

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série :

Numéro d'inscription :

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT SCIENCES

Spécialité :

Génie électrique

Option :

Commande Electrique

THEME

Modélisation et Commande des onduleurs multifonctionnels

Présenté par

SAOUDI Mohammed

Soutenue le : 13/02/2024

Devant le jury composé de :

<u>Nom & Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
BOUKHALFA Abdelouahab	M.C.A	Univ. Mohamed Boudiaf- M'sila	Président
CHOUDER Aissa	Professeur	Univ. Mohamed Boudiaf- M'sila	Encadreur
BENGUESMIA Hani	M.C.A	Univ. Mohamed Boudiaf- M'sila	Co-encadreur
AKKA Ali	M.C.A	ENS Gaïd Saleh- Boussaâda	Examineur
BENSAFIA Yacine	Professeur	Univ. Mohand Oulhadj- Bouira	Examineur
BOUROUBA Bachir	M.C.A	Univ. Ferhat Abbas- Setif 1	Examineur

Année universitaire : 2023/2024

Remerciements

Je tiens à remercier sincèrement mes encadrant le Professeur Chouder Aissa et Dr Benguesmia Hani pour m'avoir proposé ce sujet et pour son aide et ses conseils avisés pendant la réalisation de ce travail.

Je tiens à exprimer mes remerciements à toutes les personnes qui ont accepté de faire partie de mon jury de thèse.

Dr BOUKHALFA Abdelouahab , qui m'a fait l'honneur de présider le jury.

Pr BENSAFIA Yacine , pour avoir accepté d'examiner ce travail, de l'évaluer et de le juger.

Dr AKKA Ali , pour avoir accepté d'examiner ce travail, de l'évaluer et de le juger.

Dr BOUROUBA Bachir , pour avoir accepté d'examiner ce travail, de l'évaluer et de le juger.

Et finalement un grand merci à ma famille, à ma mère, à mes frères, à mes sœurs, à ma femme, à mes enfants pour avoir supporté mes doutes et mes angoisses durant ces années de thèse.

Résumé

La recherche présentée traite de l'anti-ilottage qui fait un basculement d'un convertisseur DC/AC monophasé connecté au réseau et autonome. Plus précisément, l'anti-ilottage est une fonction qui permet à un onduleur hybride de se déconnecter du réseau électrique en cas de problème. Cette fonction est importante pour protéger l'onduleur et les charges en cas de panne de courant ou d'autres problèmes sur le réseau électrique. Aussi, il s'agira d'établir la loi de commande de l'onduleur en s'assurant de sa stabilité, la robustesse, ainsi que de la qualité de l'énergie produite. Le fait que le convertisseur soit à faibles éléments passifs et que sa fréquence de commutation soit très élevée complexifie la conception de sa commande. La modélisation du système sera établie pour pouvoir procéder à une analyse fréquentielle. Puis, la synchronisation du convertisseur au réseau sera assurée par une PLL. On propose un concept d'optimisation du contrôle deadbeat appliqué dans un onduleur monophasé autonome et connecté au réseau. L'optimisation du circuit de commande est effectuée par deux; le premier est de simplifier le circuit de contrôle en minimisant le nombre des capteurs requis en utilisant des observateurs prédictifs et Luenberger. Le second dépend du bon fonctionnement du système à contrôler, sous des conditions perturbées du réseau électrique, grâce à une technique de contrôle adaptée aux paramètres fondamentaux du réseau via une technique de synchronisation.

Mots clés: Contrôle deadbeat, onduleur monophasé, observateur prédictif, observateur Luenberger, PLL, illottage.

ملخص

يتناول البحث المقدم تقنية ضد التذبذب التي تؤدي إلى تبديل محول أحادي الطور DC/AC بين متصل بالشبكة ومستقل. وبشكل أكثر تحديداً، فإن تقنية ضد التذبذب هي وظيفة تسمح للعاكس الهجين بفصله عن شبكة الكهرباء في حالة حدوث مشكلة. وهذه الميزة مهمة لحماية الانفرتر والأحمال في حالة انقطاع التيار الكهربائي أو مشاكل أخرى في الشبكة الكهربائية. بالإضافة إلى ذلك، سيتعين إنشاء قانون تحكم في الانفرتر مع ضمان استقراره وقوة التحكم بالإضافة إلى جودة الطاقة المنتجة. بعد ذلك، يجب أن تتوافق أداء النظام المصمم مع المعايير والمواصفات الحالية. يعقد تصميم التحكم الخاص بالانفرتر حقيقة أنه ذو عناصر سلبية منخفضة وأن تردد التحويل الخاص به مرتفع جداً. سيتم إنشاء نمذجة النظام لتكون قادرة على إجراء تحليل التردد. بعد ذلك، سيتم ضمان مزامنة الانفرتر مع الشبكة بواسطة PLL. نقترح مفهوم تحسين التحكم المميت المطبق في الانفرتر أحادي الطور مستقل و متصل بالشبكة. يتم تحسين دائرة التحكم من خلال شيئين: الأول هو تقليل تعقيد دائرة التحكم عن طريق تقليل عدد أجهزة الاستشعار المطلوبة باستخدام المراقبين التنبؤيين ومراقبي ولوينبرجر. ويعتمد الثاني على سلامة الأداء السليم للنظام الذي سيتم التحكم فيه، في ظل الظروف المضطربة للشبكة الكهربائية باستخدام تقنية تحكم تنكيف مع المعلمات الأساسية للشبكة عن طريق تقنية التزامن.

الكلمات المفتاحية :

ضد التذبذب . الانفرتر أحادي الطور . التحكم deadbeat . مراقبات تنبؤية , لوينبرجر , تقنية تزامن.

Abstract

The presented research deals anti-islanding, which is the switchover of a grid-connected and stand-alone single-phase DC/AC converter. More specifically, anti-islanding is a function that allows a hybrid inverter to disconnect from the electricity grid in the event of a problem. This feature is important to protect the inverter and loads in the event of a power outage or other problems on the electrical grid. Also, it will be a question of establishing the control law of the converter while ensuring its stability, the robustness of the control, and the quality of the energy produced. The fact that the converter has few passive elements and that its switching frequency is very high complicates the design of its control. The modelling of the system will be established to be able to carry out a frequency analysis. Then, synchronization of the converter to the network will be ensured by a PLL. We propose a deadbeat control optimisation concept applied to single-phase inverters that are autonomous and connected to the grid. Optimisation of the control circuit is carried out by two things: the first is minimising the complexity of the control circuit by reducing the number of sensors required by using predictive and Luenberger observers. The second is based on the safety of the proper functioning of the system to be controlled under disturbed conditions of the electrical grid using a control technique adapted to the fundamental parameters of the grid by means of a synchronisation technique.

Keywords : Deadbeat control, Single phase inverter, Predictive observer, Luenberger observer, Phase Looked Loop, Islanding.

Table des matières

Introduction générale	1
<i>Chapitre I</i>	
Revue De La Littérature	
I.1 Introduction	5
I.2 Modélisation d'un onduleur monophasé	6
I.3 Techniques de commandes d'un convertisseur DC/AC	8
I.4 La technique de commande classique.....	9
I.4.1 Commande linéaire d'un onduleur monophasé.....	10
I.4.1.1 La commande à modulation de largeur d'impulsion (PWM).....	11
I.4.1.2 Fonctionnement d'une modulation à largeur d'impulsion (MLI).....	12
I.4.1.3 Caractéristiques de la modulation.....	13
I.4.2 Le régulateur proportionnel intégral (PI).....	14
Avantage	15
Inconvénients	15
I.4.3 Le régulateur proportionnel résonnant (PR).....	15
I.5 Commande non linéaire d'un onduleur monophasé.....	16
I.5.1 Commande par hystérésis.....	16
I.5.2 Principe de la commande par mode glissant.....	19
I.5.3 La technique de la logique floue	20

I.5.4	Commande prédictive	22
I.6	Contrôle Deadbeat d'un onduleur monophasé.....	24
I.6.1	Etat de l'art des techniques Dead-Beat.....	24
I.6.2	Principe de Contrôle deadbeat d'un onduleur monophasé.....	25
I.6.3	Synthèses loi de Contrôle deadbeat d'un onduleur monophasé.....	26
I.7	Conclusion	27

Chapitre II

Contrôle Deadbeat D'un Onduleur Autonome

II.1	Introduction.....	28
II.2	System Description.....	30
II.3	Système Considéré.....	31
II.4	Principe de l'observateur	36
II.4.1	Observateur d'État.....	37
II.4.2	Conception de l'observateur d'état.....	38
II.4.3	Modélisation d'observateur.....	38
II.5	Étude De Simulation.....	40
II.5.1	Influence de la charge sur système.....	43
II.5.2	Résultat de simulation d'un contrôle Deadbeat avec Observateur Luenberger...	45
II.5.3	La robustesse du contrôle deadbeat avec observateur.....	47
II.6	Conclusion.....	49

Chapitre III

Contrôle Deadbeat D'un Onduleur Monophasé Connecté Au Réseau

III.1	Introduction.....	50
III.2	Principe du contrôleur proposé.....	52
III.3	Analyse du modèle et conception des paramètres.....	53

III.3.1 PWM bipolaire.....	53
III.3.2 Modélisation en représentation d'état du filtre LCL.....	55
III.3.3 Fonctions de transfert d'un filtre LCL.....	57
III.4 Commande deadbeat	58
III.4.1 Boucle à verrouillage de phase PLL	59
III.5 Observateur de courant prédictif.....	62
III.5.1 La prédiction	63
III.5.2 La correction (mise à jour)	63
III.6 Contrôleur d'algorithme Deadbeat Amélioré.....	64
III.7 Résultats de la simulation.....	66
III.8 Test changement courant injecter au réseau.....	69
III.9 Conclusion	71

Chapitre IV

**Ilotage Entre Onduleur Autonome
& Onduleur Connecté Au Réseau**

IV.1 Introduction.....	72
IV.2 Etat d'art	73
IV.2.1 Notion d'ilotage	73
IV.2.2 Avantage	73
IV.2.3 Inconvénient	74
IV.2.4 Méthodes de détection d'ilotage	74
IV.2.4.1 Sous/sur tension et fréquence	75
IV.2.4.2 Détection de sauts de phase de la tension	75
IV.2.4.3 Détection des harmoniques de tension.....	76
IV.2.4.4 Mesure d'impédance.....	76

IV.2.4.5	Détection de l'impédance à une fréquence spécifique	77
IV.2.4.6	Mode glissé de la fréquence de déphasage	77
IV.2.4.7	Gain de fréquence.....	78
IV.2.4.8	Modification la fréquence par Sandia	79
IV.3	Description du système	80
IV.4	Méthode proposée pour la détection d'anti ilotage	82
IV.5	Résultat de simulation	82
IV.6	Test déphasage entre tension référence d'un onduleur autonome et réseau	84
IV.7	Conclusion	87

Chapitre V

PIL De Contrôle Deadbeat

D'un Onduleur Monophasé Autonome & Connecté Au Réseau

V.1	Introduction.....	88
V.2	Description Processor-in-the-loop.....	89
V.3	Description de la carte TMS320F28335.....	90
V.4	Résultats de la PIL de la commande deadbeat de l'onduleur autonome	92
V.4.1	Teste 02 charge linéaire avec on augmentation de la charge	95
V.4.2	Test 03 charge non linéaire.....	96
V.4.3	Test 04 Charge purement inductive	97
V.5	Résultats de la PIL de la commande deadbeat de l'onduleur connecté au réseau.....	99
V.6	Conclusion	102
	Conclusion Générale	103
	Bibliographie	105

Liste des figures et tableaux

Figure I.1 Représentation d'un onduleur monophasé à pont complet	6
Figure I.2 Modèle d'espace d'état d'un onduleur monophasé [9,10].....	8
Figure I.3. Classification des techniques de contrôle classiques.	9
Figure I.4. Classification des techniques de contrôle avancées.	9
Figure I.5 Commande linéaire d'un onduleur monophasé	10
Figure I.6 Les différentes techniques de commandes	12
Figure I.7 Schéma synoptique de la P.W.M.....	12
Figure I.8 Exemple de la configuration MLI unipolaire avec les états des interrupteurs 1 et 4, simulé avec PSIM	14
Figure I.9 Structure d'un régulateur PI	15
Figure I.10 Représente le principe de génération des ordres de commande	17
Figure I.11 Principe de génération des signaux de commande.....	17
Figure I.12 Résultat de simulation par PSIM de commande.....	18
Figure I.13 Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation	19
Figure I.14: Système d'inférence floue	21
Figure I.15 Principe de la commande prédictive	22
Figure II.1 Schéma de base du système proposé	30
Figure II.2 Principe de la MLI triangulo-sinusoidale	32
Figure II.3 Schéma de base du système proposé	32
Figure II.4 Diagrammes de Bode de la fonction de transfert avec variation de charge R... ..	33
Figure II.5 Modèle PWM à deux niveaux,(a) Alternance positive, (b) Alternance négative	35
Figure II.6 Schéma de principe l'observateur	37

Liste des figures et tableaux

Figure II.7 Diagramme d'observateur	38
Figure II.8 Montre la simulation d'un contrôle deadbeat sans observateur par PSIM	41
Figure II.9 Résultat de la simulation de la tension de sortie onduleur	41
Figure II.10 Résultat de la simulation de la tension de condensateur	42
Figure II.11 Forme de la tension de condensateur et leur spectre d'harmoniques FFT	42
Figure II.12 Allure courant du condensateur	43
Figure II.13 Allure de courant de la charge mesuré	43
Figure II.14 Forme de la tension de condensateur	44
Figure II.15 Allure de courant de la charge mesuré.....	44
Figure II.16 Allure courant du condensateur	44
Figure II.17 Simulation d'un contrôle deadbeat avec observateur par PSIM	45
Figure II.18 Résultat de la simulation de la tension du système avec observateur	46
Figure II.19 Courant observer du condensateur	46
Figure II.20 Allure de courant de la charge mesuré	47
Figure II.21 Résultat de la simulation de la tension avec zoom	48
Figure II.22 Courant observer du condensateur	48
Figure II.23 Allure de courant de la charge mesuré	48
Figure III.1 Schéma fonctionnel du contrôleur proposé	52
Figure III.2 Onduleur monophasé de type LCL connecté au réseau	53
Figure III.3 PWM bipolaire pour onduleur monophasé de type LCL connecté au réseau ..	54
Figure III.4 : Filtre LCL connecté au réseau	55
Figure III.6 . Délai dû de l'algorithme de deadbeat.....	59
Figure III.7 Diagramme de blocs d'une PLL	60
Figure III.8 Structure PLL révisée, en supposant une fréquence constante de la tension du réseau	60

Liste des figures et tableaux

Figure III.9 Simulation de PLL par PSIM	61
Figure III.10 Résultat de simulation de PLL par PSIM	61
Figure III.11 Schéma d'observateur prédictive pour commande Deadbeat	62
Figure III.12 tension de condensateur	67
Figure III.13 courant référence et estimé injecter au réseau.....	67
Figure III.14 Erreur de courant.....	67
Figure III.15 Tension de réseau	68
Figure III.16 Fréquence et Amplitude de réseau	68
Figure III.17 Tension entré de PLL et tension unitaire sortie de PLL	69
Figure III.18 Courant de générateur PV, courant référence et estimé injecter au réseau ..	69
Figure III.19 Tension de condensateur	70
Figure III.20 Tension entré de PLL et tension unitaire sortie de PLL	70
Figure III.21 Erreur de courant	71
Figure IV.1 La zone de non détection	75
Figure IV.2 Courbe de correspondance entre la phase et la fréquence pour un onduleur utilisant la méthode SMS	78
Figure IV.3 Exemple de forme d'onde du courant de sortie de l'onduleur utilisé par la méthode de détection d'ilotage Frequency Bias	79
Figure IV.4 Formes d'onde avec des plateaux et des troncatures	80
Figure IV.5 La structure de la topologie d'Anti-Islanding	80
Figure IV.6 Le courant référence et courant mesuré aux bornes de l'inductance L2	82
Figure IV.7 Tension du réseau et tension de la charge R	83
Figure IV.8 Phase estimée par la PLL	83
Figure IV.9 Amplitude de La tension du réseau estimé par PLL	83
Figure IV.10 La tension de réseau et le courant aux bornes de l'inductance L2	84
Figure IV.11 Tension du réseau et tension de la charge R	85

Liste des figures et tableaux

Figure IV.12 Le courant référence et courant mesuré aux bornes de l'inductance L2	85
Figure IV.13 Amplitude de La tension du réseau estimé par PLL	85
Figure IV.14 Position angulaire estimée par la PLL	86
Figure IV.15 La tension de réseau et le courant aux bornes de l'inductance L2	86
Figure V.1 PIL du contrôle onduleur monophasé	89
Figure V.2 Le modèle PIL utilisant F28335 et PSIM	90
Figure V.3 La Carte DSP F28335	91
Figure V.4 Co-Simulation du contrôle deadbeat avec observateur	92
Figure V.5 Simulation PIL d'un contrôle deadbeat avec observateur	94
Figure V.6 La co-simulation du contrôle deadbeat avec augmentation de la charge jusqu'à 100 % est égale à $R = 40 \Omega$	95
Figure V.7 Simulation PIL du contrôle deadbeat avec pont de diodes de charge non linéaire avec $R=20\Omega$ et $C=30\mu F$ en parallèle	97
Figure V.8. Co-simulation de la commande deadbeat avec charge inductive $L=0.10 H$...	98
Figure V.9 Courbe de variation de courant référence et observé injecté au réseau	99
Figure V.10 FFT de courant observé injecté au réseau	99
Figure V.11 Tension de condensateur de filtre LCL et tension de réseau	100
Figure V.12 Courbe de fréquence et Amplitude du réseau sortie PLL	100
Figure V.13 Courbe de courant injecté avec tenson de réseau	101
Tableau II.1 Les configurations possibles	31
Tableau II.2 Paramètres de l'onduleur	40

Liste des symboles et abréviation

E	Tension continue
L	Inductance
C	Condensateur
R	Résistance
T_e	Temps d'échantillonnage
F_s	Fréquence d'échantillonnage
V_c	Tension de condensateur
K_i	Gain intégral
K_p	Gain proportionnel
ω_c	Fréquence de coupure du filtre passe-bas
ω_0	Fréquence du réseau
M_f	Rapport de fréquence de modulation
V_{tri}	Amplitude de l'onde triangulaire
v_c	Signal de contrôle de l'onduleur
M_v	Indice de modulation
θ	Angle du réseau
I_c	Courant dans la capacité C
V_{in}	Tension de sortie de l'onduleur
I_L	Courant dans l'inductance L
V_{dc}	Bus continue
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
SVM	Space Vector Modulation

Liste des symboles et abréviation

MPPT	Maximum Power Point Tracking
AC	Courant Alternative
DC	Courant Continue
PI	Proportionnel et intégral
PIL	Processor in the loop
PLL	Phase Looked Loop
PWM	Pulse width modulation
MLI	Modulation à largeur de l'impulsion
PV	Photovoltaïque
DC	Direct current
AC	Alternative current
THD	Taux harmonique de distorsion
UPS	U power
DSP	Digital signal processor
CCS	Code composer studio
CLF	contrôleur logique flou
PV	Panneaux Photovoltaïque
ZND	Zone non de detection
PR	proportionnel résonnant

Introduction générale

Le domaine de l'électronique de puissance s'est développé considérablement ces dernières années, offrant un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. Les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance, ainsi que les techniques de commande sont parmi les diverses facettes qui sont étudiées dans ce domaine [1-2].

Dans le cadre de nos travaux de thèse, nous nous intéressons à l'étude des onduleurs autonomes et connectés au réseau. L'objectif de ces travaux est de proposer un certain nombre de solutions permettant la création de convertisseurs d'interfaces performants pour les réseaux autonomes et non autonomes.

De plus, le coût de l'énergie Le système anti-islanding ou anti-îlotage a été le sujet de nombreuses études. Les raisons principales pour lesquelles le convertisseur doit être doté d'un mécanisme de détection et de protection contre l'îlotage, afin d'éviter la condition d'île. Les lois sur la détection et l'arrêt de la condition de l'île diffèrent d'un pays à l'autre. Une caractéristique importante de sécurité est la protection contre « îlotage ». Où elle empêche toute personne travaillant sur le réseau de distribution relié à une source d'énergie d'être blessée par électrocution. En cas d'îlotage, les sources d'énergie renouvelable telles qu'un panneau solaire, une éolienne ou une pile à combustible peuvent être déconnectées et reconnectées aux réseaux électriques dès que les conditions seront rétablies.[3]

Étant donné que les énergies renouvelables telles que l'énergie solaire, les piles à combustible, l'énergie éolienne et l'énergie hydraulique pourraient remplacer les ressources de production d'énergie traditionnelles, des recherches approfondies ont été menées sur la conversion des énergies renouvelables en énergie électrique [4-14].

Pour de nombreuses applications telles que l'électrification des habitats ruraux, les applications embarquées, les télécommunications, etc., l'intégration de la filière solaire sous forme de systèmes photovoltaïques autonomes est idéale.

En règle générale, l'énergie produite est utilisée directement sur le lieu de production sans que les pertes liées au transport soient causées. La réduction de la distance entre la production et la consommation permet de réduire les effets négatifs causés par les interactions entre l'impédance du micro-réseau et les électroniques de puissance associées. Cependant, les conditions météorologiques peuvent affecter cette source : intermittence, effet d'ombrage partiel... etc. Il est possible d'intégrer un élément de stockage tel que des batteries ou des packs de super-condensateurs à la source photovoltaïque pour remédier à l'effet d'intermittence. Il est envisageable dans certains cas d'envisager une hybridation avec une autre source renouvelable (éoliennes, piles à combustible).

Tout système UPS a deux modes de fonctionnement : le mode de secours et le mode de dérivation. Idéalement, un onduleur devrait être capable de fournir une tension de sortie sinusoïdale régulée avec une faible distorsion harmonique totale (THD) pendant les deux modes, y compris les impulsions de commande présentées dans [6–9]. La plupart des techniques sont utilisées en DSP. La plupart des techniques sont utilisées en DSP. Dans [5, 10], le contrôleur deadbeat est utilisé avec l'observateur de perturbations pour une réponse appropriée et des performances contrôlées robustes. Cependant, la technique PWM appropriée utilisant le Control Deadbeat Modifié est expliquée clairement, et le modèle PWM en présence d'incertitude de charge n'est pas détaillé [11-12]. Dans [13], le contrôle deadbeat pour les convertisseurs de puissance utilisant la compensation de retard d'ordre fractionnaire est défini comme une approche de compensation de retard efficace et puissante et a été appliqué dans divers systèmes de contrôle, dans [14] un contrôleur proportionnel-intégral (PI) basé par le contrôle deadbeat d'un onduleur monophasé. Une comparaison avec les techniques de contrôle conventionnelles est également décrite. Cependant, la mise en œuvre du contrôleur deadbeat dans cette technique est très compliquée, et en raison de la difficulté de sa conception, elle n'est pas adaptée à une mise en œuvre à faible coût. Cependant, la technique utilise des pertes d'énergie relativement plus élevées.

Cependant, les contrôleurs deadbeat conventionnels souffrent de deux retards; le premier est inhérent à l'algorithme de contrôle deadbeat et provoque une erreur d'état stable [11], et le second survient lorsque le PSIM simule l'algorithme après que CCS l'a construit et l'installe sur une plate-forme basée sur DSP. Il a un impact sur la stabilité du système et provoque des ondulations et des déphasages dans le courant de sortie.

La réponse deadbeat présente certains avantages, suivants :

- i) Zéro erreur d'état stable.
- ii) Le temps de montée le plus court.
- iii) Période de réglage minimale.
- iv) Un dépassement supérieur/inférieur de moins de 2 %.
- v) Sortie de signal de commande très élevée. [15]

Pour y aboutir, nous allons suivre une logique que nous détaillerons dans les chapitres suivants :

Au chapitre I, nous présenterons une description des onduleurs monophasés, suite des généralités de commandes conventionnelles et avancées des onduleurs comme linéaire et non linéaire. Enfin, on s'intéresse par la commande deadbeat d'un onduleur monophasé, et décrit l'objectif de cette recherche ainsi que le programme de travail utilisé.

Au chapitre II, nous étudions le contrôle deadbeat de l'onduleur monophasé fonctionnant en mode autonome, ainsi que sa modélisation sont présentées en premier lieu. Le dimensionnement d'un filtre LC utilisé pour éliminer les hautes fréquences de la tension de sortie du convertisseur DC/AC est étudié par la suite. En second lieu, la commande deadbeat est détaillée. Enfin, la présentation des résultats de la simulation par PSIM validant le contrôle deadbeat de l'onduleur monophasé autonome.

Dans ce chapitre III, nous étudions le contrôle deadbeat de l'onduleur monophasé connecté au réseau via un filtre LCL est développé. Ce contrôle permet d'injecter du courant vers le réseau, pour cela, il vaut obtenir la phase et l'amplitude d'un réseau en utilisant une boucle à verrouillage de phase PLL, puis on utilise un observateur prédictif pour éliminer le retard d'une commande deadbeat, finalement les résultats de la simulation du contrôle deadbeat de l'onduleur monophasé connecté au réseau.

Dans ce chapitre IV, nous étudions l'anti-islanding ou anti-ilotage qui fait le basculement entre la commande deadbeat d'un onduleur autonome et connecté au réseau que l'onduleur doit être phase locked loop ' PLL' pour éviter la condition d'interruption.. Afin de le résoudre, il sera proposé un système anti-ilotage intégré à la commande deadbeat de l'onduleur. Finalement les résultats de la simulation d'ilotage de l'onduleur monophasé.

Dans ce chapitre V, nous allons réaliser une Processor in the Loop PIL de la commande deadbeat de l'onduleur monophasé autonome et connecté au réseau électrique, suivons nous allons présenter les résultats de la PIL de la commande deadbeat pour les applications d'un onduleur autonomes et connectées au réseau avec les algorithmes de contrôle proposés implanté sur le DSP TMS320F28335 ont été affichés.

Et nous terminerons ce travail avec une conclusion générale

Revue De La Littérature

Introduction :

Les onduleurs multifonctionnels sont utilisés dans de nombreuses applications, notamment dans les systèmes d'énergie solaire, les systèmes de stockage d'énergie, les véhicules électriques, les systèmes de secours en cas de coupure de courant, etc. Ils sont souvent équipés de technologies avancées de commande et de surveillance pour garantir une performance optimale et une sécurité élevée. Les onduleurs multifonctionnels sont également conçus pour être compacts, légers et faciles à installer, ce qui les rend adaptés à une variété d'applications résidentielles, commerciales et industrielles.

La commande de convertisseurs multifonctionnels est un domaine de recherche en constante évolution, qui utilise une variété de techniques pour améliorer la performance et la fiabilité des systèmes électroniques. Les approches les plus courantes sont la commande à modulation de largeur d'impulsion, la commande à hystérésis, la commande à fréquence variable, la commande prédictive et la commande par intelligence artificielle.

La commande prédictive utilise des modèles mathématiques pour prédire le comportement futur du système et ajuster la commande en conséquence. Cette technique de commande permet une réponse de régulation rapide et précise dans des conditions de charge variables.

Dans ce chapitre on présente en premier temps une brève description des onduleurs monophasés, suite description des commandes conventionnels et avancées des onduleurs comme linéaire et non linéaire. Enfin, on s'intéresse dans ce chapitre par la commande deadbeat d'un onduleur monophasé, et décrit l'objectif de cette recherche ainsi que le programme de travail utilisé.

I.2 Modélisation d'un onduleur monophasé

Les onduleurs monophasés peuvent être classés en demi-pont ou en pont complet (pont en H). La nature de la source d'entrée distingue les onduleurs de tension ou des onduleurs de courant. Nous avons choisi un onduleur monophasé autonome et connecté au réseau en pont complet pour notre thèse.

