $V_g \sin(2\pi \times 60t) + \frac{V_g}{3} \sin(2\pi \times 60 \times 3t)$<br>$+ \frac{V_g}{5} \sin(2\pi \times 60 \times 5t)$   | [200 – 300]                          |
| $V_g \sin(2\pi \times 60t) + \frac{V_g}{3} \sin(2\pi \times 60 \times 3t)$<br>$+ \frac{V_g}{5} \sin(2\pi \times 60 \times 5t)$<br>$+ \frac{V_g}{7} \sin(2\pi \times 60 \times 7t)$ | [300 – 400]                          |

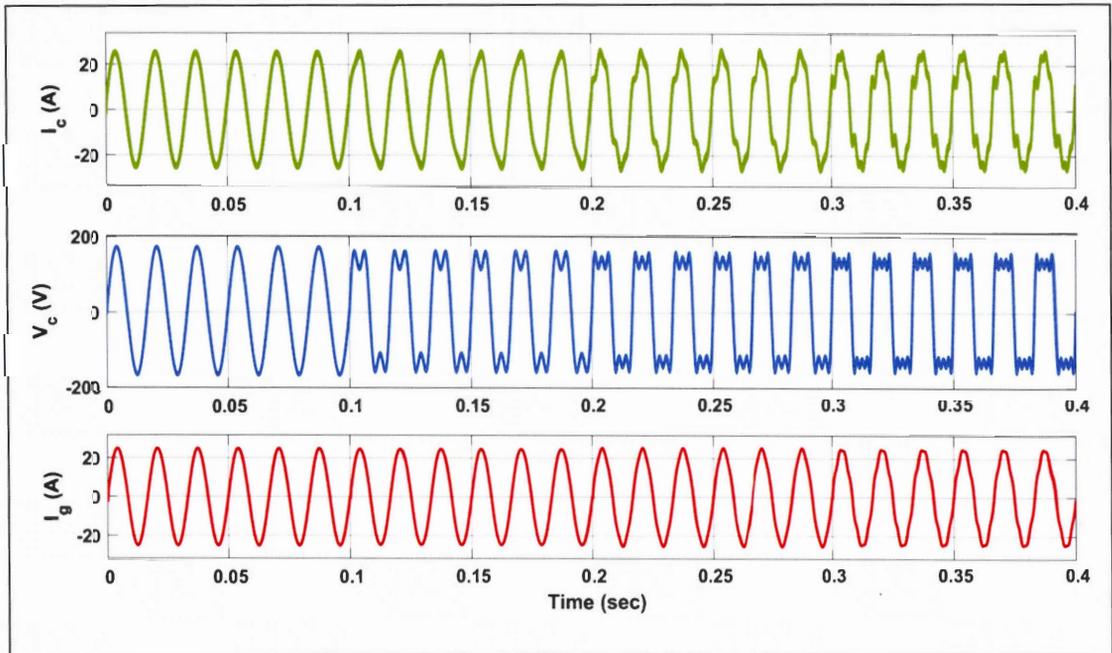


Figure 3-17 : Mesures du courant de l'onduleur  $i_c$ , de la tension  $v_c$  et du courant du réseau  $i_g$  avec injection de perturbation de la tension du réseau et sans compensation harmonique

En Figure 3-17, nous pouvons observer l'impact des différentes injections de perturbations. Le courant  $i_c$  et la tension  $v_c$  (qui est l'image de  $v_g$ ) sont très impactés par ces injections de perturbation. On peut même observer les pics de résonance sur les trois signaux. Toutefois, le signal le plus important à contrôler est le courant  $i_g$  ; qui lui, n'est que légèrement détérioré malgré un système d'ordre 6 (simple compensation d'harmonique 1). Pour mieux étudier les effets de ces perturbations, on calcule, en Tableau 3-5, le *THD* de  $i_g$  et de  $v_g$  pour chaque étape.

Tableau 3-5 :  $THD$  du courant  $i_g$  et de la tension du réseau  $v_g$  sans compensation harmonique

| <i>Intervalle<br/>de simulation<br/>(ms)</i> | [0 – 100] | [100 – 200] | [200 – 300] | [300 – 400] |
|--|-----------|-------------|-------------|-------------|
| $THD_{v_g}$ (%)                              | 1,39      | 33,36       | 38,9        | 41,46       |
| $THD_{i_g}$ (%)                              | 0,12      | 1,58        | 3,31        | 5,40        |

On peut voir, en Tableau 3-5, que le  $THD$  de  $v_g$  est largement détérioré à l'injection des perturbations ( $THD_{v_g} = 33,36$  % pour une perturbation harmonique d'ordre 3). Sans compensateur harmonique, la commande par retour d'état arrive tout de même à maintenir un bon niveau de  $THD$  du courant  $i_g$  ( $THD_{i_g} = 3,31$  % pour une perturbation harmonique d'ordre 5).

#### 3.7.4.3 Simulation avec compensation harmonique 5 et avec perturbation de la tension du réseau

À présent, nous allons utiliser plusieurs régulateurs résonnant pour assurer le rejet de perturbations harmoniques que la tension du réseau peut subir. Dans un premier temps, on souhaite compenser jusqu'à l'harmonique 5. En effet, il a été vu à la partie 3.4.1 que lorsqu'on ajoute une correction jusqu'à l'harmonique 7, la contrôlabilité du système n'est pas totalement assurée par la commande par retour d'état ( $rank(MC(A,B)) = 11 \neq 12$ ) donc, il y a un risque d'instabilité du système. Contrairement aux résultats précédents, dans le Tableau 3-6, nous pouvons remarquer sur l'intervalle [100 – 200] et [200 – 300] ms, que le  $THD_{i_g}$  n'est pas détérioré et reste à 0.12 % malgré les perturbations adjointes à la tension du réseau. Mais sur l'intervalle [300 – 400] ms, le  $THD_{i_g}$  passe à 1.99 % ; ce qui est normal, car nous ne traitons pas le rejet de l'harmonique 7. Cependant nous pouvons tout de même remarquer, en Figure 3-18, que la forme du signal  $i_g$  présente moins de pics

d'harmonique que lors du test précédent sur les intervalles de temps [300 – 400] ms. Nous pouvons alors dire que la compensation des harmoniques est efficace et en accord avec les normes IEEE 1457 concernant le  $THD_{i_g}$  du courant du réseau.

Tableau 3-6 :  $THD$  du courant  $i_g$  et de la tension  $v_g$  avec compensation harmonique d'ordre 5

| Intervalle<br>de simulation<br>(ms) | [0 – 100] | [100 – 200] | [200 – 300] | [300 – 400] |
|-------------------------------------|-----------|-------------|-------------|-------------|
| $THD_{v_g}$ (%)                     | 1,39      | 33,36       | 38,9        | 41,46       |
| $THD_{i_g}$ (%)                     | 0,12      | 0,12        | 0,11        | 1,99        |

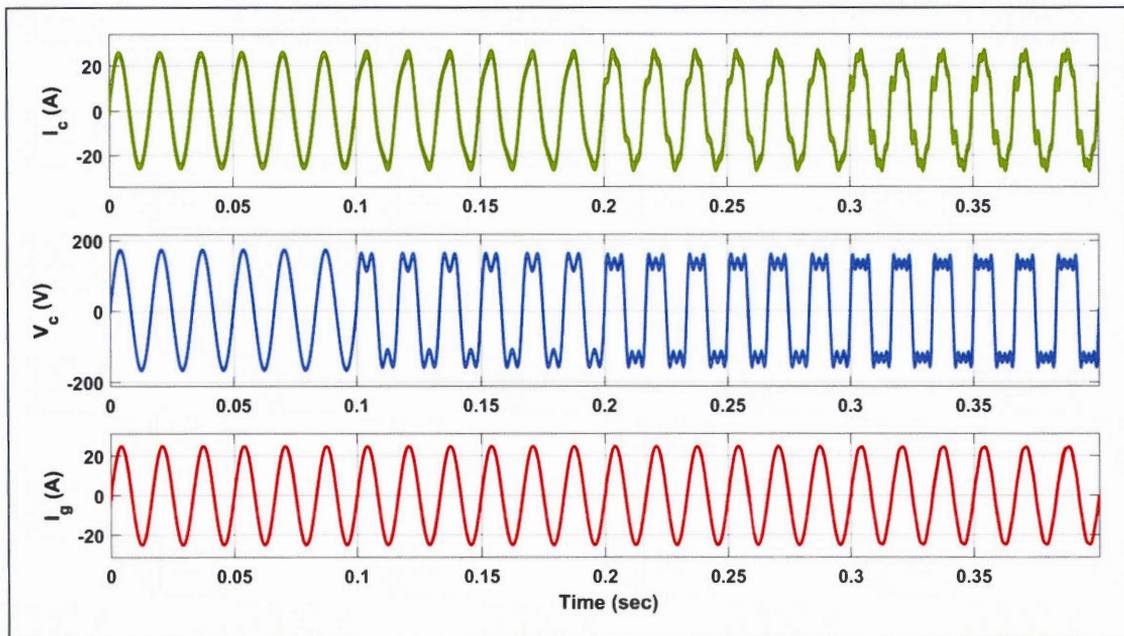


Figure 3-18 : Mesures du courant de l'onduleur  $i_c$ , de la tension  $v_c$  et du courant du réseau  $i_g$  avec injection de perturbation de la tension du réseau et compensation harmonique d'ordre 5

### 3.7.4.4 Simulation avec compensation harmonique 7 et avec perturbation de la tension du réseau

Nous faisons tout de même le test pour une compensation d'harmonique 7 malgré le risque d'instabilité que cela peut comporter. On définit alors un système d'ordre 12 pour une compensation harmonique allant jusqu'à 7 (diagramme de Bode en Figure 3-19) bien que le  $(rank(MC(A, B))) = 11$  et non 12.

Tableau 3-7 : THD du courant  $i_g$  et de la tension  $v_g$  avec compensation harmonique d'ordre 7

| Intervalle de simulation (ms) | [0 – 100] | [100 – 200] | [200 – 300] | [300 – 400] |
|-------------------------------|-----------|-------------|-------------|-------------|
| $THD_{v_g}$ (%)               | 1,39      | 33,36       | 38,9        | 41,46       |
| $THD_{i_g}$ (%)               | 0,12      | 0,12        | 0,11        | 0,11        |

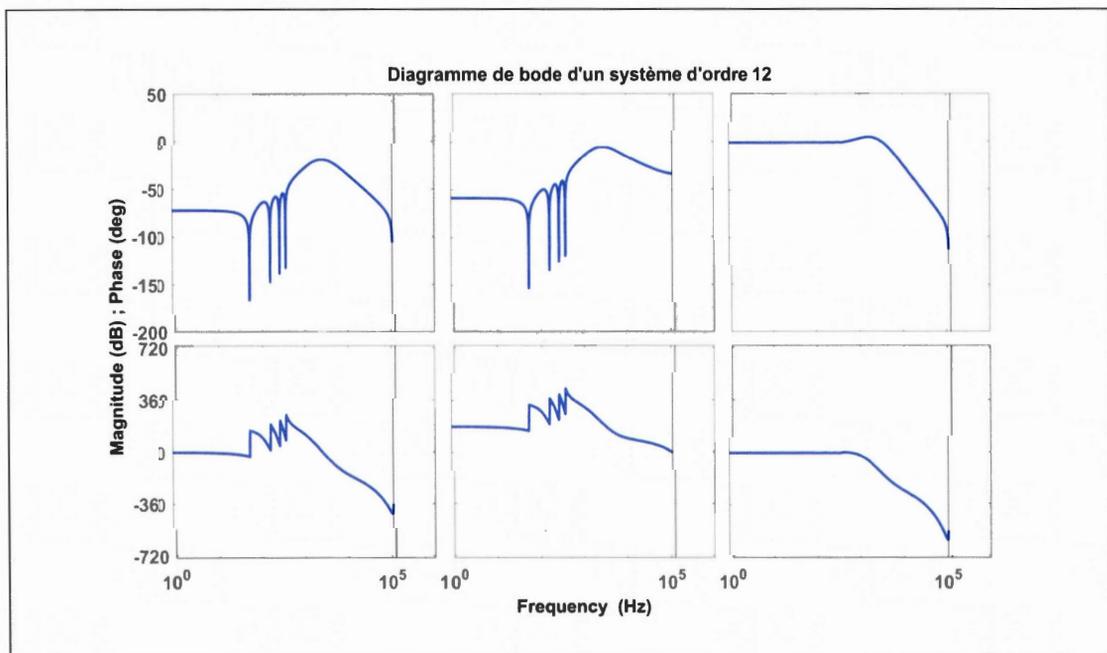


Figure 3-19 : Diagramme de Bode du système (équation (3.31)) en boucle fermée avec une compensation harmonique d'ordre 7. Correspondent aux fonctions de transfert respectives suivante :

$$\frac{i_g(z)}{U(z)}, \frac{i_g(z)}{v_g(z)} \text{ et } \frac{y(z)}{e(z)}$$

Nous pouvons remarquer que malgré un test de contrôlabilité qui n'est pas totalement satisfaisant, que le système semble stable ou du moins que l'on se trouve très proche de la limite de stabilité. Nous pouvons aussi observer des pics de résonance dus aux effets des régulateurs résonnants à chaque fréquence respective. La comparaison des spectres harmoniques sur la mesure  $i_g$  sur l'intervalle  $[300 - 400] \text{ ms}$  pour une compensation harmonique d'ordre 5 et 7 (Figure 3-20 et 3-21), nous permet de confirmer le bon rejet de la perturbation sur cet intervalle. En effet, pour un système ne comprenant pas de compensation harmonique d'ordre 7, on peut voir un pic d'environ 2 % du fondamental. Mais avec une prise en compte de la compensation de l'harmonique 7 dans le système state feedback, le pic tombe à moins de 0,3 %.

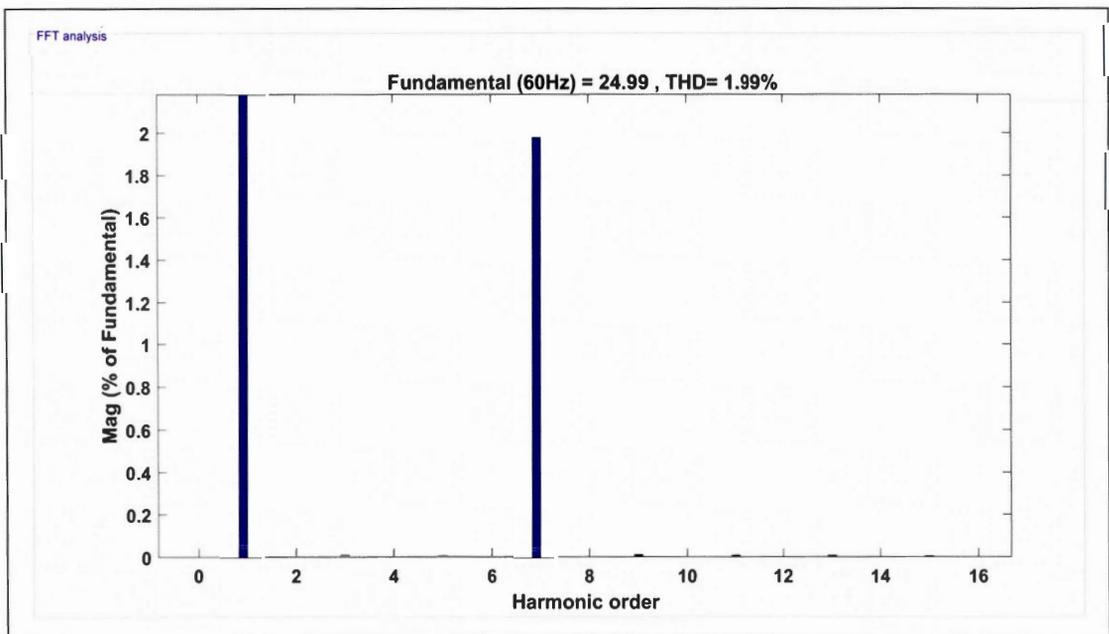


Figure 3-20 : Spectre harmonique de la mesure du courant  $i_g$  avec un système sans compensation d'harmonique 7 sur l'intervalle de temps de  $[300 - 400] \text{ ms}$

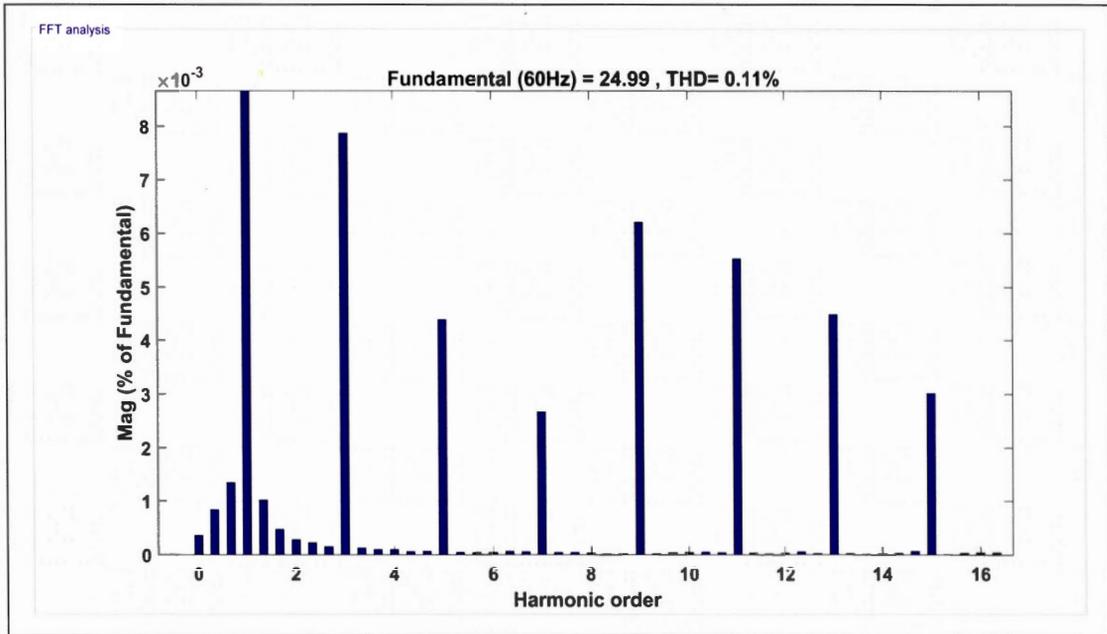


Figure 3-21 : Spectre harmonique de la mesure du courant  $i_g$  avec un système comprenant une compensation d'harmonique 7 sur l'intervalle de temps de [300 – 400] ms

#### 3.7.4.5 Prise en compte de l'inductance du réseau

Jusqu'à présent, nous n'avons pas pris en compte l'inductance du réseau dans l'étude et la conception. Dans le test qui suit, le système avec une prise en compte de l'inductance du réseau est simulé. Nous ne changeons aucuns paramètres précédemment calculés et nous utilisons un système d'ordre 10 (compensation harmonique allant jusqu'à l'ordre 5). Cependant, il faudra tout de même mettre à jour les résultats des gains  $K_i$  de la commande par retour d'état car ils sont calculés en fonction des paramètres du filtre LCL. En ajoutant une inductance au réseau,  $L_g$  devient alors  $L_g = L_{g\_Filtre} + L_{g\_grid}$  (cf. chapitre II), avec  $L_{g\_Filtre} = 90 \mu H$ . Nous effectuons les mêmes tests que précédemment, avec cette fois-ci une perturbation allant jusqu'à l'harmonique 5.

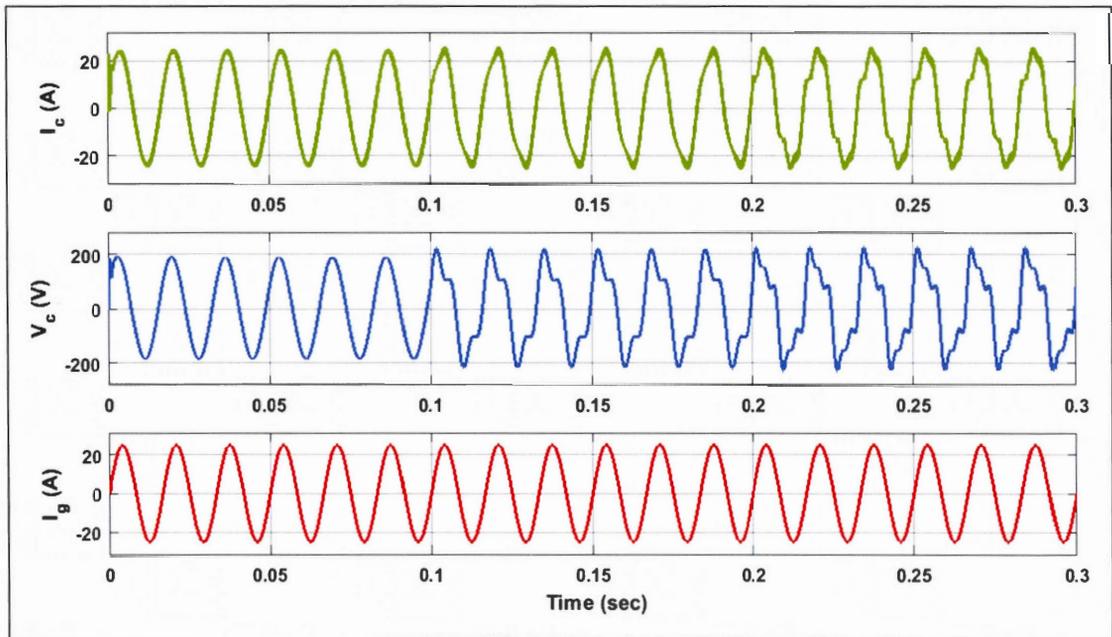


Figure 3-22 : Mesures du courant de l'onduleur  $i_c$ , de la tension  $v_c$  et du courant du réseau  $i_g$  avec  $L_{g\_grid} = 8,5 \text{ mH}$  et une injection de perturbation de la tension du réseau et compensation harmonique d'ordre 5

Une limite de stabilisation du système pour une valeur maximale  $L_{g\_grid} \approx 8,5 \text{ mH}$  est observé. On remarque à la Figure 3-22, que le courant  $i_g$  suit bien la consigne  $i_{reference}$ , avec un  $THD_{i_g}$  inférieur à 0,11 % à cette valeur de  $L_{g\_grid}$  et pour chaque step de perturbation. Cependant, comme il est visible en Figure 3-23, on remarque que la tension  $v_c$  ne suit pas la tension du réseau. En effet, nous avons une légère différence en phase et en amplitude. Si nous souhaitons que la tension  $v_c$  suive  $v_g$ , nous devons utiliser une inductance  $L_{g\_grid} \leq 1 \text{ mH}$  (cf. resultat Figure 3-24). À cette valeur, le  $THD_{i_g}$  reste aussi inférieur à 0,11 %. Ainsi, la proposition que nous formulerons à la fin de cette l'étude se limitera à un fonctionnement de l'onduleur avec une valeur de l'inductance du réseau  $L_{g\_grid} \leq 1 \text{ mH}$ . Pour des valeurs

supérieures de  $L_{g\_grid}$ , un réajustement des gains  $K_{Ti}$  des régulateurs résonnants et de la période d'échantillonnage définis précédemment est nécessaire.