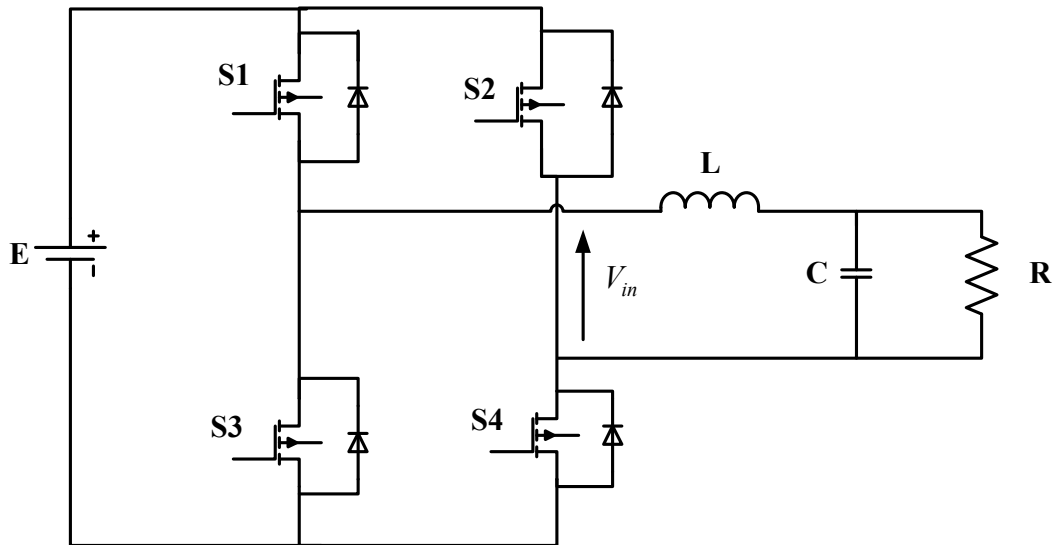


Figure I.1 Représentation d'un onduleur monophasé autonome à pont complet

La figure (I.1) représente le schéma d'un onduleur de tension monophasé en pont complet connecté à une charge à travers un filtre LC. La source de tension continue V_{dc} (bus continu) est à l'entrée de l'onduleur et sa sortie est connectée à une charge monophasée. Chaque interrupteur possède les signaux de commande (états de commutation) identifiés par les symboles S1, S2, S3 et S4. Ils prennent 1 pour un état fermé et 0 pour un état ouvert. Il est supposé que les couples d'interrupteurs (S1, S4) et (S2, S3) sont complémentaires. Un courant et une tension de sortie sinusoïdaux sont obtenus par le filtre de sortie LC, qui est composé d'un condensateur C et d'une inductance L.

Suivant le schéma donné par la figure (I.1).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 à

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}V_{dc} - \frac{1}{L}V_C \quad (I.1)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}V_C \quad (I.2)$$

Avec V_{dc} source de tension continue produite par une production d'énergie renouvelable. Ainsi, nous pouvons en déduire le modèle d'état de forme:

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ V_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix} V_{dc} \quad (I.3)$$

Dans le cas où l'interrupteur S 1 et S4 sont fermés, S2 et S3 sont ouverts (cas 2)

On a:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}V_{dc} - \frac{1}{L}V_C \quad (I.4)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}V_C \quad (I.5)$$

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

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ V_C \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix} V_{dc} \quad (I.6)$$

On définit les variables d'état comme étant:

- i_L courant dans l'inductance de charge
- V_C tension aux bornes du condensateur

Le modèle dynamique de la Figure (I.1). peut être représenté par l'équation suivante et le modèle d'espace d'état correspondant est illustré à la Figure (I.2). À partir de [10], la représentation de l'espace d'état de l'onduleur monophasé avec filtre est donnée : [9,10]

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (I.8)$$

Avec comme matrice:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$U(t) = \beta V_{dc}$$

Où β est le signal de la commande compris dans l'intervalle $[-1 \ 1]$

La figure (I.2) représente le modèle équivalent de l'onduleur en utilisant les équations différentielles ci-dessus.

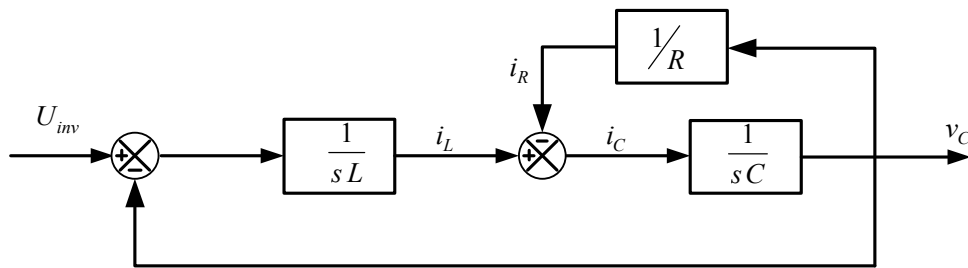


Figure (I.2).Modèle d'espace d'état d'un onduleur monophasé [9,10]

I.3 Techniques de commande d'un convertisseur DC/AC

La commande d'un convertisseur DC/AC est un processus complexe qui implique la régulation de tension et de fréquence de sortie de l'onduleur en fonction de tension et de fréquence d'entrée, ainsi que de la charge connectée.

Il existe plusieurs méthodes de commande pour les convertisseurs DC/AC, y compris la méthode classique et la méthode avancée. Les commandes utilisées doivent être modifiées afin de s'assurer que les performances nécessaires pour chacune des applications sont atteintes.

Les commandes avancées, qui sont basées sur les mêmes structures étendues ou renforcées pour la correction des signaux, apparaissent maintenant comme une évolution des commandes classiques (voir Figure I.3 et Figure I.4). Par conséquent, toutes les structures de commande complexes qui ont été examinées dans cette étude sont numériques et fonctionnent à fréquence fixe. [10.11.4]

La dynamique et la bande passante de ces contrôles doivent être très exigeantes sous contrainte de fréquence de commutation modérée et où le retard numérique devient critique.

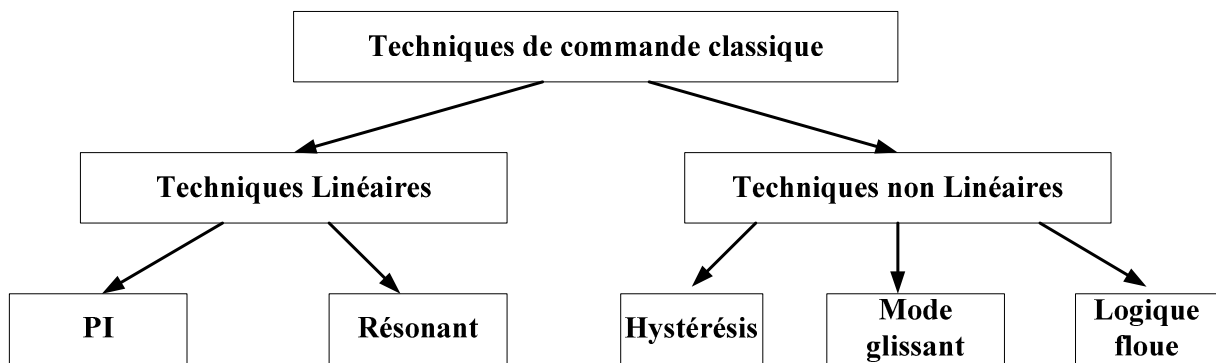


Figure I.3. Classification des techniques de contrôle classiques.

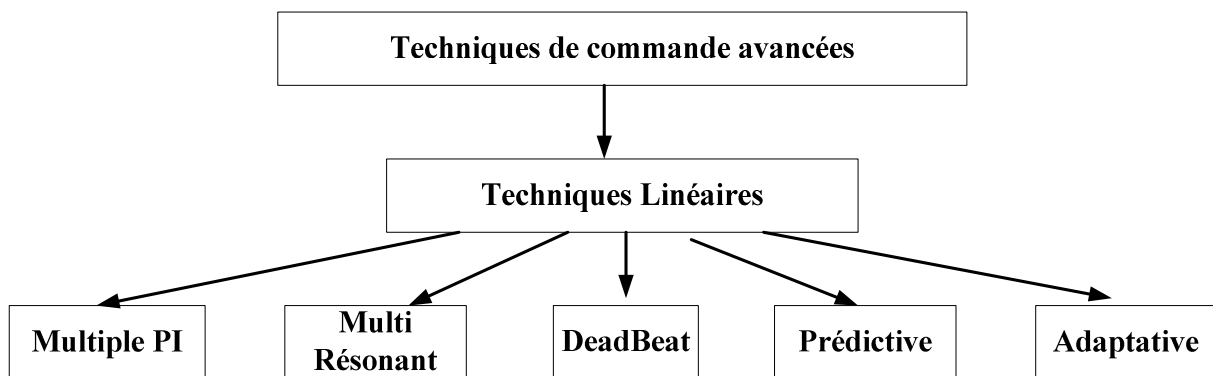


Figure I.4. Classification des techniques de contrôle avancées.

I.4 La technique de commande classique,

Les techniques de commande classiques pour les onduleurs monophasés sont généralement basées sur la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et la commande de tension. La commande de tension est la technique de commande la plus simple, qui consiste à ajuster la tension de sortie de l'onduleur en utilisant une boucle de rétroaction de commande de tension. Cependant, cette technique ne permet pas un contrôle précis du courant de sortie et peut entraîner des distorsions harmoniques importantes.[18]

I.4.1 Commande linéaire d'un onduleur monophasé

La commande linéaire d'un onduleur monophasé est une technique de commande en boucle fermée qui permet de réguler la tension de sortie de l'onduleur avec une grande précision. Cette technique est utilisée dans les applications où une tension de sortie précise et stable est requise, telles que les applications d'électronique de puissance et les systèmes de régulation de la tension.

Le principe de la commande linéaire consiste à réguler la tension de sortie de l'onduleur en fonction de la tension d'entrée et de la charge connectée, en utilisant un régulateur de tension linéaire. Le régulateur de tension linéaire est un dispositif électronique qui régule la tension de sortie de l'onduleur en ajustant la tension de référence. [19]

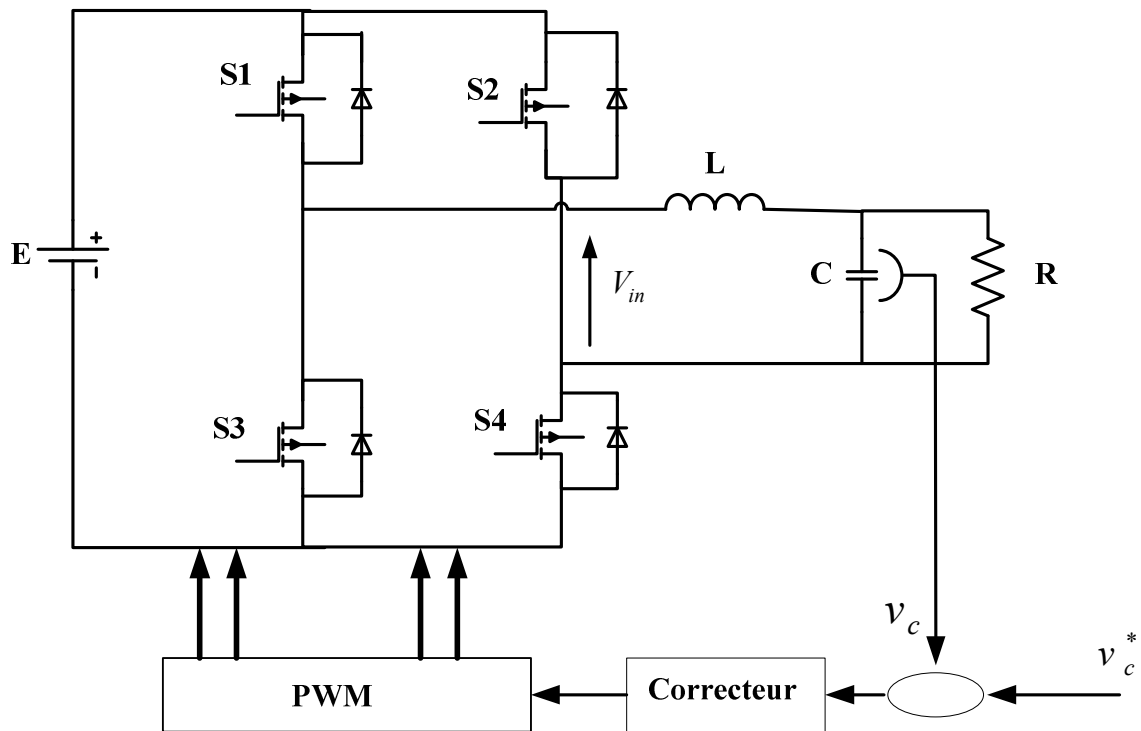


Figure I.5 commande linéaire d'un onduleur monophasé

Le régulateur de tension linéaire est généralement contrôlé par un microcontrôleur qui analyse la tension et le courant de sortie de l'onduleur en temps réel, et ajuste la tension de référence pour maintenir une tension de sortie stable et précise.

La commande linéaire présente plusieurs avantages, notamment une précision élevée, une faible distorsion harmonique et une bonne stabilité en régulation de tension. Cependant, elle présente également quelques inconvénients, tels qu'une faible efficacité énergétique et une complexité de mise en œuvre plus élevée que les techniques de commande à modulation de largeur d'impulsion (PWM).[20]

I.4.1.1 La commande à modulation de largeur d'impulsion (PWM)

Consiste à générer un signal PWM pour moduler la largeur des impulsions de la tension de sortie de l'onduleur. Ce signal est généré à partir d'un signal de référence qui détermine la tension de sortie désirée. La tension de sortie de l'onduleur peut être réglée avec une grande précision et une bonne stabilité grâce à cette technique.[16]

La PWM permet de repousser les harmoniques de tension de sortie vers des fréquences plus élevées, ce qui facilite le filtrage, la multiplication du nombre d'impulsions, la formation de chacune des alternances de tension de sortie et la variation de la valeur fondamentale de la tension de sortie. Il permet de modifier la forme de cette tension et d'obtenir une onde proche de la sinusoïde. Les signaux de commande de la modulation sont souvent générés en temps réel.

On utilise l'électronique de commande numérique ou analogique, ou les deux simultanément, pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs. On distingue plusieurs types de techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI), dont la modulation pleine onde, la modulation en sinus-triangle et la modulation vectorielle (SVM). La modulation de largeur d'impulsion nous permet cette détermination.[20]

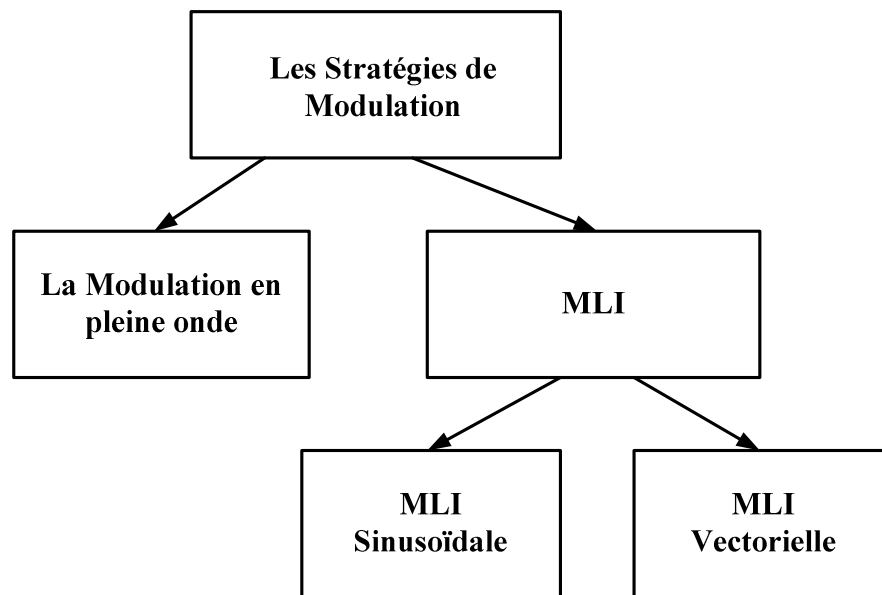


Figure I.6 Les différentes techniques de commandes

Plusieurs études de recherche ont abordé ce sujet : [03] [04] [05]. Il existe deux méthodes de MLI intersective et vectorielle. On notera qu'une monographie très intéressante a été réalisée sur ces sujets dans [02].

I.4.1.2 Fonctionnement d'une modulation à largeur d'impulsion (MLI)

La MLI est une technique de modulation de tension utilisée dans les convertisseurs DC/AC, tels que les onduleurs. La MLI fonctionne en modulant la largeur des impulsions de tension à une fréquence fixe, appelée fréquence de commutation. Voici comment fonctionne une MLI typique :

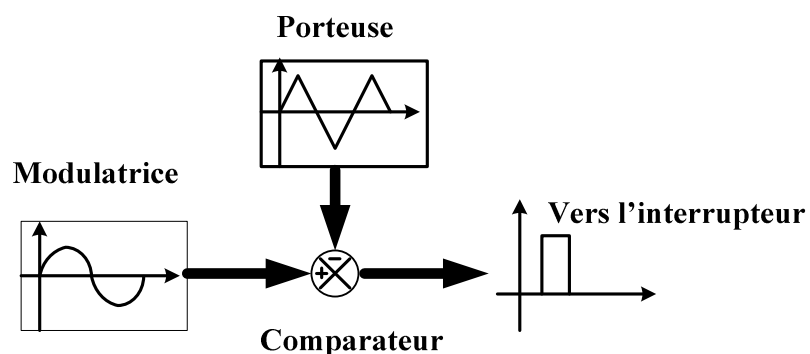


Figure I.7 Schéma synoptique de MLI

I.4.1.3 Caractéristiques de la technique MLI

Il existe deux grandeurs qui composent la commande MLI :

- Le rapport entre l'amplitude de l'onde porteuse et l'onde modulante est appelé coefficient de réglage. Il est possible de calculer l'étendue du fondement de l'onde de modulation de largeur d'impulsion :

$$M_V = \frac{V_m}{V_p}$$

- Le rapport entre la fréquence de l'onde porteuse et de l'onde modulante est connu sous le nom d'indice de modulation.

$$M_f = \frac{f_m}{f_p}$$

- **Comparaison :**

Le signal de référence est comparé à une forme d'onde triangulaire de fréquence fixe, qui sert de signal de porteuse. Le signal de porteuse est également appelé onde de modulation. La comparaison est effectuée pour chaque cycle du signal de porteuse, et le résultat est un signal de commande PWM.

- **Génération du signal de commande :**

En fonction de la comparaison, le signal de commande PWM est généré en modulant la largeur des impulsions de tension de sortie de l'onduleur. Si le signal de référence est supérieur à l'onde de modulation, la largeur de l'impulsion sera augmentée, tandis que si le signal de référence est inférieur à l'onde de modulation, la largeur de l'impulsion sera réduite.

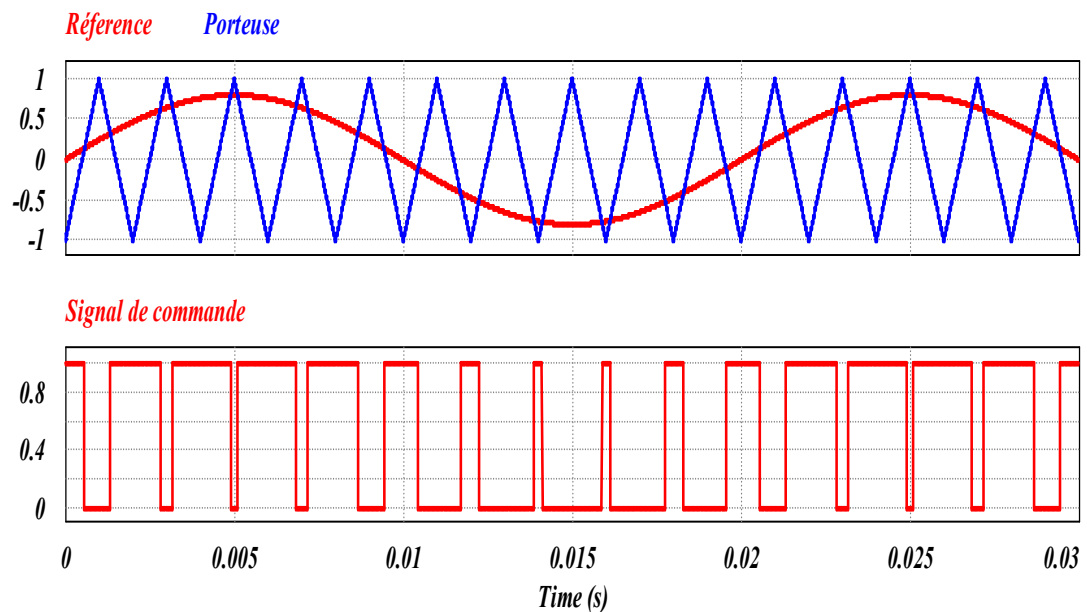


Figure I.8 Exemple de la configuration MLI unipolaire avec les états des interrupteurs 1 et 4, simulé avec PSIM

I.4.2 Le régulateur proportionnel intégral (PI)

La commande PI est l'une des techniques de commande classiques les plus couramment utilisées pour les onduleurs monophasés. Cette technique consiste à ajuster la commande de l'onduleur en fonction de la tension de sortie mesurée et de la tension de référence à l'aide d'un contrôleur proportionnel-intégral (PI). Le contrôleur PI permet d'ajuster la commande de l'onduleur de manière à minimiser l'écart entre la tension de sortie mesurée et la tension de référence, tout en réduisant les oscillations et les fluctuations de la commande. Le choix des valeurs des paramètres du contrôleur PI est important pour obtenir une réponse rapide et stable. De nombreuses études ont été réalisées pour optimiser les performances de la commande PI, notamment pour la régulation de la tension [21] et du courant de sortie, la réduction des perturbations, la compensation des effets de la charge, etc. Les résultats de ces études peuvent être trouvés dans des articles de recherche et des livres sur les onduleurs et la commande.

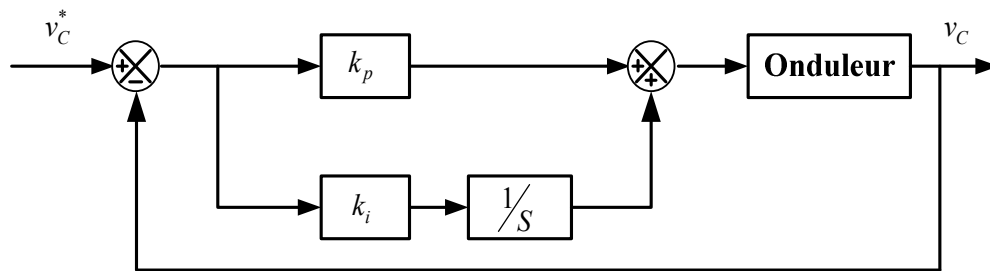


Figure I.9 : Structure d'un régulateur PI

Avantage :

- La commande Pi est une méthode de commande simple et facile à mettre en œuvre, ce qui la rend économique.
- La commande Pi permet une régulation précise de la tension de sortie de l'onduleur, ce qui peut être important pour certaines applications.
- La commande Pi est robuste et peut fonctionner efficacement dans des conditions de charge variable et des perturbations externes.[20]

Inconvénients :

- La commande Pi ne prend pas en compte les changements dynamiques rapides de la charge, ce qui peut entraîner des fluctuations de tension de sortie.
- La commande Pi est moins efficace que les méthodes de commande avancées, qui peuvent fournir une régulation plus précise et plus rapide de tension de sortie.
- La commande Pi ne peut pas compenser les perturbations de tension d'entrée, ce qui peut affecter la qualité de tension de sortie.[22]

I.4.3 Le régulateur proportionnel résonnant (PR)

Le régulateur proportionnel résonnant (PR) est un type de régulateur qui utilise une technique de résonance pour améliorer la réponse de régulation et réduire l'erreur de régulation. Le régulateur PR est souvent utilisé dans les applications de régulation de fréquence et de tension.

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 ci-dessous.

$$\frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (\text{I.10})$$

Où ω_c est bande passante autour de la fréquence du système ω_0 . On peut, en plus, ajouter une compensation harmonique pour chaque fréquence harmonique en associant en parallèle des compensateurs de forme :

$$G_{Har} = \sum_{h=3,5,7\dots} K_{PR} \frac{s}{s^2 + (h\omega_0)^2} \quad (\text{I.11})$$

Dans l'étude (C. S, 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 à la réglementation standard.[23]

I.5 Commande non linéaire d'un onduleur monophasé

Les commandes non linéaires peuvent offrir des performances supérieures à celles des commandes linéaires, mais elles peuvent être plus complexes à mettre en œuvre et à régler. De plus, les commandes non linéaires peuvent nécessiter une puissance de calcul supplémentaire pour exécuter les algorithmes de commande.

I.5.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, qui est une commande conventionnelle, fait partie des commandes non linéaires. Il s'agit de maintenir la tension dans une bande qui enveloppe la tension de référence. En effet, un comparateur sert à fournir l'ordre de commutation, ce qui permet de faire la distinction entre la tension de référence et celle générée par l'onduleur. Lorsque l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, cet ordre sera donné. Cette méthode offre une commande de tension satisfaisante sans nécessiter une connaissance approfondie du modèle ou

des paramètres du système. La figure I.10 explique le principe de commande par hystérésis de l'onduleur monophasé.

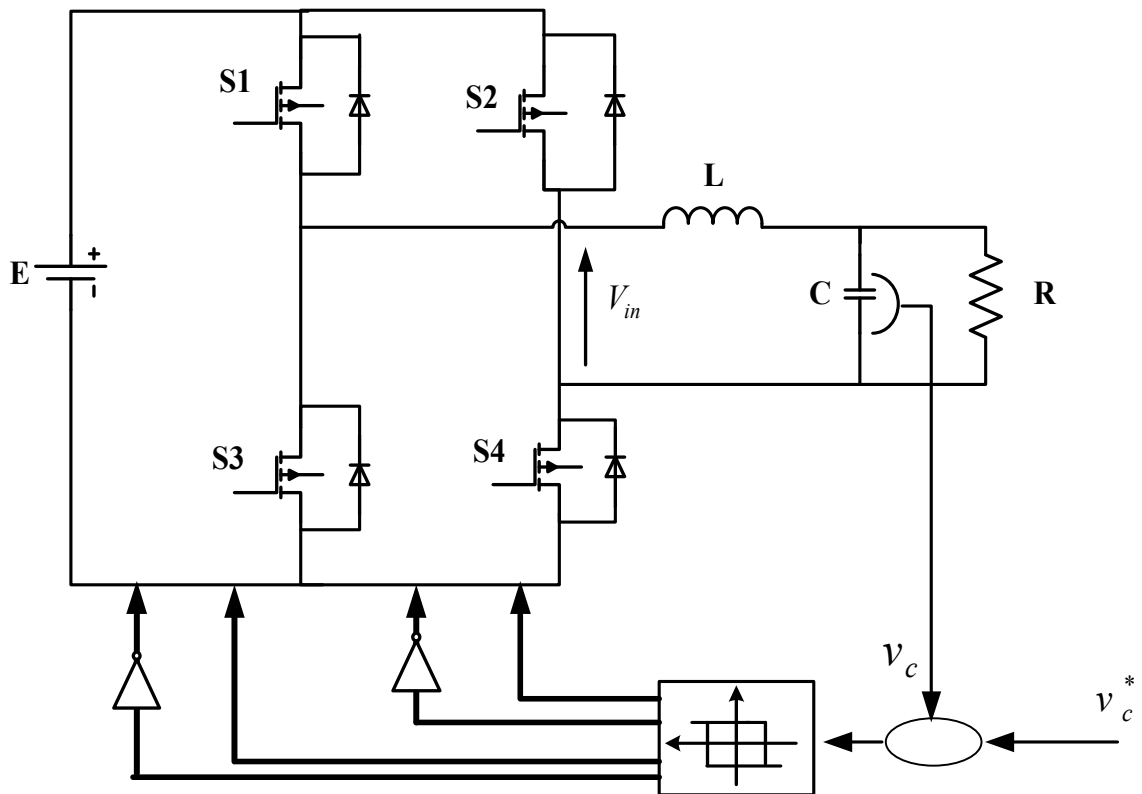


Figure (I.10) principe de génération des ordres de commande

Cependant, la largeur de la bande détermine le dimensionnement de cette commande. En règle générale, on considère une valeur proche de 5 % de la tension nominale. Les ondulations de tension triangulaire générées par l'onduleur sont utilisées pour l'auto-commutation de l'onduleur à l'aide d'une chaîne d'hystérésis qui remplace le modulateur pendant une période de découpage.

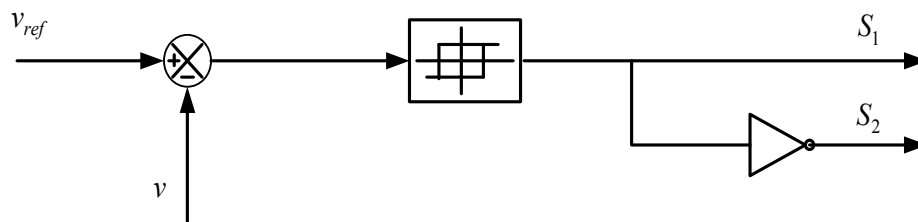


Figure (I.11) Principe de génération des signaux de commande.

Selon le principe d'hystérésis, Les états de commutation des interrupteurs de puissance sont représentés sur cette figure. En effet, la sortie du comparateur est nulle si la tension produite par l'onduleur est égale ou supérieure à la tension de référence. De même, si la tension générée par l'onduleur est inférieure ou égale à la limite inférieure d'hystérésis, la sortie du comparateur est égale à 1. De cette manière, la tension produite par l'onduleur dans la bande d'hystérésis dépendra de la tension de référence.