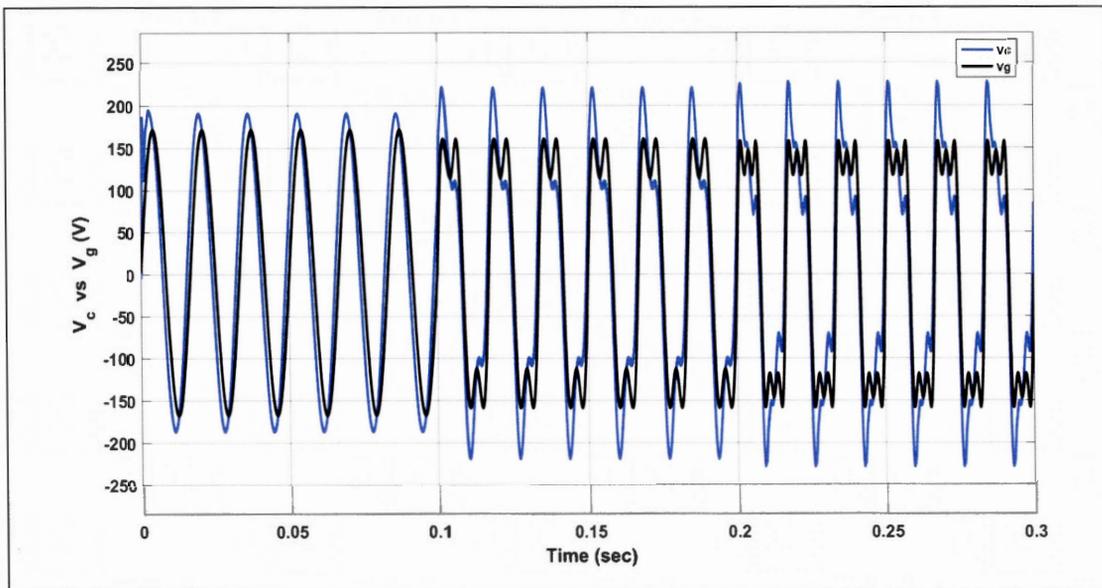


Figure 3-23 : Mesures des tensions  $v_c$  et  $v_g$  avec  $L_{g\_grid} = 8,5 \text{ mH}$ , une injection de perturbation de la tension du réseau et compensation harmonique d'ordre 5

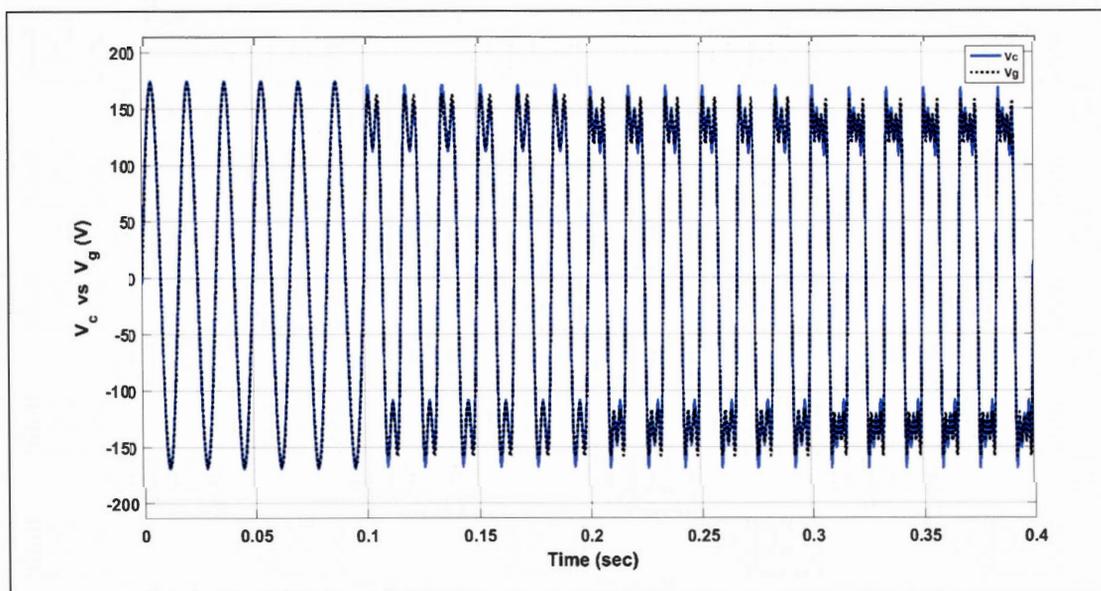


Figure 3-24 : Mesures des tensions  $v_c$  et  $v_g$  avec  $L_{g\_grid} = 1 \text{ mH}$ , une injection de perturbation de la tension du réseau et compensation harmonique d'ordre 5



## CHAPITRE IV

### BOUCLE À VERROUILLAGE DE PHASE POUR UNE SYNCHRONISATION AVEC LE RÉSEAU

Dans le chapitre précédent, les bonnes performances de la commande par retour d'état pour le contrôle du courant  $i_g$  en sortie du filtre LCL ont été démontrées. Les résultats obtenus sont en accord avec la norme IEEE 1547 concernant le  $THD i_g$  à ne pas dépasser. De plus, la bonne réponse temporelle du système va nous permettre de tester la solution de réduction de la banque de condensateur du lien DC à travers l'utilisation d'un filtre coupe-bande. À présent, dans le chapitre qui suit, nous allons nous intéresser à une autre obligation de la norme, celle de la synchronisation en phase avec le réseau. En effet, dans le cas d'une production d'énergie connectée au réseau, la détection de la phase de la tension du réseau  $v_g$  est nécessaire pour pouvoir y injecter la puissance active produite. Le but est de soutenir le système d'alimentation en cas d'un éventuel défaut et cela doit tenir compte de diverses perturbations qui peuvent survenir sur le réseau électrique (variation d'amplitude, saut de phase, déséquilibre). De plus, la norme impose une plage de fonctionnement en fréquence : 59,3 Hz à 60,5 Hz pour le réseau nord-américain (IEEE\_1547, 2018).

Le principe de la boucle de verrouillage est généralement basé sur une estimation rapide et précise de l'angle de phase de la tension  $v_g$ . Nous pouvons observer la structure générale en Figure 4-1. Le verrouillage s'effectue sur la fondamentale de  $v_g$ ,

même en cas de perturbation de celle-ci. Ainsi, pour obtenir l'angle de phase, un calcul des composantes  $qd$  (direct et quadrature) est requis. Une fois l'angle obtenu, la boucle de verrouillage ajuste la phase à l'aide d'un régulateur PI, pour que la composante  $q$  du signal de référence soit nulle.

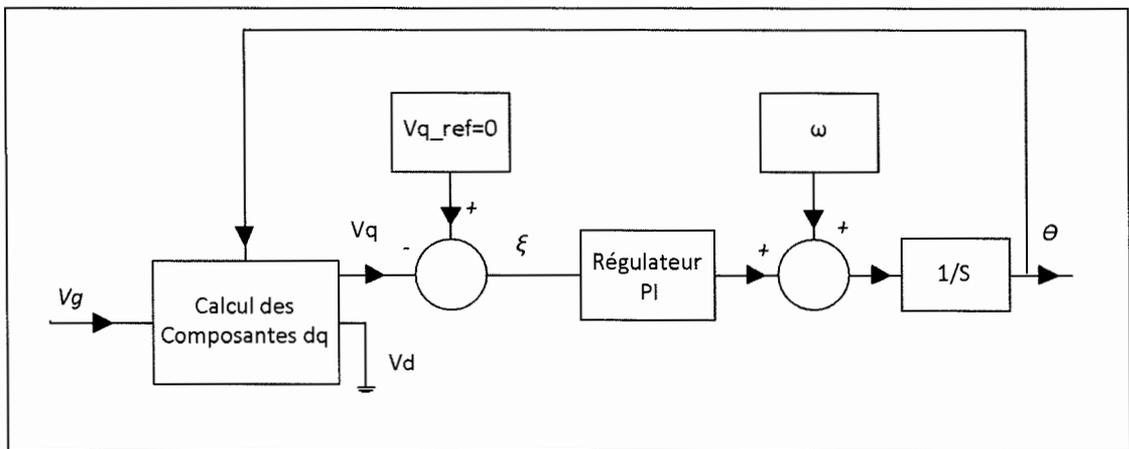


Figure 4-1 : Structure générale de la boucle de verrouillage

Dans la littérature, plusieurs techniques de PLL sont présentées. La différence entre ces études réside dans la manière d'obtenir les composantes  $qd$  de la tension  $v_g$ . Par exemple, dans (M. Silva, 2004), l'auteur propose d'introduire un délai correspondant au quart de la période nominale du signal d'entrée. Ou encore l'utilisation de l'inverse des transformées de Park dont les entrées sont les tensions synchrones  $v_d$  et  $v_q$  obtenues à travers des filtres de premier ordre (S. Filho, 2001). Mais comme nous pouvons voir dans cette revue effectuée sur les PLL (M. Ciobotaru, 2006), la façon la plus efficace et rapide, semble être l'utilisation d'un intégrateur de second ordre (second order generalized integrator SOGI) pour obtenir les composantes orthogonales (cf. Figure 4-2). Parmi les avantages de cette méthode, on remarque que

le système orthogonal est filtré sans délai, que la structure n'est pas affectée par des changements de fréquence et que l'implémentation semble relativement simple.

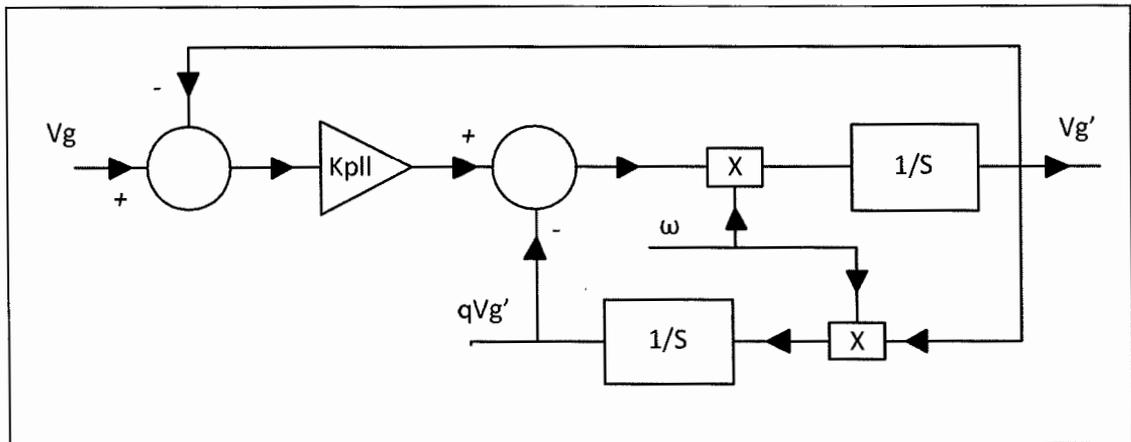


Figure 4-2 : Structure SOGI

En sortie de la structure SOGI, on obtient deux ondes sinusoïdales ( $V_g'$  et  $qV_g'$ ) avec un déphasage de  $90^\circ$ . La composante  $V_g'$  a la même phase et la même amplitude que le fondamental du signal d'entrée  $v_g$ . La structure SOGI est définie comme :

$$G_{pII} = \frac{\omega s}{s^2 + \omega^2} \quad (4.1)$$

Avec  $\omega$  la fréquence de résonance du système. En boucle fermée, nous pouvons extraire les deux fonctions de transfert suivantes :

$$\frac{V_g'(s)}{V_g(s)} = \frac{K_{pII} \omega s}{s^2 + K_{pII} \omega s + \omega^2} \quad (4.2)$$

$$\frac{qV_g'(s)}{V_g(s)} = \frac{K_{pII} \omega^2}{s^2 + K_{pII} \omega s + \omega^2} \quad (4.3)$$

#### 4.1 Influence du gain $K_{pll}$

On se propose à présent d'observer à partir de la fonction de transfert  $\frac{V_g'(s)}{V_g(s)}$  et d'étudier l'influence du gain  $K_{pll}$  sur le SOGI. Pour cela, la réponse temporelle et en fréquence de la fonction de transfert  $\frac{V_g'(s)}{V_g(s)}$  est tracé en Figure 4-3.

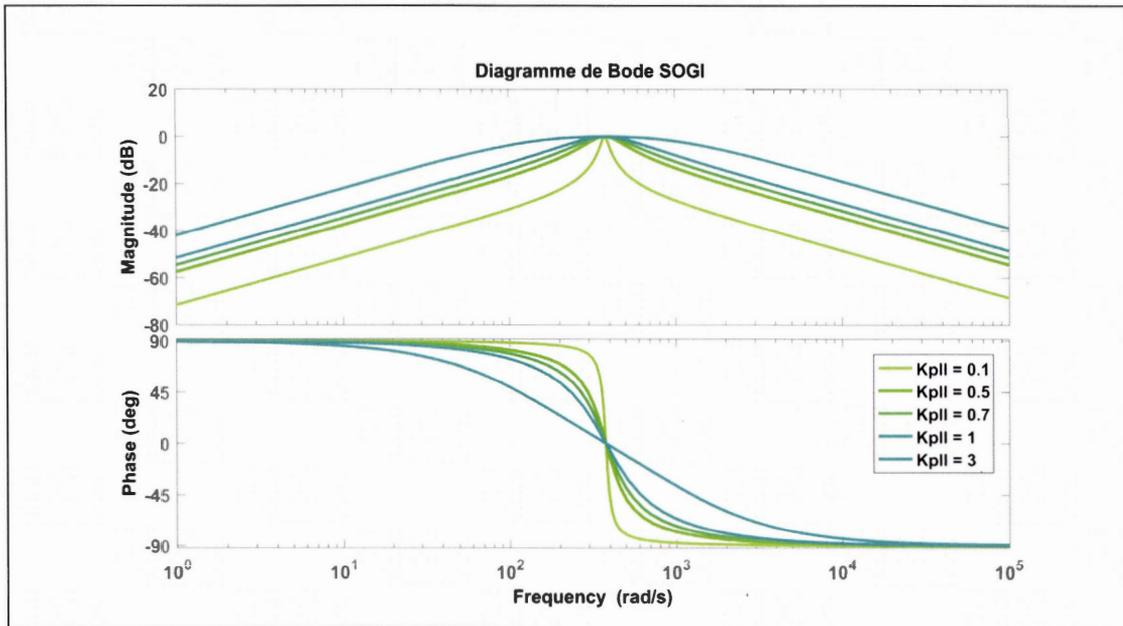


Figure 4-3 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert  $\frac{V_g'(s)}{V_g(s)}$

En observant les Figures 4-3 et 4-4 ci-dessous, nous pouvons conclure que le gain  $K_{pll}$  affecte bien le niveau de filtrage. En effet, comme nous pouvons voir sur le diagramme de Bode de la fonction de transfert, plus  $K_{pll}$  est petit et plus la bande passante du filtre est petite, entraînant un filtrage plus précis, mais une réponse

temporelle du système plus lente (Figure 4-4). Un compromis devra alors être fait sur le choix de  $K_{pl}$  entre bande passante et rapidité du système.

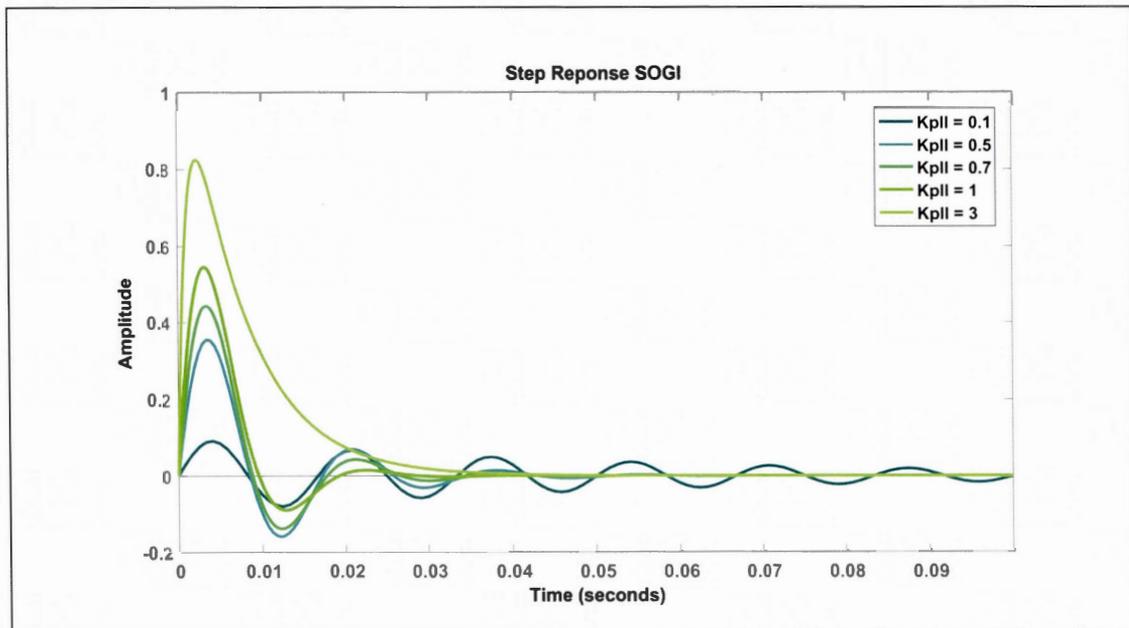


Figure 4-4 : Réponse temporelle de la fonction de transfert  $\frac{V_g'(s)}{V_g(s)}$

## 4.2 Extraction de la phase

Une fois que les composantes  $V_g'$  et  $qV_g'$  sont obtenues, un passage dans le référentiel  $qd$  est nécessaire. Pour cela, on utilise les transformées de Park suivantes :

$$V_d = V_g' \cos(\theta) + qV_g' \sin(\theta) \quad (4.4)$$

$$V_q = V_g' \sin(\theta) - qV_g' \cos(\theta) \quad (4.5)$$

La composante utilisée pour l'extraction de la phase est  $V_q$ . À l'aide d'un régulateur PI, la boucle ajuste la phase  $\theta$  pour que la composante  $V_q$  du signal de référence (tension  $v_g$ ) soit nulle (cf. Figure 4-1). Le régulateur PI est de la forme :

$$G_{pi\_pll} = K_{p\_pll} \left( 1 + \frac{1}{K_{i\_pll} s} \right) \quad (4.6)$$

### 4.3 Simulation et tests du PLL

À présent, nous allons effectuer quelques tests pour valider le PLL décrit précédemment. Un schéma de simulation est développé à cet effet en annexe D. Une référence du courant du réseau  $i_{g\_ref} = 25 A$  est ajouté pour simuler la consigne qui sera donnée à la boucle interne de contrôle du courant  $i_g$ . La tension d'entrée du système est une tension  $v_g = 120\sqrt{2} \sin(2\pi ft + \varphi)$ . Cette tension sera remplacée par la mesure de la tension du réseau lors de la simulation finale.

#### 4.3.1 PLL pour un saut de tension

Un premier test d'une chute de tension de 90 % sur l'entrée  $v_g$  est ici effectué et les résultats sont présentés en Figure 4-5. Lors du saut de tension, on remarque que la détection de phase est bonne, le courant reste bien en phase avec le réseau et que celui-ci est très peu impacté.

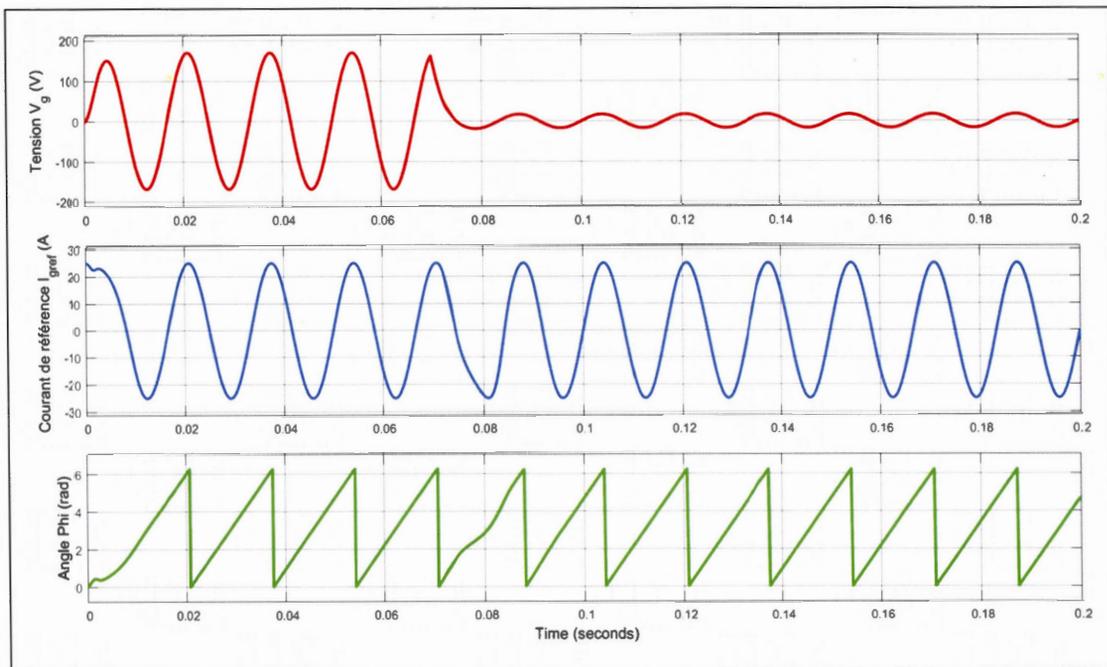


Figure 4-5 : Test PLL avec une chute de tension de 90 % sur  $v_g$

#### 4.3.2 PLL pour un saut phase

Nous effectuons cette fois-ci un saut de phase de  $\frac{2\pi}{3}$  rad. La tension d'entrée du système sera alors :  $v_g = 120\sqrt{2} \sin(2\pi f + \frac{2\pi}{3})$ .

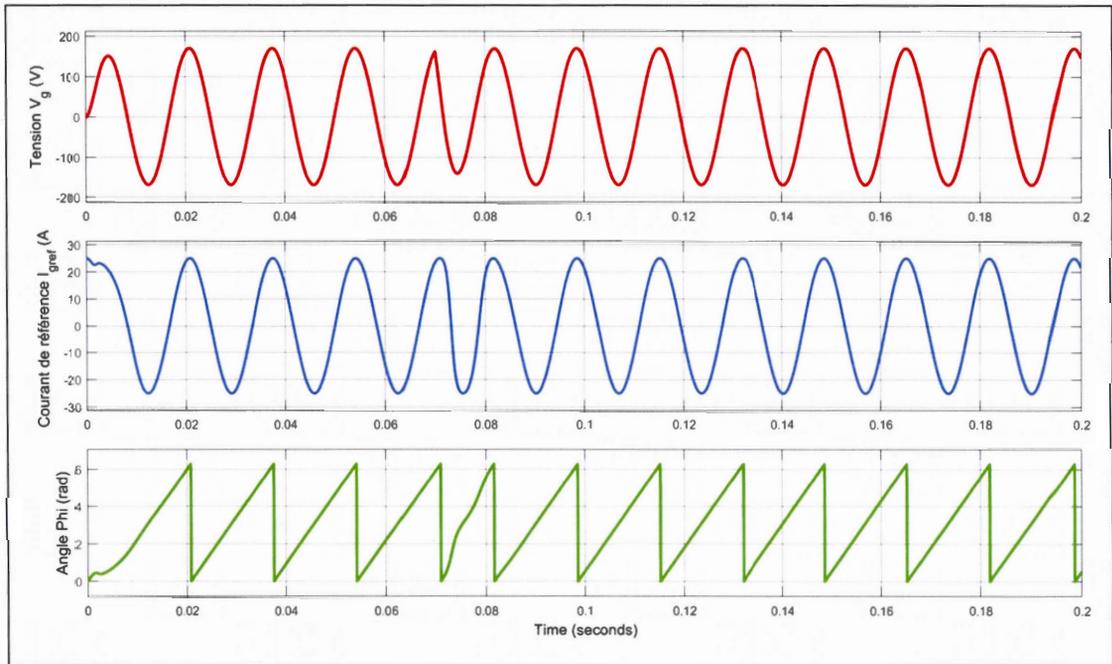


Figure 4-6 : Test PLL avec un saut de phase de  $\frac{2\pi}{3}$

Lors du saut de phase sur la tension du réseau, nous pouvons remarquer que la détection de phase est bien effectuée. Le courant  $i_{g\_ref}$  est bien synchronisé en phase avec le réseau. Le temps de réponse pour la stabilisation de la phase est inférieur à une demi-période, mais reste supérieur au temps de réponse de la boucle interne du contrôle du courant  $i_g$ . Il est primordial que la boucle interne soit plus rapide et effectue le bon contrôle de  $i_g$ , autrement les boucles externes (contrôle de la tension du lien DC et PLL) ne fonctionneront pas.

### 4.3.3 PLL pour une distorsion harmonique

Enfin, un test du PLL avec une distorsion harmonique sur la tension d'entrée est effectué dans cette section, avec  $v_g = 120\sqrt{2} \sin(2\pi f) + \frac{120\sqrt{2}}{3} \sin(6\pi f)$ .

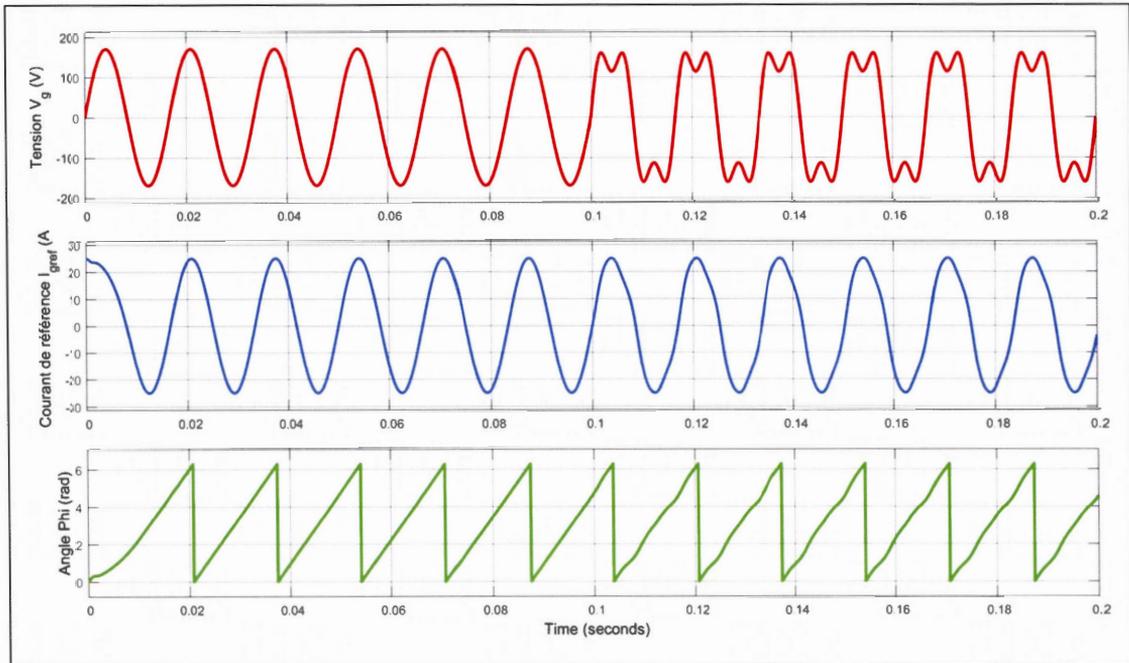


Figure 4-7 : Test PLL avec une distorsion harmonique sur la tension d'entrée  $v_g$

Nous observons sur la Figure 4-7, que le courant de référence  $i_{g\_ref}$  subit aussi une distorsion harmonique ajoutée sur la tension  $v_g$  mais la synchronisation en phase des deux signaux reste très bonne et n'est pas impactée.

Ainsi, dans ce chapitre, nous avons vu comment élaborer une PLL à l'aide d'une des composantes orthogonales obtenues avec un SOGI. Les résultats de simulation démontre l'efficacité de l'approche, la synchronisation en phase avec le signal

d'entrée est bonne et très rapide, malgré les différentes perturbations appliquées à la tension  $v_g$ . Cette méthode de synchronisation est alors utilisée pour la suite du projet.

## CHAPITRE V

### CONTRÔLE DE LA TENSION DU LIEN DC

À ce niveau du projet de recherche, nous avons vu comment concevoir un contrôle du courant du réseau  $i_g$  avec une commande avancée par retour d'état. Nous avons aussi simulé et démontré ses bonnes performances ; nous permettant, entre autres, de répondre à la norme IEEE 1547 et de pouvoir tester, par la suite, la solution de réduction de la banque de condensateur du lien DC proposée dans ce projet à travers l'utilisation d'un filtre coupe-bande. Ensuite, nous avons conçu une PLL la plus efficace possible, la synchronisation en phase de la consigne de la boucle de contrôle interne  $i_g$  avec la tension du réseau  $v_g$  est ainsi effectuée ; et cette PLL possède les caractéristiques suffisantes pour réaliser nos objectifs.

À présent, dans ce chapitre, la boucle de contrôle externe de la tension du lien DC ( $v_{DC}$ ) est abordée. La boucle de contrôle de la tension  $v_{DC}$  est indispensable au fonctionnement de l'onduleur et est complémentaire à la boucle de contrôle interne du courant  $i_g$ . La tension  $v_{DC}$  est régulée en ajustant l'amplitude du courant du réseau  $i_g$ . L'augmentation de l'amplitude de  $i_g$ , injectée par le réseau, provoque la diminution de la tension du lien DC et vice versa. En effet, lorsqu'un déséquilibre de puissance active se produit entre les cellules photovoltaïques et le réseau électrique, la banque de condensateurs du lien DC doit fournir transitoirement la différence de puissance entre le réseau et la charge. Il y a ainsi une variation de la tension  $v_{DC}$  que l'on doit contrôler et maintenir à une valeur de référence. On notera aussi

l'importance de la banque de condensateurs dans ce processus qui ne peut être supprimé comme il a été exposé au chapitre I. La tension  $v_{DC}$  est aussi influencée par les variations du courant  $i_{PV}$ , produit par les cellules photovoltaïques, en amont du lien DC. Le courant  $i_{PV}$  est quant à lui régulé par un MPPT gérant les variations dues au changement de température et d'ensoleillement des panneaux. Ainsi, nous retrouvons alors deux techniques principales de contrôle du lien DC dans la littérature, le premier peut être réalisé par le contrôle de la puissance échangée par le convertisseur avec le réseau ou bien par la commande d'un convertisseur DC / DC en amont de l'onduleur. Dans notre projet de recherche, nous optons pour la première possibilité en nous limitant à l'onduleur et en considérant que  $i_{PV}$  n'est pas détérioré (sans bruit et sans oscillation).

L'objectif de la boucle de contrôle de la tension du lien DC est de maintenir celle-ci à une valeur moyenne de référence désirée  $v_{DC\_ref}$ . Pour cela, l'utilisation d'un régulateur PI est requise. Le régulateur PI sera aussi conçu pour atténuer au maximum les effets de l'ondulation de la tension  $v_{DC}$ . Effectivement, la tension n'est pas parfaitement continue, elle renvoie une composante de pulsation au double de la fréquence du réseau (120 Hz) pouvant atteindre une amplitude allant jusqu'à 5 % de la valeur nominale, détériorant le courant en sortie de l'onduleur de façon considérable. Aussi, la taille de la banque de condensateurs du lien DC dépend de l'amplitude de cette composante.

### 5.1 Taille de la banque de condensateurs

Le dimensionnement de la banque de condensateurs du lien DC est primordial dans le bon fonctionnement de tout le système. Pour cela, les équations des transferts de

puissance entre l'onduleur et le réseau sont utilisées. Dans un premier temps, la tension et le courant du réseau sont exprimés par :

$$v_g(t) = V_g \cos(\omega_g t) \quad (5.1)$$

$$i_g(t) = I_g \cos(\omega_g t - \theta) \quad (5.2)$$

La puissance en sortie est calculée par :

$$\begin{aligned} P_g(t) &= V_g \cos(\omega_g t) \times I_g \cos(\omega_g t - \theta) & (5.3) \\ &= V_g^{rms} I_g^{rms} \cos(\theta) + V_g^{rms} I_g^{rms} \cos(2\omega_g t - \theta) \\ &= S \cos(\theta) + S \cos(2\omega_g t - \theta) \end{aligned}$$

où  $S = V_g^{rms} I_g^{rms}$ . En supposant un onduleur sans perte, la puissance d'entrée de l'onduleur est égale à la puissance de sortie. Nous pouvons alors écrire :

$$v_{DC\_ref} i_{DC}(t) \approx S \cos(\theta) + S \cos(2\omega_g t - \theta) \quad (5.4a)$$

Avec  $v_{DC\_ref}$  tension nominal de référence du lien DC. Nous pouvons ensuite séparer le courant  $i_{DC}(t)$  en une composante continue  $I_{DC}$  et une composante alternative de fréquence double  $i_{DC}^{ripple}(t)$  :

$$i_{DC}(t) = I_{DC} + i_{DC}^{ripple}(t) \quad (5.5b)$$

Ainsi :

$$v_{DC\_ref}(I_{DC} + i_{DC}^{ripple}(t)) \approx S \cos(\theta) + S \cos(2\omega_g t - \theta) \quad (5.6c)$$

ce qui donne :

$$v_{DC\_ref} i_{DC}^{ripple}(t) \approx S \cos(2\omega_g t - \theta) \quad (5.7)$$

$$\text{Donc } i_{DC}^{ripple}(t) \approx \frac{S}{v_{DC\_ref}} \cos(2\omega_g t - \theta) \approx \hat{i}_{DC}^{ripple} \cos(2\omega_g t - \theta) \quad (5.8)$$

Où  $\hat{i}_{DC}^{ripple}$  représente l'effet de la composante d'entrée de fréquence double sur les fluctuations de courant du lien DC. On peut alors déduire la taille de la banque de condensateurs de ces dernières équations (démonstration complète dans (Ninad, 2008)) :

$$C_{DC} \approx \frac{\hat{i}_{DC}^{ripple}}{2\omega_g V_{DC}^{max\ ripple}} \approx \frac{S}{2\omega_g v_{DC} V_{DC}^{max\ ripple}} \quad (5.9)$$

On remarque d'après l'équation (5.7) que plus  $C_{DC}$  est grand, plus  $V_{DC}^{max\ ripple}$  (ondulation max de pulsation au double de la fréquence du réseau) est petit et moins il impactera le courant de sortie  $i_g$ . C'est pourquoi une grande taille de la banque de condensateurs est utilisée pour réduire l'amplitude de cette ondulation indésirable. Dans ce projet, nous proposons de réduire l'amplitude de l'ondulation de pulsation au double de la fréquence du réseau en agissant directement sur le traitement de la mesure de la tension  $v_{DC}$  et ainsi la réduction de taille de la banque de condensateurs du lien DC sera possible. La tension de référence du lien DC étant égale à 230 V, la

puissance apparente  $S = 2kVA$ , nous pouvons, alors, quantifier la taille de la banque de condensateurs par rapport à  $V_{DC}^{max\ ripple}$ .

Tableau 5-1 : Taille de la banque de condensateurs en fonction de  $V_{DC}^{max\ ripple}$

|  |     |     |     |      |
|--|-----|-----|-----|------|
| Taille de la banque de condensateurs ( $\mu F$ ) | 100 | 250 | 500 | 5000 |
| $V_{DC}^{max\ ripple}$ (V)                       | 115 | 46  | 23  | 2,3  |

En observant le Tableau 5-1, on remarque que pour une banque de condensateurs du lien DC de  $250\ \mu F$ , une ondulation de pulsation au double de la fréquence du réseau ( $V_{DC}^{max\ ripple}$ ) de 40% de la tension  $v_{DC}$  sera observé sur le lien DC. Mais avec une taille de  $5000\ \mu F$ ,  $V_{DC}^{max\ ripple}$  ne sera plus que de 1% de  $v_{DC}$ . Nous étudierons au chapitre suivant la possibilité de maintenir le taux d'ondulation à 1% tout en réduisant la taille de la banque de condensateurs à  $500\ \mu F$  ou moins, en utilisant un filtre coupe-bande pour traiter  $v_{DC}$  (voir Figure 1-9). Cela nous permettra d'utiliser un condensateur à film, (par exemple (Dubilier, 2018)) ayant une durée de vie beaucoup plus importante que les condensateurs habituellement utilisés pour ce type d'application (condensateurs électrolytiques). De plus, pour une taille de  $500\ \mu F$ , les condensateurs à film sont plus abordables en coût et ne changent pas le prix global de fabrication du convertisseur (par rapport à une banque de condensateurs électrolytique de  $5000\ \mu F$ ).

## 5.2 Contrôle de la tension du lien DC

Pour effectuer la conception la boucle de contrôle externe de la tension  $v_{DC}$ , une simulation doit être développée pour aider à déterminer les gains optimaux du régulateur PI.

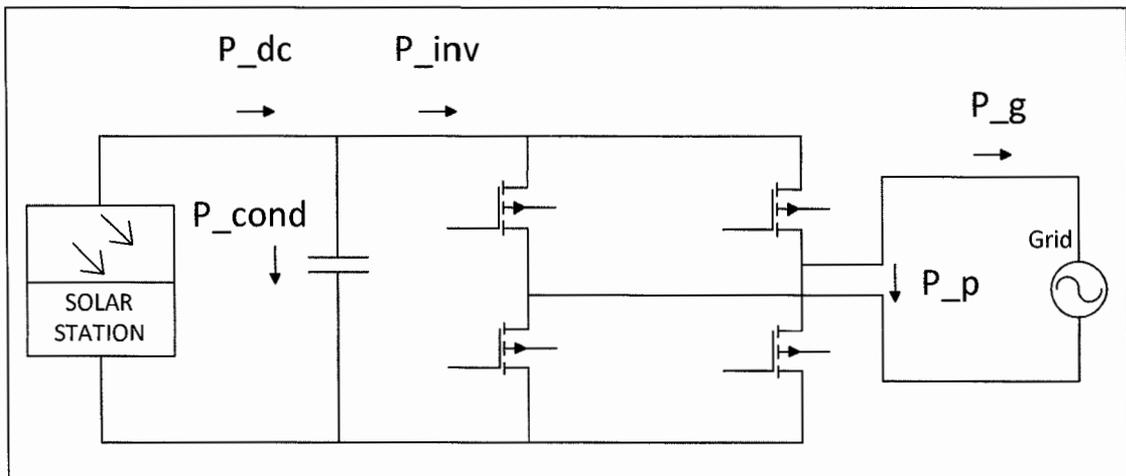


Figure 5-1 : Écoulement des puissances dans une production d'énergie photovoltaïque

En observant les écoulements de puissance dans un système de production d'énergie photovoltaïque représenté en schéma 5-1, on pose :

$$P_{DC} = P_{inv} + P_{cond} \quad (5.10)$$

Où  $P_{DC}$  est la puissance produite par les panneaux,  $P_{inv}$  est la puissance instantanée en entrée de l'onduleur et  $P_{cond}$  est la puissance instantanée dans le condensateur du lien DC. On pose alors :

$$P_{cond}(t) = v_{DC} C_{DC} \frac{dv_{DC}}{dt} \quad (5.11)$$

En assumant que  $i_g$  est synchronisé en phase avec  $v_g$  et en supposant un onduleur sans perte (facteur de puissance unitaire). Nous pouvons dire que :

$$P_{inv}(t) = P_g(t) = \frac{V_g^{rms} I_g^{rms}}{2} (1 - \cos(2\omega t)) = \hat{P}_g (1 - \cos(2\omega t)) \quad (5.12)$$

Avec  $\hat{P}_g$  comme puissance active injectée dans le réseau. D'après les équations (5.8) à (5.10), nous pouvons écrire que :

$$P_{DC}(t) = \hat{P}_g (1 - \cos(2\omega t)) + v_{DC} C_{DC} \frac{dv_{DC}}{dt} \quad (5.13)$$

D'après cette dernière équation, nous voyons bien que la puissance arrivant au lien DC est composée de deux parties. La première est une composante continue, c'est la différence de puissance entre  $P_{DC}$  et  $P_g$  (équation (5.9)). La seconde est une composante alternative ; c'est une ondulation de fréquence double à la fréquence du réseau que l'on retrouve ainsi dans la tension  $v_{DC}$  (équation (5.10)). Le condensateur du lien DC joue un rôle très important, car il doit amortir ces différences de puissance et aussi minimiser l'ondulation de tension (Nahla E. Zakzouk, 2017). En intégrant l'équation (5.11) sur un cycle, nous obtenons le bilan énergétique suivant :

$$E_{DC} = E_g + \frac{1}{2} C_{DC} v_{DC}^2 \quad (5.14)$$

Nous observons, à partir de cette dernière équation, que pour maintenir un équilibre des bilans de puissance dans le lien DC, la tension  $v_{DC}$  doit être maintenue constante à une référence  $v_{DC\_ref}$  prédéterminée d'où la nécessité d'une régulation de la tension  $v_{DC}$ . En observant la structure de commande que nous souhaitons développer dans ce projet à la Figure 5-2, on remarque que la boucle de régulation de  $v_{DC}$  ajuste

l'amplitude du courant  $i_{g\_ref}$ . Cette amplitude est alors multipliée par un signal unitaire alternatif synchronisé avec le réseau et fourni par la PLL. Ainsi, en ajustant avec précision cette amplitude de courant et en utilisant un contrôleur de courant de réseau  $i_g$  rapide, la puissance  $P_{DC}$  est transférée au réseau.

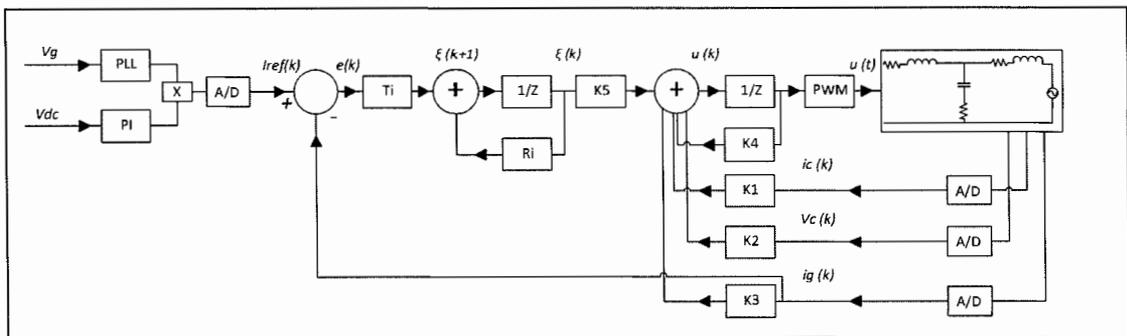


Figure 5-2 : Structure de commande de l'onduleur incluant les deux boucles de régulations

### 5.3 Relation entre l'amplitude de $i_{g\_ref}$ et la tension $v_{DC}$

Pour aider à concevoir le régulateur PI de boucle de régulation externe, nous devons simuler la boucle de contrôle au complet. Ainsi, il nous faut déterminer la relation entre l'amplitude de  $i_{g\_ref}$  (noté  $I_g^{rms}$ ) et la tension  $v_{DC}$ . Pour simplifier les équations, nous allons supposer que l'énergie  $E_{Cond}$  dans le condensateur est uniquement affecté par la puissance du réseau et on néglige alors la puissance  $P_{DC}$  que l'on met égale à 0 (Ninad, 2008).

L'équation (5.12) devient alors :

$$E_{DC} = E_g + \frac{1}{2} C_{DC} v_{DC}^2 = 0 \quad (5.15)$$

Donc,

$$E_{cond} = \frac{1}{2} C_{DC} v_{DC}^2 = -E_g \quad (5.16)$$

En dérivant l'équation (5.14), nous obtenons :

$$\frac{d \left[ \frac{1}{2} C_{DC} v_{DC}^2 \right]}{dt} = - \frac{V_g^{rms} I_g^{rms}}{2} \quad (5.17)$$

Nous appliquons, ensuite, le théorème des petits signaux à l'amplitude de  $i_{g\_ref}$  et à la tension  $v_{DC}$ , l'équation (5.15) devient alors :

$$\frac{d \left[ \frac{1}{2} C_{DC} (v_{DC} + v_{DC\_perturb})^2 \right]}{dt} = - \frac{V_g^{rms} (I_g^{rms} + I_{g\_perturb}^{rms})}{2} \quad (5.18)$$

En négligeant les valeurs stationnaires et variations de faibles amplitudes :

$$\frac{d \left[ \frac{1}{2} C_{DC} 2v_{DC} v_{DC\_perturb} \right]}{dt} = - \frac{V_g^{rms} I_{g\_perturb}^{rms}}{2} \quad (5.19)$$

Enfin, dans le domaine de Laplace, nous obtenons :

$$C_{DC} v_{DC} s v_{DC}(s) = - \frac{V_g^{rms} I_g^{rms}(s)}{2} \quad (5.20)$$

Donc la relation entre l'amplitude de  $i_{g\_ref}$  et la tension  $v_{DC}$  est donnée par :

$$\frac{v_{DC}(s)}{I_g^{rms}(s)} = - \frac{V_g^{rms}}{2sC_{DC}v_{DC}} \quad (5.21)$$

#### 5.4 Simulation de la boucle de régulation de la tension $v_{DC}$

À présent, maintenant que la relation entre la tension  $v_{DC}$  et l'amplitude du courant  $i_g$  est connue, nous allons élaborer un schéma de simulation Simulink représentant les boucles de régulation du système. Pour le bon fonctionnement du système, la boucle interne de régulation  $i_g$  doit être plus rapide que la boucle externe. Dans le schéma en Figure 5-3, la boucle interne est alors représentée par un gain unitaire.

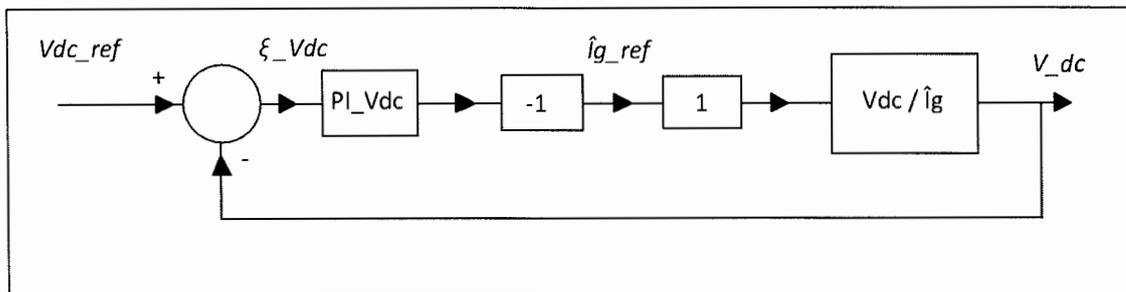


Figure 5-3 : Boucle externe de régulation de la tension  $v_{DC}$

Comme dans la majorité de la littérature, nous utilisons un régulateur PI (un simple intégrateur pur ne suffit pas en pratique), pour la régulation de la tension ayant la forme suivante :

$$G_{pi\_vdc} = K_{p\_vdc} \left( 1 + \frac{1}{K_{i\_vdc} s} \right) \quad (5.22)$$

Nous pouvons aussi remarquer à la Figure 5-3 qu'un gain de  $-1$  est ajouté à la boucle (Nahla E. Zakzouk, 2017; Ninad, 2008). En effet, en observant le diagramme de Bode d'un régulateur PI tracé en Figure 5-4, nous remarquons que le régulateur introduit un

déphasage de  $90^\circ$ . Or la phase du courant de référence arrivant à la boucle de régulation interne est gérée par la PLL. Pour simplifier la conception du PI, nous annulons ce déphasage par un gain -1.

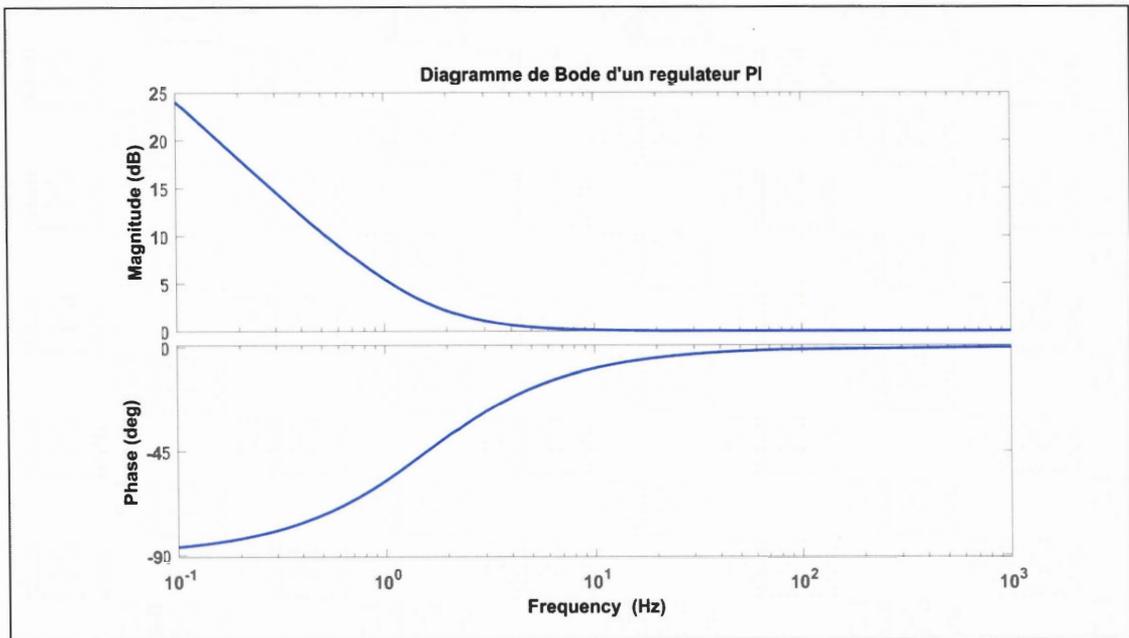


Figure 5-4 : Diagramme de Bode d'un régulateur PI avec  $K_{p\_vdc} = 1$  et  $K_{i\_vdc} = 10$

#### 5.4.1 Choix du gain proportionnel $K_{p\_vdc}$

À présent, le diagramme de Bode du système sans prendre en compte la compensation PI ( $K_{p\_vdc} = 1$  et  $K_{i\_vdc} = 0$ ) est tracé à la Figure 5-5.

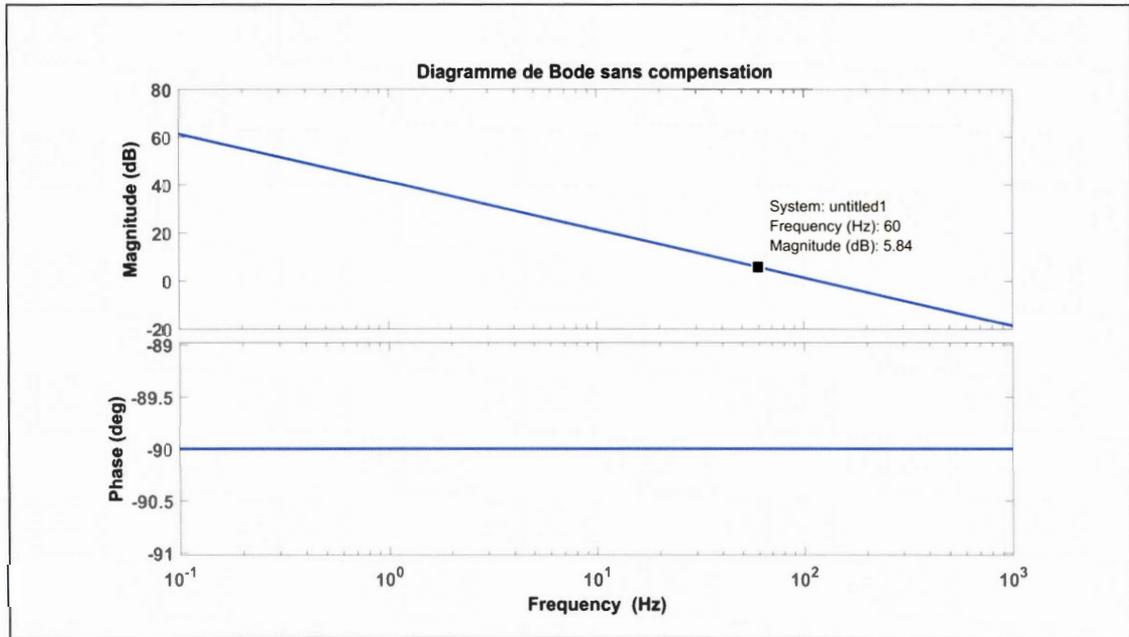


Figure 5-5 : Diagramme du système sans compensation

Nous pouvons observer qu'à la fréquence de coupure ( $f_n = 60$  Hz) l'amplitude du système est de  $5,84$  dB. Or nous désirons une amplitude de  $0$  dB à cette fréquence. Le gain  $K_{p\_vdc}$  est donc donné par :

$$K_{p\_vdc} = 10^{\frac{5.84}{20}} = 0,5105 \quad (5.23)$$

Nous pouvons alors obtenir la réponse du système en boucle fermée (cf. Figure 5-6) avec une compensation simplement proportionnelle  $K_{p\_vdc}$ . Une tension de consigne de  $v_{DC\_ref} = 230$  V, une amplitude de tension du réseau  $V_g = 120\sqrt{2}$  V et une banque de condensateurs  $C_{dc} = 500$   $\mu$ F du lien DC sont utilisées dans cette simulation.