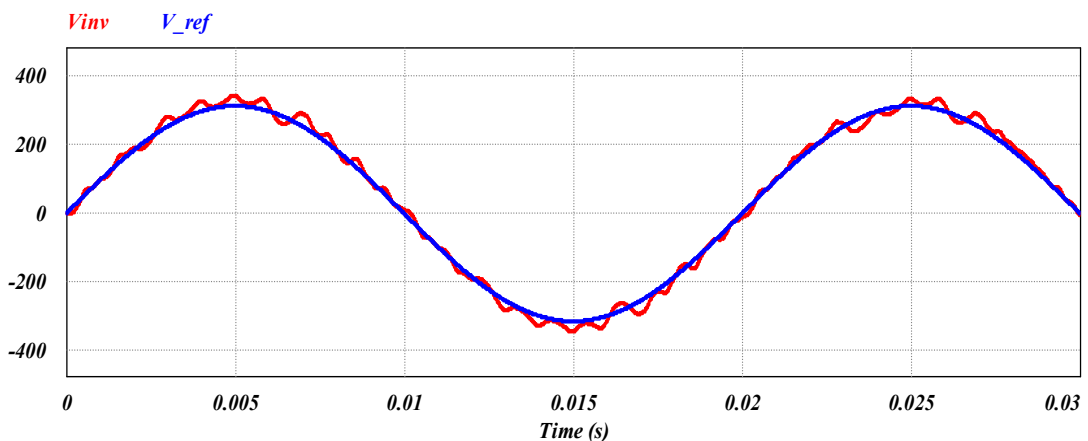


Figure (I.12) Résultat de simulation par PSIM de commande.

Pour une variété d'applications à base d'onduleurs contrôlés en tension, telles que les entraînements électriques et les filtres actifs, cette méthode de contrôle est considérée comme l'une des meilleures. Par conséquent, elle est bien connue et utilisée en raison de ses principaux avantages de robustesse et d'utilisation simple. De plus, le temps de réponse est rapide en régime dynamique, et la stabilité et la précision sont satisfaisantes. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis, qui détermine l'erreur des courants et de la fréquence de commutation, qui reste inconnue et variable.[16]

Bien que présentant des avantages, cette méthode est mal perçue par les professionnels en raison de la fréquence irrégulière et incontrôlable du changement d'état des interrupteurs, ce qui entraîne la création d'un spectre d'harmoniques étendu et très perturbé, qui est difficilement filtrable.

I.5.2 Principe de commande par mode glissant

Un mode de fonctionnement spécifique des systèmes de réglage à structure variable est la commande par mode glissant. Un système à structure variable, comme le montre la figure (I.13), peut modifier sa structure en faisant commuter sa commande entre deux valeurs, selon une logique de commutation bien définie. La commutation entre deux valeurs est définie par la loi suivante [24, 25] :

$$u = \begin{cases} u_{\min} & \text{pour } S < 0 \\ u_{\max} & \text{pour } S > 0 \end{cases}$$

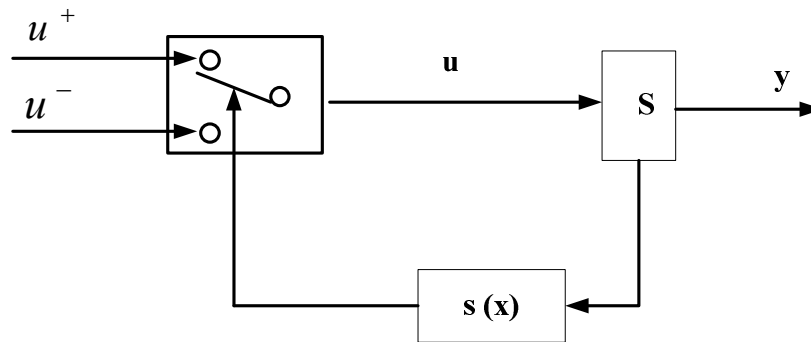


Figure (I.13) : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation

Une bonne définition de la logique de commutation et un choix approprié des paramètres de chaque structure sont nécessaires pour un système à structure variable. Dans certaines conditions, la commutation peut se faire à une très grande fréquence, le système est alors en mode glissant. Le comportement dynamique du système est défini par $S(x) > 0$, $S(x)$ étant la surface de glissement, l'objectif est d'amener la trajectoire du système vers cette surface et d'assurer le maintien du régime glissant jusqu'au point d'équilibre [24-33]. L'avantage majeur de la commande à structure variable en mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations [25-34]. La facilité d'implantation et la simplicité sont d'autres avantages de la commande par mode glissant. Ces avantages rendent l'application de cette commande très intéressante et parfaitement convenable pour les filtres actifs et les systèmes photovoltaïques connectés au réseau. Le phénomène d'oscillation appelé «Chattering» associé à

la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable [24-35].

La synthèse de la loi de commande en mode glissant implique d'abord de choisir la surface de glissement qui permet à la trajectoire d'état du système de convergence vers le point d'équilibre désiré, puis établir la condition d'existence de mode de glissement qui est liée à la convergence de la trajectoire d'état, et à déterminer la loi de commande qui a pour rôle de maintenir les conditions de glissement (attractivité). En d'autre terme, la conception de la loi de commande par mode de glissement est réalisée en trois étapes :

Etape 1 : Choix de la surface de glissement ;

Etape 2 : Elaboration de la condition de convergence ;

Etape 3 : Détermination de la loi de commande.

I.5.3 La technique de la logique floue :

Les systèmes flous sont basés sur la théorie de l'ensemble flou et les techniques associées lancées par [26-38]. C'est une méthode de contrôle non linéaire, qui tente d'appliquer les connaissances d'experts ou d'un utilisateur expérimenté à la conception d'un contrôleur logique flou. Les propriétés générales de la logique floue, comme expliqué par [26-37-40], sont les suivantes :

- Dans une logique floue, au lieu de considérer en fonction de données exactes, on utilise une considération approximative.
- Toutes les données sont affichées comme des valeurs comprises entre 0 et 1.
- L'information est verbale, comme «grand», «petit», «plus» ou «peu».
- Le processus d'implication floue est effectué selon règles qui sont définies entre les expressions verbales.
- Tout système logique peut être défini comme flou. La logique floue est très adaptée aux systèmes dont les modèles mathématiques sont difficiles à développer.
- La logique floue a la capacité de traiter des informations incertaines ou incomplètes [25-27-39].

Généralement, comme le montre la figure (I.14), le contrôleur logique flou (CLF) se compose de quatre composants principaux:

a) Le fuzzifier qui organise les valeurs numériques dans les ensembles flous d'entrée pour activer les règles.

b) Les règles qui définissent le comportement du contrôleur en utilisant un ensemble d'instructions IF-THEN.

c) Le moteur d'inférence qui organise les ensembles flous d'entrée dans les ensembles flous de sortie en appliquant les règles.

d) Le defuzzifier qui organise les valeurs floues de sortie en valeurs numériques.

Les règles décrivant l'opération FLC sont exprimées sous forme de variables linguistiques représentées par des ensembles flous. La sortie du contrôleur est obtenue en appliquant un mécanisme d'inférence [26, 27]. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification notamment moyenne des maximas, centre de gravité de la surface, bissecteur de la surface, plus petit des maximas en valeur absolue, plus grand des maximas en valeur absolue. La méthode de calcul du « centre de gravité » de l'ensemble flou est la plus courante.

Le mécanisme d'inférence le plus couramment utilisé est dit « de Mamdani ». Par conséquent, une base de règles floues de Mamdani comprend des règles linguistiques utilisant des fonctions d'appartenance pour décrire les concepts utilisés.

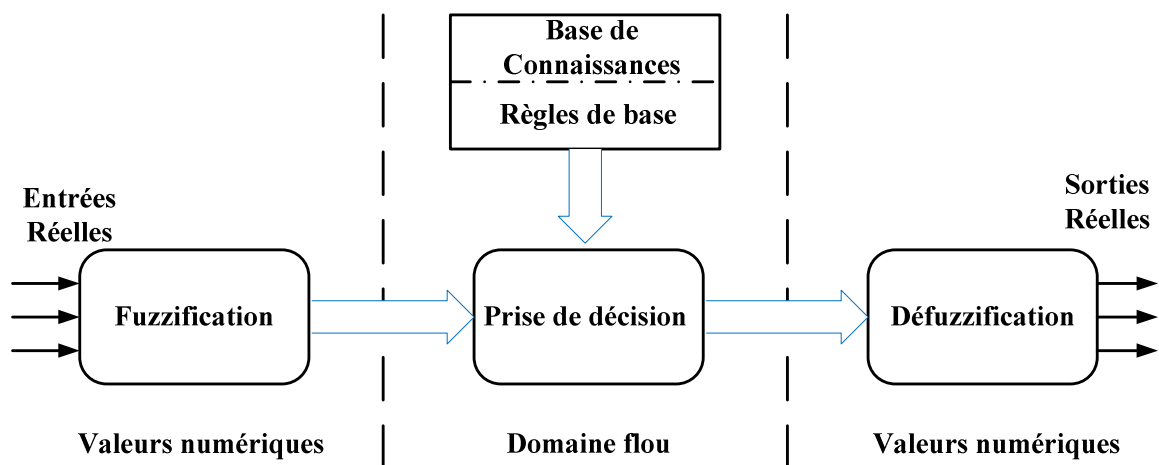


Figure I.14: Système d'inférence floue.

I.5.4 Commande prédictive

La commande prédictive, également appelée commande prédictive de modèle ou MPC, est une stratégie de commande qui peut être utilisée dans les études et les applications industrielles pour résoudre les problèmes de régulation du système soumis aux contraintes [28-44]. Afin de déterminer une séquence de commandes optimale qui satisfait les contraintes du système et les performances formulées selon un critère d'optimisation, cette stratégie de commande repose sur la résolution répétée d'un problème d'optimisation à chaque étape d'échantillonnage et sur le principe de l'horizon fuyant. Pour la commande prédictive, une compréhension du modèle mathématique du système est nécessaire. Le modèle préfigure le comportement dynamique du système en fonction de l'état courant et des commandes appliquées. Par conséquent, la précision du modèle choisi est reflétée dans la qualité de prédiction de l'évolution du système et les performances de la commande issues de l'optimisation en temps réel.

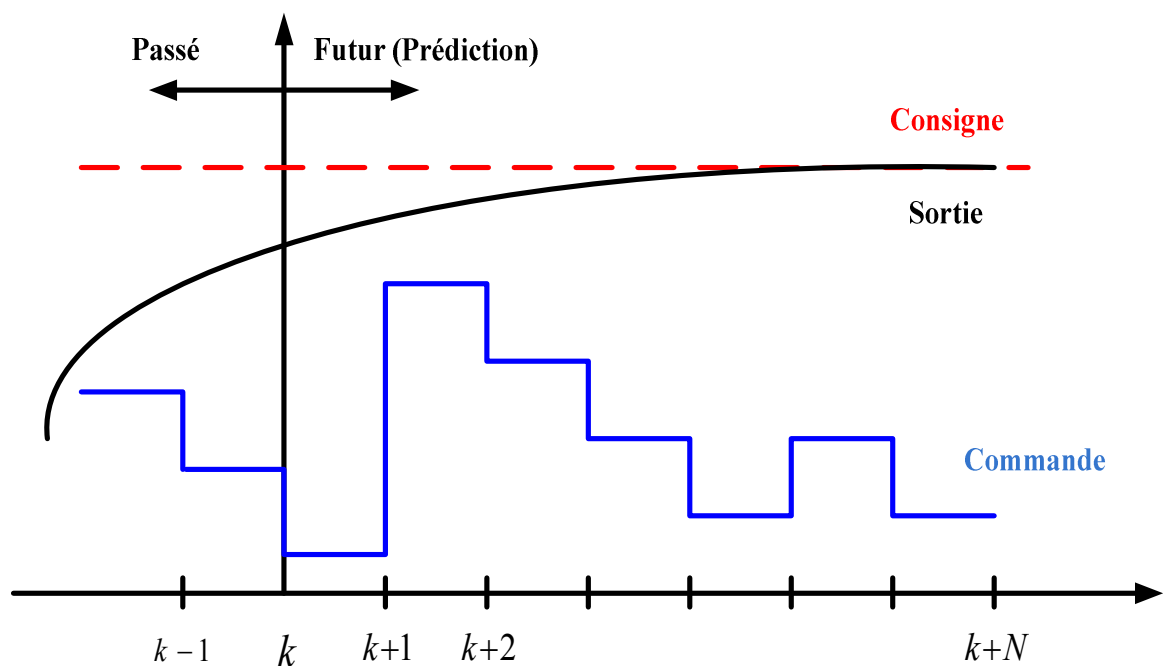


Figure (I.15) Principe de la commande prédictive

Les avantages de cette commande sont la possibilité de prendre en compte les contraintes dès la phase de conception et la capacité de la méthode à gérer les contraintes pour des systèmes MIMO, qui sont cruciaux dans les applications industrielles. Cependant, l'effort de calcul en ligne est un inconvénient de la commande prédictive, ce qui limite l'utilisation de cette méthode à des systèmes lents ou à un faible nombre d'états.

I.6 Contrôle deadbeat d'un onduleur monophasé

Le contrôle deadbeat est une technique de commande utilisée pour les onduleurs, qui permet de contrôler la tension et le courant de sortie de l'onduleur de manière très précise et rapide. Cette technique permet de garantir une régulation très précise de tension et du courant de sortie de l'onduleur, même en cas de variations importantes de charge.

Afin de minimiser l'erreur, la stratégie est basée sur la prédiction du signal de contrôle à appliquer au début de chaque période d'échantillonnage en utilisant la consigne, la sortie actuelle et les paramètres du système physique. Lorsque le signal de contrôle, également appelé DeadBeat Control [02-41] en anglais, est choisi pour annuler l'erreur à la fin de la période d'échantillonnage suivante. Il ne s'agit pas strictement d'un type de correcteur, mais d'une philosophie de réglage basée sur le type de réponse souhaité.

La rapidité de la commande DeadBeat est un avantage important car la sortie atteint la valeur de référence après deux périodes d'échantillonnage. Cependant, ce retard de réponse entraîne une erreur inadmissible. C'est pourquoi il est nécessaire d'utiliser des méthodes pour compenser les retards de réponse.

Cette commande présente des inconvénients importants, notamment sa sensibilité aux variations paramétriques, aux incertitudes du système et au bruit, ce qui peut entraîner des erreurs de précision. [05]. Même si les contrôles Dead-Beat ont été étudiés depuis longtemps, c'est toujours un problème de nos jours.

I.6.1 Etat de l'art des techniques Dead-Beat

Les commandes Dead-Beat sont largement utilisées dans les applications nécessitant une grande dynamique, telles que le filtrage actif en repère fixe et tournant.

La plupart de la littérature sur les correcteurs avec réponse Dead-Beat reposent sur le réglage prédictif du premier ordre. Les applications de contrôle de courant d'un onduleur de

tension [29] [30] et de filtrage actif [31] utilisent ces correcteurs. D'autres méthodes sont également suggérées.

Dans [32-45], une réponse Dead-Beat est utilisée pour contrôler une source d'alimentation sans interruption UPS. Pour obtenir la réponse souhaitée au courant de l'onduleur et à la tension du bus continu, les pôles du système sont placés à l'origine avec un correcteur par retour d'état.

Finalement, la référence [07-44] utilise la classification des types de correcteurs Dead-Beat de [03] et analyse en détail le correcteur RST pour l'application d'un compensateur de creux de tension et d'interruptions brèves connecté en série au réseau.

I.6.2 Principe de Contrôle deadbeat d'un onduleur monophasé

Le contrôle deadbeat d'un onduleur monophasé consiste à calculer et à appliquer rapidement la commande de tension appropriée pour obtenir une réponse en boucle fermée avec un temps de réponse très court. Le principe de cette technique de commande est d'éliminer l'erreur de régulation en un seul cycle d'échantillonnage, d'où son nom "deadbeat" qui signifie "sans retard".

Le contrôle deadbeat repose sur la prédiction de l'état futur de la charge en utilisant une méthode de commande prédictive. Cela permet d'anticiper la variation de la charge et de prévoir la tension de sortie de l'onduleur pour le prochain cycle d'échantillonnage.

Le contrôle deadbeat utilise un régulateur à boucle fermée qui mesure la tension de sortie de l'onduleur et la compare à la tension de référence. En fonction de l'écart entre la tension de sortie mesurée et la tension de référence, le contrôleur calcule la commande de tension appropriée pour corriger l'écart.

La commande de tension est appliquée à l'onduleur par l'intermédiaire de dispositifs de commutation, tels que des transistors, qui sont commandés par le signal de commande de tension.

Le contrôle deadbeat est une technique de commande très rapide et précise qui permet de réguler la tension de sortie de l'onduleur en temps réel. Cette technique est utilisée dans de nombreuses applications, telles que les systèmes de contrôle de moteurs, les onduleurs pour les énergies renouvelables, les systèmes d'alimentation de précision.

I.6.3 Synthèses loi de Contrôle deadbeat d'un onduleur monophasé

La loi de contrôle deadbeat d'un onduleur monophasé permet de réguler précisément la tension et le courant de sortie de l'onduleur en temps réel. Cette loi de contrôle est basée sur une technique de commande en boucle fermée qui utilise des algorithmes de contrôle en temps discret.

La méthode de contrôle deadbeat consiste à calculer les valeurs de tension et de courant de sortie de l'onduleur à partir des valeurs de tension et de courant d'entrée, en utilisant des équations mathématiques simples. Cette méthode de contrôle utilise un modèle mathématique de l'onduleur et de la charge, qui permet de prédire le comportement de l'onduleur en temps réel.

La loi de contrôle deadbeat utilise un modèle mathématique de l'onduleur pour prédire la réponse de l'onduleur à une entrée de commande donnée. Elle utilise ensuite cette prédiction pour déterminer la valeur de tension de sortie optimale pour l'onduleur, en utilisant un algorithme de commande en temps discret. Cette méthode de contrôle permet de réguler rapidement et précisément la tension de sortie de l'onduleur, même en cas de variations importantes de la charge.

I.7 Conclusion

Les objectifs de ce travail de thèse sont précisés par les thématiques abordées dans ce chapitre. C'est pourquoi le chapitre a été divisé en deux parties. La première section comprenait quelques généralités de conversion d'énergie (Onduleur) qui permettaient l'acheminement de l'énergie produite par les sources aux consommateurs. La commande des onduleurs multifonctionnels était au centre de la deuxième section. Nous avons souligné certaines généralités : Avantages et inconvénients, principe...etc.

Contrôle Deadbeat D'un Onduleur Autonome

II.1 Introduction

Le contrôle des onduleurs avec un filtre de sortie LC est particulièrement important dans plusieurs applications où des tensions de haute qualité sont requises. Ces applications incluent la production distribuée, les applications autonomes basées sur les énergies renouvelables et l'alimentation sans coupure (UPS) [46-48]. L'objectif principal de contrôle d'un UPS est d'ajuster la tension de sortie en présence d'incertitudes et de perturbations de paramètres et sa caractéristique est déterminée par la qualité de la tension de sortie. Les perturbations dues à différentes charges, telles que les charges inductives et non linéaires, et les incertitudes causées par l'inadéquation du modèle entraînent une baisse des performances de suivi et une distorsion harmonique totale (THD) élevée dans la tension de sortie. L'influence des perturbations et des incertitudes doit être minimisée pour obtenir une excellente performance de tension. [49-50]

L'objectif principal de la commande est d'obtenir une tension de sortie presque sinusoïdale aux bornes du condensateur du filtre LC. Le contrôle Deadbeat est l'approche de contrôle la plus attrayante en temps discret car il peut réduire les erreurs entre les valeurs de référence et mesurées tant que le nombre d'échantillons va à l'infini et l'erreur jusqu'à zéro, ce qui permet à l'onduleur d'obtenir une réponse dynamique rapide. Le contrôle Deadbeat est

l'approche de contrôle la plus attrayante en temps discret car il peut réduire les erreurs entre les valeurs de référence et mesurées tant que le nombre d'échantillons va à l'infini et l'erreur jusqu'à zéro, ce qui permet à l'onduleur d'obtenir une réponse dynamique rapide. La tension de sortie de l'onduleur est obtenue avec une très faible distorsion harmonique totale (THD). Le contrôle Deadbeat est sensible à la variation des paramètres du filtre et à la fluctuation de la charge, ce qui montre que le système de contrôle Deadbeat proposé peut fonctionner de manière stable lorsque la charge varie dans la plage autorisée. Afin de diminuer le nombre de capteurs, un observateur pour estimer le courant du condensateur est proposé [51].

Ce chapitre est structuré comme suit : la section II donne un aperçu du contrôleur deadbeat pour produire une tension de sortie sinusoïdale de qualité, la section III fournit les formulations de contrôle Deadbeat. La section IV décrit le design de l'observateur Luemberger, la section V, présente les résultats de simulation du contrôle deadbeat sans et avec un observateur, et dans la section VII la conclusion et une perspective de travaux ultérieurs sont donnés.

II.2 System Description

L'onduleur monophasé proposé est illustré à la figure 1 et consiste en un onduleur à pont en H connecté à la charge via un filtrage LC. Les transistors bipolaires (IGBT) sont choisis comme éléments de commutation pour effectuer le transfert d'énergie et la conversion de puissance. La tension fournie par le convertisseur est hachée, d'où la nécessité de placer un filtre LC à la sortie de l'onduleur. Ce dernier doit assurer la régulation du courant i_L traversant l'inductance L du filtre, et de la tension V_C aux bornes de la capacité C , afin de négliger les perturbations causées par la charge. La tension et le courant du condensateur sont générés par l'observateur Luemberger. Ce système fonctionne mieux avec des charges déséquilibrées et est plus adaptable en ce qui concerne les conditions de travail.

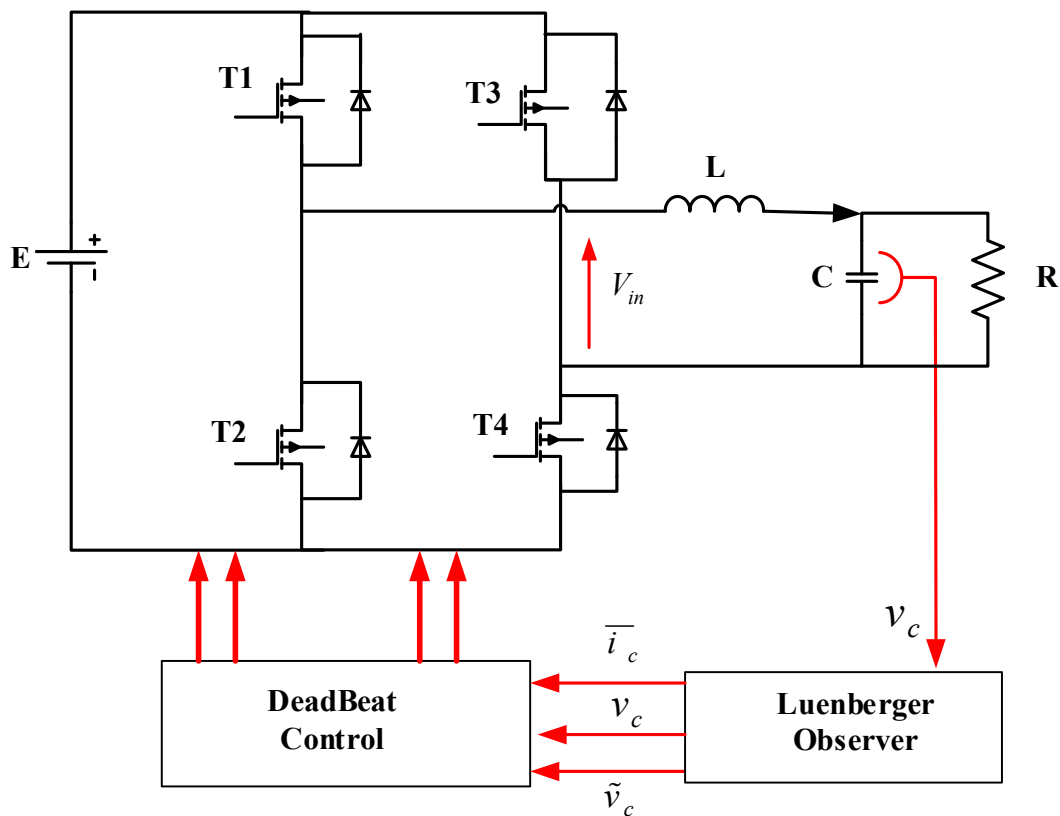


Figure II.1 Schéma de base du système proposé

II.3 Système Considéré

Le convertisseur DC/AC utilisé est de type pont en H. Les deux bras de ce convertisseur sont composés chacun de deux interrupteurs, un commandé à l'ouverture et l'autre à la fermeture, munies de diodes antiparallèles, assurant la continuité du courant de la charge lors de la phase de roue libre.

Le tableau II. 1 permet d'en infliger ou ils ne sont considérés que les états respectifs des interrupteurs qui ne violent aucune des règles fondamentales définissant les états bloqués ou passent des interrupteurs au sein d'un bras de commutation.

	Bras 1		Bras 2		Tension
	T1	T2	T3	T4	V_{inv}
Cas 1	Passant	Bloqué	Passant	Bloqué	$V_{inv} = 0$
Cas 2	Passant	Bloqué	Bloqué	Passant	$V_{inv} = +E$
Cas 3	Bloqué	Passant	Passant	Bloqué	$V_{inv} = -E$
Cas 4	Bloqué	Passant	Bloqué	Passant	$V_{inv} = 0$

Tableau II.1 : les configurations possibles

Le contrôle d'onduleur se base sur la méthode de modulation de largeur d'impulsions (MLI), vu qu'elle est simple à mettre en œuvre et présente une fréquence de commutation fixe.

Un signal triangulaire (porteuse) qui détermine la fréquence de découpage avec le signal de modulation est comparé pour obtenir la modulation de largeur d'impulsion (MLI) d'une cellule de commutation. Il existe de nombreuses méthodes différentes pour déterminer si le signal triangulaire est symétrique (montant ou descendant) et si le signal de référence est échantillonné ou non. Une MLI centrée (signal triangulaire symétrique) et échantillonnée est représentée dans la figure ci-dessous. Au début de la période, le signal modulant est bloqué jusqu'à ce que la sinusoïde de référence atteigne la demi-période du signal triangulaire.

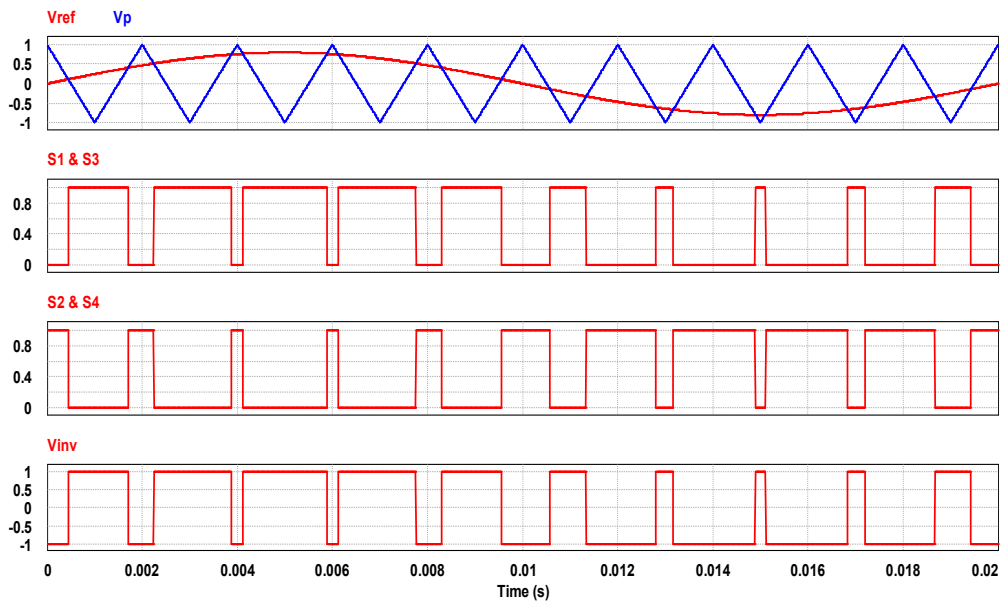


Figure II.2 Principe de la MLI triangulo-sinusoidale.

L'onduleur monophasé est constitué de deux bras en demi-pont. Si les interrupteurs de puissance sont supposés parfaits, le système (source-onduleur-filtre-charge) est alors représenté par le modèle linéaire du second ordre de la figure ci-dessous :

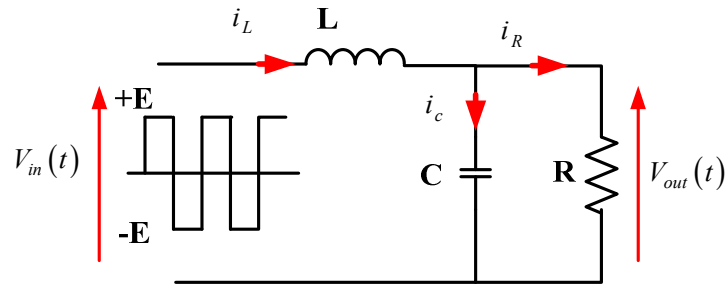


Figure II.3 Schéma de base du système proposé.