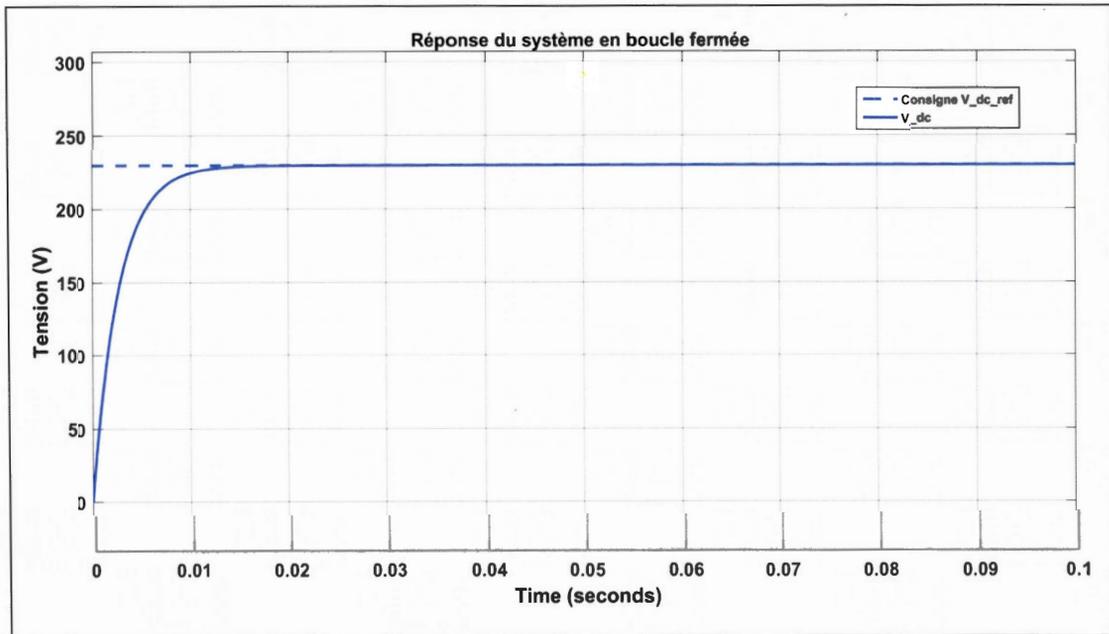


Figure 5-6 : Réponse du système en boucle fermée avec  $K_{p\_vdc} = 0,5105$  et  $K_{i\_vdc} = 0$

#### 5.4.2 Choix du gain intégrateur $K_{i\_vdc}$

Pour finaliser la conception du régulateur PI, nous allons voir l'influence du gain intégrateur  $K_{i\_vdc}$  sur la réponse du système en boucle fermée. Pour cela, nous traçons en Figure 5-7, la réponse du système en boucle fermée en faisant varier  $K_{i\_vdc}$ . On observe ainsi que le gain intégrateur  $K_{i\_vdc}$  agit sur la rapidité du système. Plus  $K_{i\_vdc}$  est grand et plus le suivi de la référence est rapide, mais avec un dépassement plus grand. Nous devons aussi prendre en compte la réponse temporelle de la boucle interne, car nous rappelons qu'elle doit être plus rapide que la boucle externe. Il faut aussi prendre en compte la solution de filtrage de la composante de pulsation au double de la fréquence du réseau présente dans la tension  $v_{DC}$  par un filtre coupe-bande (qui est détaillé dans le prochain chapitre).

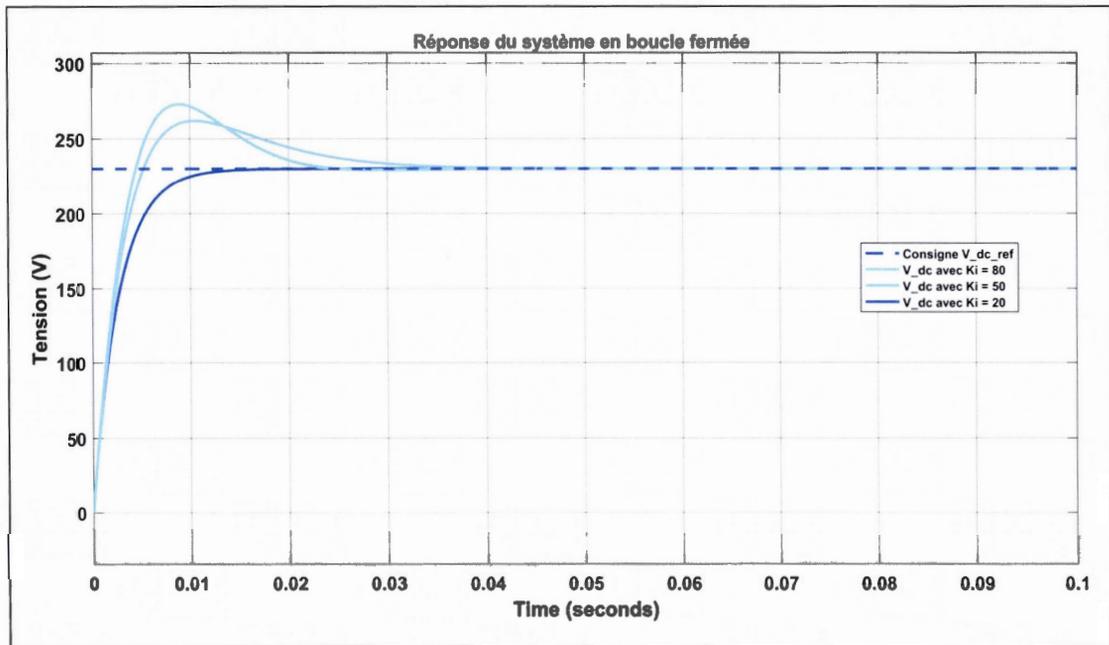


Figure 5-7 : Réponse du système en boucle fermée avec  $K_{p\_vdc} = 0,5105$  et  $K_{i\_vdc}$  variable

### 5.5 Simulation de la boucle interne et externe pour valider $K_{i\_vdc}$

Avant de passer au traitement de la composante de pulsation au double de la fréquence du réseau présente dans la tension du lien DC, nous vérifions le bon fonctionnement du système avec les deux boucles de régulations ainsi que la PLL. Pour cela, nous utilisons le schéma de simulation présenté en annexe E. Nous pouvons y observer la boucle de contrôle de  $i_g$  en couleur orange, le bloc SOGI-PLL en vert et la boucle de contrôle de la tension  $v_{DC}$  en bleu. Dans ce premier test de simulation, nous utilisons les paramètres du filtre LCL et les paramètres de régulation de la boucle interne déterminés dans les chapitres précédents ; ainsi que les paramètres PI de régulation de la tension du lien DC suivants :

$$K_{p\_vdc} = 0,5105 \text{ et } K_{i\_vdc} = 80$$

Avec, comme entrée du système, un courant  $i_{pV} = 8,6 \text{ A}$  pour obtenir une puissance  $P_g = 2 \text{ Kw}$  et nous utilisons une banque de condensateurs de taille  $C_{DC} = 500 \mu\text{F}$ . Nous pouvons observer, dans la Figure 5-8, les résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$  avec un step du courant  $i_{pV}$ .

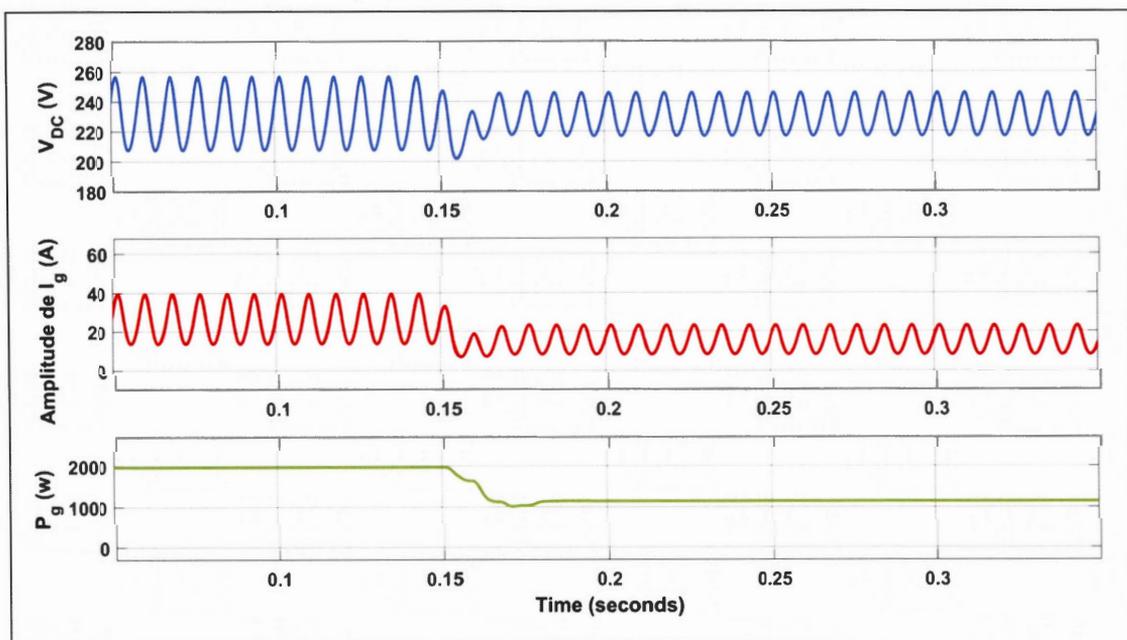


Figure 5-8 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$  avec un step du courant  $i_{pV}$  passant de  $8,6 \rightarrow 5 \text{ A}$  à  $t = 0,15 \text{ s}$

La tension  $v_{DC}$  est en moyenne égale à  $230 \text{ V}$  avant et après l'échelon de courant. Cela prouve que la régulation de la tension du lien DC est fonctionnelle. De plus, le temps de réponse de la boucle externe est d'environ de  $25 \text{ ms}$ , ce qui correspond bien aux observations faites à la partie précédente, où le temps de réponse était du même ordre de grandeur pour des paramètres PI similaires. On note aussi la présence de la composante de pulsation au double de la fréquence du réseau observable sur la

tension  $v_{DC}$ . Il faut également noter que plus le courant  $i_{PV}$  est petit et moins l'ondulation est importante. Cette composante de pulsation au double de la fréquence du réseau est aussi retrouvée dans la mesure de  $i_g$ , ce qui entraîne une dégradation du  $THD_{i_g}$ . En effet, nous trouvons un  $THD_{i_g} = 27\%$  pour l'intervalle de temps  $[0 - 0.15]$  s, ce qui est bien évidemment en dehors des limites de la norme IEEE 1547. L'amplitude du courant est tout de même régulée comme ce fut déterminé précédemment. Les puissances sont alors bien équilibrées entre l'entrée et la sortie de l'onduleur. Aussi, nous avons pu vérifier les explications données à la partie 5.1 concernant l'influence de la taille de la banque de condensateurs du lien DC. En effet, à la Figure 5-9 nous effectuons le même test avec une taille de la banque de condensateurs égale à  $4500 \mu F$ . Les ondulations au double de la fréquence du réseau dans la mesure de la tension  $v_{DC}$  et du courant  $i_g$  sont nettement moins importantes et le  $THD_{i_g}$  est aussi amélioré et passe à  $2,9\%$  avec cette taille de la banque de condensateurs.

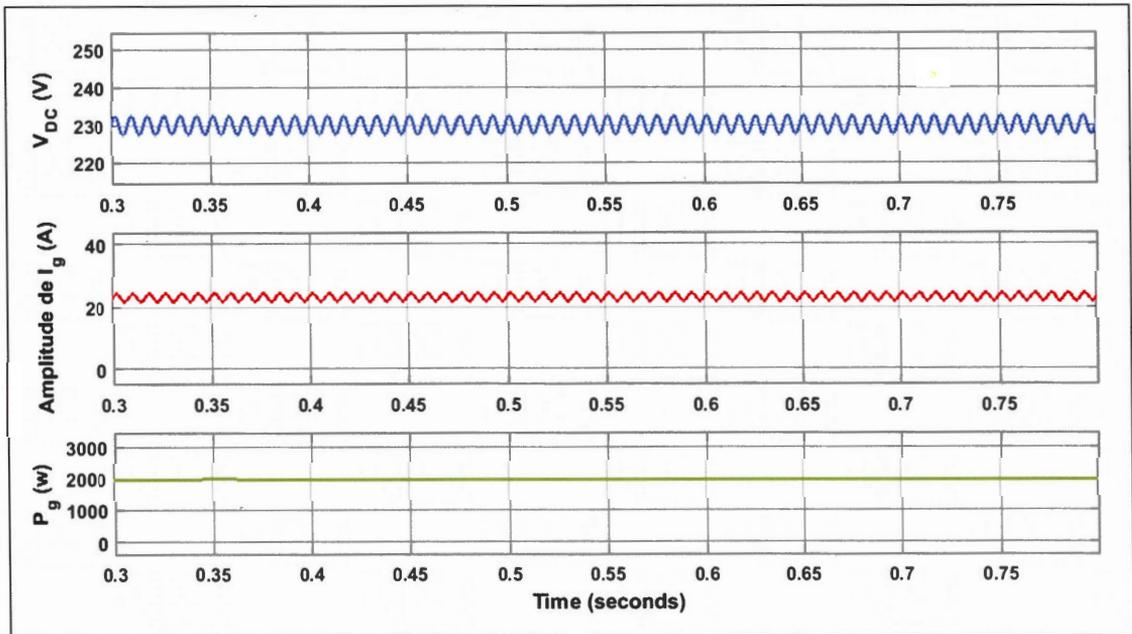


Figure 5-9 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$  avec une banque de condensateurs du lien DC égal à  $4500 \mu F$



## CHAPITRE VI

### RÉDUCTION DE LA TAILLE DE LA BANQUE DE CONDENSATEURS DU LIEN DC

Nous avons vu dans le chapitre précédent comment réguler la tension du lien DC et comment gérer l'équilibre des puissances entrée/sortie de l'onduleur en contrôlant l'amplitude du courant  $i_g$ . Aussi, nous avons vu le rôle et l'importance de la banque de condensateurs du lien DC. En effet, la tension  $v_{DC}$  comporte deux composantes : une continue et une composante de pulsation au double de la fréquence du réseau. Cette dernière est transmise directement au courant  $i_g$  ce qui entraîne une forte dégradation du  $THD_{i_g}$  et place la gestion de l'énergie produite par le convertisseur hors norme IEEE 1547.

À présent, nous allons évaluer comment il est possible de réduire la taille de la banque de condensateurs du lien DC sans altérer les performances de l'onduleur. Effectivement, nous avons aussi vu dans le chapitre précédent et lors de la revue de littérature, que la composante de pulsation de fréquence au double de la tension du réseau dépend aussi de la taille de la banque de condensateurs. En effet, plus la taille de la banque de condensateurs est grande, plus l'amplitude de l'ondulation est petite. Or, dans ce projet, nous souhaitons réduire au maximum la taille de ce composant. Ainsi, nous proposons l'utilisation d'un filtre coupe-bande sur la mesure de la tension  $v_{DC}$  pour éliminer la composante de pulsation au double de la fréquence du réseau. Nous allons alors voir, dans ce chapitre, comment implémenter le filtre sans altérer les réponses temporelles des deux boucles de contrôle. Effectivement, l'ajout du filtre

coupe-bande augmente le temps de réponse du système. C'est, entre autre, pour cela que nous avons choisi de contrôler la boucle interne du courant  $i_g$  de façon la plus rapide, efficace et robuste possible à l'aide d'une commande par retour d'état.

### 6.1 Caractéristiques du filtre coupe-bande

Le filtre coupe-bande est l'association d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut. Il est représenté par la fonction de transfert suivante :

$$NH_{vac} = \frac{s^2 + 2\zeta_{NH1}\omega_1 + \omega_1^2}{s^2 + 2\zeta_{NH2}\omega_2 + \omega_2^2} \quad (6.1)$$

Avec  $\zeta_{NH}$  comme facteur d'amortissement, la fréquence de coupure  $\omega_1 = \omega_2 = 2\pi f_{double}$  et la fréquence double  $f_{double} = 2f_n = 120 \text{ Hz}$ . Par la suite, l'influence de  $\zeta_{NH}$  et  $\omega_2$  sur le filtre est étudiée.

#### 6.1.1 Influence de $\omega_2$

Pour un bon fonctionnement du filtre, la fréquence de coupure du filtre passe-bas est toujours inférieure au filtre passe-haut. Nous pouvons alors tracer en Figure 6-1 les diagrammes de Bode de la fonction de transfert en utilisant  $\omega_2 = 2\pi f_{double}$ ,  $\zeta_{NH1} = 0.1$  et  $\zeta_{NH2} = 1$ . Nous faisons alors varier la fréquence de coupure  $\omega_1$ .

Nous pouvons alors observer que si  $\omega_1 = \omega_2$ , un creux de résonance est formé à la fréquence choisie avec 0 dB d'atténuation de la marge de gain de part et d'autre de la fréquence ; ainsi qu'une amplitude du creux allant jusqu'à -20 dB à la fréquence de coupure. Nous remarquons aussi que plus  $\omega_1$  est grand devant  $\omega_2$ , plus nous avons un

décalage du creux ainsi qu'un gain différent de 0 dB aux fréquences inférieures à la fréquence de coupure. Quant à la marge de phase, elle ne varie pas de part et d'autre de la fréquence de coupure. Une variation de  $\pm 45^\circ$  de la phase est tout de même présente à cette fréquence, mais cela ne devrait pas avoir d'impact sur le système de régulation des boucles étant donné que la fréquence de coupure du filtre est deux fois plus grande que la fréquence de coupure du système.

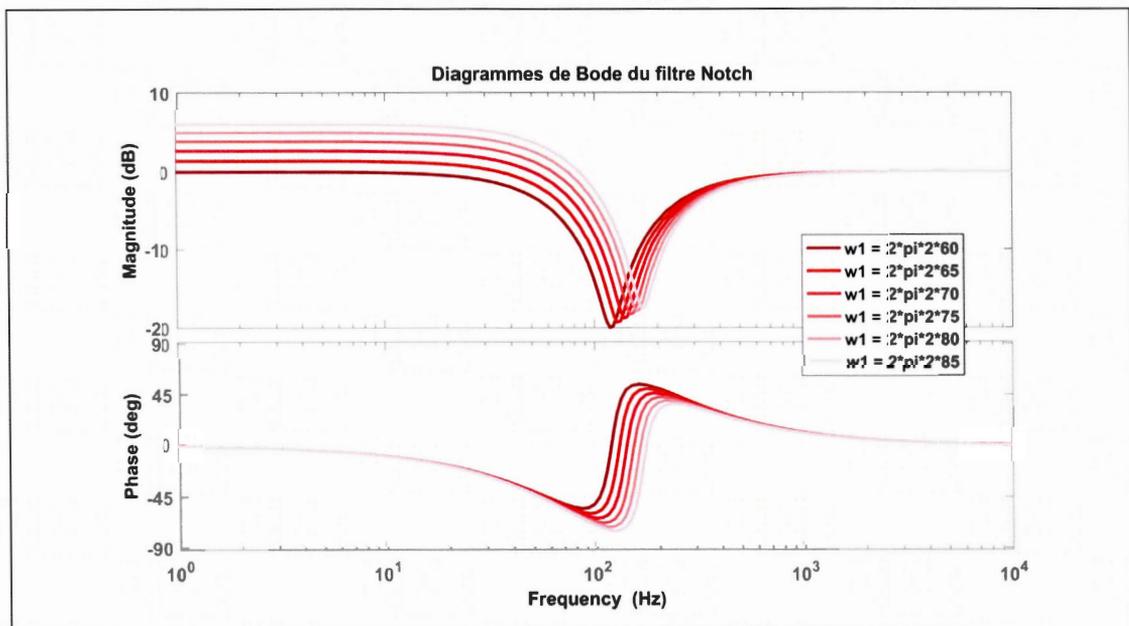


Figure 6-1 : Diagramme de Bode du filtre coupe-bande avec variation de  $\omega_1$

### 6.1.2 Influence de $\zeta_{NH1}$ sur la réponse fréquentielle

Nous allons observer à présent l'influence de  $\zeta_{NH1}$  sur le filtre coupe-bande. Nous utilisons pour cela  $\omega_1 = \omega_2 = 2\pi f_{double} = 2\pi 120 \text{ rad/s}$ . Nous fixons également  $\zeta_{NH2} = 1$ . Nous pouvons alors observer en Figure 6-2 les actions de  $\zeta_{NH1}$  sur le filtre coupe-bande.

Nous remarquons que plus  $\zeta_{NH2}$  est supérieur à  $\zeta_{NH1}$ , plus le pic de résonance est étroit et de grande amplitude. Cependant, la variation de la marge de phase devient plus importante, allant jusqu'à  $\pm 90^\circ$  pour  $\zeta_{NH1} = 0.0001$ .

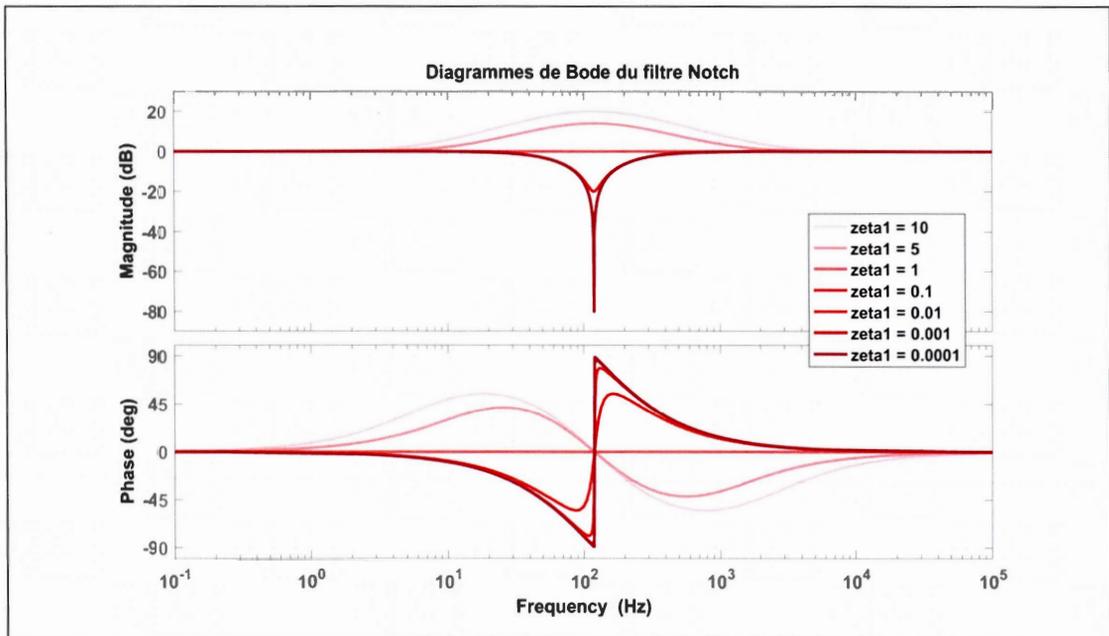


Figure 6-2 : Diagramme de Bode du filtre coupe-bande avec variation de  $\zeta_{NH1}$  avec  $\zeta_{NH2} = 1$

### 6.1.3 Influence de $\zeta_{NH2}$ sur la réponse fréquentielle

Enfin, nous traçons en Figure 6-3 l'action de  $\zeta_{NH2}$  sur le filtre coupe-bande en utilisant cette fois-ci  $\zeta_{NH1} = 0,0001$  et en faisant varier  $\zeta_{NH2}$ .

Nous remarquons alors que plus  $\zeta_{NH2}$  est petit et proche de  $\zeta_{NH1}$ , plus la bande passante du filtre est réduite. Pour finaliser et fixer le choix de ces paramètres du filtre coupe-bande, une étude sur la réponse temporelle du système global doit être faite.

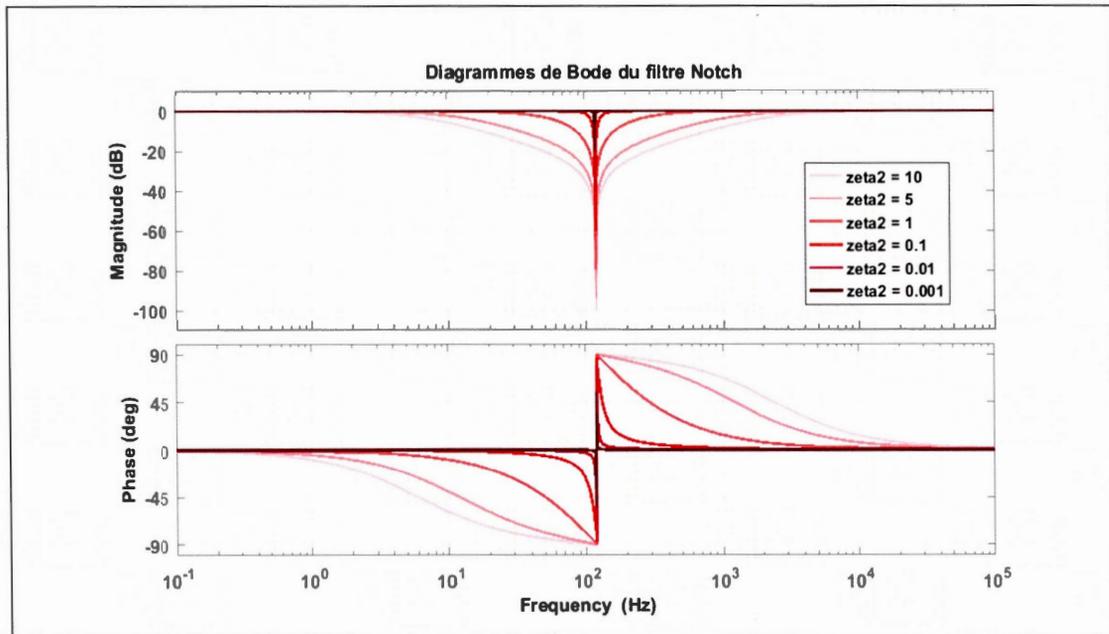


Figure 6-3 : Diagramme de Bode du filtre coupe-bande avec variation de  $\zeta_{NH2}$  avec  $\zeta_{NH1} = 0,0001$

## 6.2 Réponse temporelle du système incluant le filtre coupe-bande

Maintenant que nous connaissons les influences de tous les paramètres du filtre coupe-bande, nous allons faire une étude de la réponse temporelle du système incluant les deux boucles de contrôle et le filtre. Pour cela, le schéma de simulation présenté en Figure 6-4 est utilisé.