D'après la figure II.3 ci dessus, et en utilisant la loi de Kirchhoff, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{inv}(t) = V_L(t) + V_C(t) \\ i_L(t) = i_C(t) + i_R(t) \end{cases} \quad (II.1)$$

Par l'équation (II.1) nous avons :

$$v_{\text{int}}(t) = LC\ddot{v}_C(t) + \frac{L}{R}\dot{v}_C(t) + v_C(t) \quad (\text{II.2})$$

En appliquant la transformation de Laplace, on obtient :

$$v_{\text{int}}(s) = (LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1)v_C(s) \quad (\text{II.3})$$

La fonction de transfert du filtre LC est donnée ce dessous

$$\frac{V_C(s)}{V_{\text{inv}}(s)} = \frac{1/LC}{s^2 + \frac{1}{CR}s + \frac{1}{LC}} \quad (\text{II.4})$$

La figure (II.4) présente le diagramme de Bode de la fonction de transfert $\frac{V_C}{V_{\text{inv}}}$ pour différentes valeurs de charge R.

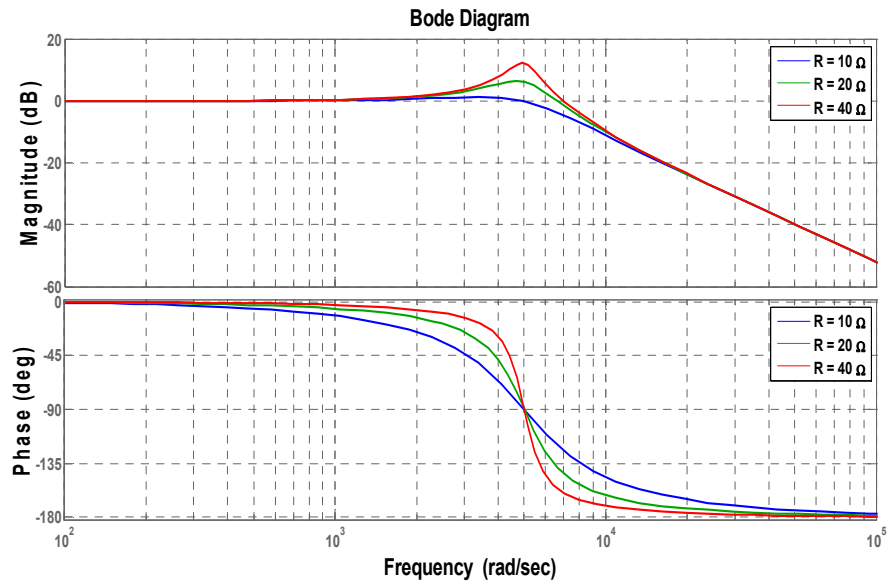


Figure II.4: Diagrammes de Bode de la fonction de transfert avec variation de charge R (bleu pour $R=10\ \Omega$, vert pour $R=20\ \Omega$, et rouge pour $R=40\ \Omega$)

Cette figure prouve l'effet de résonance à la fréquence 1kHz, qui augmente lorsque la valeur de R est plus importante. De faibles gains et déphasages sont observés autour de la fréquence fondamentale. De plus, un gain de -40dB est obtenu à la fréquence de commutation du convertisseur, égale à 10kHz. Donc, seule la composante fondamentale de la tension V_{inv} passera, et les hautes fréquences du contenu harmonique seront filtrées.

La représentation de ce système dans l'espace d'état est donnée par :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (\text{II.5})$$

$x(t)$ est le vecteur d'état tel que :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$$

Avec

$$\begin{cases} x_1(t) = v_C(t) \\ x_2(t) = \dot{v}_C(t) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) = -\frac{1}{LC}x_1(t) + \frac{1}{RC}x_2(t) + \frac{1}{LC}v_{int}(t) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Donc :

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ \frac{1}{LC} & \frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{LC} \end{pmatrix}$$

La figure suivante montre les formes d'onde de $V_{inv}(t)$ pendant une période d'échantillonnage T_e :

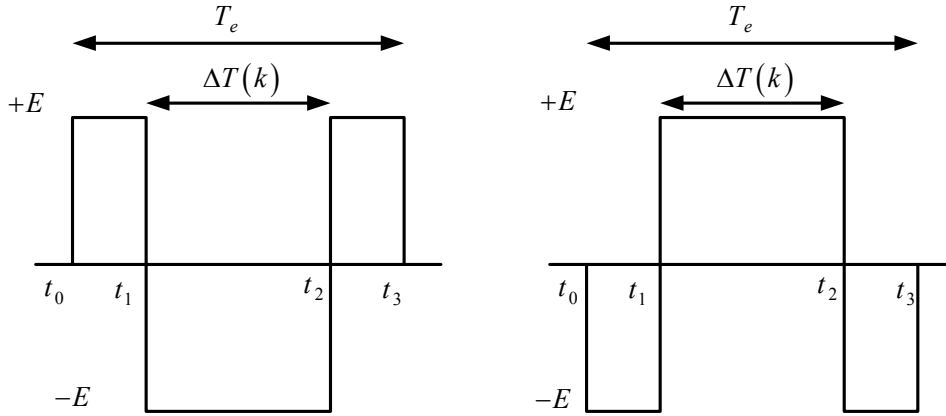


Figure II.5 Modèle PWM à deux niveaux, (a) Alternance positive, (b) Alternance négative.

V_{inv} est la tension de sortie de l'onduleur et a deux valeurs $+E$ ou $-E$ comme illustré à la Figure (II.5) ,

L'équation du système à temps discret des modèles de commutation à deux leviers est la suivante [56] :

$$x(t) = \exp[A(t-t_0)]x(t_0) + \int \exp[A(t-\tau)]Bv_{inv}(\tau)d\tau \quad (II.8)$$

Ainsi l'équation d'état discrète de à t_0 t_1 et t_2 t_3 est :

$$X[(k+1)T_e] = \exp[AT_e]X(k) + \exp[A\frac{T_e}{2}BE\Delta T(k), E\Delta T(k) = v_{inv}(\tau) \quad (II.9)$$

Nous trouverons à partir de l'équation ci-dessous la valeur de la durée que nous devons appliquer à tout moment pour générer les signaux de commande des interrupteurs. Où $\Delta T(k)$ est égal à la largeur d'impulsion dans le k_{th} intervalle d'échantillonnage. En supposant que les trois quantités exponentielles de l'équation 9 sont approximées à l'aide du développement de la série de puissance :

$$A_k = \exp[AT] = \begin{bmatrix} \varphi_{11} & \varphi_{12} \\ \varphi_{21} & \varphi_{22} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

$$A_k = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T^2}{2LC} & T - \frac{T^2}{2RC} \\ \frac{-1}{LC} + \frac{T^2}{2RLC^2} & 1 - \frac{T}{RC} + (\frac{1}{R^2C^2} + \frac{1}{LC})\frac{T^2}{2} \end{bmatrix}$$

Ainsi, pour améliorer ce problème, une méthode de commande prédictive de battement est proposée, dans laquelle l'entrée de commande au k^{th} temps d'échantillonnage est prédite en utilisant les valeurs du système au $(k - 1)^{th}$ temps d'échantillonnage. Signal de modulation PWM, c'est-à-dire la tension de sortie de référence de l'onduleur, calculée en utilisant la tension de référence v_{ref} , le courant de condensateur réel i_c , et la tension de charge de sortie de l'onduleur v_{ch} au $(k - 1)^{th}$ temps d'échantillonnage calculé utilisant la tension de référence peut être décrite comme suit.

$$X(k+1) = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix} X(k) + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} E\Delta T(k) \quad (\text{II.11})$$

La première ligne de l'équation précédente nous donne l'expression récurrente de la tension de sortie échantillonnée, elle donne :

$$\Delta T = \frac{1}{g_1 E} (V_{ref}(k+1) - \phi_{11}x_1 - \phi_{12}x_2) \quad (\text{II.12})$$

II.4 Principe de l'observateur

Un observateur est un système bouclé qui permet de reconstruire en temps réel l'état à partir des grandeurs de commandes. L'action d'observation nécessite une connaissance des grandeurs de commande appliquées au système ainsi que de l'erreur entre les grandeurs mesurées et observées. Cependant, dans un observateur, figure II.6, on peut souvent distinguer deux modules distincts. Le premier module utilise les grandeurs de commande appliquées au système pour estimer les grandeurs d'état. Le gain d'observation est le deuxième module utilisé pour calculer l'erreur entre les grandeurs réelles du système et celles reproduites par modèle. Pour déterminer le gain d'observateur et injecter les informations et les conditions nécessaires à la convergence du modèle vers le système réel, cette erreur sera cruciale.

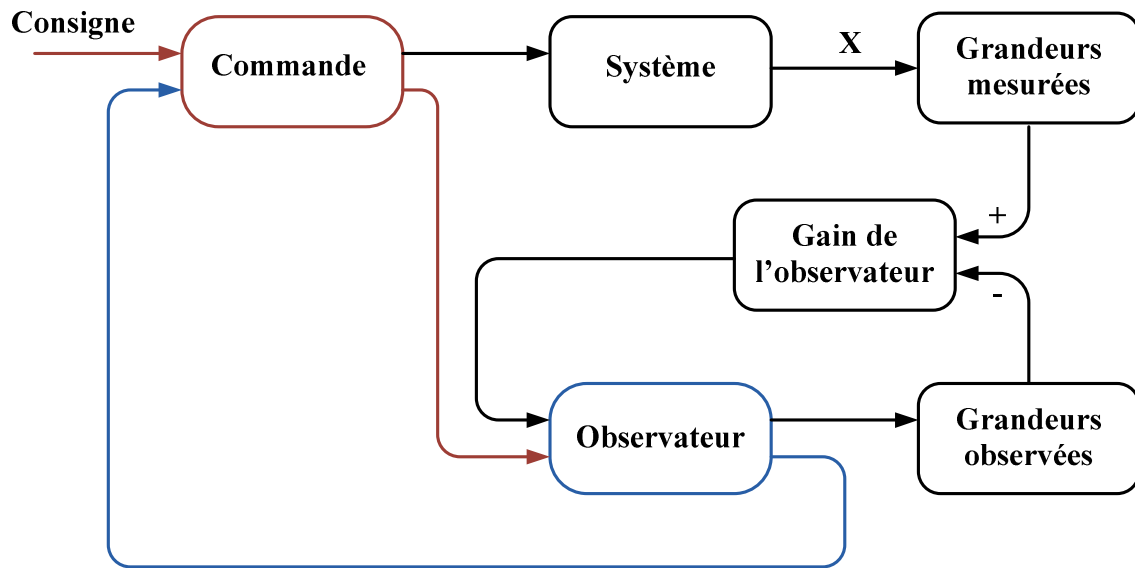


Figure II.6 schéma de principe l'observateur

II.4.1 Observateur d'État

Dans le système de contrôle, les observateurs peuvent remplacer les capteurs, ou nous ne pouvons pas estimer les variables d'état pour lesquelles « l'observateur » est utilisé. Pour le contrôle proposé, une mesure de courant de condensateur est nécessaire pour déterminer et le principe de l'observateur est de combiner le signal de retour mesuré avec des composants de connaissance du système de contrôle, le comportement de l'installation peut être prédit avec plus de précision que si le signal de retour était utilisé seul [60].

L'observateur augmente la sortie du capteur et fournit un signal de rétroaction aux lois de commande, comme illustré à la figure II.7.

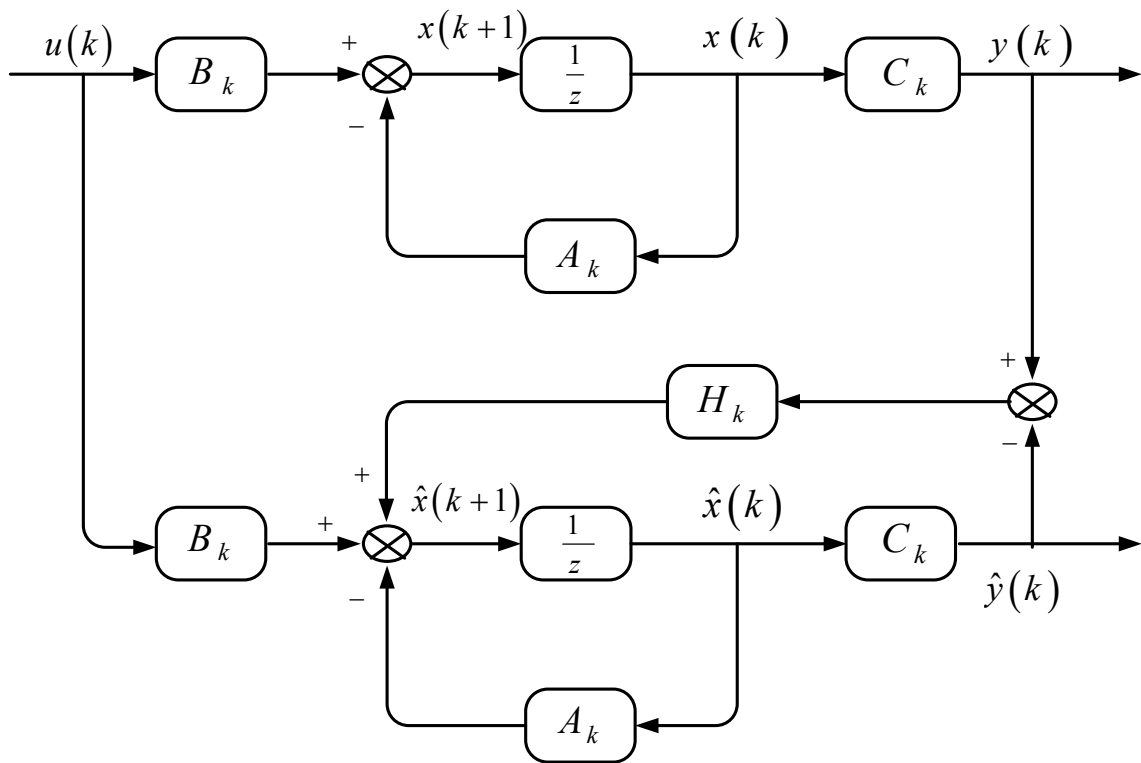


Figure II.7 Diagramme d'observateur

II.4.2 Conception de l'observateur d'état

Pour introduire un observateur au système présenté par l'Equation (II.11), elle doit être observable. En effet, pour qu'un système soit observable, il suffit que le rang de la matrice d'observabilité O défini par soit égal au nombre de variables d'état n .

D'où la matrice d'observabilité :

$$O = \begin{pmatrix} C \\ CA \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \varphi_{11} & \varphi_{12} \end{pmatrix} \quad (II.13)$$

Rang $(O) = 2 = n$, condition vérifié.

II.4.3 Modélisation d'observateur

La représentation de l'état d'un système discret linéaire est :

$$SYS = \begin{cases} x(k+1) = A_k x(k) + B_k u(k) \\ y(k) = C_k x(k) \end{cases} \quad (II.14)$$

$$\text{que } A_k = \begin{pmatrix} \varphi_{11} & \varphi_{12} \\ \varphi_{21} & \varphi_{22} \end{pmatrix}, B_k = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \end{pmatrix}, C_k = (1 \quad 0)$$

Le vecteur d'état du système, est reconstruit à l'aide d'un observateur dont l'équation dynamique, basée sur la méthode de Lyenberger, s'exprime comme suit

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1) &= A_k \hat{x}(k) + B_k u(k) + H_k (y(k) - \hat{y}(k)) \\ \hat{y}(k) &= C_k \hat{x}(k) \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

Ou :

$u(k)$ est défini comme entré ,

$\hat{y}(k)$ est la sortie estimé

H_k est le gain de l'observateur

$\hat{x}(k)$ est le vecteur d'état estimé

L'erreur $e(k) = x(k) - \hat{x}(k)$ doit converger vers zéro pour toutes les valeurs de k pour que l'observateur soit stable. Lorsque l'erreur de l'observateur satisfait $e(k+1) = (A_k - H_k \cdot C_k) e(k)$ so $(A_k - H_k \cdot C_k)$ a ses valeurs propres λ_i à l'intérieur du cercle unité. La détermination de cette matrice est telle que signifie $|\lambda_{i=1\dots n}| < 1$.

Les critères de choix des valeurs propres sont tels que, le module est inférieur à 1 pour assurer la stabilité, la partie réelle est plus proche de $z=0$, pour assurer une partie réelle plus rapide, et pour la partie imaginaire, elle est plus rapide si la l'angle par rapport à l'axe réel augmente, mais il ne doit pas être très proche du cercle unitaire car sinon le pôle sera plus résonnant, Par conséquent λ_1 et λ_2 sont choisis comme suit :

$$\begin{cases} \lambda_1 = 0.1 + j 0.1 \\ \lambda_2 = 0.1 - j 0.1 \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

En calculant le déterminant de la matrice $(zI - A_k + H_k \cdot C_k)$, et par identification sur le polynôme $(z - \lambda_1)(z - \lambda_2)$ on peut trouver h_1 et h_2 , donc :

$$\det(zI - A_k + H_k \cdot C_k) = (z - \lambda_1)(z - \lambda_2) \quad (\text{II.17})$$

Les composantes de H_k sont donnée par :

$$\begin{cases} h_1 = \varphi_{11} + \varphi_{22} - \lambda_1 - \lambda_2 \\ h_2 = \frac{1}{\varphi_{12}} [\lambda_1 \lambda_2 + \varphi_{22} (\varphi_{22} - \lambda_1 - \lambda_2)] + \varphi_{21} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

II.5 Étude de simulation

Des simulations et des tests peuvent être utilisés pour déterminer les performances de la technique de contrôle précédemment suggérée en utilisant la carte DSP F28335 (processeur de signal numérique) pour implanter l'algorithme de contrôle dans le circuit numérique et les dispositifs de commutation IGBT pour l'onduleur monophasé. La fréquence de commutation de l'onduleur est définie sur 10 kHz et la période d'échantillonnage de l'algorithme est définie sur 0,0001 s. Les paramètres de conception de l'onduleur sont indiqués dans le tableau 1.

Tableau II.2 Paramètres de l'onduleur.

Paramètre	Valeur
Tension de sortie nominale V_c	220 V
Tension continue E	400 V
Inductance du filtre L	2 mH
Résistance R	20 Ω
Condensateur de filtrage C	20 μF
Fréquence d'échantillonnage F_s	10 kHz

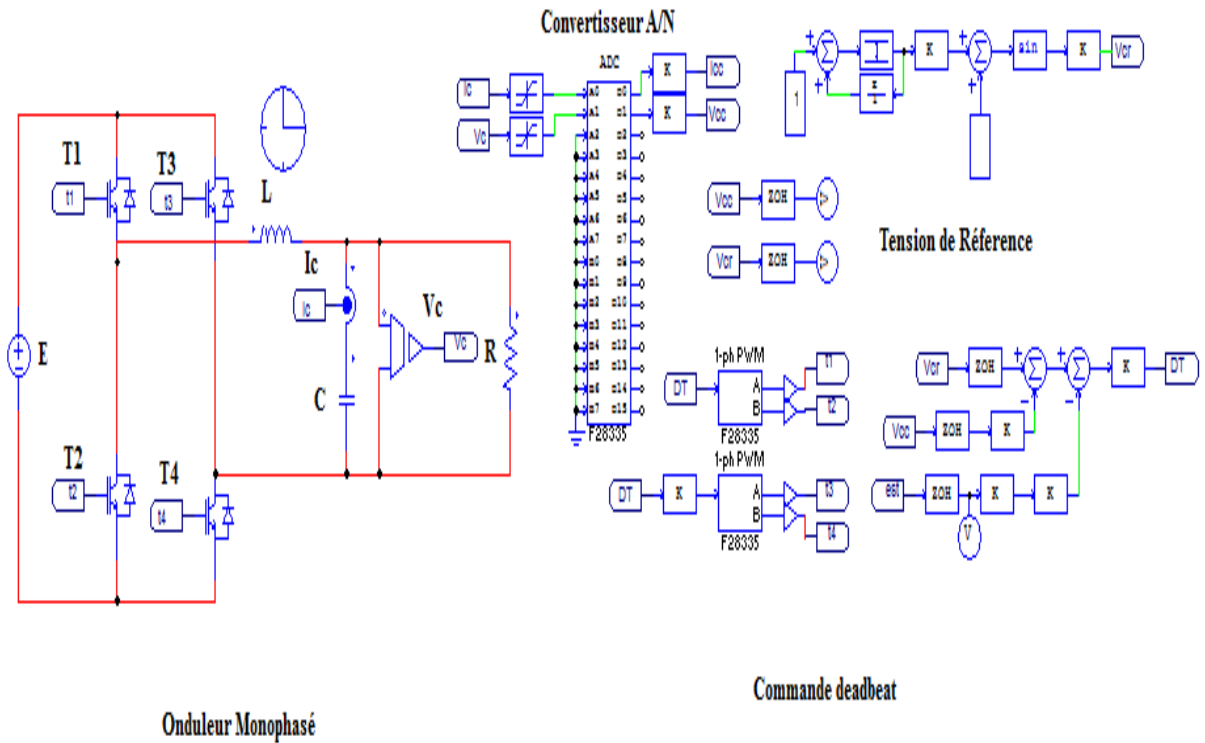


Figure II.8 Montre la simulation d'un contrôle deadbeat sans observateur par PSIM.

Dans cette partie, les résultats de la simulation d'un contrôle deadbeat sans observateur sont présentés ci-dessous, on constate que la tension de condensateur V_C suit la référence et l'allure du courant de charge est sinusoïdale afin d'assurer une bonne élimination des perturbations lors de la connexion des charges.

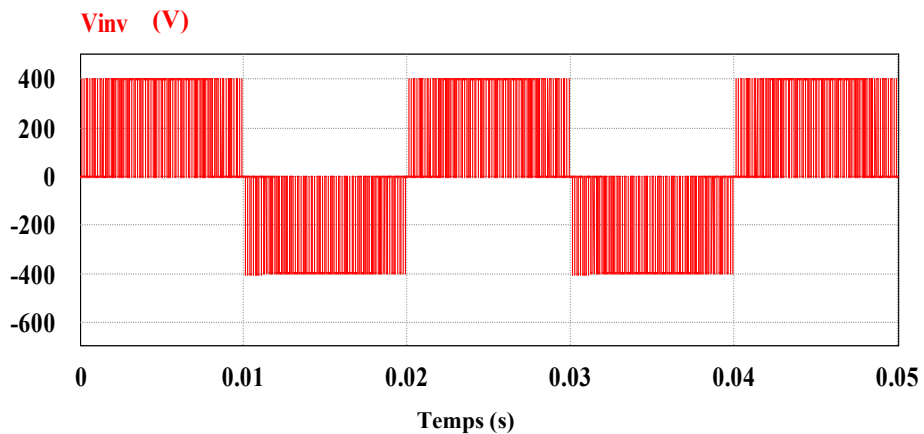


Figure II.9 Résultat de la simulation de la tension de sortie onduleur

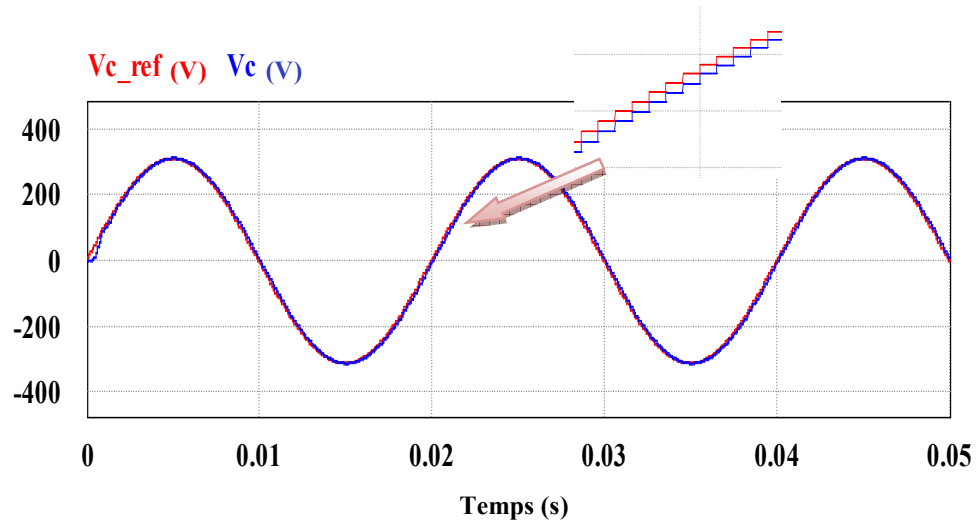


Figure II.10 Résultat de la simulation de la tension de condensateur

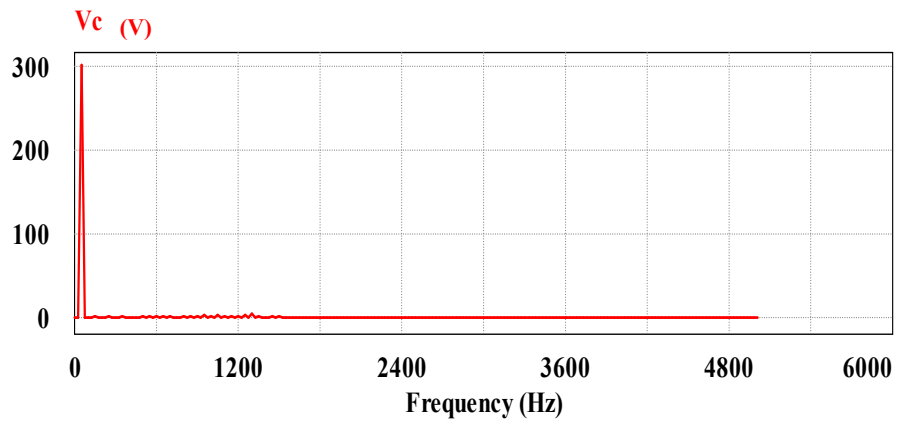


Figure II.11 Forme de la tension de condensateur et leur spectre d'harmoniques FFT

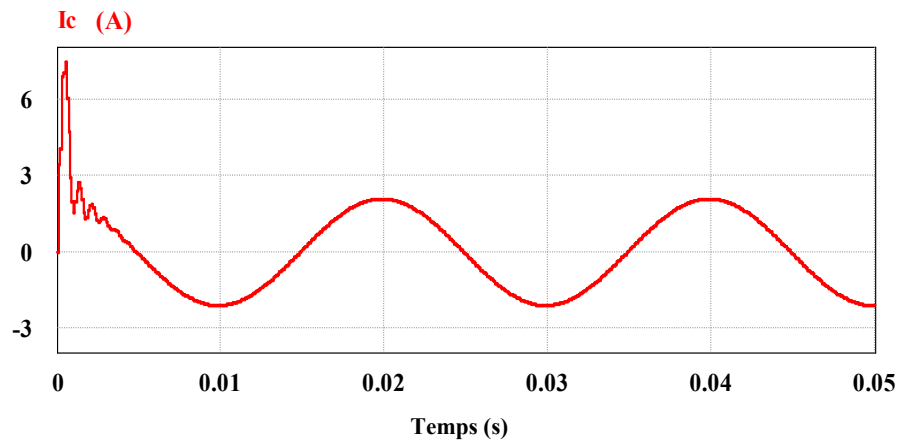


Figure II.12 Allure courant du condensateur

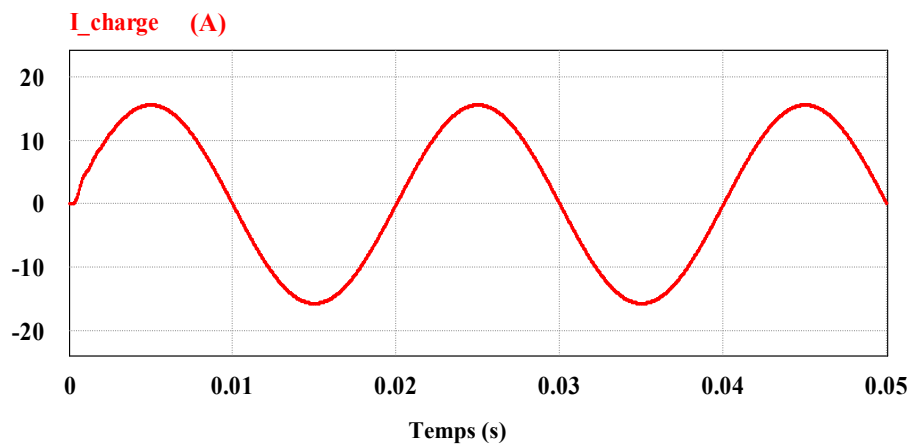


Figure II.13 Allure de courant de la charge mesuré

II.5.1 Influence de la charge sur système

Dans le but d'évaluer la robustesse du contrôle deadbeat, on ajoute une résistance $R=20 \Omega$ à $t=0.025$

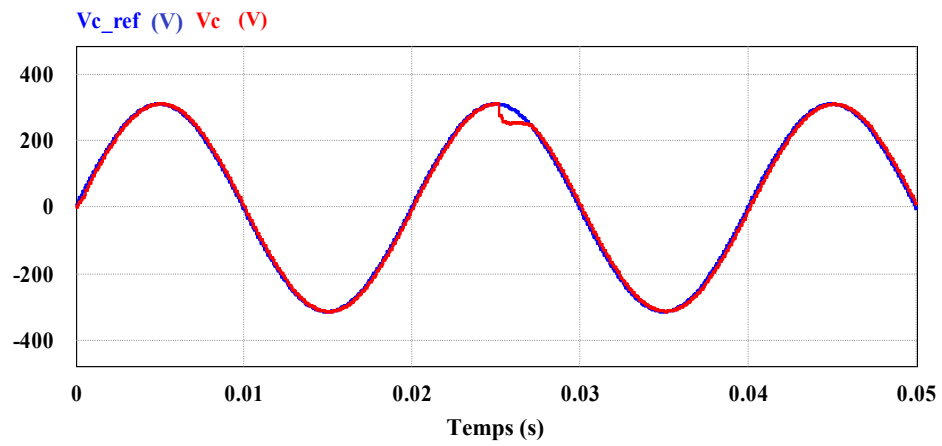


Figure II.14 Forme de la tension de condensateur

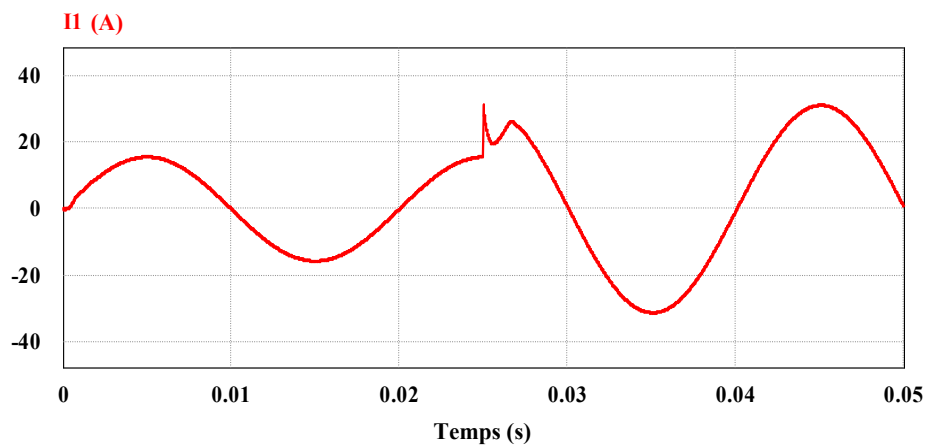


Figure II.15 Allure de courant de la charge mesuré

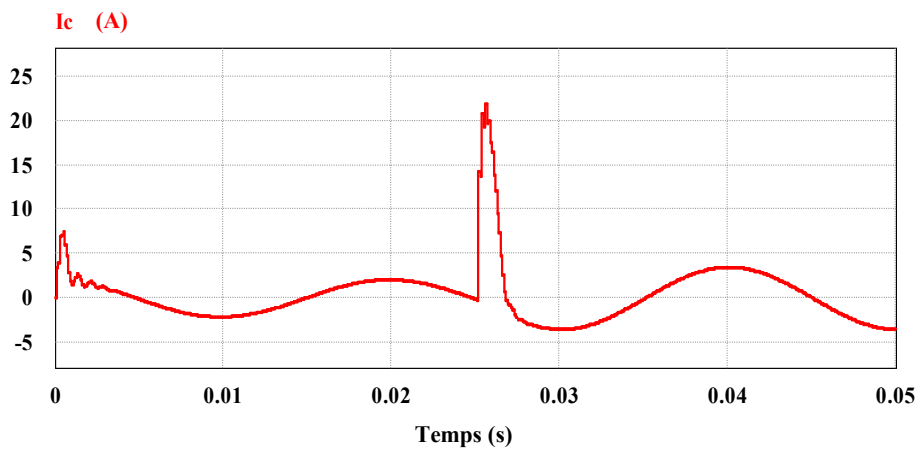


Figure II.16 Allure courant du condensateur

Selon les résultats obtenus, la figure 12 montre le courbe de la tension du condensateur sous une charge résistive, à $t = 0,025$ s. Lorsque la charge est augmenté jusqu'à 100%, on observe une perte de tension que la commande récupère rapidement.

II.5.2 Résultat de simulation d'un contrôle Deadbeat avec Observateur

Lyanberger

Dans cette partie, les résultats de la simulation du système avec observateur sont présentés, afin de montrer le rôle joué par ce dernier dans le réapprovisionnement en tension ainsi que pour assurer un bon dégagement des perturbations lors du raccordement des charges.

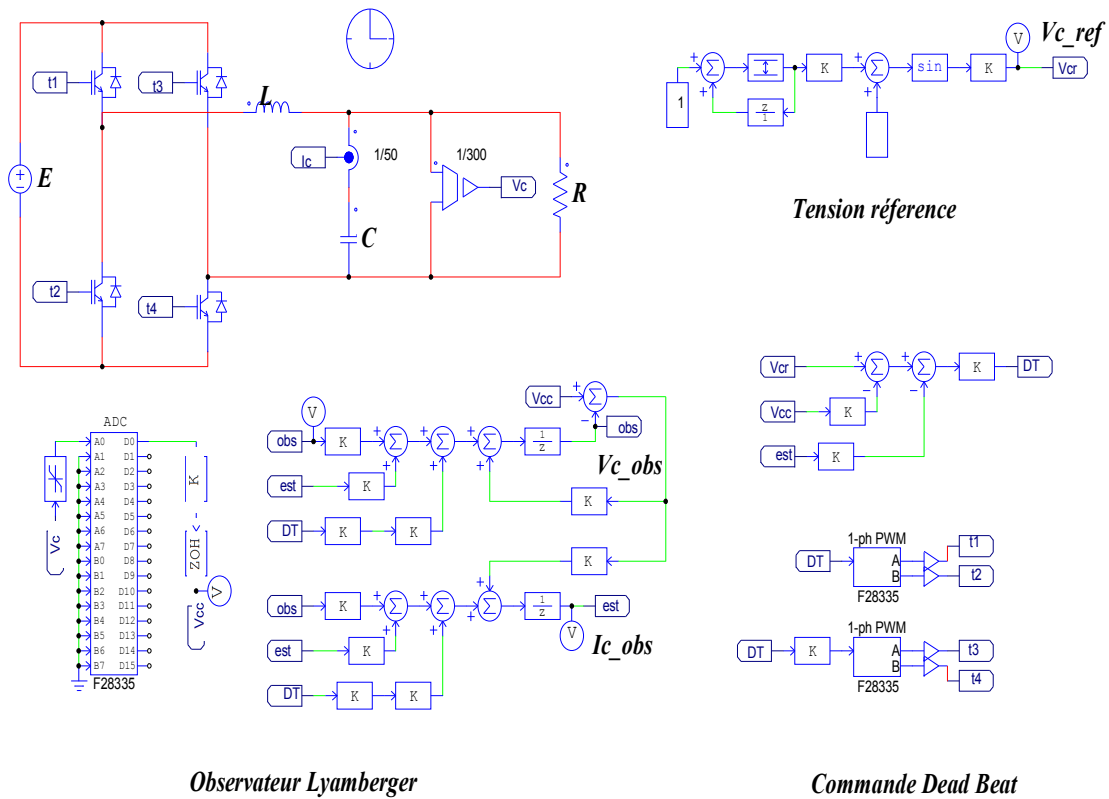


Figure II.17 simulation d'un contrôle deadbeat avec observateur par PSIM.

Nous commençons par des tests préliminaires pour avoir la robustesse de la commande de surcharge linéaire. Courant et tension purement sinusoïdaux, le courant est déphasé de 90 degrés vers l'avant ; car représente le courant purement capacitif.

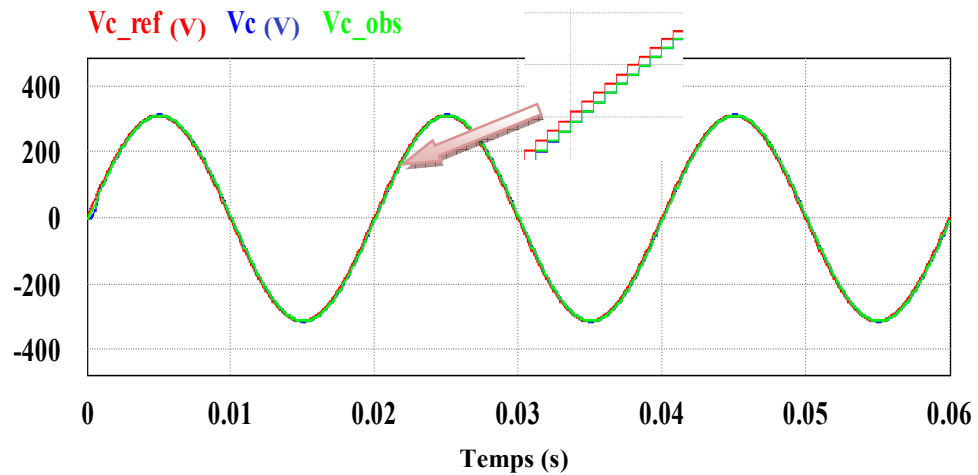


Figure II.18 Résultat de la simulation de la tension du système avec observateur.

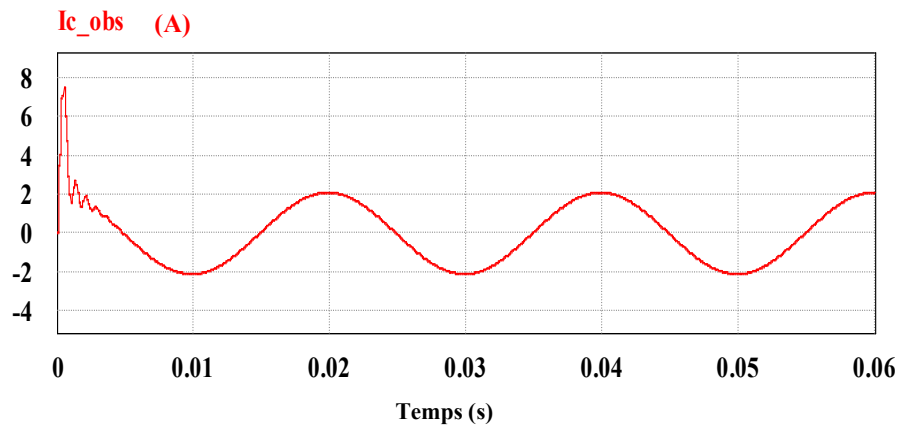


Figure II.19 courant observer du condensateur.

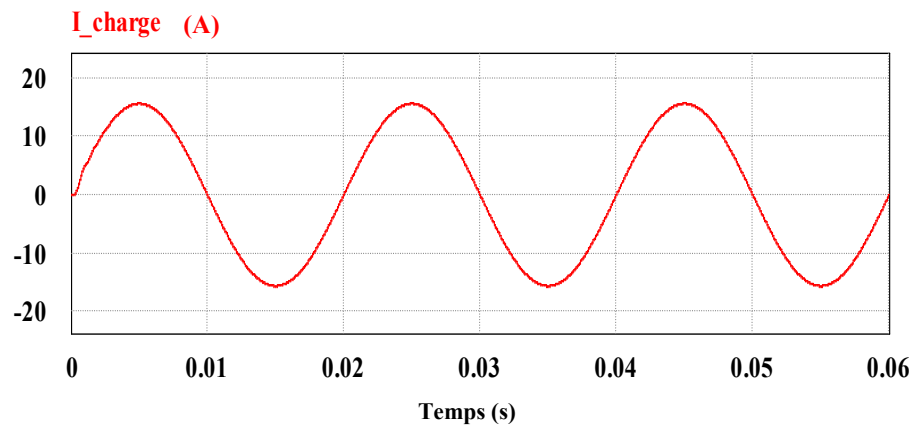
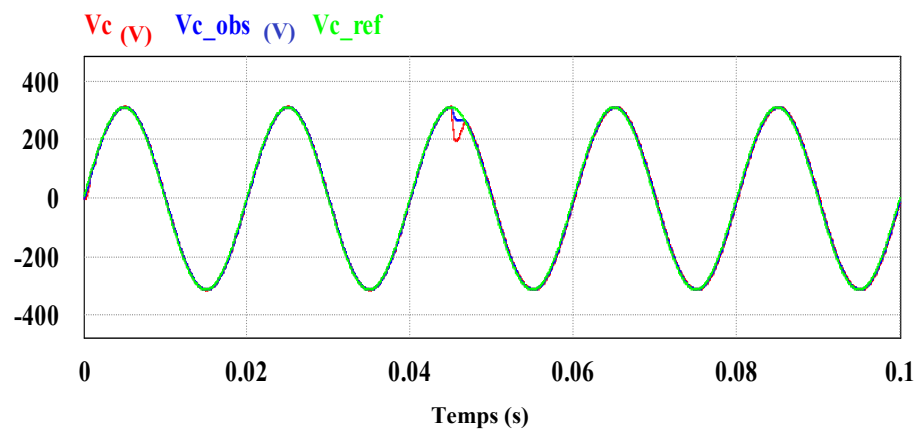


Figure II.20 Allure de courant de la charge mesuré

II.5.3 La robustesse du contrôle deadbeat avec observateur



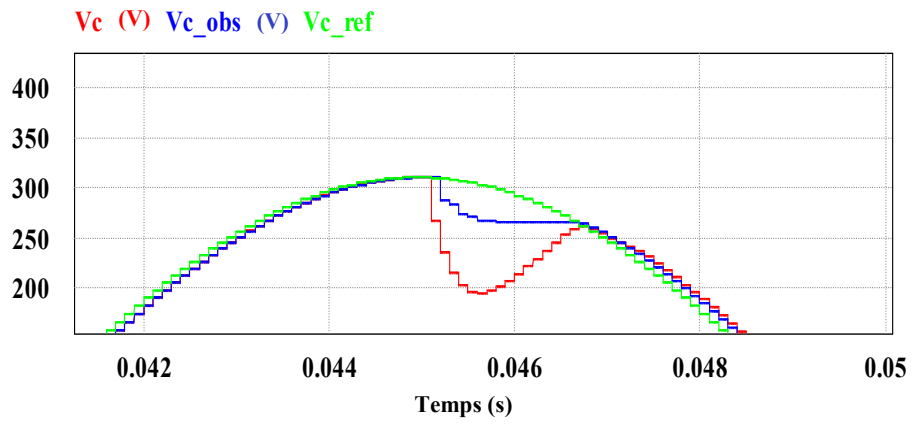


Figure II.21 Résultat de la simulation de la tension avec zoom.

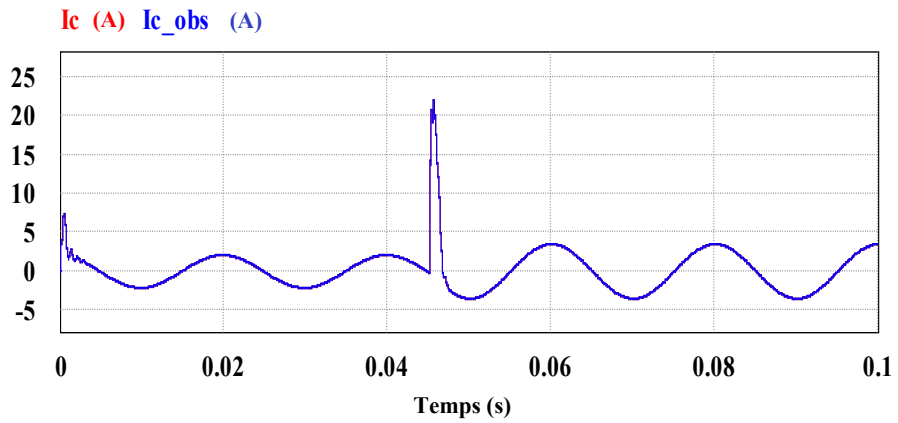


Figure II.22 courant observer du condensateur.

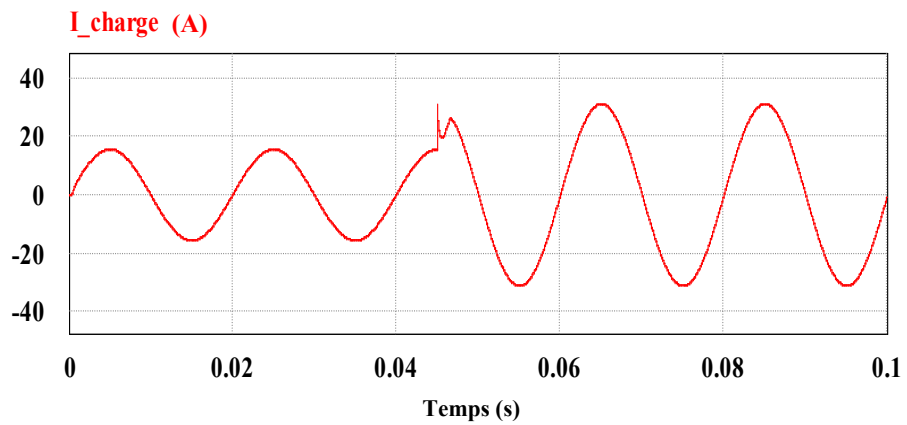


Figure II.23 Allure de courant de la charge mesuré

II.6 CONCLUSION

Dans ce travail, un schéma de contrôle à Deadbeat pour un onduleur monophasé avec un observateur est décrit. La faisabilité du contrôleur proposé avec observateur a été démontrée et assurée par simulation. Les résultats ont montré que le schéma proposé permet d'obtenir une bonne régulation de tension avec des charges linéaires et des charges non linéaires.

Le contrôleur proposé n'a pas de paramètres qui peuvent être modifiés ; il a besoin d'un modèle du système de calcul des variables contrôlées. Et cela permet une réponse dynamique rapide du contrôle de tension. Il a été prouvé que l'utilisation d'un observateur permet une meilleure estimation du courant de condensateur inconnu.

Le contrôle Deadbeat direct sert une approche différente pour le contrôle des convertisseurs de puissance, compte tenu de la nature discrète des convertisseurs et des microprocesseurs utilisés pour le contrôle. De plus, la grande puissance de calcul des DSP existants actuellement rend cette méthode très attractive pour le contrôle des convertisseurs de puissance.

Contrôle Deadbeat D'un Onduleur Monophasé Connecté Au Réseau

III.1 Introduction

En plus de fonctionner comme des blocs d'alimentation autonomes, les onduleurs résidentiels sont censés renvoyer l'énergie supplémentaire générée au service public. Dans ce chapitre, la conception de contrôle des onduleurs liés au réseau est discutée et réalisée. Dans [62, 65], les onduleurs liés au réseau sont contrôlés comme une source de tension. Cependant, la sortie de courant de l'onduleur connecté au réseau commandé en tension dépend largement de la qualité de la tension du réseau. Dans cette thèse, l'onduleur en mode lié au réseau est considéré comme une source de courant côté réseau et le courant de sortie de l'onduleur est directement contrôlé. La méthode de rétroaction de courant de condensateur proportionnel est utilisée pour obtenir un amortissement actif pour l'onduleur avec un filtre LCL. La boucle externe régule le courant circulant dans le réseau. Une boucle d'anticipation est adoptée pour réduire les perturbations d'alternance du réseau. Pour les onduleurs liés au réseau, la détection des informations de phase de tension du réseau est nécessaire.

Dans ce chapitre, un modèle en représentation d'état d'un onduleur monophasé connecté au réseau électrique via un filtre L et 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 [67]. 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.

III.2 Principe du contrôleur proposé

La figure III.1 montre la structure du système d'onduleur monophasé connecté au réseau avec le contrôleur proposé.

L'onduleur connecté au réseau est contrôlé par un contrôleur multi-boucle composé d'une boucle externe de courant et d'une boucle interne de tension avec une technique de contrôle Deadbeat. La valeur de référence de puissance peut être fournie directement par l'opérateur du système ou déterminée par les conditions de fonctionnement du système. Par exemple, pour un système d'onduleur PV, la valeur de référence de courant peut être égale au courant de sortie des panneaux PV avant, qui est normalement déterminée par la sortie de l'algorithme MPPT.

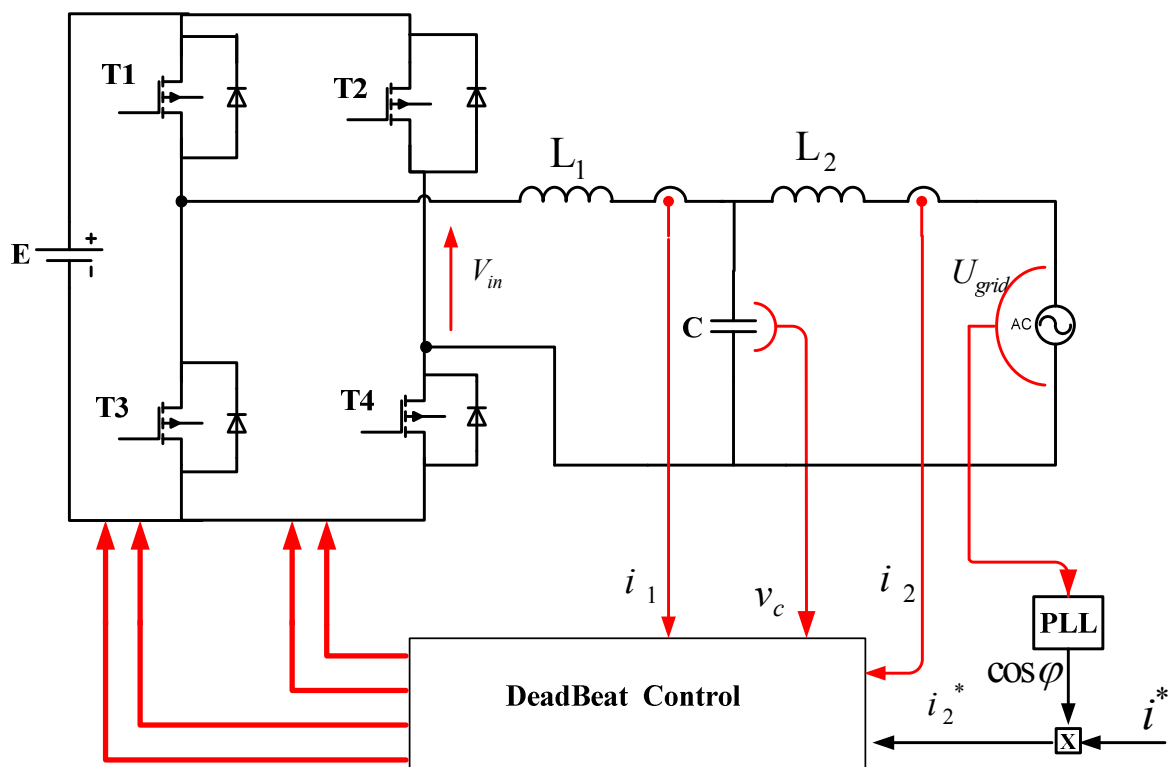


Figure III.1 : Schéma fonctionnel du contrôleur proposé.

Dans le contrôleur proposé, la boucle interne du système est la boucle de rétroaction de courant, dont la fonction principale est d'améliorer les performances dynamiques et de garantir

que le courant de sortie peut bien suivre la référence avec une faible erreur de suivi et une bonne capacité de rejet de distorsion.

Le retour de courant du condensateur est également ajouté dans la boucle de courant pour surmonter le problème de résonance introduit par le filtre LCL.

III.3 Analyse du modèle et conception des paramètres

La Figure III.2 montre la topologie d'un onduleur connecté au réseau basé sur un filtre LCL. Le bus Courant continu peut être connecté à des ressources d'énergie renouvelables, telles que le photovoltaïque, l'éolienne ou la batterie de stockage et le super condensateur, etc. L'onduleur est utilisé pour convertir l'énergie électrique du CC en CA et le flux d'énergie qui le traverse peut être bidirectionnel.

Le filtre LCL limite les harmoniques de commutation haute fréquence.

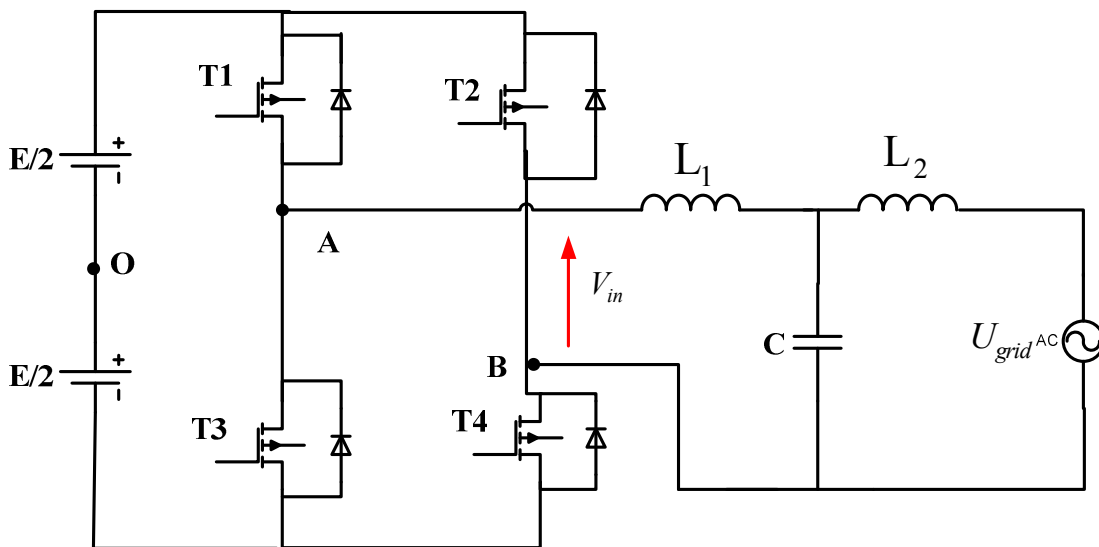


Figure III.2 Onduleur monophasé de type LCL connecté au réseau

III.3.1 PWM bipolaire

La figure 3.2 montre les formes d'onde clés du PWM bipolaire pour un onduleur connecté au réseau de type LCL monophasé, où v_M est le signal de modulation sinusoïdal avec l'amplitude de V_M et v_{tri} est la porteuse triangulaire avec l'amplitude de V_{tri} .

- Lorsque $v_M > v_{tri}$, T1 et T4 s'allument, T2 et T3 s'éteignent

Ce qui donne $v_{AO} = V_{in}/2$ et $v_{BO} = -V_{in}/2$;

- Lorsque $v_M < v_{tri}$, T1 et T4 s'éteignent, T2, T3 s'allument

Ce qui donne $v_{AO} = -V_{in}/2$ et $v_{BO} = V_{in}/2$.

La tension de sortie du pont onduleur v_{inv} est la différence entre v_{AO} et v_{BO} ,

$$v_{inv} = v_{AO} - v_{BO}.$$

Comme le montre la Fig. 3.2, v_{inv} n'a que deux niveaux de tension, à savoir $-V_{in}$ et $+V_{in}$.

Dans ce qui suit, ω_0 et ω_{sw} désignent respectivement les fréquences angulaires du signal de modulation v_M et de la porteuse triangulaire v_{tri} , la phase initiale du signal de modulation v_M est définie sur 0, et M_r désigne le rapport de V_M et V_{tri}

$$M_r = V_M/V_{tri}$$

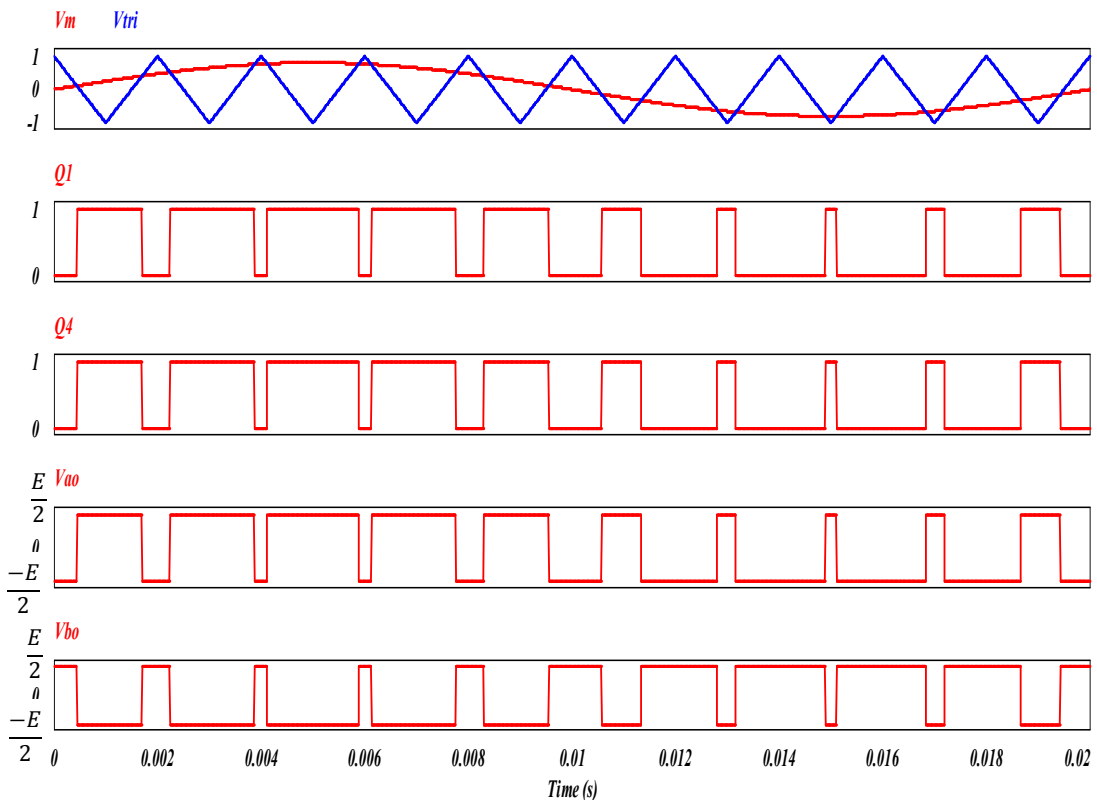


Figure III.3 PWM bipolaire pour onduleur monophasé de type LCL connecté au réseau

III.3.2 Modélisation en représentation d'état du filtre LCL

Nous pouvons simplifier le circuit LCL connecté au réseau électrique par le schéma suivant (Figure III.4): le circuit est composé de deux mailles, m1 et m2. Dans ce système, $V_{inv}(t)$ est la tension générée par le convertisseur et $v_g(t)$ est la tension du réseau.