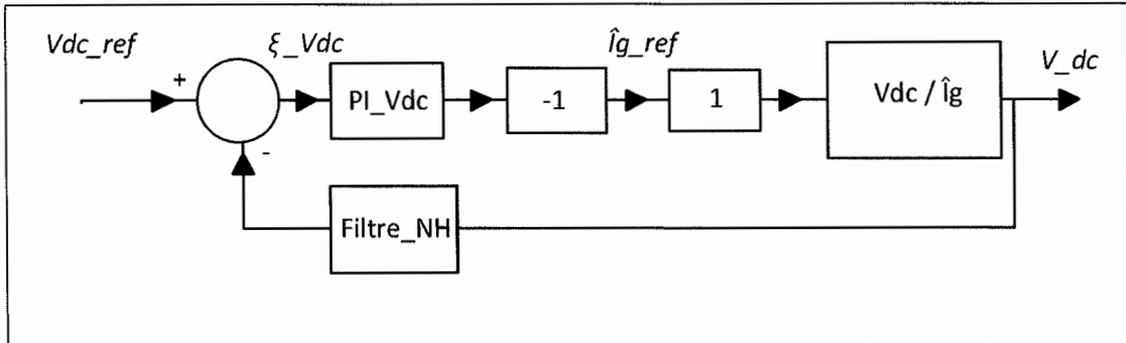


Figure 6-4 : Boucle externe de régulation de la tension  $v_{DC}$  incluant le filtre coupe-bande

Pour ne pas influencer la marge de gain du système, nous choisissons d'utiliser  $\omega_1 = \omega_2 = 2\pi f_{double} = 2\pi 120 \text{ rad/s}$  pour la suite de l'étude ainsi que les paramètres PI de la boucle de régulation externe déterminés dans le chapitre précédent. Tout comme la réponse fréquentielle faite précédemment, nous faisons varier les paramètres  $\zeta_{NH1}$  et  $\zeta_{NH2}$  pour observer leurs influences sur le temps de réponse du système.

### 6.2.1 Influence de $\zeta_{NH1}$ sur la réponse temporelle en simulation

Pour constater l'effet de  $\zeta_{NH1}$  sur la réponse temporelle de tout le système, nous faisons varier ce dernier avec une valeur fixe de  $\zeta_{NH2} = 0.1$ . Ainsi, nous obtenons les résultats de simulation présentés à la Figure 6-5.

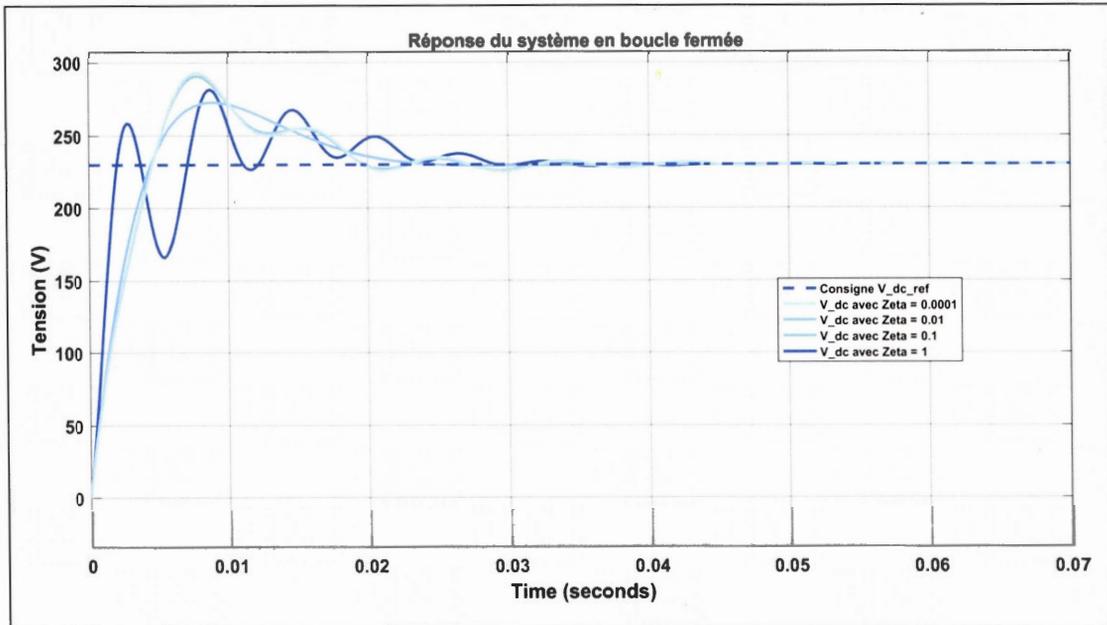


Figure 6-5 : Réponse du système en boucle fermée avec  $\zeta_{NH2} = 0,1$  et une variation de  $\zeta_{NH1}$

D'après les résultats obtenus à la Figure 6-5, nous pouvons dire que  $\zeta_{NH1}$  n'agit pas sur le temps de réponse de façon significative. En effet, le système se stabilise entre 20 ms et 30 ms pour toutes valeurs de  $\zeta_{NH1}$ . Cependant, lorsque  $\zeta_{NH1} > \zeta_{NH2}$  l'amortissement du système est plus important, et lorsque  $\zeta_{NH1} \ll \zeta_{NH2} \leq 0,01$ , la réponse du système ne varie plus.

### 6.2.2 Influence de $\zeta_{NH2}$ sur la réponse temporelle en simulation

À présent, l'exercice inverse est effectué en faisant varier  $\zeta_{NH2}$  et en fixant  $\zeta_{NH1} = 0,0001$ . Le choix de  $\zeta_{NH1}$  est motivé par le fait que nous avons remarqué précédemment que plus  $\zeta_{NH1}$  est petit, plus le pic de résonance est étroit, et donc plus précis.

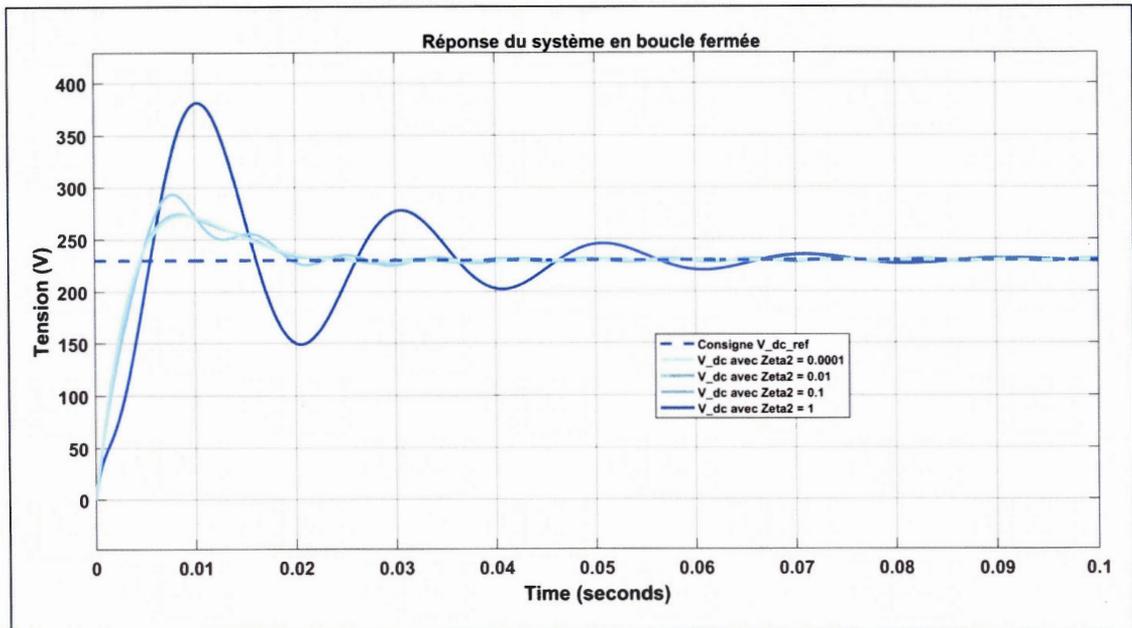


Figure 6-6 : Réponse du système en boucle fermée avec  $\zeta_{NH1} = 0,0001$  et une variation de  $\zeta_{NH2}$

Tout comme pour la variation de  $\zeta_{NH1}$ , nous pouvons observer, du résultat obtenu en Figure 6-6, que  $\zeta_{NH2}$  n'influence pas le temps de réponse, mais seulement l'amortissement du système. Nous remarquons alors qu'il est difficile de faire un choix sur les tests et résultats obtenus précédemment. Pour finaliser le choix, nous allons observer, dans la partie qui suit, comment le filtrage d'ondulation est traité par le filtre coupe-bande suivant les différents paramètres  $\zeta_{NH}$ .

### 6.2.3 Action du filtre coupe-bande sur un signal alternatif

La simulation de l'action d'un filtre coupe-bande est présenté ici (cf. schéma de simulation en Figure 6-7). Un signal d'entrée alternatif  $V_{ondulation}(t) = 30 \sin(2\pi 120t)$  est utilisé pour réaliser ce test.

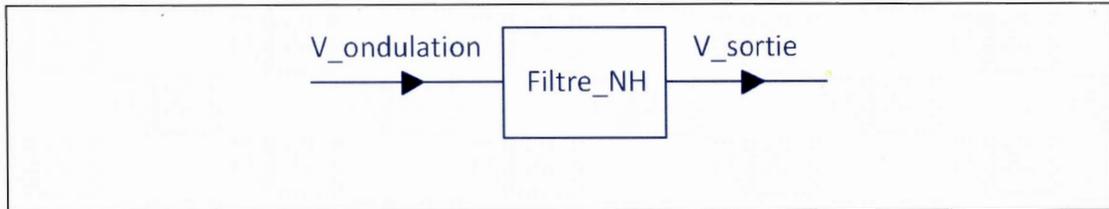
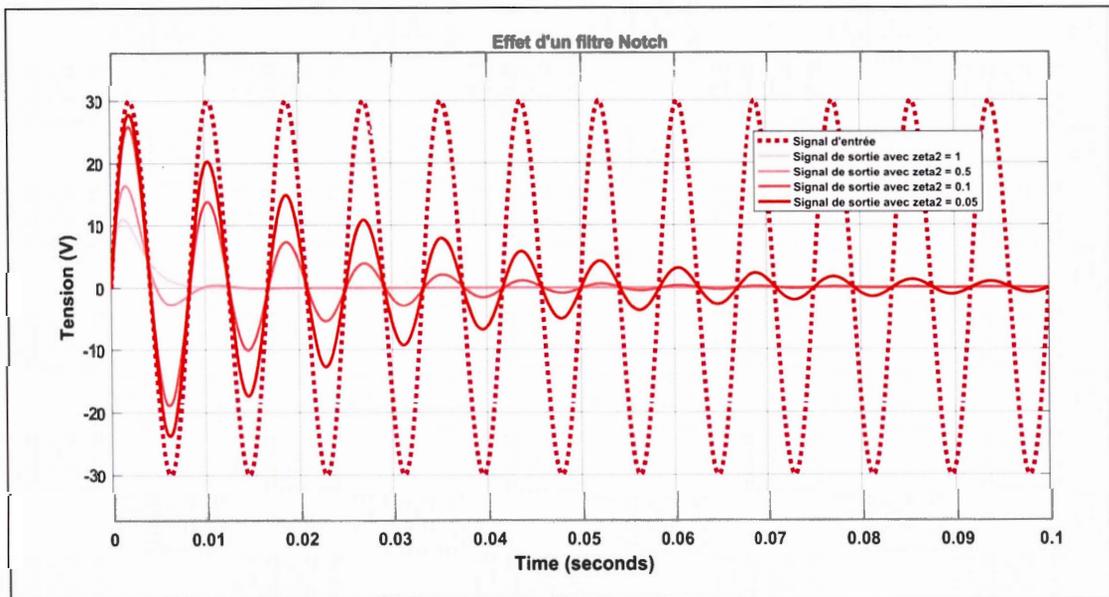


Figure 6-7 : Schéma de simulation d'un filtre coupe-bande

Le signal obtenu en sortie du filtre est observable à la Figure 6-8.

Figure 6-8 : Effet d'un filtre coupe-bande avec une variation de  $\zeta_{NH2}$ 

Nous pouvons remarquer que plus  $\zeta_{NH2}$  est grand comparativement à  $\zeta_{NH1}$ , plus l'ondulation est filtrée rapidement. Nous devons tout de même choisir un  $\zeta_{NH2}$  de manière à avoir une réponse du système plus lente que la régulation de la boucle interne  $i_g$ . Nous fixons alors  $\zeta_{NH2} = 0.1$  et  $\zeta_{NH1} = 0,0001$  pour la suite de la recherche. Comme le montre la Figure 6-8, l'utilisation d'un filtre coupe-bande dans la mesure de la tension du lien DC permet d'atténuer l'ondulation de pulsation au double de fréquence du réseau (120 Hz) à 1% de la tension de référence du lien DC

(230 V). Donc, selon les calculs théoriques effectués au chapitre précédent (cf. Tableau 5-1), nous pouvons installer une banque de condensateurs du lien DC de 500  $\mu\text{F}$  au lieu de 5000  $\mu\text{F}$ .

## CHAPITRE VII

### SIMULATION DU SYSTÈME AU COMPLET

Jusqu'ici, nous avons vu comment concevoir le contrôle des deux boucles de régulation d'un onduleur monophasé connecté au réseau via un filtre LCL. Nous avons également simulé et démontré les bonnes performances de la commande par retour d'état pour le contrôle du courant  $i_g$  ; nous permettant alors l'utilisation d'un filtre coupe-bande sur la mesure de la tension  $v_{DC}$  et ainsi pouvoir répondre à la problématique du projet de recherche.

À présent, nous devons simuler le système au complet pour pouvoir valider notre proposition. Comme expliqué dans la revue de littérature, la simulation est une étape importante de la conception. Elle est la preuve du bon fonctionnement de la solution proposée avant d'investir dans une réalisation en laboratoire qui est coûteuse. La simulation doit être alors la plus précise et la plus réaliste possible pour éviter d'avoir des surprises en phase expérimentale. En ce sens, plusieurs choses sont à prendre en compte ; en effet lors de la revue de littérature, nous avons pu mettre en évidence certaines techniques de simulation de système de conversion présentes dans plusieurs recherches, telle que la prise en compte de résistances en série aux bobines dans le filtre LCL (Vinícius F. Montagner, 2015), la prise en compte d'un temps mort (Eun-Soo Kim, 2017) lors de l'actionnement des interrupteurs ou encore la prise en compte de l'erreur de mesure produite par les capteurs de courant.

## 7.1 Prise en compte d'un temps mort

L'un des facteurs importants de l'élaboration d'un système de production d'énergie renouvelable connecté au réseau est la qualité de l'énergie produite. Ce gage de qualité est déterminé par le *THD* du courant  $i_g$  et la tension  $v_g$  qui sont régis par des normes telles que l'IEEE 1547. Aussi,  $v_g$  et  $i_g$  peuvent être déformés par des caractéristiques non linéaires du dispositif de commutation, telles que le temps mort et les temps d'activation/désactivation de ces derniers. En raison d'un effet de temps mort, des harmoniques impairs sont générés dans la tension et le courant du réseau. Pour diminuer les effets du temps mort, des méthodes de compensation ont déjà été suggérées dans la littérature. Ici, le temps mort est introduit au schéma de simulation, son influence sur la qualité de l'énergie produite sera ainsi quantifiée. L'objectif est d'observer le comportement de la commande par retour d'état de la boucle interne et de voir si une compensation supplémentaire est évitable. En effet, toujours dans un souci d'alléger l'onduleur et de réduire les composants qui le constituent, ce serait un bon avantage de pouvoir éviter un circuit de compensation de temps mort.

Effectivement, étant donné qu'un dispositif de commutation a un temps de commutation fini, nous devons prendre en compte un temps mort dans les signaux de déclenchement émis par la MLI afin d'empêcher le déclenchement simultané de deux commutateurs complémentaire d'un bras. Comme nous pouvons voir sur la Figure 7-1, sans l'introduction d'un temps mort, les signaux sont en opposition de phase et se déclenchent alors au même moment, ce qui n'est pas le cas en réalité. Pour introduire un temps mort et pouvoir le prendre en compte, un bloc fonction *off délai* (Matlab\_Dead\_Time, 2018) est utilisé et connecté à la sortie de la MLI. Nous

pouvons alors observer en Figure 7-2 un décalage de 250 ns comme souhaité et introduit par le bloc *off délai*.

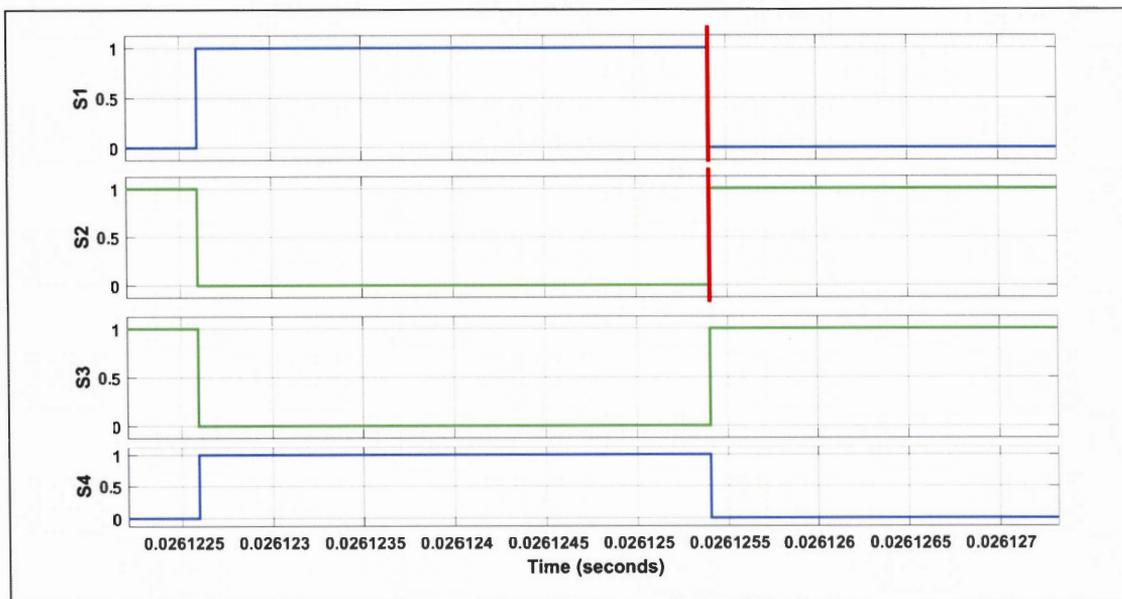


Figure 7-1 : Signaux émis par la MLI sans prise en compte du temps mort

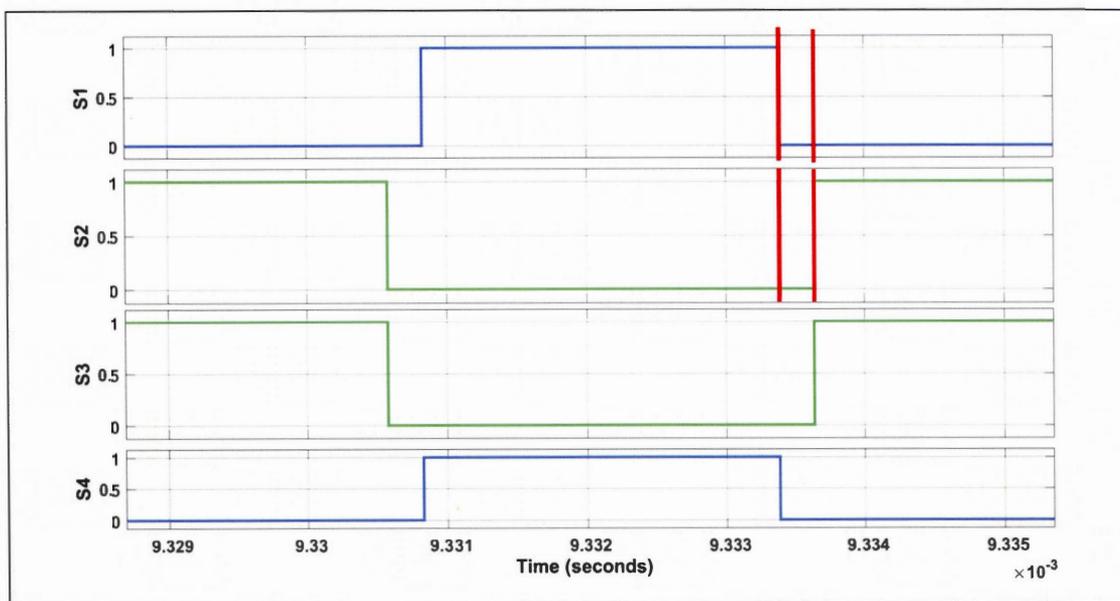


Figure 7-2 : Signaux émis par la MLI avec prise en compte du temps mort de 250 ns

## 7.2 Prise en compte de l'erreur de mesure

Comme nous pouvons voir à la Figure 5-2, pour le fonctionnement du système de commande de l'onduleur, des mesures de tensions ( $v_g$ ,  $v_{DC}$ ,  $v_C$ ) et des mesures de courants ( $i_g$  et  $i_C$ ) sont nécessaires. En laboratoire, la mesure de ces signaux est effectuée à l'aide de capteurs ; comme tous capteurs, une erreur de mesure est à considérer et donc à prendre en compte dans la simulation du système. Un intérêt est particulièrement apporté aux capteurs de courant, car ils mesurent de faibles signaux et introduisent une erreur de mesure plus importante que les capteurs de tension. Le capteur de référence HO-P Série 10 A (LEM, 2014) est utilisé, dont la fiche technique se trouve en annexe F. Dans le Tableau 7-1 sont résumés les principales erreurs données par la fiche technique.

Tableau 7-1 : Résumé des erreurs à prendre en compte dans la simulation

|   |                          |
|---|--------------------------|
| $E_l$ = Erreur de linéarité                   | $\pm 0,5$ % de $I_{pn}$  |
| $E_g$ = Erreur de sensibilité                 | $\pm 0,85$ % de $I_{pn}$ |
| $E_l + E_g$ = Précision @ $I_{pn}(25^\circ)$  | $\pm 3,75$ % de $I_{pn}$ |
| $E_l + E_g$ = Précision @ $I_{pn}(105^\circ)$ | $\pm 4,55$ % de $I_{pn}$ |

Pour la prise en compte de l'erreur de mesure du capteur, il est logique de prendre en compte l'erreur de mesure la plus grande possible ; c'est-à-dire la précision du capteur à une température de fonctionnement de  $105^\circ$ . Ainsi, pour une mesure de courant à cette température, nous pouvons avoir une erreur de mesure d'environ  $\pm 0,5$  A pour une valeur nominale du courant mesuré de 10 A. Pour incrémenter cette erreur de mesure, nous utilisons la chaîne de mesure schématisée en Figure 7-3. Dans

cette chaîne de mesure, nous pouvons observer un premier bloc de conversion. En effet, pour ce capteur, nous pouvons mesurer un courant max de  $\pm 25 A$  ; ce dernier est converti en un signal de  $\pm 2 V$  (noté *output voltage range* dans la fiche technique). En effet, par définition, les capteurs sont généralement des éléments sensibles qui transforment une grandeur physique (ici un courant exprimé en ampère) en grandeur électrique (une tension en volt).