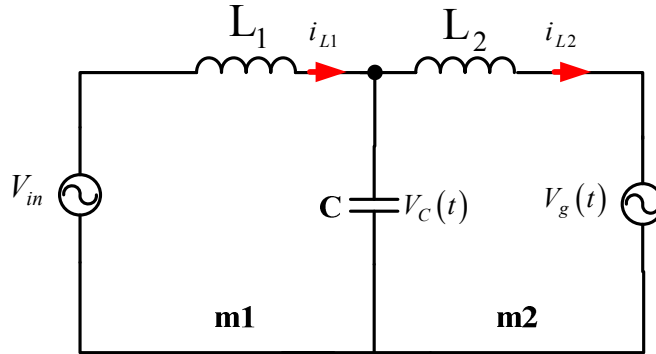


Figure III.4 : Filtre LCL connecté au réseau

On considère que l'inductance L_2 est composée de l'inductance du réseau et L_1 l'inductance du filtre. D'après la loi des mailles, nous avons pour m1 :

$$U_{inv} = U_{L1} + V_C \tag{III.1}$$

Avec

$$U_{L1} = L1 \frac{di_{L1}}{dt}$$

Nous avons alors :

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{1}{L_1} V_C + \frac{1}{L_1} U_{inv} \tag{III.2}$$

De même pour la maille m2 :

$$V_C = U_{L2} + V_g \tag{III.3}$$

Avec

$$U_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt}$$

De même

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2}V_C - \frac{1}{L_2}V_g \quad (\text{III.4})$$

Et, en appliquant la loi des nœuds sur le nœud « n », on obtient:

$$i_{L1} = i_C + i_{L2} \quad (\text{III.5})$$

Avec

$$i_C = \frac{1}{C} \frac{dV_C}{dt}$$

Ce qui mène à :

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C}i_{L1} - \frac{1}{C}i_{L1} \quad (\text{III.6})$$

D'après les formules (III.2), (III.4) et (III.6), nous pouvons construire le modèle en représentation d'état comme suit :

On pose la variable d'état X comme étant :

$$X = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_c \\ i_{L2} \end{bmatrix}$$

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

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (\text{III.7})$$

$$y(t) = C_c x(t) \quad (\text{III.8})$$

On définit ensuite les matrices

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & \frac{-1}{C} \\ 0 & \frac{-1}{L_2} & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_2} \end{bmatrix} \quad C_c = [1 \quad 0 \quad 0]$$

III.3.3 Fonctions de transfert d'un filtre LCL

Dans cette partie, nous effectuons l'extraction la fonction de transfert $\frac{i_{L2}}{U_{inv}}$ du système filtre LCL à partir du modèle en représentation d'état.

On cherche à présent à déterminer le système sous forme de représentation d'état en utilisant les relations (III.7) et (III.8) :

$$sX(s) = AX(s) + Bu(s) \quad (III.9)$$

$$Y(s) = C_C X(s) \quad (III.10)$$

On obtient

$$(sI - A)X(s) = Bu(s)$$

Alors

$$X(s) = (sI - A)^{-1} Bu(s)$$

(III.11)

En introduisant l'équation (III.11) dans l'équation (III.10), on obtient :

$$Y(s) = C_C (sI - A)^{-1} Bu(s)$$

(III.12)

On en déduit alors la fonction de transfert :

$$G(s) = \frac{Y(s)}{u(s)} = C_C (sI - A)^{-1} B \quad (III.13)$$

Dans notre cas, étant donné que nous avons une équation d'état avec deux entrées U_{inv} et V_g , nous avons les deux fonctions de transfert suivantes :

Où la tension de réseau est supposée être une tension parfaite capable de décharge tous les harmoniques donc on définit $V_g = 0$

$$\frac{i_{L2}}{U_{inv}} = \frac{1}{CL_1L_2s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (III.14)$$

$$\frac{i_{L2}}{V_g} = \frac{CL_1s^2 + 1}{CL_1L_2s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (\text{III.15})$$

III.4 Commande deadbeat

Deadbeat est une technologie de contrôle entièrement numérique, qui dépend du modèle et des paramètres du système [64]-[66]. Le but de la commande à Deadbeat est de rendre le courant de l'inductance i_{L2} suivent cohérent avec le courant de référence I_{L2}^* .

L'algorithme Deadbeat offre de bonnes performances en temps réel et est capable de former une meilleure qualité de forme d'onde.

La forme discrète de cette représentation peut être obtenue en utilisant l'équation suivante :

$$X(k+1) = \varphi X(k) + \gamma u(k)$$

(III.16)

Ou

$$\varphi = \exp(AT) = I + AT + \frac{A^2T^2}{2!} + \dots + \frac{A^nT^n}{n!}$$

$$\gamma = \left[IT + \frac{AT^2}{2!} + \dots + \frac{A^{n-1}T^n}{n!} \right] \times B$$

$$X(k) = \begin{bmatrix} I_{L1}(k) \\ V_C(k) \\ I_{L2}(k) \end{bmatrix} \quad u(k) = \begin{bmatrix} U_{inv}(k) \\ V_g(k) \end{bmatrix}$$

Pour $n = 3$, il peut être écrit à partir de l'Equation. (III.16)

$$V_C(k+1) = \varphi_{21}I_{L1}(k) + \varphi_{22}V_C(k) + \varphi_{23}I_{L2}(k) + \gamma_{21}U_{inv}(k) + \gamma_{22}V_g(k) \quad (\text{III.17})$$

Lorsque, φ_{22} , φ_{23} et γ_{21} , γ_{22} sont les éléments de deuxième ligne de la matrice φ et γ , respectivement.

Dans l'équation (III.17), en remplaçant $V_C(k+1)$ par $V_C^*(k)$ et $U_{inv}(k)$ par $\Delta T(k) \times E$ la largeur d'impulsion requise $\Delta T(k)$ est obtenue comme suit :

$$\Delta T(k) = \frac{V_C^*(k) - \varphi_{22}V_C(k) - \varphi_{21}I_{L1}(k) - \varphi_{23}I_{L2}(k) - \gamma_{22}V_g(k)}{\gamma_{21}E} \quad (\text{III.18})$$

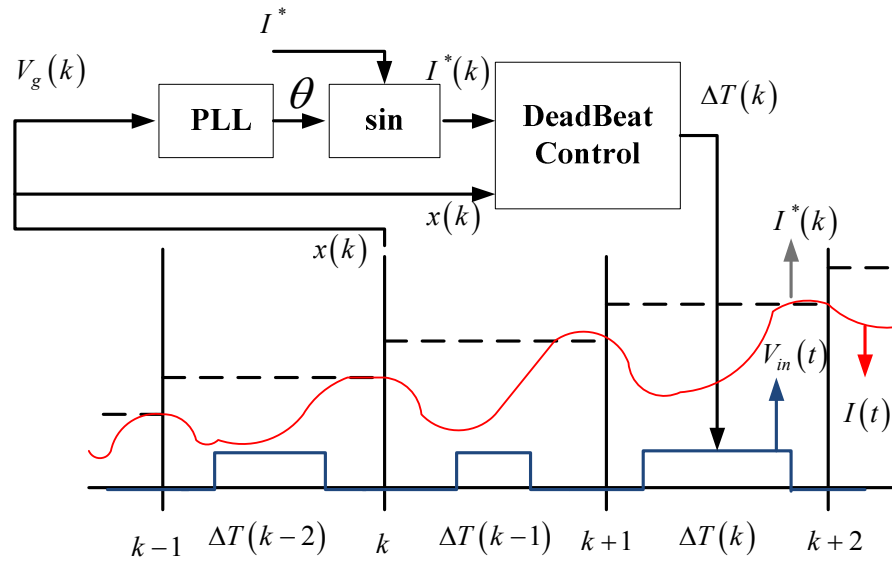


Figure III.6. Délai dû de l'algorithme de deadbeat

L'équation (III.18) désigne la manière implicite de contrôler le courant injecté par contrôle direct de la tension du condensateur $V_C(k)$ à l'aide d'un contrôleur deadbeat.

III.4.1 Boucle à verrouillage de phase PLL

L'objectif de la boucle à verrouillage de phase (PLL) est de suivre la tension fondamentale du réseau, même si de graves harmoniques de fond sont présentes. Ainsi, la PLL peut être considérée comme un filtre passe-bas, avec une distorsion de phase nulle.

Le circuit PLL de base se compose généralement de trois composants : un détecteur de phase, un filtre de boucle et un oscillateur commandé en tension. La Figure III.7 représente ce circuit de base.

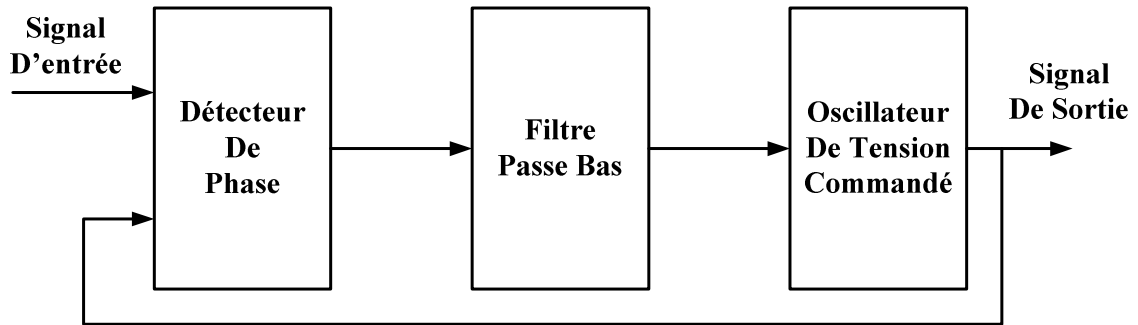


Figure III.7 : Diagramme de blocs d'une PLL

Les entrées de la structure sont les composantes α et β de la tension du réseau monophasé. La sortie de la PLL est l'onde sinusoïdale fondamentale. La structure utilise une normalisation de l'amplitude du réseau. Ceci est plutôt nécessaire deux multiplications, deux divisions et une opération de racine carrée. Ce n'est pas nécessaire, puisque l'amplitude est simplement incluse dans le gain proportionnel du régulateur PI. Une structure PLL révisée est illustrée à la Figure III.8, où $|V_g|$ est l'amplitude de la composante fondamentale à 50 Hz.

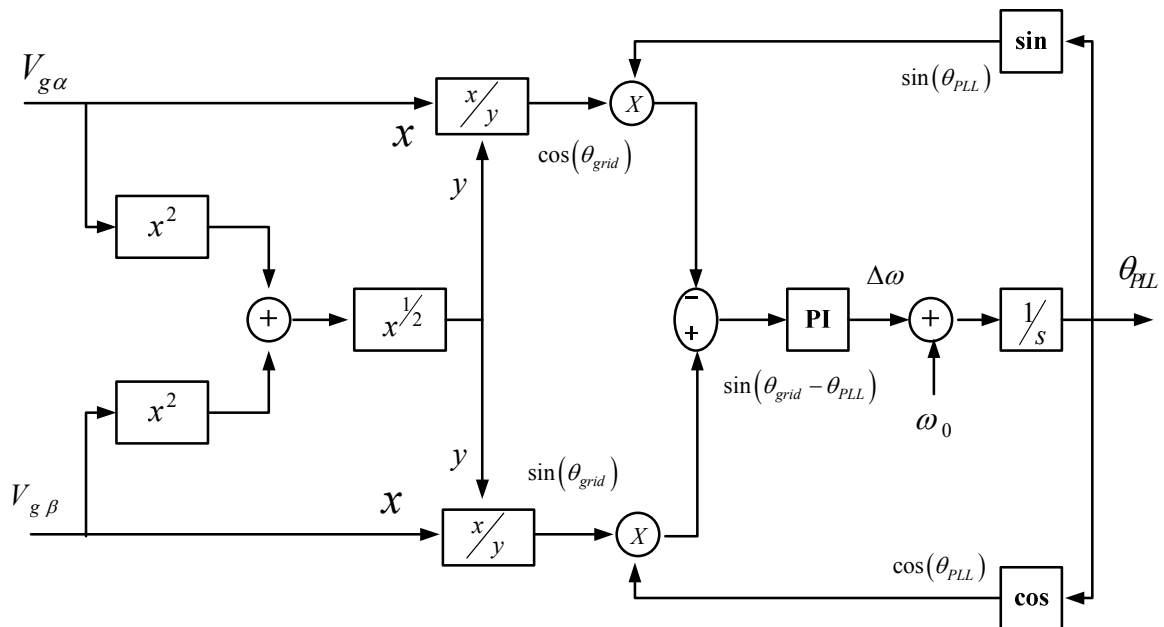


Figure III.8. Structure PLL révisée, en supposant une fréquence constante de la tension du réseau

L'erreur dans le contrôleur PI inclus dans la structure PLL est donnée par l'inspection de la Figure III.8 et en supposant qu'il n'y a pas d'harmoniques et une fréquence constante de 50 Hz :

$$\begin{aligned} err &= \hat{V}_g \sin(\theta_r) \cdot \cos(\theta_{PLL}) - \hat{V}_g \cdot \cos(\theta_r) \cdot \sin(\theta_{PLL}) \\ &= \hat{V}_g \sin(\theta_r - \theta_{PLL}) \end{aligned} \tag{III.19}$$

Où θ_r et θ_{PLL} sont la phase du réseau électrique et la sortie de la PLL, respectivement. L'entrée du contrôleur PI est linéarisée autour d'un point de travail, afin d'ajuster les paramètres au sein du contrôleur PI.

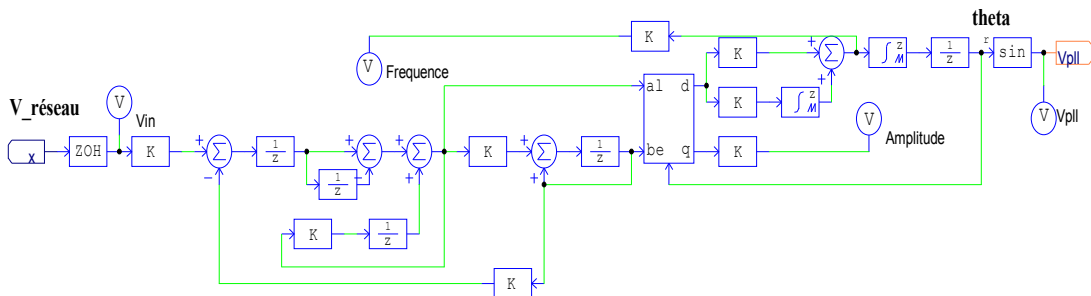


Figure III.9 Simulation de PLL par PSIM

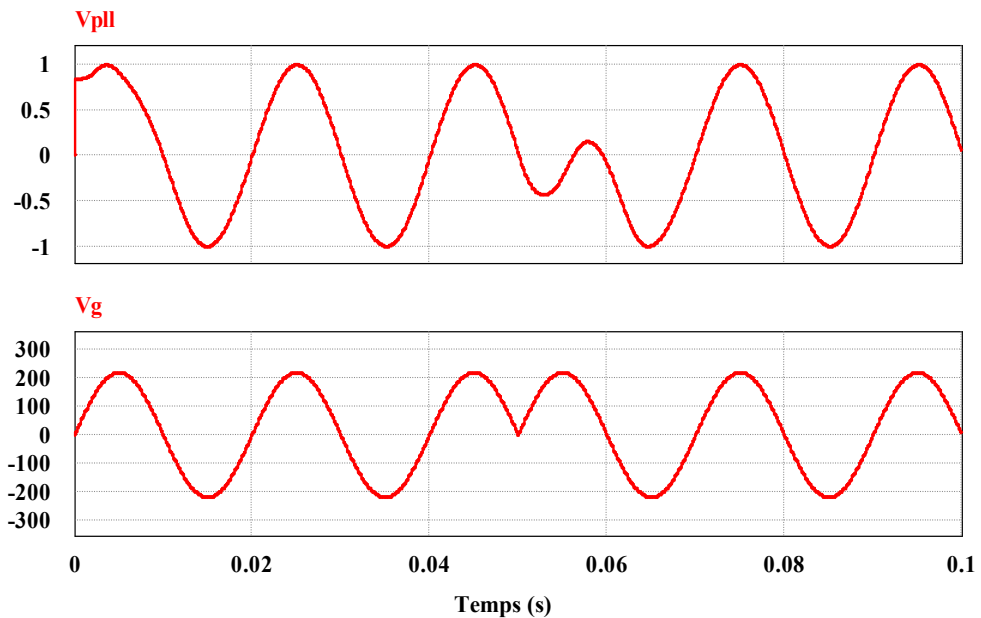


Figure III.10 Résultat de simulation de PLL par PSIM

III.5 Observateur de courant prédictif

Le second retard est dû à l'architecture interne du DSP. En effet, lors de l'utilisation d'un DSP, le signal PWM est généré en comparant les valeurs de deux registres spécifiques. Le contenu du registre contenant la valeur du rapport cyclique ne doit pas être modifiée pendant la période de contrôle en cours. La largeur d'impulsion étant limitée par le temps que prennent les opérations d'échantillonnage et de calcul, le rapport cyclique obtenu ne peut pas être appliqué à la période de contrôle en cours. Pour surmonter cette difficulté, la valeur calculée du rapport cyclique est écrite dans le registre fantôme du DSP pendant la période de contrôle en cours, et elle est automatiquement écrite dans le registre de comparaison au début de la période de contrôle suivante [69-70]. Par conséquent, la valeur du rapport cyclique calculée à la période de contrôle actuelle ne sera effective qu'à la prochaine période de contrôle, comme le montre la figure (III.11). Cela conduit à un décalage d'une période de contrôle, puis des ondulations beaucoup plus élevées apparaîtront dans le courant injecté.

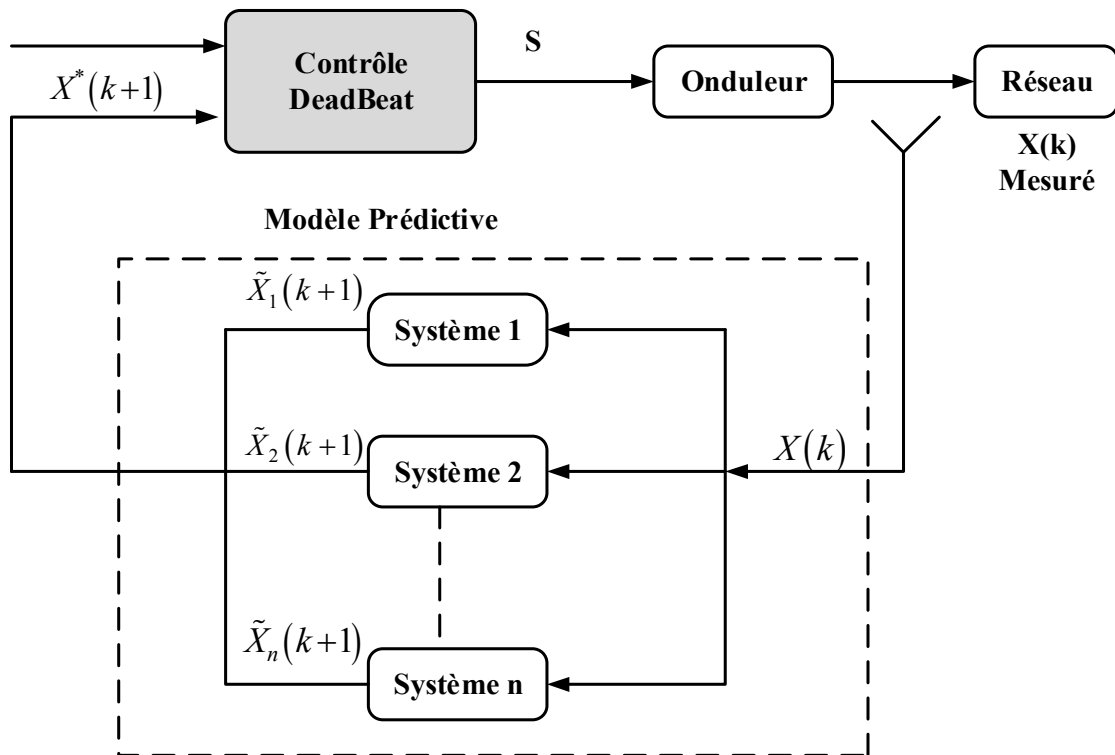


Figure III.11: Schéma d'observateur prédictive pour commande Deadbeat.

Il existe deux étapes dans lesquelles un observateur fonctionne ::

III.5.1 La prédiction :

Une valeur préliminaire de la variable d'état X est déterminée en connaissant les variables d'entrée U, en utilisant l'équation d'état :

$$\hat{x}(k+1) = A_k \hat{x}(k) + B_k u(k)$$

$$\hat{y}(k+1) = C_k \hat{x}(k+1) + D_k u(k)$$

$$P(k+1) = A_k P(k) . A_k^T + Q$$

Avec :

$\hat{x}(k)$ valeur de x à l'instant k issue de l'itération précédente, on tenons compte de la mesure Y (k),

$\hat{x}(k+1)$ valeur de x à l'instant (k+1) , avant que les mesures Y (k+1),

$\hat{y}(k+1)$ valeur calculer pour la sortis du système d'état,

$P(k+1)$ matrice covariance de l'erreur d'estimée

III.5.2 La correction (mise à jour) :

L'information de la mesure effectuée à l'instant (k+1) est validée en introduisant un facteur « k_g », qui est calculé pour minimiser l'erreur moyenne ;

$$k_g(k+1) = P(k+1) . C^T . (C . P(k+1) . C^T + R)^{-1}$$

Les nouvelles valeurs de X et P on tenons compte de la mesure $y(k+1)$ s'écrit :

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k) + k_g(k+1) . (y(k+1) - \hat{y}(k+1)) \quad (\text{III.5})$$

La matrice de covariance s'écrit :

$$P(k+1) = (1 - k_g(k+1) . C) P(k)$$

III.6 Contrôleur d'algorithme deadbeat amélioré

Comme montré dans la section précédente, le contrôleur deadbeat conventionnel souffre de la présence de deux retards. Dans cette section, l'algorithme de prédiction basé qui permet de surmonter cet inconvénient est donné. Pour éliminer le retard causé par la loi de commande utilisée pour calculer le rapport cyclique, les valeurs prédites d'une période de contrôle à l'avance de $I^*(k)$ (c'est-à-dire $I^*(k + 1)$) sont utilisées comme référence plutôt que les valeurs réelles de $I^*(k)$. Par conséquent, le retard dû à l'algorithme de contrôle deadbeat sera annulé et le courant injecté $I(k)$ sera égal à la référence réelle $I^*(k)$.

Ces caractéristiques sont rendues possibles en exploitant la connaissance préalable des formes des variables d'état. En fait, ces variables peuvent être classées en trois catégories.

Les variables de référence sont des signaux sinusoïdaux purs, qui sont réels. Ce sont donc des signaux prévisibles avec une récurrence de second ordre donnée dans l'équation

$$\hat{x}(k+1) = a_0 x(k) + a_1 x(k-1) \tag{III.20}$$

Où a_0 et a_1 sont les paramètres à estimer

Les valeurs des variables d'état contrôlées au $(k + 1)$ sont estimées en utilisant leurs valeurs de référence et l'erreur résultante de l'estimation précédente.

Ainsi, on suppose que la valeur de la variable d'état au $(k + 1)$ sera égale à sa valeur de référence au même instant « $\hat{x}(k+1) = x^*(k+1)$ », puis l'erreur de prédiction à l'instant k est compensée pour éviter l'accumulation d'erreurs.

Celle-ci est donnée par les équations suivantes :

$$\hat{x}(k+1) = x^*(k+1) - e(k) \tag{III.21}$$

Avec

$$e(k) = x^*(k) - x(k)$$

Les grandeurs d'état mesurées ont une forme sinusoïdale comme la tension du réseau ;

Cependant, les valeurs suivantes peuvent très bien être considérées comme une combinaison linéaire des valeurs précédentes. Étant donné que, dans un système connecté au réseau, la fréquence d'échantillonnage est généralement suffisamment élevée, les variables d'état peuvent être considérées comme évoluant de manière linéaire. Par conséquent, le modèle de prédiction donné par Equation (III.21) est un bon choix pour estimer les valeurs futures de ces variables d'état.

Lorsque la méthodologie ci-dessus est appliquée sur le contrôleur deadbeat dans Equation (III.18) devient :

$$\Delta T(k+1) = \frac{\hat{V}_C^*(k+1) - \varphi_{21}\hat{I}_{L1}(k+1) - \varphi_{22}\hat{V}_C(k+1) - \varphi_{23}\hat{I}_{L2}(k+1) - \gamma_{22}\hat{V}_g(k+1)}{\gamma_{21}E} \quad (\text{III.19})$$

Où la prédiction des variables d'état mesurées, contrôlées et de référence est donnée ci-dessous :

$$\hat{I}_{L2}(k+1) = \hat{I}_{L2}^*(k+1) + e_{I_{L2}}(k) \quad (\text{III.20})$$

$$e_{I_{L2}}(k) = I_{L2}(k) - I_{L2}^*(k) \quad (\text{III.21})$$

$$\hat{I}_{L2}^*(k+1) = a_0 I_{L2}^*(k) + a_1 I_{L2}^*(k-1) \quad (\text{III.22})$$

$$\hat{V}_C(k+1) = \hat{V}_C^*(k+1) + e_{V_C}(k) \quad (\text{III.23})$$

$$e_{V_C}(k) = V_C(k) - V_C^*(k) \quad (\text{III.24})$$

$\hat{V}_C^*(k+1)$ est donné par remplacement l'équation (III.24) dans l'équation (III.23)

$$\hat{V}_C^*(k+1) = \frac{L_2}{T} \{ \hat{I}_{L2}^*(k+1) - \hat{I}_{L2}(k+1) + \hat{V}_g(k+1) \} \quad (\text{III.25})$$

Puisque, pour compenser le retard du contrôleur, la prédiction décalée de deux pas en avant

$I_{L2}(k+2)$ est utilisée au lieu de $\hat{I}_{L2}(k+2)$, Equation (III.24) devient

$$\hat{V}_C^*(k+1) = \frac{L_2}{T} \{ \hat{I}_{L2}^*(k+2) - \hat{I}_{L2}(k+1) + \hat{V}_g(k+1) \} \quad (\text{III.26})$$

Ou

$$\hat{I}_{L2}^*(k+2) = a_0 \hat{I}_{L2}^*(k+1) + a_1 I_{L2}^*(k)$$

Le courant $\hat{I}_{L1}(k+1)$ peut être calculé comme suit :

$$\hat{I}_{L1}(k+1) = a_0 I_{L1}(k) + a_1 I_{L1}(k-1) \quad (\text{III.27})$$

$$\hat{i}_{L2}(k) = i_{L2}(k-1) + \frac{T_s}{L_2} u(k-1) \quad (\text{III.28})$$

La prédiction est raisonnable puisque le signal de commande est généré pour corriger l'erreur actuelle. Remplacer en équation (III.13) par équation. (III.22), une équation de contrôleur récursive est obtenue :

$$u(k) = \frac{L_2}{T_s} (i_{L2}(k+1) - \hat{i}_{L1}(k+1)) \quad (\text{III.29})$$

$$u(k) = \frac{L_2}{T_s} \left(i_{L2}(k+1) - i_{L1}(k-1) - \frac{T_s}{L_2} u(k-1) \right) \quad (\text{III.30})$$

Le signal de commande $u(k)$ peut maintenant être calculé une période d'échantillonnage à l'avance. Bien qu'en équation (III.29) doit également être estimée une période d'échantillonnage à l'avance, elle est calculée précisément par équation (III.30) tant que le secteur est une source de tension sinusoïdale.

III.7 Résultats de la simulation

L'onduleur à pont en H relié au réseau avec des contrôleurs conçus est simulé dans PSIM . L'onduleur est contrôlé par une double boucle de contrôle. Le courant de sortie de l'onduleur circulant dans le réseau est directement contrôlé par la référence générée par générateur photovoltaïque PV et avec déphasage généré par le PLL pour satisfaire l'énergie de sortie attendue. La forme d'onde du courant de sortie de l'onduleur est affichée sur la Figure III.13, lorsque l'onduleur délivre une puissance active de 1200 W. Le THD du courant de sortie de l'onduleur est de 2.25 %. L'erreur de poursuite en régime permanent entre le signal de référence de courant et la sortie de courant du variateur est illustrée à la Figure III.14. Le résultat de simulation de la tension condensateur est illustré à la figure III.12

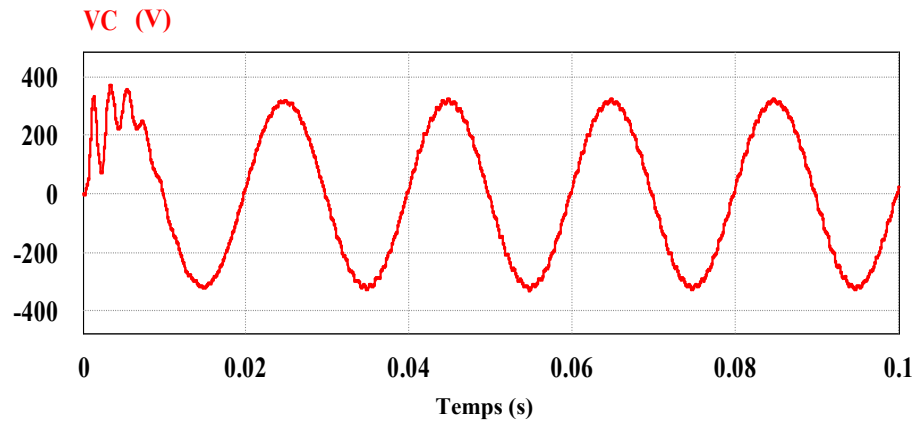


Figure III.12 tension de condensateur

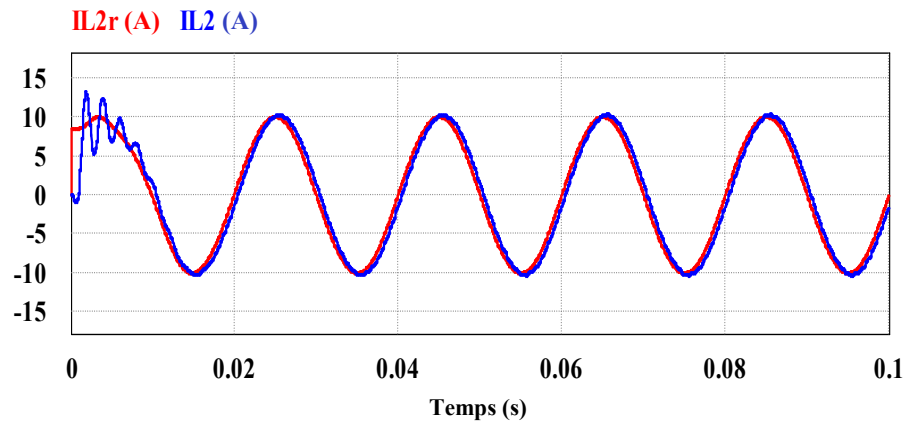


Figure III.13 courant référence et estimé injecter au réseau

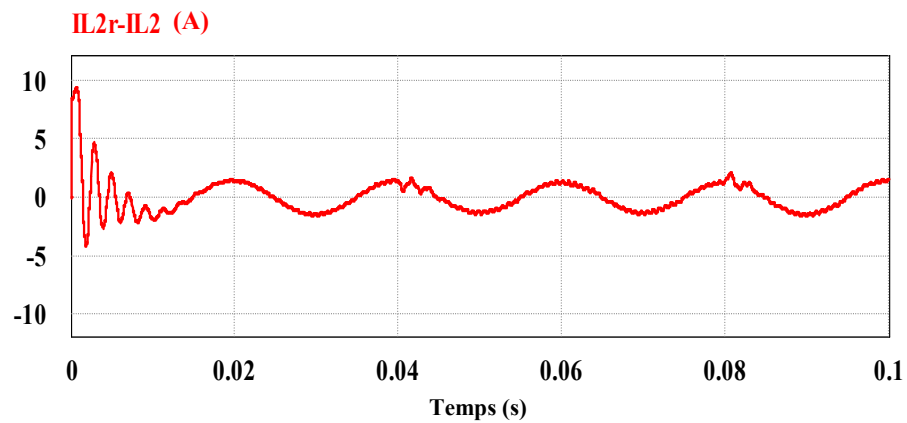


Figure III.14 Erreur de courant

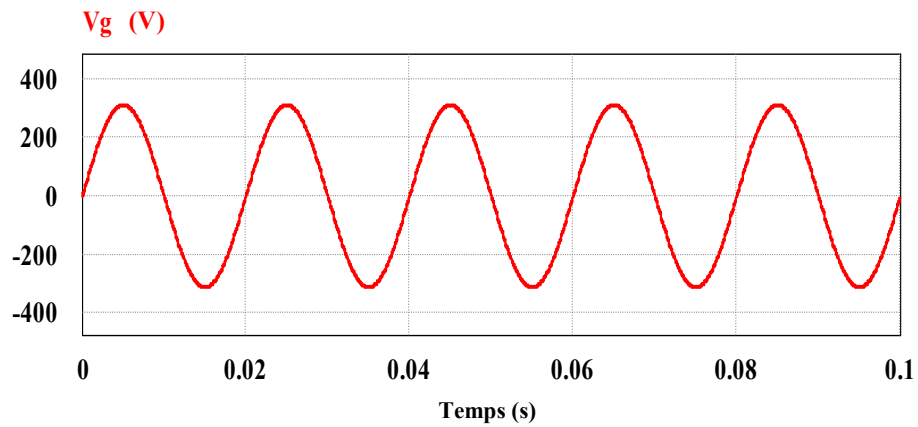


Figure III.15 tension de réseau

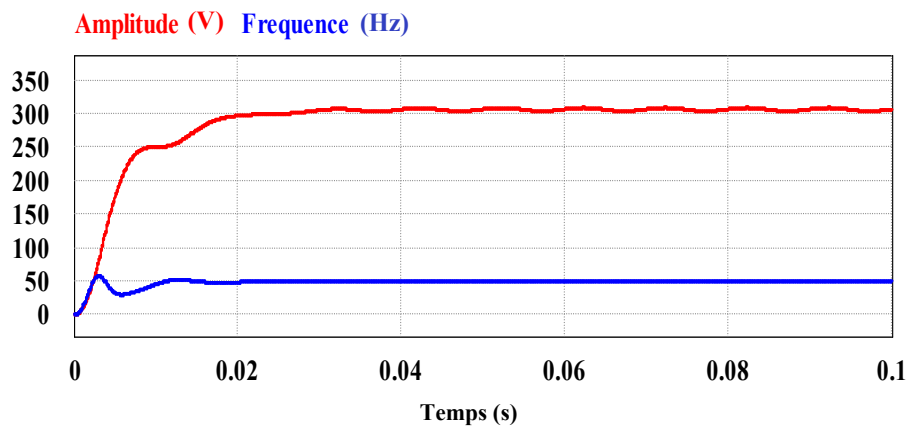


Figure III.16 Fréquence et Amplitude de réseau

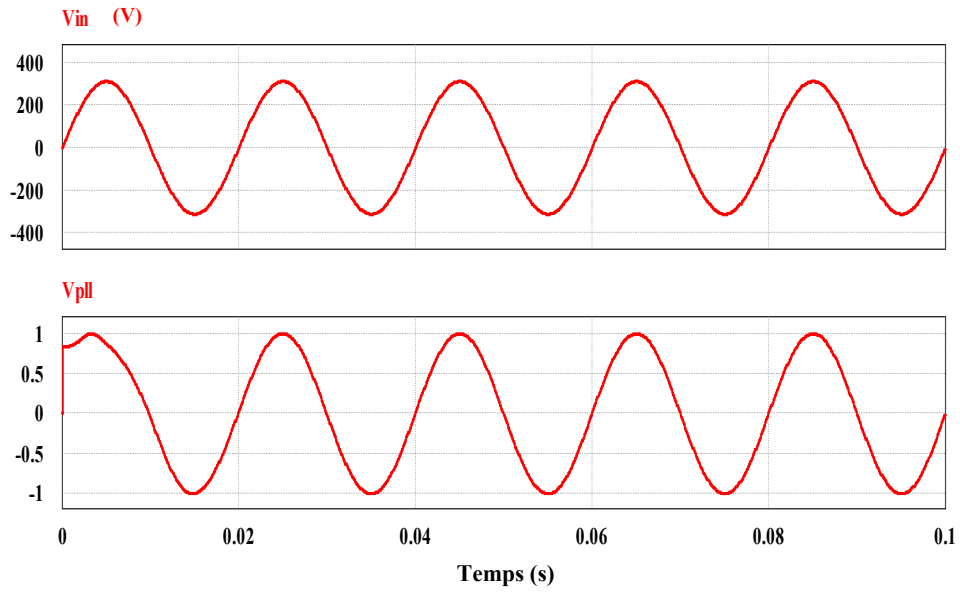


Figure III.17 tension entrée de PLL et tension unitaire sortie de PLL

III.8 Test changement courant injecter au réseau

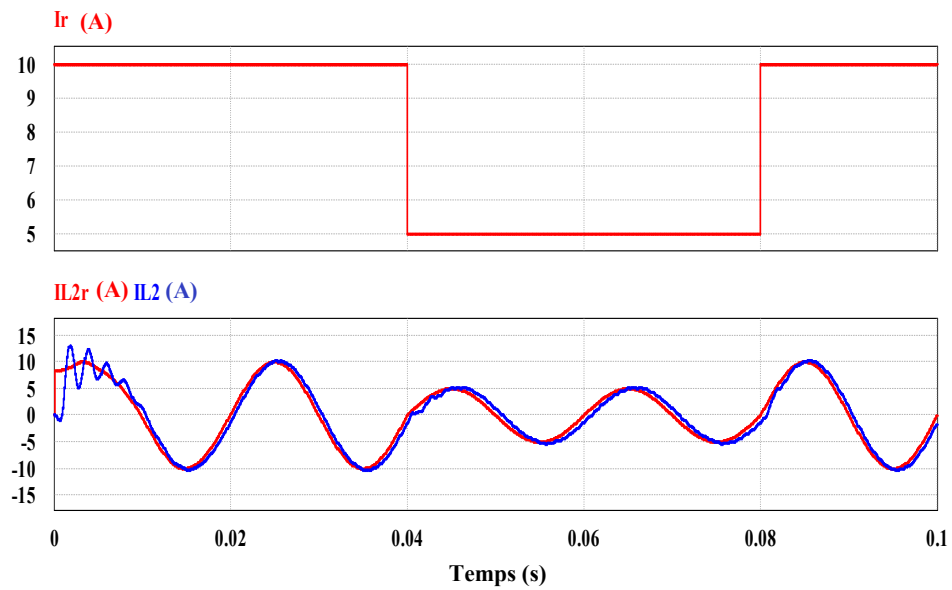


Figure III.18 courant de générateur PV, courant référence et estimé injecter au réseau

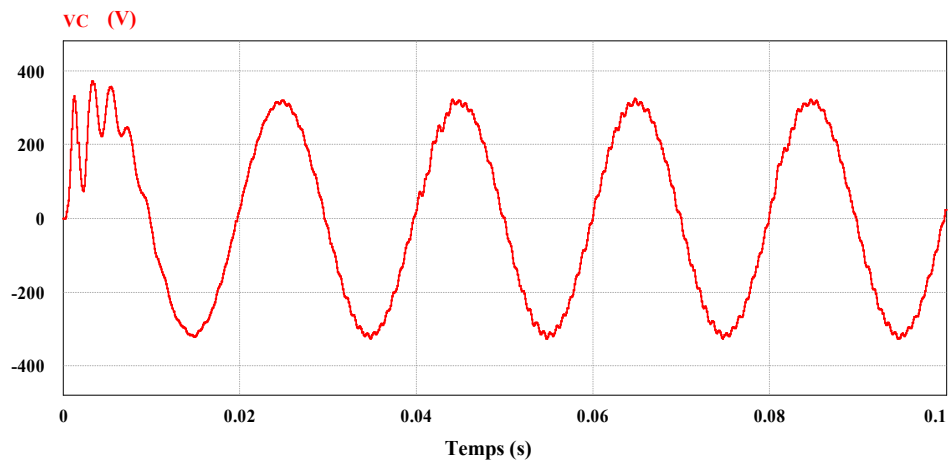


Figure III.19 tension de condensateur

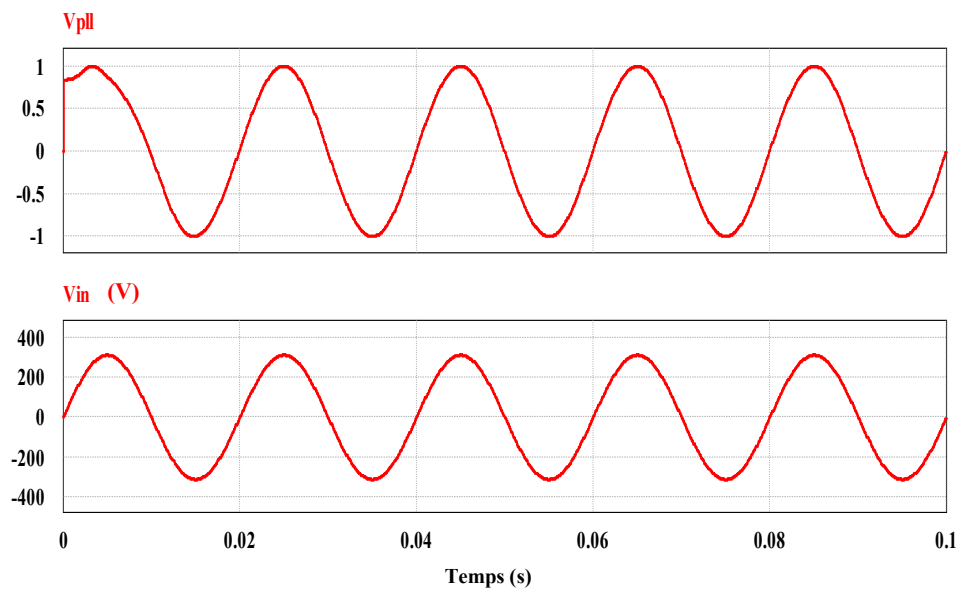


Figure III.20 tension entrée de PLL et tension unitaire sortie de PLL

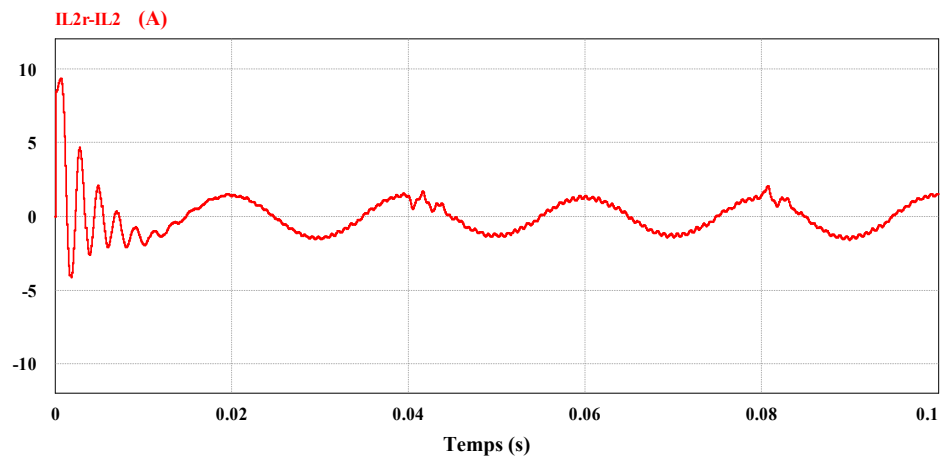


Figure III.21 erreur de courant

Les figures ci-dessus donnent respectivement les courbes de tension, de courant et d'erreur de courant obtenues sur phase du réseau. On y voit clairement que la tension ne varie pas en fonction de courant.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande deadbeat d'onduleur monophasé connecté au réseau.

Les résultats de simulation obtenus par PSIM montrent clairement que la technique a permis une poursuite convenable du courant de référence, et la commande deadbeat est la meilleure pour l'implémentation.

Îlotage Entre Onduleur Autonome & Onduleur Connecté Au Réseau

Introduction

Un îlotage est une section du réseau électrique qui déconnecte les charges et les dispositifs de production du réseau principal. Les générateurs comme les systèmes photovoltaïques alimentent les charges de cette zone en maintenant la tension et la fréquence à leurs valeurs nominales.

Lorsqu'une source est éliminée du système de transmission d'énergie, elle doit également être éliminée de la partie éliminée du réseau électrique. La sécurité du personnel pourrait être compromise à défaut de déclencher. Cela s'appliquerait également à la qualité de l'énergie et au réenclenchement hors phase.

L'objectif dans ce chapitre est de concevoir et d'évaluer une méthode efficace de protection contre l'îlotage [72-80].

IV.2 Etat d'art**IV.2.1 Notion d'îlotage :**

L'îlotage fait référence à la capacité de cet onduleur à fonctionner de manière autonome ou à être connecté au réseau électrique en fonction des besoins ou des conditions du système électrique

Les îlotages non intentionnels peuvent être causés par une déconnexion du réseau principal en raison de l'utilisation des organes de coupure pour des travaux ou lors de défauts tels que les courts-circuits.

Les conséquences de l'îlotage non intentionnel sont les suivantes :

- Si les règles de vérification d'absence de tension dans les conducteurs ne sont pas strictement respectées pendant une maintenance, cela pourrait compromettre la sécurité du personnel intervenant.
- La tension et la fréquence de l'îlot peuvent dépasser les limites réglementaires et causer des dommages aux installations électriques présentes dans l'îlot.
- Il peut également entraver la réalimentation de l'îlot lors de la remise en service du réseau amont (il peut y avoir des forts courants en raison d'une différence de phase entre les tensions amont et aval). [73-77]

Pour cette raison, il est crucial de détecter toute situation d'îlotage et de réduire le temps de fonctionnement du système. Pour ce faire, les onduleurs PV sont équipés d'un dispositif de découplage automatique qui utilise diverses techniques de détection d'îlotage pour éviter ce mode fonctionnement. La description de ces techniques sera faite dans le prochain point.

IV.2.2 Avantage :

Très efficace avec des charges résistives et un facteur de puissance proche de l'un, et facile à intégrer dans un onduleur commandé par microcontrôleur. [83]

IV.2.3 Inconvénient :

- Dans certains cas, un onduleur peut stabiliser un îlot. si ϕ est négatif le courant est en retard de la tension. La fréquence du courant de l'onduleur diminuera pour suivre la fréquence de tension. Jusqu'à ce que la protection ne déclenche, cette action est répétée.

Cependant, au fur et à mesure que fréquence du courant diminue, le déphasage φ devient négatif et se rapproche de zéro. Pour certaines charges RLC, il est possible que le réseau se retrouve stable avant le déclenchement des relais en fréquence.

- Qualité de l'énergie de l'onduleur peut diminuer.
- Discontinuité du courant peut provoquer des interférences dans le domaine des ondes radio. Cependant, car les onduleurs et leur contrôle doivent être testés par rapport aux ondes, cet inconvénient devrait être très limité. [73]

IV.2.4 Méthodes de détection d'ilotage :

Il existe une variété de techniques pour détecter l'ilotage (ou la déconnection du réseau principal), qui peuvent être classées en trois catégories :

- **Les méthodes passives**, qui étudient les variations de fréquence, de tension ou de déphasage,
- **Les méthodes** utilisant l'interconnexion entre le réseau principal et l'onduleur,
- **Les méthodes actives** sont basées sur l'observation de l'impact d'une perturbation intentionnelle sur le réseau.

Pour évaluer ces méthodes, il doit déterminer leur zone de non détection, représentée dans la figure IV.1, il doit être aussi petit que possible sans provoquer de l'excitation indésirable. Les puissances actives et réactives de cette zone sont celles pour lesquelles variation de tension et/ou de fréquence est insuffisante pour déclencher la protection principale.

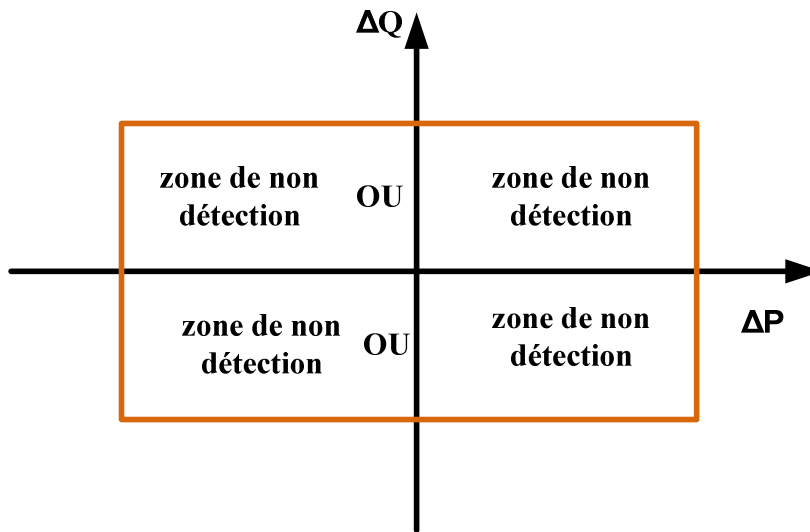


Figure IV.1 zone de non détection

En Ce qui concerne les méthodes passives, on retrouve:

IV.2.2.1 Sous/sur tension et fréquence

Tous les onduleurs disponibles sur le marché ont ce type de protection en raison de la plage d'amplitude et de fréquence limitées de la tension en sortie. Lorsque la fréquence ou l'amplitude de la tension au point d'interconnexion du consommateur et du réseau dépasse les limites indiquées, l'onduleur cesse de fournir de la puissance au réseau. Afin d'échapper à ces limites, lorsque le réseau se déconnecte, la tension subit généralement un changement important au point d'interconnexion. Ainsi, cette méthode protège les équipements des consommateurs et facilite la détection de l'îlotage. De plus, sa mise en place est rapide et peu coûteuse. Toutefois, cette méthode produit un ZND assez large. Le temps de réaction de la méthode varie, ce qui la rend difficile à prévoir [81-85].

IV.2.2.2 Détection de sauts de phase de la tension

Cette méthode facilite la surveillance de la différence de phase entre la tension et le courant de l'onduleur. La tension de sortie de l'onduleur sera synchronisée avec la tension du réseau dans des conditions normales d'opération. Une boucle à verrouillage de phase est généralement utilisée pour effectuer cette tâche. Lorsque la connexion réseau est déconnectée au point d'interconnexion, une différence de phase entre le courant et la tension est observée. Si l'onduleur

déconnecte le réseau, la différence dépasse un certain seuil. Étant donné que le système de contrôle d'un onduleur dispose généralement d'une boucle à verrouillage de phase et que la ZND de cette méthode est large, elle est facile à implanter [83-90].

IV.2.2.3 Détection des harmoniques de tension

Cette technique permet de réguler le taux de distorsion harmonique (THD) au point d'interconnexion. Si la valeur est supérieure à une valeur prédéterminée, l'onduleur se déconnecte. Lorsque l'impédance du réseau est faible, le taux de distorsion harmonique de la tension de charge est réduit. Par conséquent, la charge produit un courant qui n'a presque aucune distorsion. Lorsque le réseau se déconnecte, deux choses peuvent se produire :

Le premier est qu'il est possible que le courant généré par l'onduleur ne soit pas dirigé vers le réseau, mais plutôt vers la charge. Les harmoniques de tension de la charge seront plus importantes que celles du réseau en raison de l'impédance de la charge par rapport au réseau. Ces harmoniques peuvent donc être détectées et l'onduleur peut être déconnecté.

Le mécanisme de déconnexion suivant exploite la réponse d'un transformateur entre l'onduleur et le réseau. Cette méthode de détection ne peut être utilisée qu'avec un onduleur qui fournit du courant et lorsque l'interrupteur qui déconnecte le système du réseau est placé au premier rang du transformateur (du côté du réseau). Cette méthode de détection d'ilotage est utilisée sur le marché.

En ce qui concerne les techniques actives, nous avons [84-86] :

IV.2.2.4 Mesure d'impédance

Le courant généré par un onduleur peut être exprimé en fonction de trois paramètres : amplitude, phase et fréquence. Il est actuellement utilisé pour imposer au système, une variation continue de l'un de trois paramètres, généralement l'amplitude. Lorsqu'il y a une perturbation au courant, l'impédance du réseau provoque une perturbation de tension. Si le réseau est déconnecté, le système de protection interne de l'onduleur peut détecter une perturbation de tension au point d'interconnexion car l'impédance de la charge n'est généralement pas égale à celle du réseau. Cette méthode produit théoriquement une très petite ZND dans les cas où un seul onduleur est connecté au réseau et où l'impédance de la charge est plus élevée que celle du réseau [92].

IV.2.2.5 Détection de l'impédance à une fréquence spécifique

La méthode de détection des harmoniques de tension mentionnée précédemment est différente de cette méthode. La première méthode est active par rapport à la seconde, qui est passive. La technique nécessite l'utilisation d'un onduleur pour introduire des harmoniques de courant à une fréquence spécifique au point d'interconnexion. Lorsque la charge de l'harmonique est plus faible que l'impédance du réseau, ce dernier se dirigera directement vers le réseau. Par conséquent, il n'y a aucune tension anormale dans le système. Cependant, l'harmonique de courant se dirige vers la charge lorsque le réseau se déconnecte. La charge provoquera un harmonique de tension qui sera facilement identifiable et déconnectera l'onduleur du réseau. Cette méthode peut éliminer la ZND générée lorsqu'un harmonique est ajouté au système[94].

IV.2.2.6 Mode glissé de la fréquence de déphasage

La rétroaction positive est utilisée pour déstabiliser l'onduleur quand le réseau est absent. La rétroaction affecte la phase de la tension au point d'interconnexion, ce qui change la fréquence au point d'interconnexion, mais cette modification de phase n'affecte pas la fréquence du réseau. Au point d'interconnexion, la différence de phase entre tension et courant de sortie est presque nulle. Cependant, comme montre la figure (IV.3), cette différence de phase est modifiée par la méthode Mode glissé de fréquence pour faire correspondre à une fonction de fréquence au point d'interconnexion. La réponse phase de charge et l'onduleur se coupe à une fréquence et à une phase de 00 degrés lorsque le réseau est connecté (point B). Lorsqu'un réseau se déconnecte et que des perturbations de fréquence se produisent au point d'interconnexion, l'erreur entre phase de la courbe et phase de l'onduleur augmente. Il a été prouvé qu'il existe une ZND, mais petite[97-101].

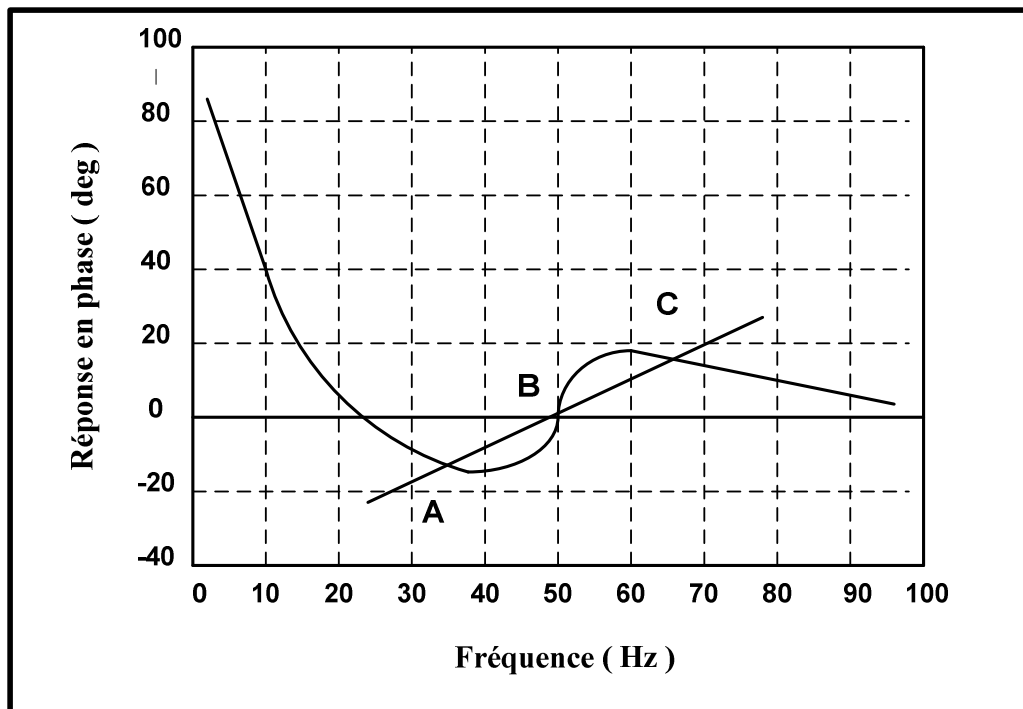


Figure IV.2 Courbe entre phase et fréquence d'un onduleur utilisant la méthode SMS.