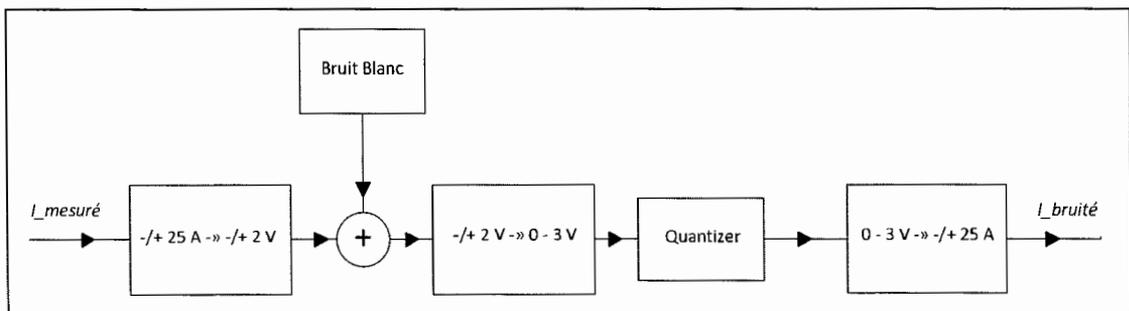


Figure 7-3 : Simulation d'une chaîne de mesure avec prise en compte de l'erreur de mesure

Ensuite, nous ajoutons un bruit blanc représentatif de l'erreur de mesure que l'on réglera par la suite pour obtenir un signal erroné d'au moins  $\pm 0,5 A$ . Puis, nous effectuons une mise à l'échelle du signal bruité passant de  $\pm 2 V$  à  $0 - 3 V$  pour entrer dans un quantificateur (quantizer). Ce dernier représente l'échantillonnage du signal avec l'erreur de mesure dans un intervalle de quantification de  $(\frac{3}{2^{12}})$  avant de passer dans un DSP ou microprocesseur. Et enfin, nous faisons une remise à l'échelle du signal quantifié pour revenir à un signal alternatif de  $\pm 25 A$ . Ci-dessous en Figure 7-4, nous pouvons observer l'erreur de mesure qui est donnée par la différence entrée/sortie de la chaîne de mesure :

$$\varepsilon_{mesure} = i_{mesuré} - i_{bruité} \quad (7.1)$$

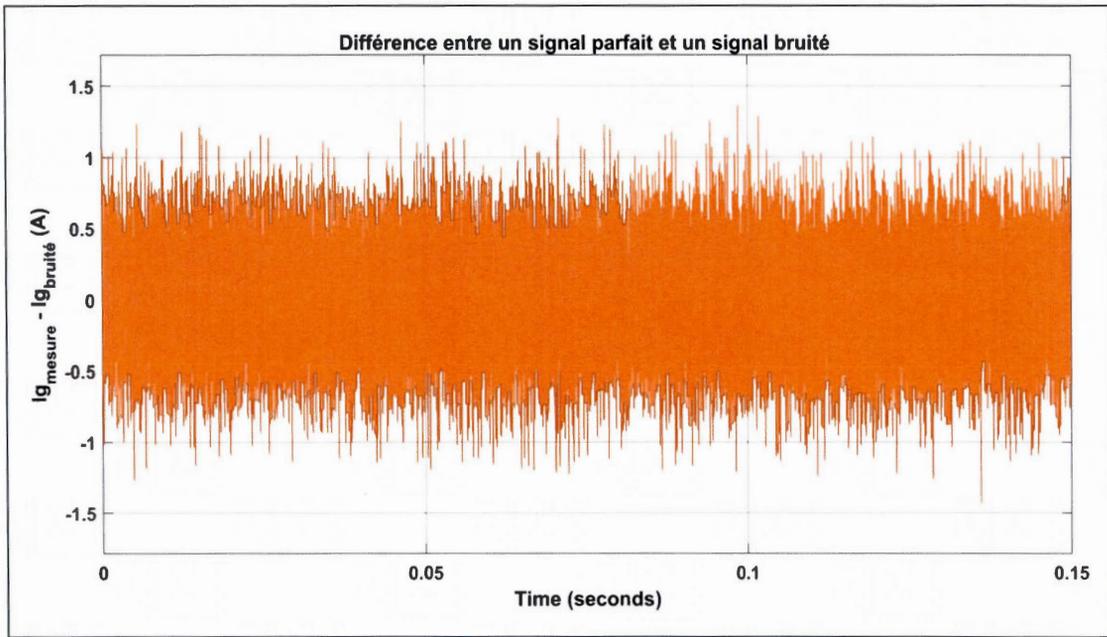


Figure 7-4 : Différence entre le signal d'entre mesuré et le signal de sortie de la chaîne de mesure

Nous remarquons sur la Figure 7-4, que l'erreur de mesure est d'environ  $\pm 0,5 A$  avec une marge de sécurité de  $0,25 A$ . Ainsi nous pouvons dire que l'erreur de mesure sera bien prise en compte si nous ajoutons cette chaîne aux mesures que nous effectuerons des courants. Nous pourrions alors observer son effet lors des tests du système au complet.

### 7.3 Simulation du système sans temps mort et sans prise en compte de l'erreur de mesure

Dans un premier temps, la simulation du système sans prendre en compte le temps mort ni l'erreur de mesure est faite. Nous réalisons le même test qu'à la partie 5, mais avec cette fois-ci l'ajout du filtre coupe-bande pour le traitement de la composante de

pulsation au double de la fréquence du réseau présente dans la tension  $v_{DC}$ , nous permettant ainsi l'utilisation d'un condensateur du lien DC de  $500 \mu F$ . Nous pouvons alors observer en Figure 7-5 le résultat de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$ . On remarque la différence avec et sans filtre coupe-bande en comparant ce résultat au résultat obtenu à la partie 5 (Figure 5-8) où le traitement de la composante de pulsation au double de la fréquence du réseau n'est pas compensé. En effet, l'ondulation indésirable n'est plus transmise à la consigne de référence du courant du réseau  $i_g$ . Ainsi, le  $THDi_g$  passe de 27 % à 0,92 % sur l'intervalle de temps  $[0 - 150] ms$ . Ceci répond bien aux obligations de la norme IEEE 1547 concernant le  $THDi_g$ . Aussi nous pouvons voir que l'ajout du filtre coupe-bande n'altère pas, ou peu, le temps de réponse du système et il est toujours inférieur à 25 ms. Aussi nous avons pu réduire la taille de la banque de condensateurs, car comme nous pouvons voir à la Figure 5-9, que pour atteindre de telle performance, nous devons utiliser une taille de la banque de condensateurs supérieure à  $4500 \mu F$ .

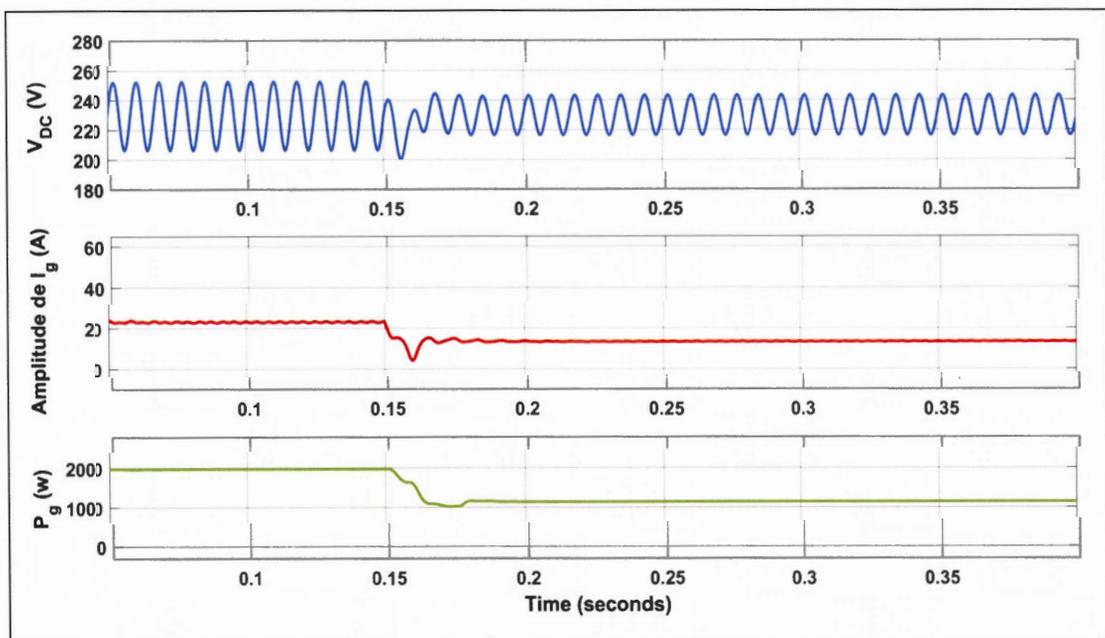


Figure 7-5 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$  avec un filtre coupe-bande sur la tension  $v_{DC}$ . On effectue un step du courant  $i_{pV}$  passant de  $8,7 \rightarrow 5 A$  à  $t = 0,15 s$

#### 7.4 Simulation du système avec temps mort, mais sans prise en compte de l'erreur de mesure

Nous refaisons ici le même test que précédemment avec cette fois-ci l'ajout du temps mort de 250 ns (suffisant pour être réaliste) dans la simulation. Les résultats restent sensiblement les mêmes, mais nous remarquons néanmoins une dégradation du  $THDi_g$  passant de 0,92 % à 1,14 % sur l'intervalle de temps [0 – 0,15] s. En effet, cette dégradation est visible, en Figure 7-6, lorsque nous observons la mesure du courant du réseau  $i_g$ , nous remarquons une légère oscillation du courant au passage par 0. Ce phénomène est aussi observé dans de nombreuses recherches et même des moyens de compensation sont entrepris (Ninad, 2008).

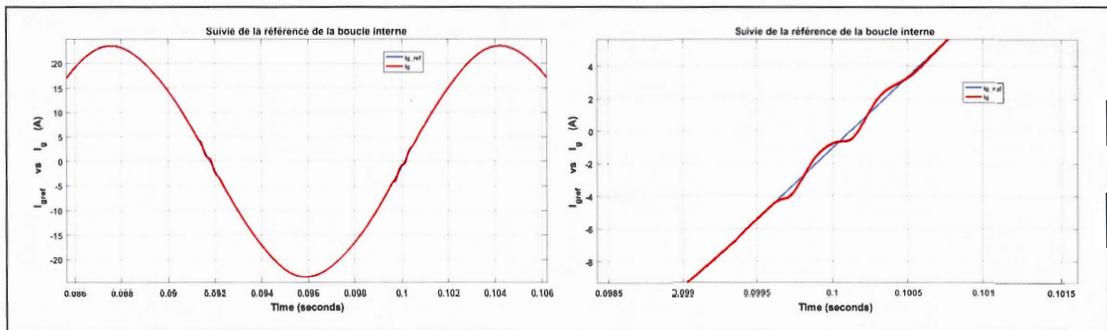


Figure 7-6 : Suivi de la référence  $i_{g\_ref}$  avec un zoom (graphique de droite) au passage par 0

Étant donné la faible dégradation du  $THDi_g$  introduit par le temps mort, nous décidons de ne pas entreprendre une étude pour la compensation du temps mort. Toutefois, nous allons prendre en compte ce temps mort dans nos prochaines simulations afin de conserver un modèle réaliste.

### 7.5 Simulation du système avec temps mort et avec une prise en compte de l'erreur de mesure

Dans ce dernier test de conception, nous allons faire la simulation du système au complet, avec une prise en compte du temps mort et de l'erreur de mesure. Pour cela, la chaîne de mesure, étudiée précédemment, est ajoutée à chaque mesure de courant ( $i_g$  et  $i_c$ ). Nous obtenons ainsi le système final que nous pouvons observer en annexe G. Concernant le comportement du système, la rapidité et la régulation du courant  $i_g$  et de la tension du lien DC, nous n'observons aucune différence avec le modèle de la partie 7-3. Nous observons tout de même le bruit introduit par le capteur de mesure. Comme nous pouvons voir en Figure 7-7, le suivi de référence se produit correctement et les ondulations générées par le temps mort observées précédemment sont noyées dans le bruit de mesure. Concernant le  $THDi_g$ , il passe de 1,14 % à 1,35 % sur l'intervalle de temps [0 – 0,15] s ; ce qui est logique vu la dégradation apportée à la mesure du courant. À ce stade nous pouvons aussi noter que le  $THDv_g$  est égale à 1,52 % sur l'intervalle de temps [0 – 0,15] s.

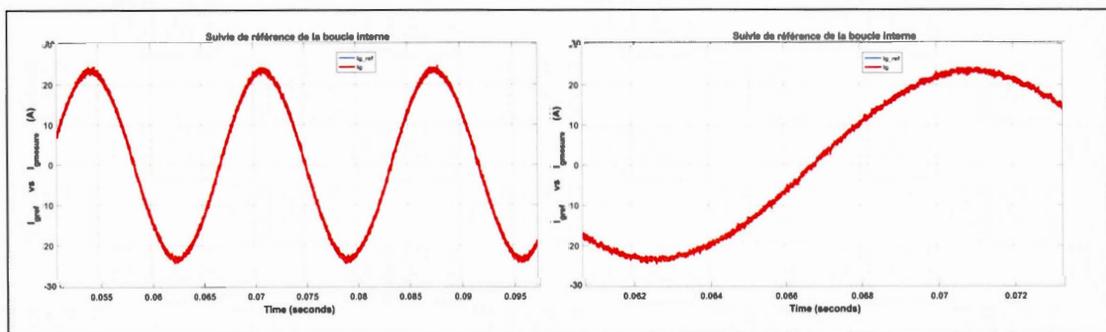


Figure 7-7 : Suivi de la référence  $i_{g\_ref}$  du système complet ; avec un zoom (graphique de droite) au passage par 0

## 7.6 Résultats de simulation et tests de performance

À présent, nous avons un système complet (annexe G) le plus réaliste possible, comprenant une régulation du courant  $i_g$  et de la tension  $v_{DC}$  d'un onduleur monophasé connecté au réseau via un filtre LCL. Nous allons tester à présent les performances de la commande par retour d'état ainsi que la solution proposée pour la réduction de la banque de condensateurs du lien DC. Pour cela, nous regroupons, dans le Tableau 7-2, les paramètres d'initialisation de la simulation. Nous utilisons aussi tous les gains  $K$  (gains régulateur résonnant, gains commande state feedback, gains  $PI_{v_{DC}}$ ) que nous avons obtenues à l'aide des différentes méthodes exposées dans cette recherche.

Tableau 7-2 : Paramètres d'initialisation du système

|             |                |
|-------------|----------------|
| $v_{DC}$    | 230 V          |
| $f_n$       | 60 Hz          |
| $r_c = r_g$ | 0,001 $\Omega$ |
| $r_z$       | 2 $\Omega$     |
| $L_c$       | 240 $\mu H$    |
| $L_g$       | 90 $\mu H$     |
| $C$         | 42 $\mu F$     |
| $f_{PWM}$   | 125 KHz        |
| $T_s$       | 4 $\mu s$      |

### 7.6.1 Test de chute de puissance produite par les panneaux photovoltaïques

Dans ce premier test, nous faisons varier le courant  $i_{pV}$  arrivant au lien DC pour pouvoir observer l'échange et l'équilibre des puissances entre le lien DC et la sortie de l'onduleur. Pour ce test, nous utilisons un condensateur du lien DC de  $500 \mu F$ . Dans ce test de performance, nous pouvons remarquer en Figure 7-8 que le comportement des deux boucles de régulation n'est pas altéré par l'ajout de la chaîne des erreurs de mesure des courants et de la prise en compte des temps morts. En effet, le courant  $i_g$  suit toujours la référence avec le même temps de réponse où les conditions étaient similaires au test effectué à la partie 7-3. Cependant nous observons tout de même une dégradation du  $THDi_g$  passant de 0,92 à 1,35 % sur l'intervalle de temps  $[0 - 0,15] s$ . Cette dégradation est normale étant donné que nous avons aussi relevé de légères variations du  $THDi_g$  lors des deux précédents tests. Nous pouvons aussi remarquer que le  $THDi_g$  augmente au fur et à mesure que le courant  $i_{pV}$  diminue.

Concernant les mesures des courants  $i_{inv}$  et  $i_g$  en entrée et sortie du filtre LCL, observables à la Figure 7-9, nous pouvons noter l'efficacité du filtrage de ce dernier ; en effet  $i_{inv}$  en sortie de l'onduleur est bien plus impacté et bruité que le courant  $i_g$  en sortie du filtre. Le dimensionnement du filtre LCL fourni par Idénergie semble efficace et convenir à nos besoins. De plus il est de petite taille et entre ainsi dans notre stratégie de rendre l'onduleur plus léger et plus compact. On remarque aussi d'après ces mesures, que l'amplitude  $i_g$  est bien respectée et suit la référence indiquée à la Figure 7-8.

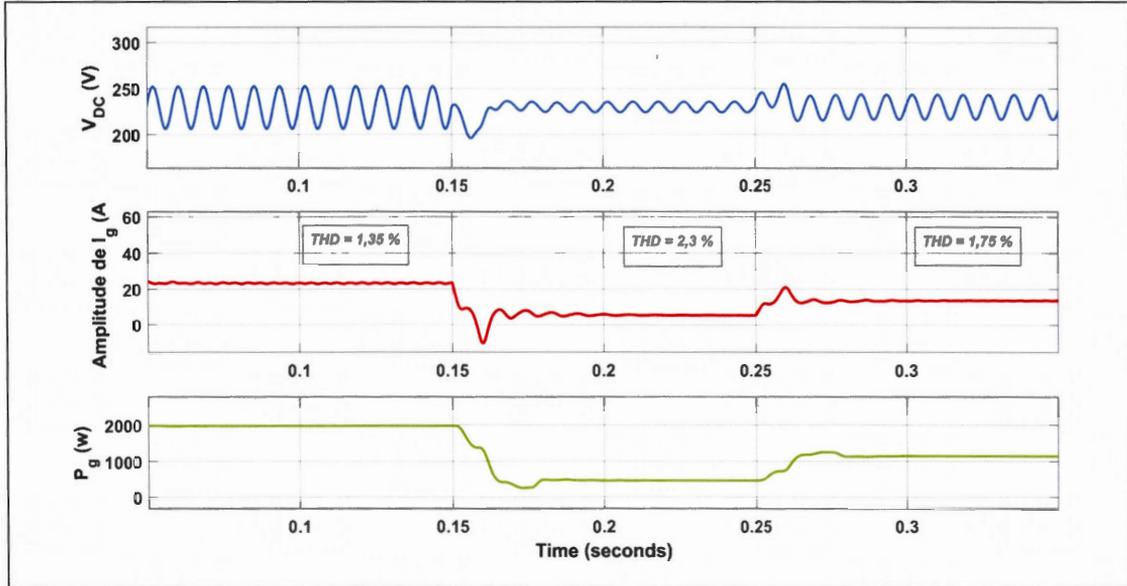


Figure 7-8 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$ . On effectue un step du courant  $i_{PV}$  passant de  $8,7 \rightarrow 2$  A à  $t = 0,15$  s et de  $2 \rightarrow 5$  A à  $t = 0,25$  s

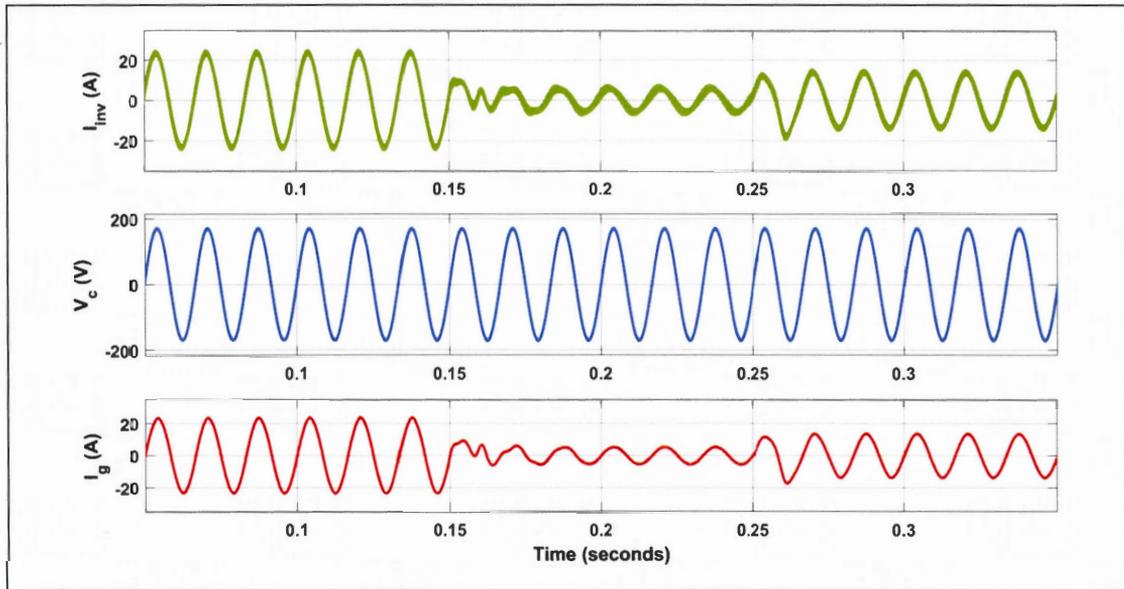


Figure 7-9 : Mesures du courant en sortie de l'onduleur  $i_{inv}$ , de la tension aux bornes du condensateur du filtre LCL  $v_c$  et du courant du réseau  $i_g$ . Avec un step du courant  $i_{PV}$  passant de  $8,7 \rightarrow 2$  A à  $t = 0,15$  s et de  $2 \rightarrow 5$  A à  $t = 0,25$  s

### 7.6.2 Test de coupure de courant $i_{pV}$

À présent, nous allons simuler une coupure de courant  $i_{pV}$  fourni par les panneaux photovoltaïques. Le but étant d'observer le bon suivi de la référence en absence d'alimentation. Nous pouvons alors observer les résultats aux Figures 7-10 et 7-11 ci-dessous. Dans l'intervalle  $[0,15 - 0,25]$  s lorsque l'on coupe le courant  $i_{pV}$ , la consigne du courant  $i_g$  devient alors nulle, ce qui est confirmé par la mesure  $i_{g\_mesure}$  qui suit bien cette consigne. Les tensions  $v_g$  et  $v_{DC}$ , quant à elles, gardent leurs valeurs initiales, la régulation de la tension  $v_{DC}$  se fait correctement. On note aussi que le  $THD v_g$  reste constant à 1,52 %.

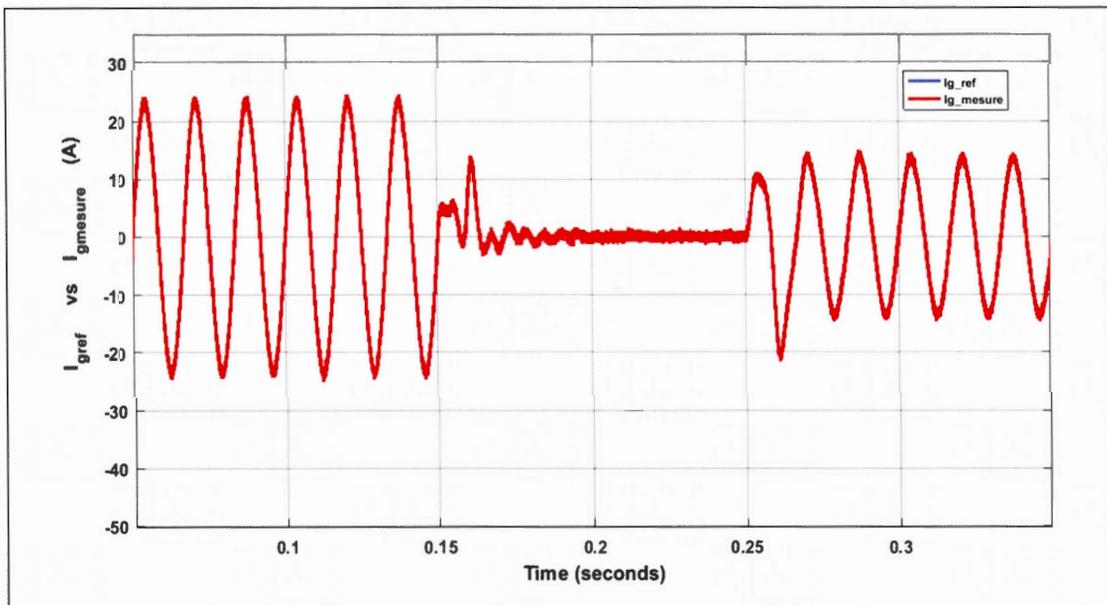


Figure 7-10 : Suivi de la référence  $i_{g\_ref}$ . On effectue un step du courant  $i_{pV}$  passant de 8,7  $\rightarrow$  0 A à  $t = 0,15$  s et de 0  $\rightarrow$  5 A à  $t = 0,25$  s

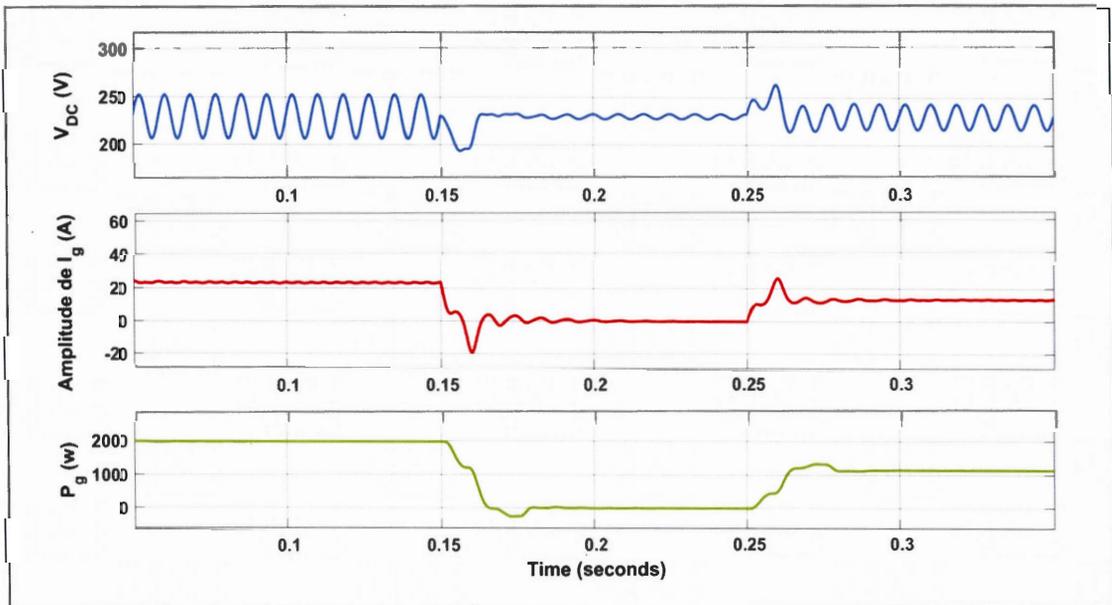


Figure 7-11 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$ . On effectue un step du courant  $i_{PV}$  passant de  $8,7 \rightarrow 0$  A à  $t = 0,15$  s et de  $0 \rightarrow 5$  A à  $t = 0,25$  s

### 7.6.3 Test de variation de la tension du réseau $v_g$ avec injection de perturbation harmonique

Dans cette section, une injection de perturbations harmoniques allant jusqu'à l'ordre 5 sera effectuée. Comme dans le chapitre 3, lors du test de la boucle interne, nous faisons à présent l'exercice avec le système au complet. Ci-dessous, en Tableau 7-3, nous décrivons les différents steps d'injection de perturbation sur la tension  $v_g$  de telle sorte à obtenir une dégradation du  $THDv_g \approx 10\%$ .

Tableau 7-3 : Valeur de la tension du réseau pour différents paliers

| <i>Tension du grid (V)</i>   | <i>Intervalle de simulation (ms)</i> |
|--|--------------------------------------|
| $V_g \sin(2\pi \times 60t)$  | [0 – 150]                            |
| $V_g \sin(2\pi \times 60t) + \frac{V_g}{9} \sin(2\pi \times 60 \times 3t)$   | [150 – 250]                          |
| $V_g \sin(2\pi \times 60t) + \frac{V_g}{9} \sin(2\pi \times 60 \times 3t) + \frac{V_g}{15} \sin(2\pi \times 60 \times 5t)$ | [250 – 350]                          |

Nous remarquons d'après les résultats en Figure 7-12 et 7-13, que l'injection de perturbations harmoniques dans le réseau impacte peu la boucle de régulation externe. En effet, la tension  $v_{DC}$ , le courant  $i_g$  et la puissance  $P_g$  fournis par l'onduleur restent constants et ne varient pas. Toutefois, les perturbations augmentent le  $THDi_g$ , comme nous pouvons voir dans les résultats présentés au Tableau 7-4, mais reste tout de même inférieur à 5 %.

Tableau 7-4 :  $THD$  du courant  $i_g$  et de la tension  $v_g$  avec compensation harmonique d'ordre 5

| <i>Intervalle de simulation (ms)</i> | [0 – 150] | [150 – 250] | [250 – 350] |
|--------------------------------------|-----------|-------------|-------------|
| $THD_{v_g}$ (%)                      | 1,52      | 11,2        | 13,1        |
| $THD_{i_g}$ (%)                      | 1,35      | 2,9         | 3,35        |

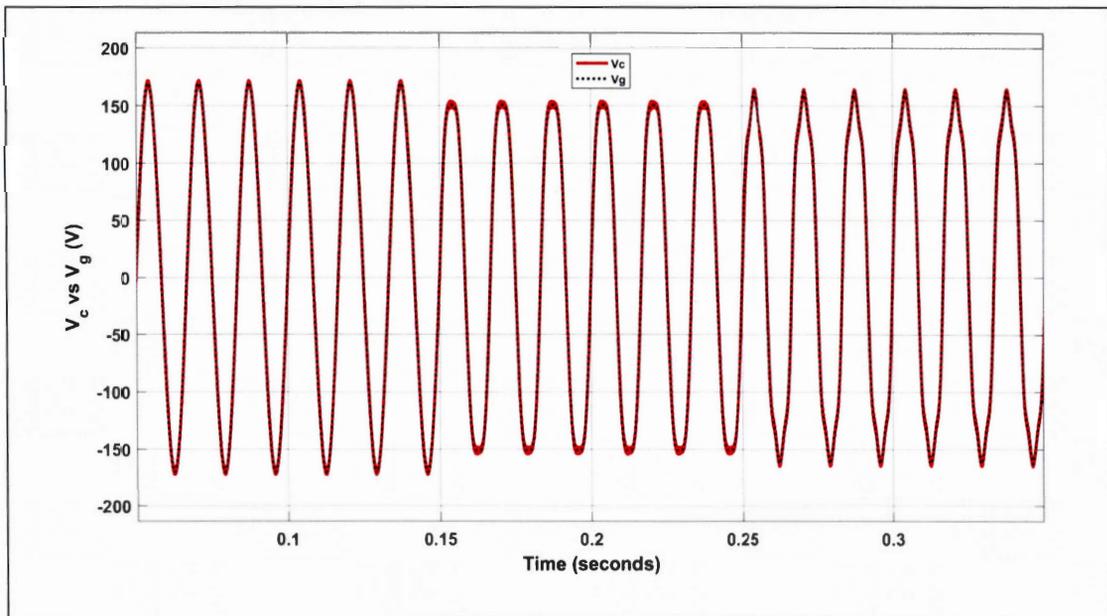


Figure 7-12 : Mesures de la tension du réseau  $v_g$  et de la tension  $v_c$  aux bornes du condensateur du filtre LCL

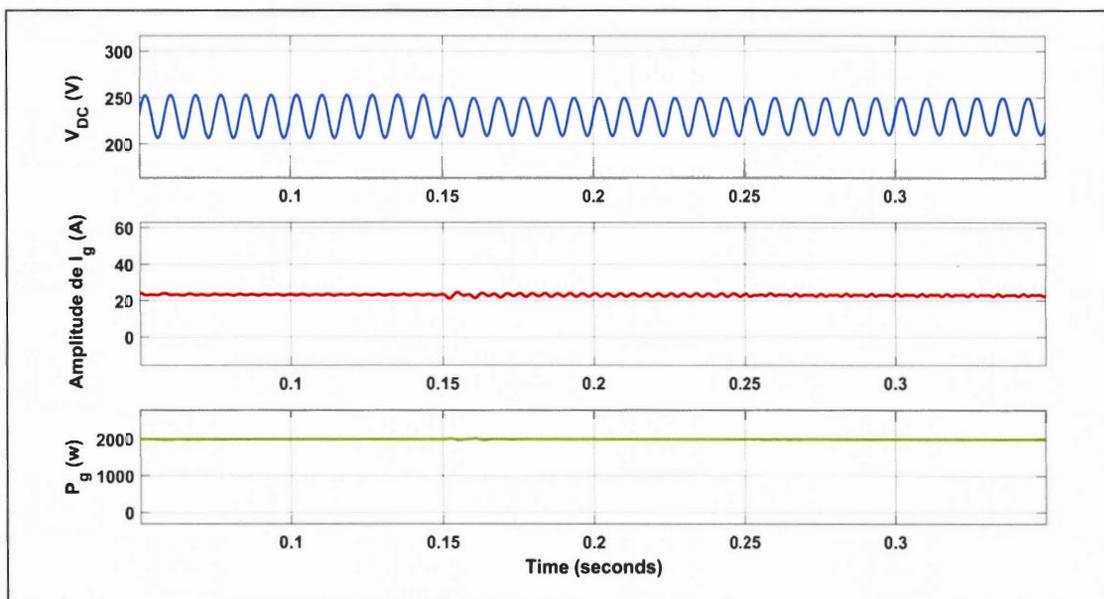


Figure 7-13 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$ . On effectue les injections de perturbations décrites dans le Tableau 7-3

#### 7.6.4 Test de variation de phase de la tension du réseau $v_g$

À présent, un saut de phase de  $90^\circ$  est appliqué à la tension du réseau  $v_g$  ; passant ainsi de  $v_g = 120\sqrt{2} \sin(2\pi ft)$  à  $v_g = 120\sqrt{2} \sin(2\pi ft + \frac{\pi}{2})$ . D'après les résultats obtenus en Figure 7-14, nous observons bien un saut d'angle de  $90^\circ$  adjoint à la tension  $v_g$  à  $t = 0,15$  s. La tension  $v_{DC}$  et l'amplitude  $i_g$  ne varient pas une fois le système stabilisé, mais un déplacement important du courant et de la tension est présent. Ce déplacement est dû à une variation trop brutale de la phase appliquée à la tension  $v_g$ . En effet, pour effectuer ce test facilement, nous avons fait appel à une fonction échelon. Cependant, en réalité, si une dégradation de phase se produit dans le réseau elle sera beaucoup plus lente et ainsi le déplacement observé ici ne sera pas présent. Sur la Figure 7-15, nous remarquons aussi la bonne synchronisation de la phase du courant  $i_g$  avec la tension  $v_g$ , validant ainsi le SOGI-PLL développé au chapitre IV.

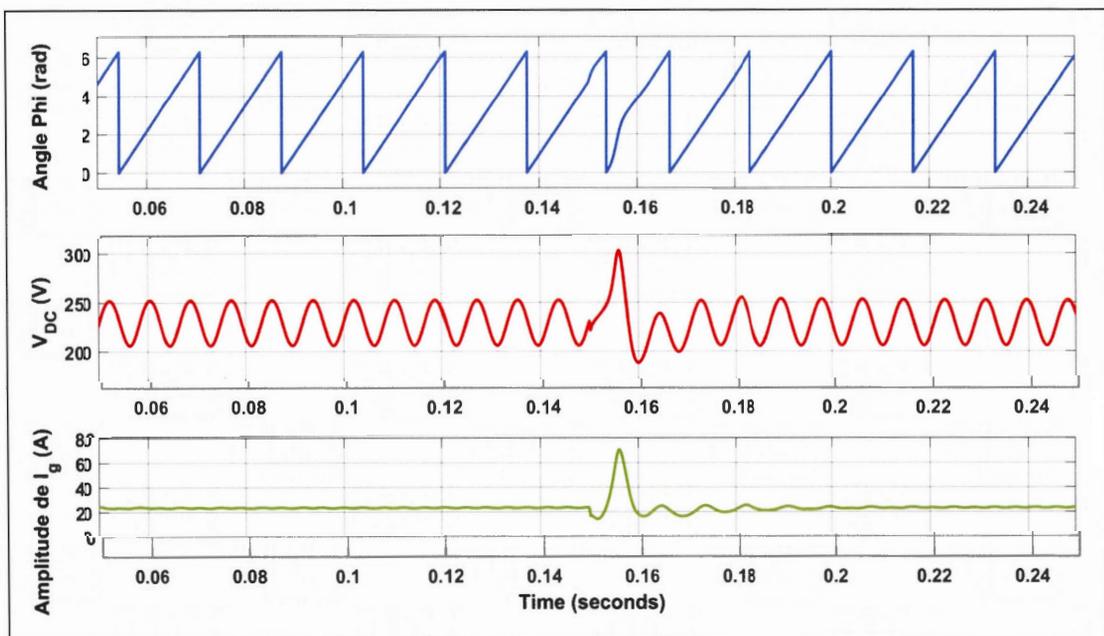


Figure 7-14 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$ . On effectue ici un step d'angle de la tension du réseau  $v_g$  passant de  $0 \text{ rad}$  à  $\frac{\pi}{2} \text{ rad}$

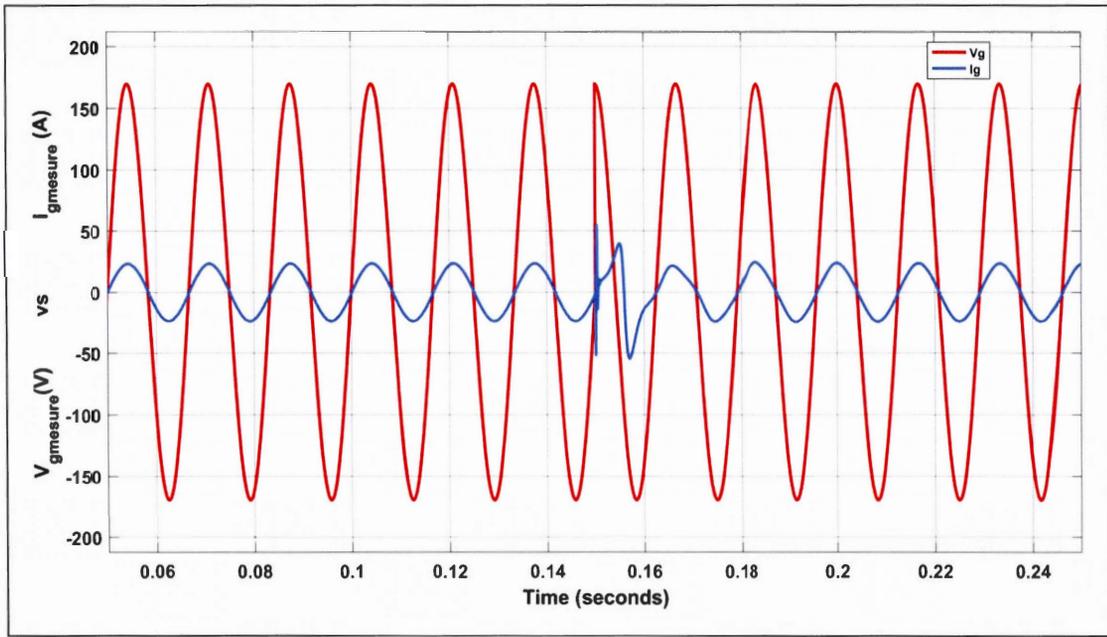


Figure 7-15 : Mesures de la tension du réseau  $v_g$  et du courant  $i_g$

### 7.6.5 Test de réduction du condensateur du lien DC

Enfin, dans ce dernier test, nous effectuons une simulation avec une banque de condensateurs du lien DC de  $250 \mu F$ . Nous gardons les mêmes paramètres que précédemment, car nous avons vu que la taille de la banque de condensateurs du lien DC n'influence pas les calculs de gains des deux boucles de régulation. En effet, la taille de  $C_{DC}$  intervient seulement dans la conception du filtre coupe-bande. Cependant le filtre a déjà été réglé avec une taille de la banque de condensateurs  $C_{DC} = 500 \mu F$ , mais surtout nous sommes contraints par la réponse temporelle de la boucle de régulation interne et externe qui eux-mêmes ont été optimisées. Nous pouvons alors observer, à la Figure 7-16, les résultats des simulations dans les mêmes conditions que le test effectué à la section 7.6.2. Nous pouvons remarquer que

l'amplitude de l'ondulation de pulsation au double de la fréquence du réseau présente dans la tension  $v_{DC}$  est plus importante qu'avec un condensateur  $C_{DC} = 500 \mu F$ . Cela entraîne ainsi une dégradation du  $THD_{i_g}$  passant de 1,35 % à 3,3 % sur l'intervalle  $[0 - 0,15]$  s. Toutefois, nous entrons toujours dans les spécifications de la norme IEEE 1547.

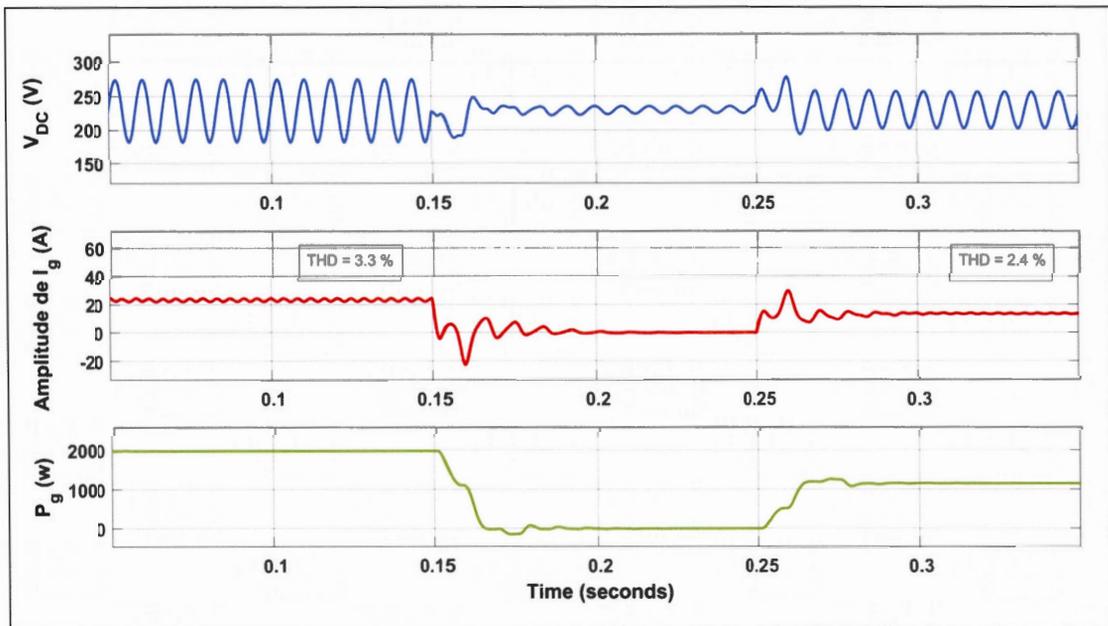


Figure 7-16 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$ . Avec un condensateur du lien DC de  $250 \mu F$ . On effectue un step du courant  $i_{PV}$  passant de  $8,7 \rightarrow 0$  A à  $t = 0,15$  s et de  $0 \rightarrow 5$  A à  $t = 0,25$  s

À la Figure 7-17, une injection de perturbation harmonique d'ordre 3 à  $t = 0,15$  s puis d'ordre 5 à  $t = 0,25$  s est effectuée. Là aussi, nous obtenons une légère dégradation du  $THD_{i_g}$  mais il reste toujours inférieure à 5 %. D'autant plus que lors de ces tests, nous avons toujours maximisé les effets de perturbations et d'erreurs pour être dans les pires conditions. Nous pouvons alors imaginer de meilleures performances en laboratoire.

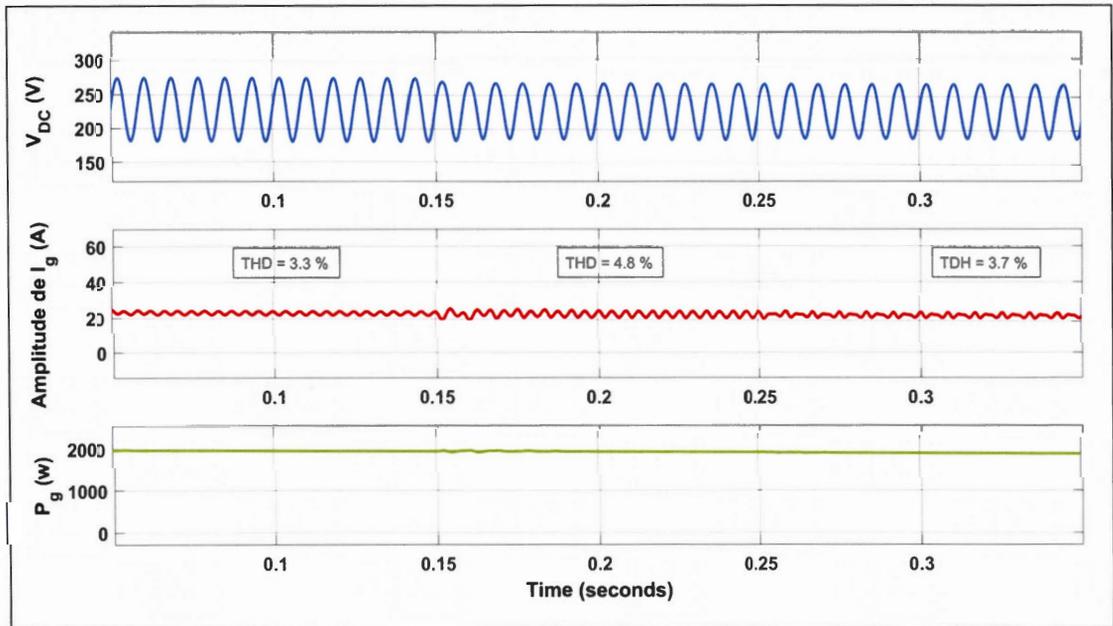


Figure 7-17 : Résultats de simulation de la boucle de régulation de la tension  $v_{DC}$ . On effectue les injections de perturbations décrites dans le Tableau 7-3

## CHAPITRE VIII

### CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

#### 8.1 Conclusion

Dans cette recherche, nous avons étudié un des éléments incontournables de la chaîne de production d'énergie renouvelable, qui est le convertisseur d'énergie faisant le lien entre production et consommation. En particulier, les convertisseurs de type DC/AC monophasés destinés à un usage résidentiel. Nous avons pu développer un modèle en représentation d'état du convertisseur connecté au réseau électrique via un filtre LCL. Ce modèle nous a servi de base et a permis de développer une commande par retour d'état du courant  $i_g$ . Nous avons démontré les bonnes performances de cette commande et les résultats obtenus sont en accord avec la norme IEEE 1547.

Puis, une régulation de la tension du lien DC ( $v_{DC}$ ) a été effectuée. Nous avons pu étudier sa complémentarité avec la boucle de contrôle interne du courant  $i_g$ . En effet, la tension  $v_{DC}$  est régulée en ajustant l'amplitude du courant du réseau  $i_g$ . La variation de l'amplitude de  $i_g$ , injectée par le réseau, provoque la diminution de la tension du lien DC et vice versa. Ainsi, nous avons pu mettre en évidence l'utilité de la banque de condensateurs du lien DC fournissant la différence de puissance entre le réseau et la charge lorsqu'un déséquilibre est observé dans le système. On a alors noté l'importance de la banque de condensateurs dans ce processus qui ne peut être supprimé. Cependant, nous avons vu comment réduire sa taille sans altérer les performances de l'onduleur à l'aide d'un filtre coupe-bande. Toutefois, l'ajout du

filtre augmente le temps de réponse du système ; et c'est, entre autres, pour cela que nous avons choisi de contrôler la boucle interne du courant  $i_g$  de façon la plus rapide, efficace et robuste possible à l'aide d'une commande par retour d'état.

Et enfin, nous avons simulé le système au complet, de façon la plus réaliste possible, pour pouvoir valider notre proposition et atteindre l'objectif. Nous avons, ainsi, effectué différents tests pour deux tailles de la banque de condensateurs du lien DC ( $500 \mu F$  et  $250 \mu F$ ). Des entreprises comme Idénergie, disposent ici d'une solution pour réduire la taille de la banque de condensateurs du lien DC d'au moins 10 fois par rapport à celle dont ils disposent actuellement. Et surtout, donne la possibilité d'utiliser un condensateur à film. En effet, pour une taille de condensateur à film de  $500 \mu F$  ou  $250 \mu F$ , le prix reste accessible et ne gonfle pas le coût global du convertisseur. De plus, la garantie du convertisseur, qui était régie par la durée de vie du condensateur du lien DC, peut être rallongée de plus de 5 fois. Aussi, la commande par retour d'état permet une grande adaptabilité et flexibilité du convertisseur dans une large gamme de paramètre réseau. Effectivement, si les paramètres du réseau ou du filtre LCL viennent à changer, il suffit de recalculer les gains de la commande à l'aide du programme développé dans ce projet de recherche et de les mettre à jour dans le DSP ou microprocesseur.

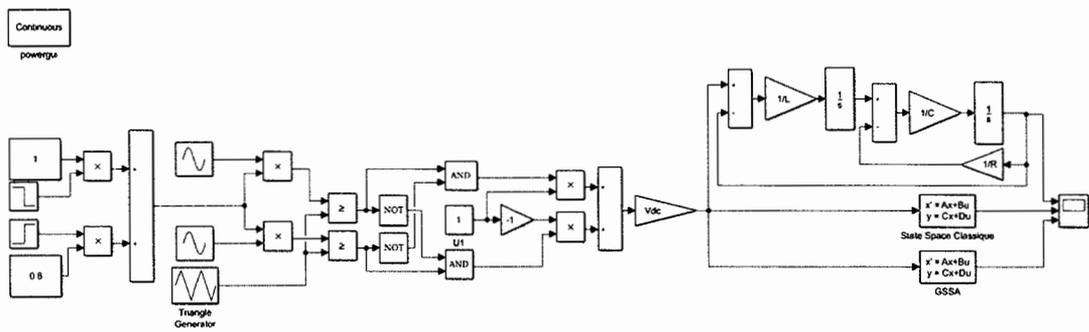
## 8.2 Recommandations

La commande par retour d'état est utilisée depuis peu dans le domaine de l'électronique de puissance. Elle semble être une alternative prometteuse et

performante pour le contrôle des convertisseurs. Nous avons vu la diversité de son utilisation, ici dans le but de réduire la taille de la banque de condensateurs du lien DC, mais aussi pour rendre la commande robuste aux variations des paramètres réseau et bien plus encore. De nombreuses études restent ouvertes à cette commande ; il serait, par exemple, très intéressant de modéliser la chaîne de production au complet (MPPT + boucle de contrôle  $v_{DC}$  + boucle de contrôle  $i_g$  + filtre) en représentation d'état et pouvoir ainsi réaliser une commande full state feedback (entièrement à retour d'état) de la chaîne de production. Cela permettrait d'obtenir les gains de régulation de toutes les boucles de contrôle en une seule fois et de façon automatique.

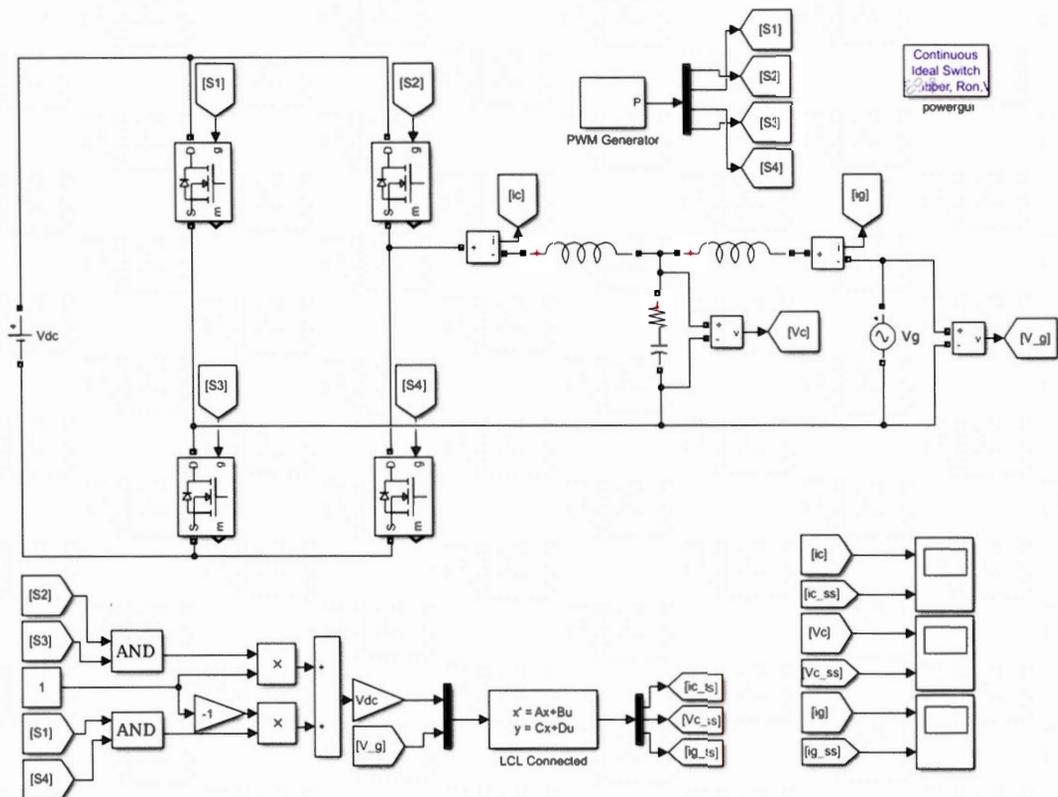
# ANNEXE A

## MODÉLISATION D'UN ONDULEUR ISOLÉ CONNECTÉ A UNE CHARGE LINÉAIRE VIA UN FILTRE LC



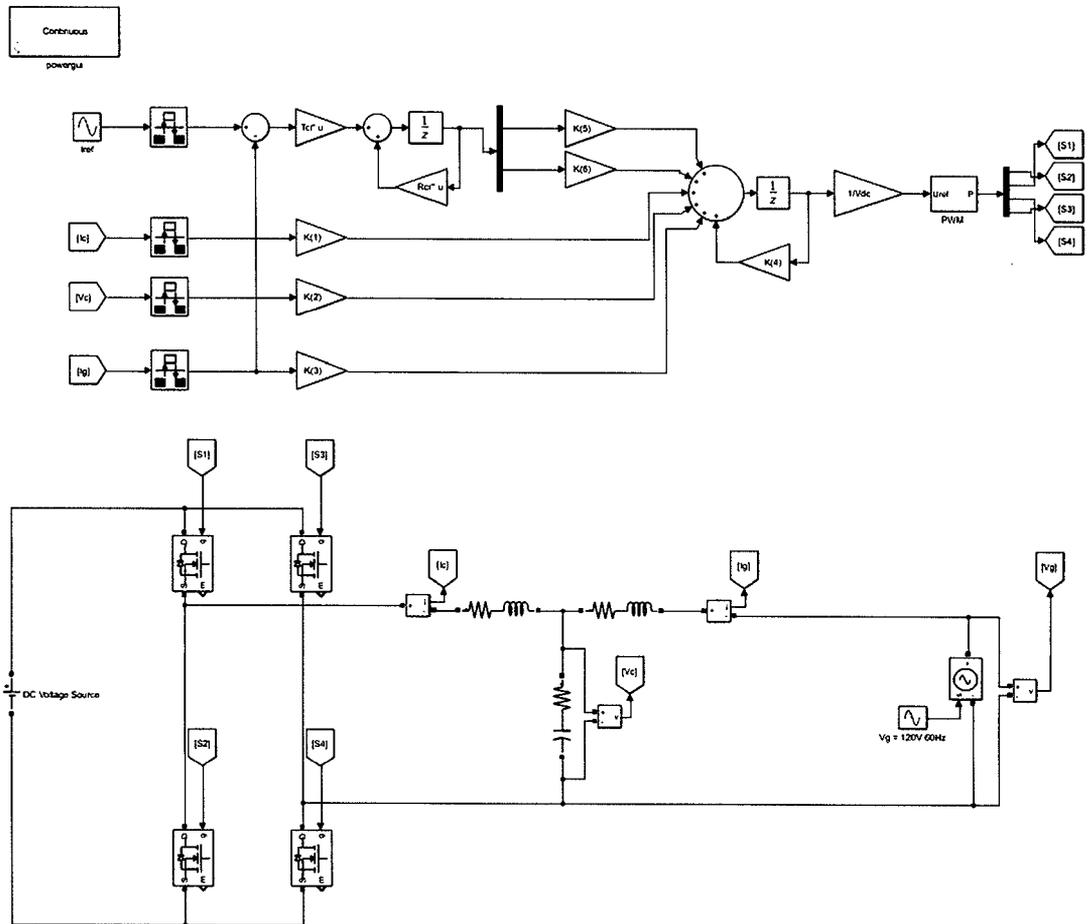
## ANNEXE B

### SIMULINK DE VALIDATION DU MODELE EN REPRÉSENTATION D'ÉTAT



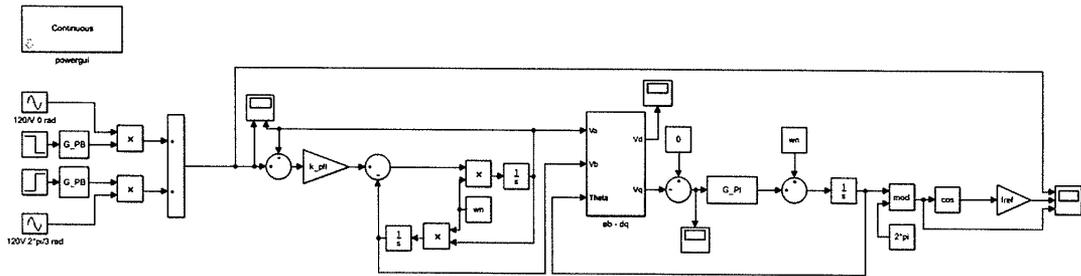
# ANNEXE C

## SIMULINK CONTRÔLE DU COURANT DU RÉSEAU



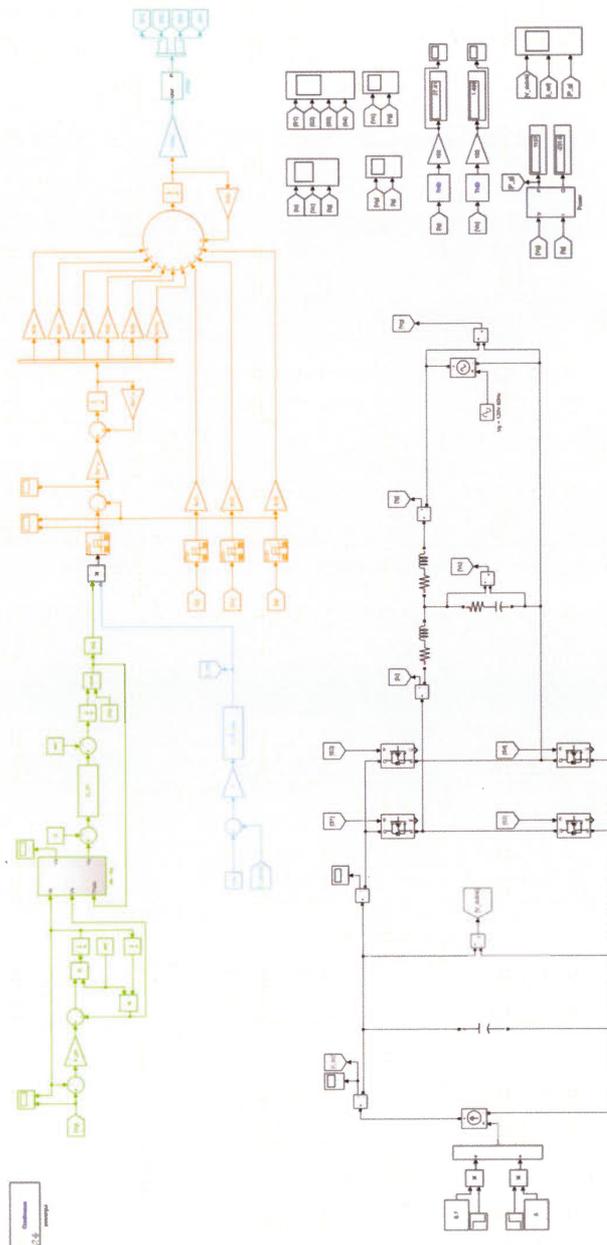
# ANNEXE D

## SIMULINK PLL



# ANNEXE E

## SIMULINK PLL + CONTRÔLE V\_DC + CONTRÔLE I\_G



## ANNEXE F

### RÉFÉRENCE HO-P SÉRIES 10 A



**HO-P series**

Electrical data  $I_{pm} = 10$  A

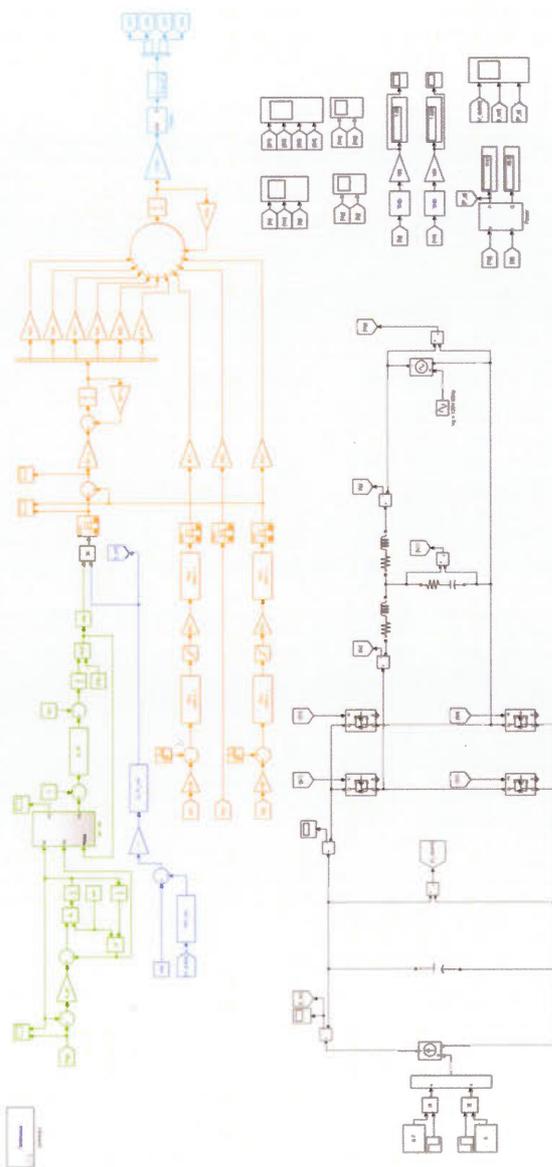
At  $T_A = 25$  °C,  $U_c = +5$  V,  $N_p = 1$  turn,  $R_L = 10$  K $\Omega$  unless otherwise noted (see Min, Max, typ. definition paragraph in page 7).

| Parameter  | Symbol              | Unit                   | Min                 | Typ                 | Max                 | Comment                               |
|--|---------------------|------------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------------------------|
| Primary nominal rms current                                      | $I_{pm}$            | A                      |                     | 10                  |                     |                                       |
| Primary current, measuring range                                 | $I_{pr}$            | A                      | -25                 |                     | 25                  |                                       |
| Supply voltage   | $U_c$               | V                      | 4.5                 | 5                   | 5.5                 |                                       |
| Current consumption  | $I_c$               | mA                     |                     | 19                  | 25                  |                                       |
| Reference voltage  | $V_{ref}$           | V                      | 2.475               | 2.5                 | 2.525               | Internal reference                    |
| External reference voltage                                       | $V_{ref}$           | V                      | 0.5                 |                     | 2.65                |                                       |
| Output voltage range @ $I_{pr}$                                  | $V_{out} - V_{ref}$ | V                      | -2                  |                     | 2                   |                                       |
| Output voltage @ $I_p = 0$ A                                     | $V_{out}$           | V                      |                     | $V_{ref} + V_{oc}$  |                     |                                       |
| Electrical offset voltage  | $V_{oc}$            | mV                     | -10                 |                     | 10                  |                                       |
| Temperature coefficient of $V_{ref}$                             | $TCV_{ref}$         | ppm/K                  |                     |                     | $\pm 160$           | -20 °C . 85 °C<br>Internal reference  |
|  |                     |                        |                     |                     | $\pm 190$           | -40 °C . 105 °C<br>Internal reference |
| Temperature coefficient of $V_{oc}$                              | $TCV_{oc}$          | mV/K                   |                     |                     | $\pm 0.12$          |                                       |
| Theoretical sensitivity  | $G_0$               | mV/A                   |                     | 80                  |                     | 800 mV/ $I_{pm}$ @ $U_c = 5$ V        |
| Sensitivity error  | $\epsilon_0$        | %                      |                     |                     | $\pm 0.85$          | Factory adjustment                    |
| Temperature coefficient of G                                     | $TCG$               | ppm/K                  |                     |                     | $\pm 250$           |                                       |
| Linearity error 0 . $I_{pm}$                                     | $\epsilon_L$        | % of $I_{pm}$          |                     |                     | $\pm 0.5$           | @ $U_c = 5$ V                         |
| Linearity error 0 . $I_{pr}$                                     | $\epsilon_L$        | % of $I_{pr}$          |                     |                     | $\pm 0.8$           | @ $U_c = 5$ V                         |
| Gain error with respect to $U_c \pm 10$ %                        |                     | %/%                    |                     |                     | $\pm 0.05$          | Gain error per $U_c$ drift            |
| Magnetic offset voltage<br>@ $I_p = 0$ after $2.5 \times I_{pm}$ | $V_{om}$            | mV                     |                     |                     | $\pm 6$             |                                       |
| Reaction time @ 10 % of $I_{pm}$                                 | $t_0$               | $\mu$ s                |                     |                     | 2                   | $di/dt = I_{pm}/\mu$ s                |
| Response time @ 90 % of $I_{pm}$                                 | $t_1$               | $\mu$ s                |                     |                     | 3.5                 | $di/dt = I_{pm}/\mu$ s                |
| Frequency bandwidth (-3 dB)                                      | $BW$                | kHz                    |                     | 250                 |                     |                                       |
| Output voltage noise (spectral density)<br>(DC . 100 MHz)        | $e_n$               | $\mu$ Vrms/ $\sqrt$ Hz |                     |                     | 17.5                |                                       |
| Output voltage noise<br>(DC . 20 MHz)                            | $V_{en}$            | mVpp                   |                     | 50                  |                     |                                       |
| Over-current detect  |                     | V                      | $2.6 \times I_{pm}$ | $2.9 \times I_{pm}$ | $3.2 \times I_{pm}$ | peak value                            |
| Accuracy @ $I_{pm}$  | X                   | % of $I_{pm}$          |                     |                     | $\pm 1.35$          | $\epsilon_0 + \epsilon_L$             |
| Accuracy @ $I_{pm}$ @ $T_A = +85$ °C                             | X                   | % of $I_{pm}$          |                     |                     | $\pm 3.75$          | See formula note <sup>1)</sup>        |
| Accuracy @ $I_{pm}$ @ $T_A = +105$ °C                            | X                   | % of $I_{pm}$          |                     |                     | $\pm 4.55$          | See formula note <sup>1)</sup>        |

Note: <sup>1)</sup> Accuracy @  $I_p$  and  $X_{in} = \pm [X + (TCG/10000) \cdot (T_A - 25) + TCV_{oc} \cdot 100 \cdot (T_A - 25)] / (G_0 \cdot I_p)$ .

# ANNEXE G

## SIMULATION DU SYSTÈME AU COMPLET



## RÉFÉRENCES

- Ammann, T. (2012). Conception d'un condensateur d'électronique de puissance pour un système de stockage hybride batteries / super-condensateurs : application dans les véhicules électriques. *Mémoire de maîtrise présentée à L'ETS (École de Technologie Supérieure, Montréal, QC)*.
- Anusha, K. V. (2016). The effect of sampling rates on the performance of a three phase PWM inverter and choice of appropriate sampling rates. *IEEE - Biennial International Conference on Power and Energy Systems : Towards Sustainable Energy (PESTSE)*.
- B. Francis, W. W. (1976). The internal model principle of control theory. *Automatica*, 12, 457-465.
- Butta, C. (2017). Composants actifs pour l'électronique de puissance. *Cours Master MI, Laboratoire Ampère, Lyon, France*.
- C. Spiteri Staines, M. A., D. Zammit. (2014). Comparison between PI and PR Current Controllers in Grid Connected PV Inverters. *World Academy of Science, Engineering and Technology. International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 8(2).
- Christophe Batard , F. P., Christophe Millet, Nicolas Ginot. (2012). Simulation of power converters using Matlab-Simulink. *Travail de recherche mené à IETR (Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, Rennes, France)*.
- D. Zammit, C. S. S., M. Apap, J. Licari. (2017). Design of PR current control with selective harmonic compensators using Matlab. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 4, 347-358.
- D.Holmes, T. L. (2003). Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice. *Wiley-IEEE Press*, 1, 671 - 713.
- Dingyu Xue, Y. C., Derek P. Atherton. (2007). Linear Feedback Control Analysis and Design with MATLAB. *SIAM Advances in design and control*, 1.
- Dong, D. (2009). Modeling and Control Design of a Bidirectional PWM Converter for Single-phase Energy Systems. *Mémoire de maîtrise présentée à Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University (Blacksburg, VA, USA)*.
- Dubilier, C. (2018). Capacitors. Repéré à <http://www.cde.com/capacitors/dc-film-paper-foil-oil-filled-construction>.
- Emadi, A. (2004). Modeling and Analysis of Multiconverter DC Power Electronic Systems Using the Generalized State-Space Averaging Method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.

- Eun-Soo Kim, U.-S. S., Jae-Suk Lee and Seon-Hwan Hwang. (2017). Compensation of Dead Time Effects in Grid-tied Single-phase Inverter using SOGI. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- F. Schimpf, L. N. (2010). Effective use of film capacitors in single-phase pvinverters by active power decoupling. *IEEE Industrial Electronics Society*.
- Friedland, B. (2005). Control System Design: An Introduction to State-Space Methods. *Dover Books on Electrical Engineering*.
- Gombert, C. (2007). Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique. *Thèse de doctorat présentée à l' INPG (Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France)*.
- Grusson, F. (2010). Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse. *Thèse présentée à l'Ecole Centrale de Lille (Lille, France)*.
- H.Chai, T. K. V., J. E. Kim. (2009). Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- Hamadi, A. (2010). Contribution à l'étude des filtres hybrides de puissance utilisés pour améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau électrique de distribution. *Thèse présentée à L'ETS (École de Technologie Supérieure, Montréal, QC)*.
- Helali, H. (2012). Méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseurs de puissance : Utilisation des techniques d'optimisation multi-objectif et prise en compte. *Thèse de doctorat présentée à l' INSA (Institut National des Sciences Appliquées, Lyon, France)*.
- Idénergie. (2018). Repéré à <http://idenergie.ca/fr/>.
- IEEE\_1547. (2018). IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003). *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces*.
- J. Maccari, J. R. M., L. Schuch, C. Rech, H. Pinheiro, V. F. Montagner, R. Oliveira. (2017). Robust Hinf Control for Grid Connected PWM Inverters with LCL Filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- J.Maccari, C. S., R.Oliveira, V.Montagner. (2013). Robust discrete linear quadratic control applied to grid-connected converters with LCL filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Jorge R. Massing. (2011). Robust current control of grid-connected converters with LCL-filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Julean, A. (2009). Active damping of LCL filter resonance in grid connected applications. *Mémoire de maîtrise présentée à Aalborg University (Aalborg, Danemark, UE)*.

- K.B Bommegowda, K. V., K. Suryanarayana, N.M. Renukappa. (2015). Single Phase Inverter Control with Capacitor Current Feedback. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- L. Pontraguine, V. B., R. Gamkrélidze, E. Michtchenko. (1978). Théorie mathématique des processus optimaux *MIR*.
- LEM. (2014). Current Transducer HO-P series. *Datasheets repéré sur <https://www.digikey.com/>*.
- Li Zhongwen, Z. C., Zeng Peng, Yu Haibin, Li Shuhui, Fu Xingang. (2016). H2/H $\infty$  control for grid-feeding converter considering system uncertainty. *International Journal of Electronics*, 104(5), 775-791.
- M. Ciobotaru, R. T., F. Blaabjerg. (2006). A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*.
- M. Silva, M. L., J. Cardoso Filho, P. Campana, C. Boaventura. (2004). Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-phase Grid-connected Systems. *IEEE*.
- Maccari, L. M., J.Rodrigo, Schuch, L. Rech, C. Pinheiro, H. Oliveira, R. Montagner, V. Foletto. (2014). LMI-Based Control for Grid-Connected Converters With LCL Filters Under Uncertain Parameters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(7), 3776-3785.
- Mamadou, B. (2010). Etude d'un compensateur statique pour éoliennes à vitesse fixe à base de génératrice asynchrone à cage. *Mémoire présenté à l'UQTR (Université du Québec à Trois-Rivière, Trois-Rivière, QC)*.
- Matlab\_c2d. (2018). Control System Toolbox. *Mathworks*.
- Matlab\_Dead\_Time. (2018). Matlab\_On/Off Delay. *Repéré à <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/onoffdelay.html>*.
- Matlab\_PWM. (2018). Pulse-Width Modulation (PWM). *Repéré à <https://www.mathworks.com/discovery/pulse-width-modulation.html>*.
- Matlab\_tf2ss. (2018). Convert transfer function filter parameters to state-space form. *Repéré à <https://www.mathworks.com/help/signal/ref/tf2ss.html>*.
- Mechirgui, M. (2014). Commande optimale minimisant la consommation d'énergie d'un drone utilisé comme relai de communication. *Mémoire présenté à l'ETS (École de Technologie Supérieure, Montréal, QC)*.
- Montagner, V. F. (2009). State feedback control for tracking sinusoidal references with rejection of disturbances applied to UPS systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- Montagner, V. F. (2015). Contribution to model LCL filters connected to the grid with uncertain parameters. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Muhammad, H. R. (2003). Power Electronics : Circuits, Devices and Applications. *Revised ,Hardcover, 4*.
- Nahla E. Zakzouk, A. K. A., Ahmed A. Helal, Barry W. Williams. (2017). PV Single-Phase Grid-Connected Converter : DC-Link Voltage Sensorless

- Prospective. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(1), 526-546.
- Ninad, N. A. (2008). Operation of a single phase grid connected inverter with large DC bus voltage ripple for distributed generation. *Mémoire de maîtrise présentée à Concordia University (Montréal, QC)*.
- Nise, N. S. (2016). Control systems engineering. *Kindle Edition*, 6.
- Ogata, K. (1987). Discrete-time control systems. 2.
- Ouahidi, T. (2002). Conception et simulation d'une source d'alimentation constituée d'un pré-régulateur et d'un onduleur monophasé de puissance 1 KVA. *Mémoire de maîtrise présentée à L'ETS (École de Technologie Supérieure, Montréal, QC)*.
- Ounejjar, Y. (2011). Convertisseur électrique de puissance multiniveaux et à faible répercussion sur le réseau électrique. *Thèse présentée à l'ETS (Ecole de Technologie Supérieure, Montréal, QC)*.
- Philip T. Krein, R. S. B. (2009). Cost-Effective Hundred-Year Life for Single-Phase Inverters and Rectifiers in Solar and LED Lighting Applications Based on Minimum Capacitance Requirements and a Ripple Power Port. *IEEE*.
- Qin, H. (2012). Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- R. Middlebrook, W. P. a. P. C. (1980). State-Space average modelling of converters with parasitics and storage-time modulation. *IEEE*.
- R.E.Kalman. (1960). Contributions to the Theory of Optimal Control. *Wiley-IEEE Press*.
- Reznik, A. (2014). LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- S. Filho, F. S., C. Cortizo. (2001). A comparative study of tree-phase and single-phase PLL algorithms for grid-connected systems. *IEEE*.
- Sandali, A. (2012). Conception d'un condensateur d'électronique de puissance pour un système de stockage hybride batteries / super-condensateurs : application dans les véhicules électriques. *Thèse de doctorat présentée à l'UQTR (Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC)*.
- Sanders, S. R. (1991). Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Schneider, E. (2016). Climate change. Repéré à <http://www.schneider-electric.fr/fr/work/campaign/climate-change/smart-grids.jsp>.
- Simon Abourida, C. D., Jean Bélanger, Guillaume Murere, Nicolas Léchevin, Biao Yu. (2002). Real-Time PC-Based Simulator of Electric Systems and Drives. *APEC 2002 - IEEE*.

- SINGH, M. (2010). Adaptive network-based fuzzy inference systems for sensorless control of PMSG based wind turbine with power quality improvement features. *Thèse présentée à l' ETS (Ecole de Technologie Supérieure , Montréal, QC)*.
- T. Shimizu, K. W., and N. Nakamura. (2006). Flyback-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the dc input for an ac photovoltaic module system. *IEEE*.
- Wusong Wen, Y. Z., Tianwen Zhan, Liping Jin, Lu Wang. (2016). New Double Feedback Loop Control Strategy for Single-phase Voltage-Source UPS Inverters. *IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference*.
- X. Ruan, X. W., D. Pan, D. Yang, W. Li, C. Bao. (2018). Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters. *CPSS Power Electronics Series - Science Press Beijing*.
- Xinbo Ruan, X. W., Donghua Pan, Dongsheng Yang, Weiwei Li, Chenlei Bao. (2017). Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters. *CPSS Power Electronics Series*.
- Xue, M. Z., Y. Kang, Y. Yi, Y. Li, S. Liu, Fangrui. (2012). Full Feedforward of Grid Voltage for Discrete State Feedback Controlled Grid-Connected Inverter With LCL Filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(10), 4234-4247.
- Yepes, A. G., Freijedo, F. D., Doval-Gandoy, J., López, Ó., Malvar, J., & Fernandez-Comesaña, P. (2010). Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(7), 1692-1712.
- Yihua Hu, Y. D., Weidong Xiao, Stephen Finney, Wenping Cao. (2014). DC-link voltage control strategy for reducing capacitance and total harmonic distortion in single-phase grid-connected photovoltaic inverters. *IET (Institution of Engineering and Technology) Power Electronics*.
- Zamaï, S. G. É. (2003). Principes des chaînes de régulation. *Technique de l'ingénieur*.
- Zemane, A. (2015). Amélioration de la durée de vie du condensateur sur le bus CC de l'onduleur pour l'application photovoltaïque. *Mémoire de maîtrise présentée à l'ETS (École de Technologie Supérieure, Montréal, QC)*.
- Zhuoqiang Li, Y. W., Ling Shi, Jun Huang, Yao Cui, Wanjun Lei. (2017). Generalized Averaging Modeling and Control Strategy for Three-Phase Dual-Active-Bridge DC-DC Converters with Three Control Variables. *IEEE*.
- Zong, X. (2011). A Single Phase Grid Connected DC/AC Inverter with Reactive Power Control for Residential PV Application. *Mémoire présenté à l'Université de Toronto (Toronto, Ontario)*.