IV.2.2.7 Gain de fréquence

Cette technique modifie la forme d'onde sinusoïdale du courant fourni par l'onduleur au point d'interconnexion pour qu'il ait une fréquence légèrement différente de celle du réseau. Comme indiqué dans la figure (IV.4), lorsque la forme d'onde du courant passe à zéro à chaque demi-cycle, la forme d'onde du courant atteint un plateau. Lorsqu'il y a un réseau, la fréquence du courant est devenue stable. Lorsque le réseau s'interrompt, la fréquence de la tension au point d'interconnexion sera contrainte à augmenter ou à diminuer progressivement. La qualité de l'onde produite par l'onduleur est minimalement affectée par cette méthode. La ZND a généralement une plus grande portée que les autres techniques actives. En conséquence, cette méthode n'est pas couramment utilisée [103-107].

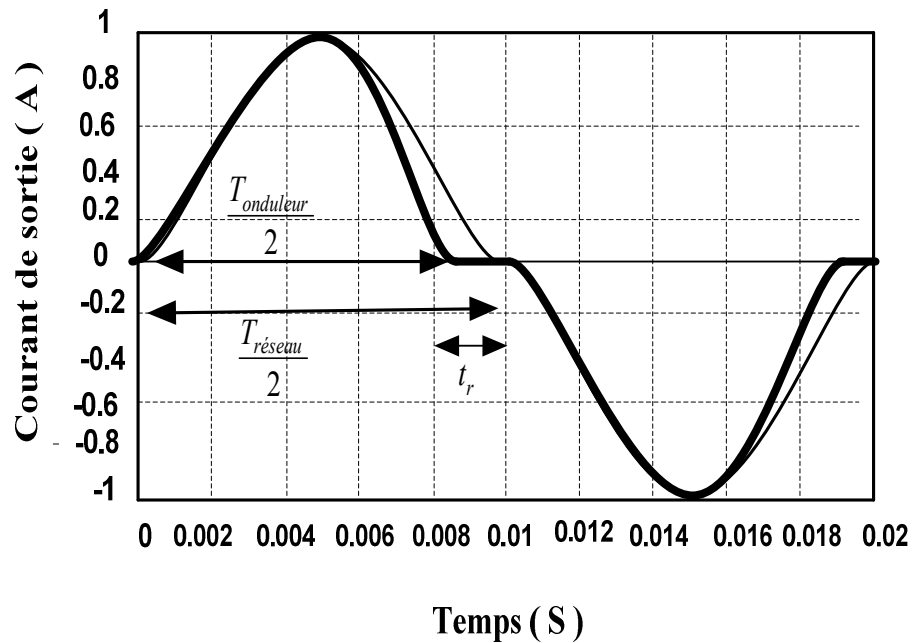


Figure IV.3 Un exemple de forme d'onde du courant de sortie de l'onduleur obtenu à l'aide de la méthode de détection de biais

IV.2.2.8 Modification la fréquence par Sandia (SFS)

Cette méthode reçoit des commentaires positifs. Pour détecter rapidement les situations d'ilot, la rétroaction est appliquée à la fréquence de la tension au point d'interconnexion et crée une perturbation sur le réseau en modifiant la fréquence du courant de sortie de l'onduleur. Lorsque la fréquence du courant est inférieure à la tension du réseau, le demi-cycle du courant se terminera. Le courant sera alors réinitialisé et un nouveau cycle sinusoïdal commencera. Par conséquent, le courant de sortie de l'onduleur présentera une troncature dans sa forme d'onde. Par conséquent, le courant de sortie de l'onduleur présentera une troncature dans sa forme d'onde. Comme le montre la figure (IV.5), la forme d'onde du courant de sortie de l'onduleur contient un plateau. Elle a le ZND le plus bas [87-104].

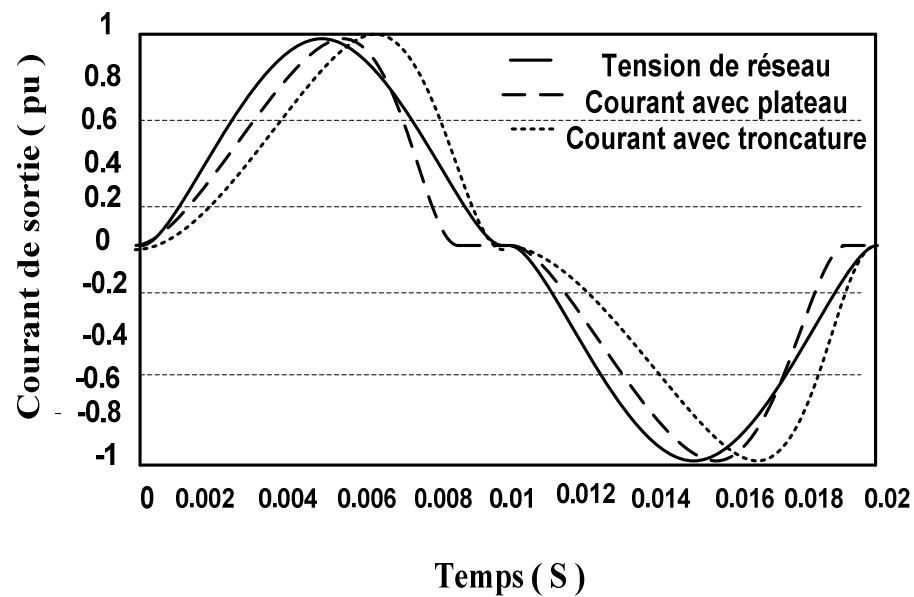


Figure IV.4 Formes d'onde avec des plateaux et des troncatures

IV.3 Description du système

La figure (IV.5) représente la structure de topologie d'interconnexion suggérée. Les blocs principaux de cette topologie sont la source continue, l'onduleur monophasé avec commande deadbeat, le filtre LC, le bloc de détection d'ilotage et la charge résistive R.

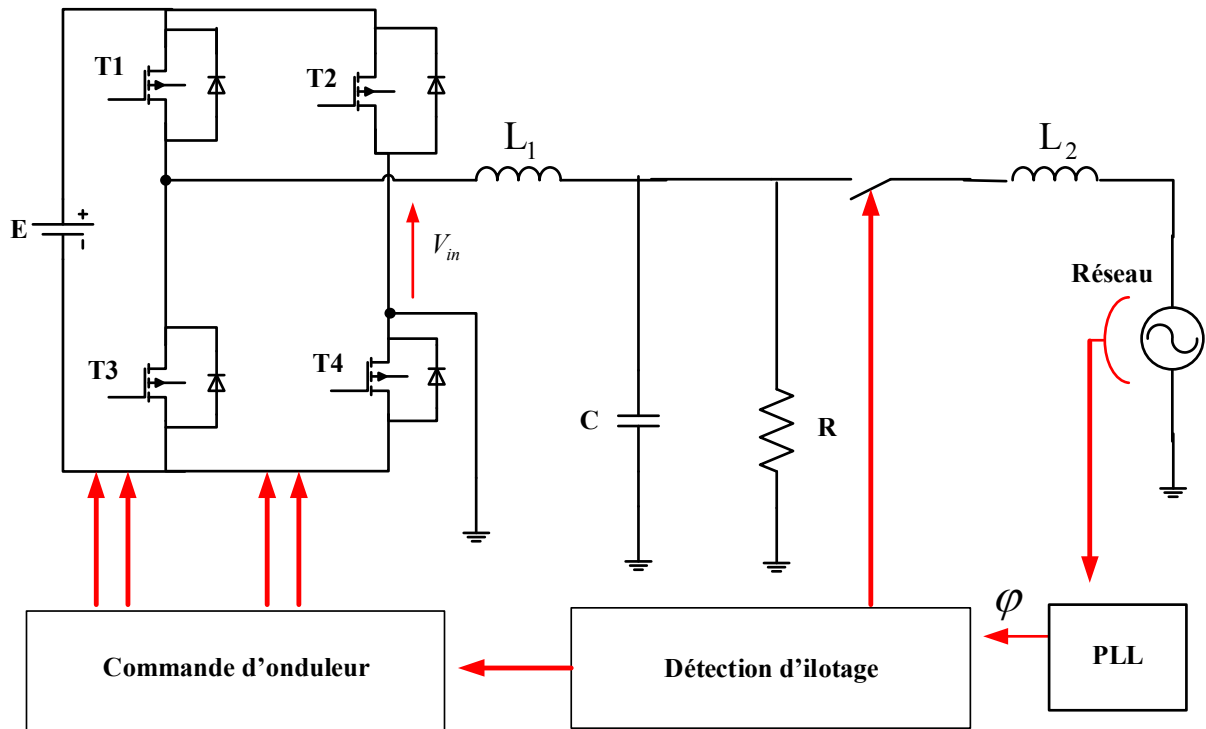


Figure. IV.5 La structure de la topologie d'Anti-Islanding

L'ilotage entre un onduleur autonome et connecté au réseau est un processus qui permet à un système électrique de basculer entre l'alimentation par le réseau et l'alimentation par des sources autonomes, telles que des batteries ou des générateurs, tout en maintenant l'alimentation des charges critiques.

Les étapes générales de l'ilotage entre un onduleur autonome et connecté au réseau :

- L'onduleur surveille l'état de l'alimentation de réseau.
- Si la réseau est hors tension, l'onduleur active l'alimentation par les sources autonomes.
- L'onduleur alimente les charges à partir des sources autonomes.
- Si le réseau revient, l'onduleur désactive l'alimentation par les sources autonomes et passe à l'alimentation du réseau.

L'ilotage entre les deux modes d'alimentation est généralement un processus rapide. Cependant, il est important de noter que certaines charges, telles que les appareils électroniques sensibles, peuvent ne pas supporter l'ilotage entre les deux modes d'alimentation.

IV.4 Méthode proposée pour la détection d'anti ilotage

Nous sommes intéressés à comprendre plus en détail le phénomène qui se produit lorsqu'un ilot apparaît parmi toutes les méthodes que nous avons décrits. Nous avons également utilisé une PLL qui détecte toute variation dû à l'ilotage.

Comme le montre la figure précédente, l'onduleur commandé par une commande deadbeat alimentera une charge R via un filtre LC.

IV.5 Resultat de simulation

Résultats obtenus à partir de la simulation PSIM de basculement d'un onduleur hybride entre deux modes autonome et connectés au réseau. Nous commençons la simulation avec un onduleur connecté au réseau puis commutons au temps $t = 0,8$ s, le réseau est déconnecté et la charge sera alimentée par l'onduleur autonome. Après 0,8 seconde le réseau est revient connecter et l'onduleur est changé automatiquement en mode de connexion réseau. donnent les résultats suivants :

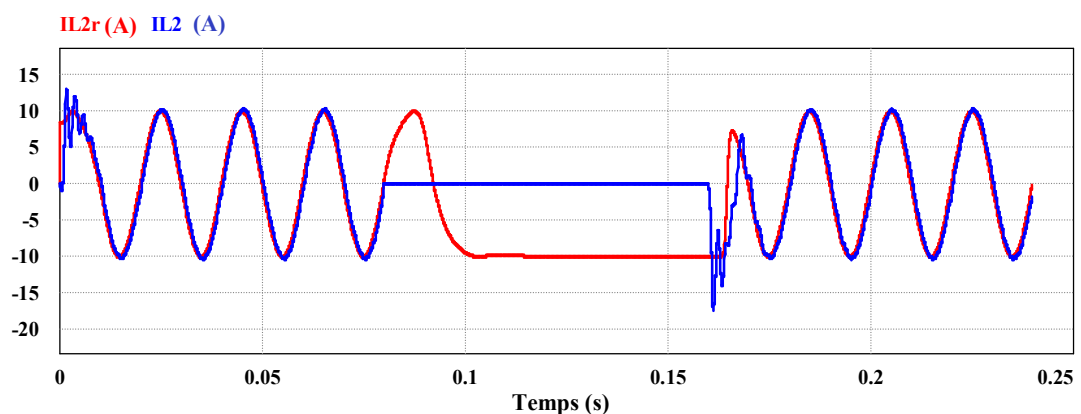


Figure IV.6 le courant référence et courant mesuré aux bornes de l'inductance L2.

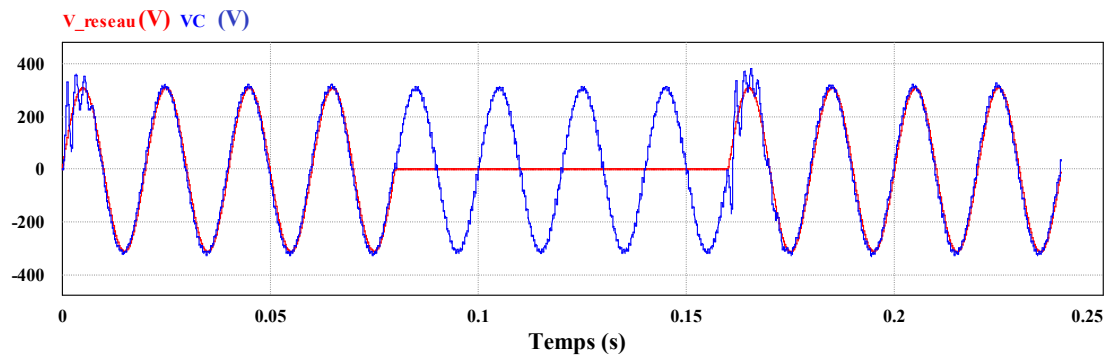


Figure IV.7 tension du réseau et tension de la charge R.

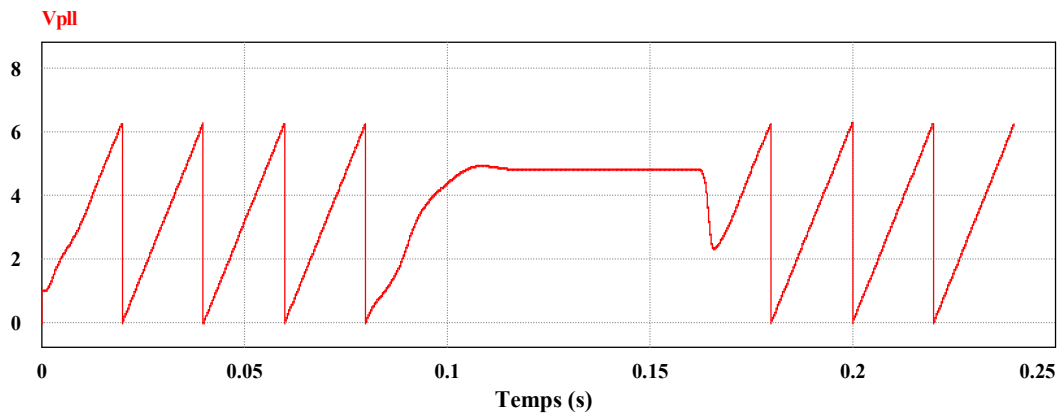


Figure IV.8 phase estimée par la PLL

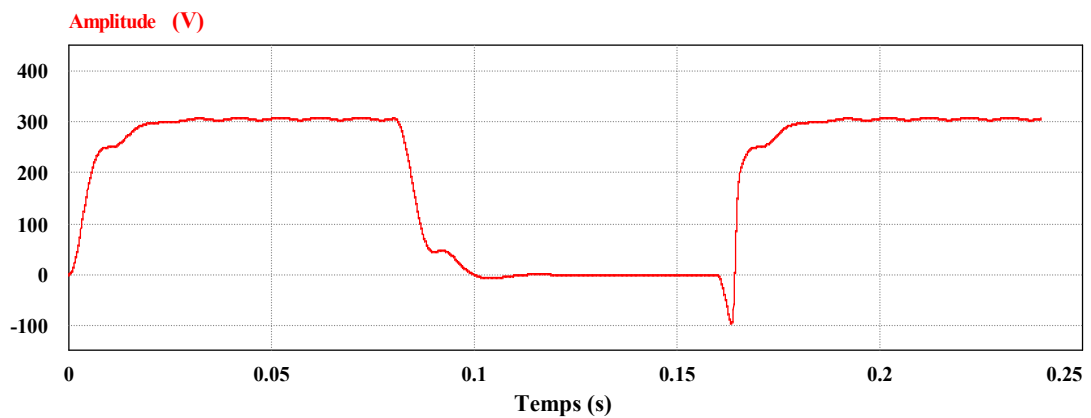


Figure IV.9 Amplitude de La tension du réseau estimé par PLL

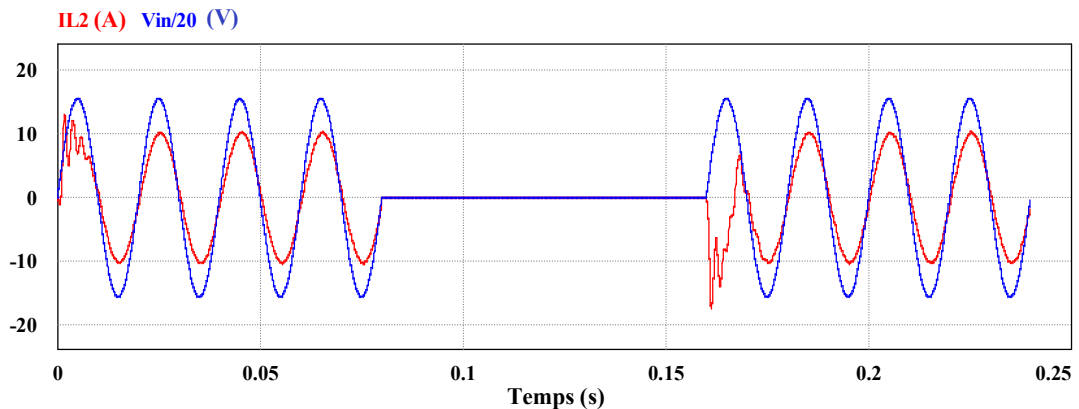


Figure IV.10 La tension de réseau et le courant aux bornes de l'inductance L2.

La figure IV.6 présente la courbe de courant sur l'inductance qui présente l'état de changement l'onduleur hybride et la valeur de courant est égale zéro que l'onduleur au mode autonome. La tension du charge ne change pas sur la Figure IV.7 puisque la courbe de tension référence d'un onduleur autonome au borne condensateur est même courbe de tension du réseau. La phase estimé par PLL est présente sur Figure IV.8 que prouve la basculement de l'onduleur hybride .Figure IV.7 présente l'amplitude de la tension du réseau estimé par PLL. Figure IV.10 ce dessous présente le courbe de courant injecté sur le réseau avec sa tension qui démontre la phase entre tension et courant presque zéro.

IV.6 Test déphasage entre tension référence d'un onduleur autonome et réseau

Dans le test précédent on a vu la courbe de tension au borne de condensateur à mode autonome suit le réseau, on a fait un déphasage de 90 degré dans ce test et obtenue les résultats suivant:

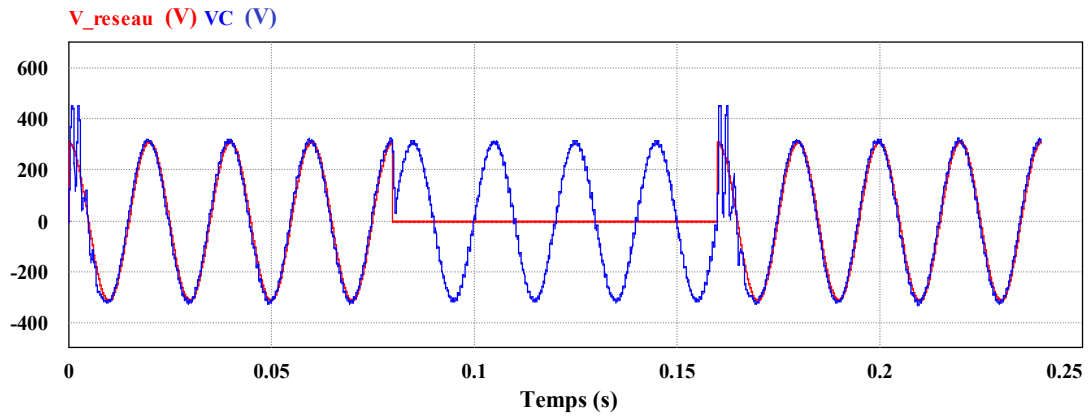


Figure IV.11 : tension du réseau et tension de la charge R.

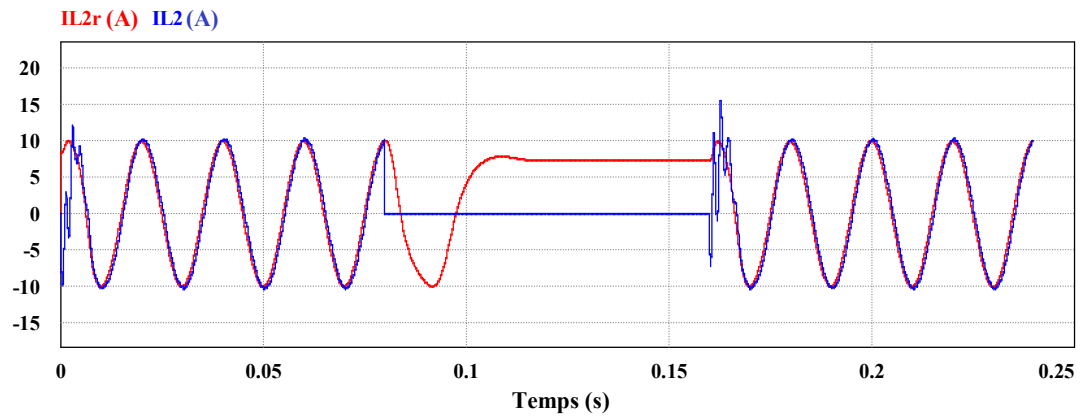


Figure IV.12 le courant référence et courant mesuré aux bornes de l'inductance L2.

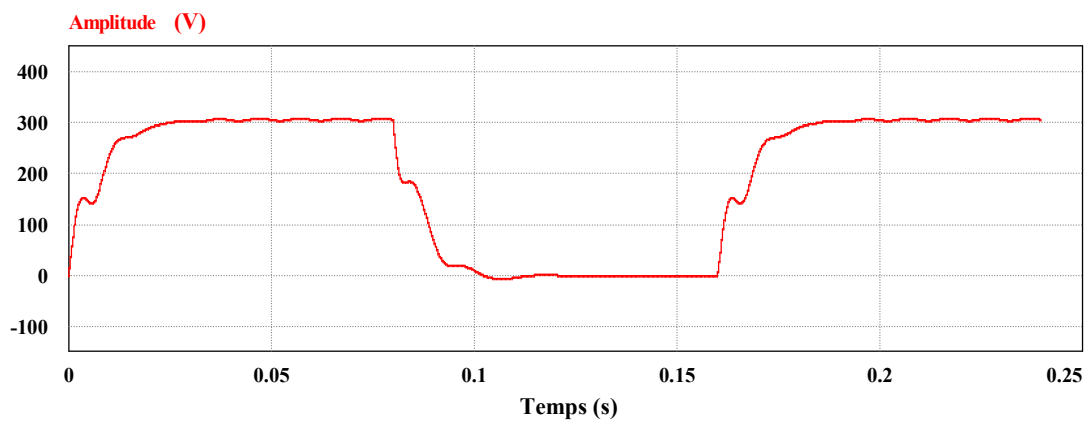


Figure IV.13 Amplitude de La tension du réseau estimée par PLL

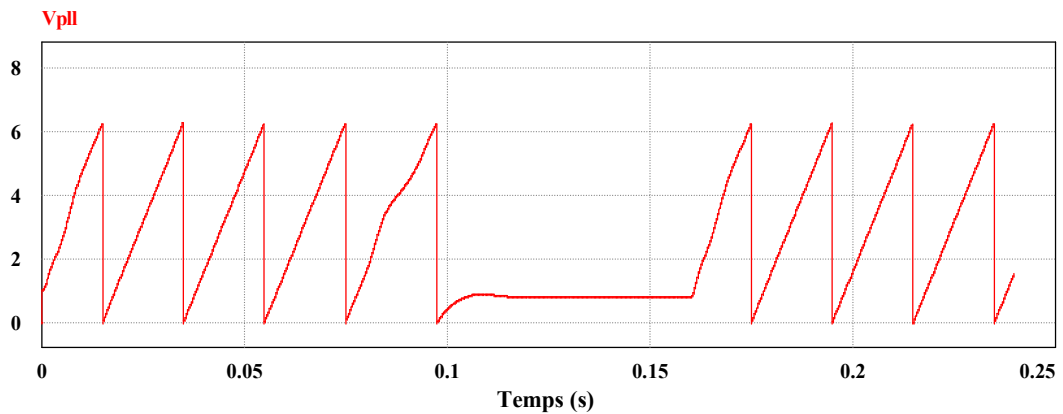


Figure IV.14 position angulaire estimée par la PLL

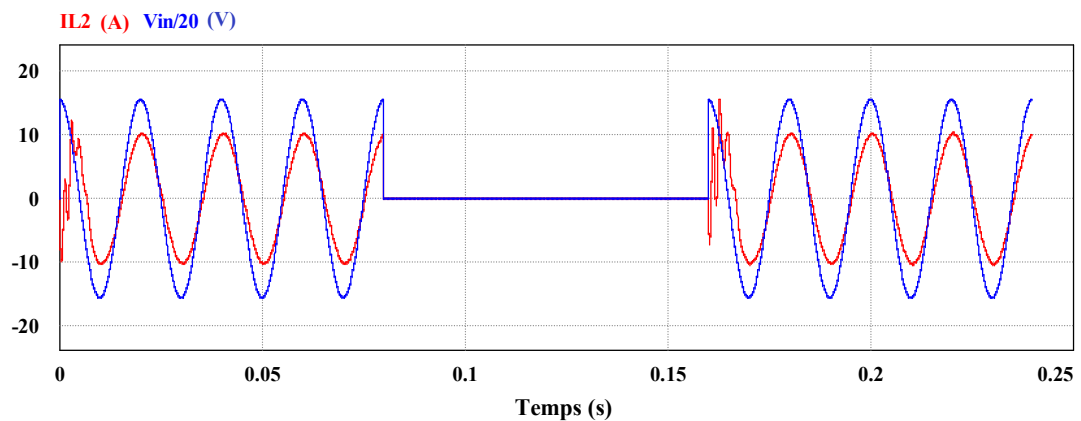


Figure IV.15 La tension de réseau et le courant aux bornes de l'inductance L2.

Les figures VI.11 et VI.12 illustrent l'évolution de tension et courant à la borne de la charge. La courbe de courant sur l'inductance montre l'état de changement de l'onduleur hybride et la valeur de courant est égale à zéro pour l'onduleur en mode autonome. La tension de charge est déphasée sur les figures IV.11, IV.12 car la courbe de tension référence de l'onduleur autonome au condensateur. La phase estimée par PLL est présente sur la figure IV.13.

IV.7 Conclusion :

Ce chapitre présente diverses techniques d'ilotage actif et passif. Le processus d'ilotage permet à un onduleur hybride de passer de l'onduleur connecté au réseau à l'onduleur autonome. Il est crucial de choisir un onduleur hybride qui répond aux exigences du système électrique. Il est également crucial de tester régulièrement votre système électrique pour vous assurer qu'il fonctionne correctement. commandes d'onduleurs fréquemment utilisées, telles que l'étude du comportement de la PLL monophasée et la validation des signaux de position angulaire.

Processor In The Loop PIL De Contrôle Deadbeat D'un Onduleur Monophasé Autonome & Connecté Au Réseau

V.1. Introduction

L'utilisation rapide des outils de prototype de contrôle permet d'économiser du temps, de l'argent et des efforts de conception de contrôle. La PIL, également connue sous le nom de processor-in-the-loop, est l'un des outils les plus couramment employés dans le secteur de l'électronique de puissance.

La PIL consiste à implémenter l'algorithme de contrôle dans une carte de développement et à configurer une interface de communication pour recevoir et transmettre les données de **F28335** au logiciel de simulation PSIM, contrairement à la simulation, qui consiste à implémenter la structure physique du système et son algorithme de contrôle dans un logiciel installé sur un ordinateur.

Dans ce chapitre, nous réaliserons une PIL de la commande Deadbeat pour les onduleurs monophasés connectés au réseau et non connectés au réseau. Nous allons présenter la carte de développement **TMS320F28335** à temps. Seront présentés et commentés les résultats de PIL de l'onduleur monophasé autonome avec observateur Luemberger et de l'onduleur monophasé connecté au réseau.

V.2. Description Processor-in-the-loop

Le DSP est connecté à l'ordinateur à l'aide d'un câble USB, qui est la configuration matérielle requise pour la simulation PIL, comme indiqué dans l'image ci-dessous.

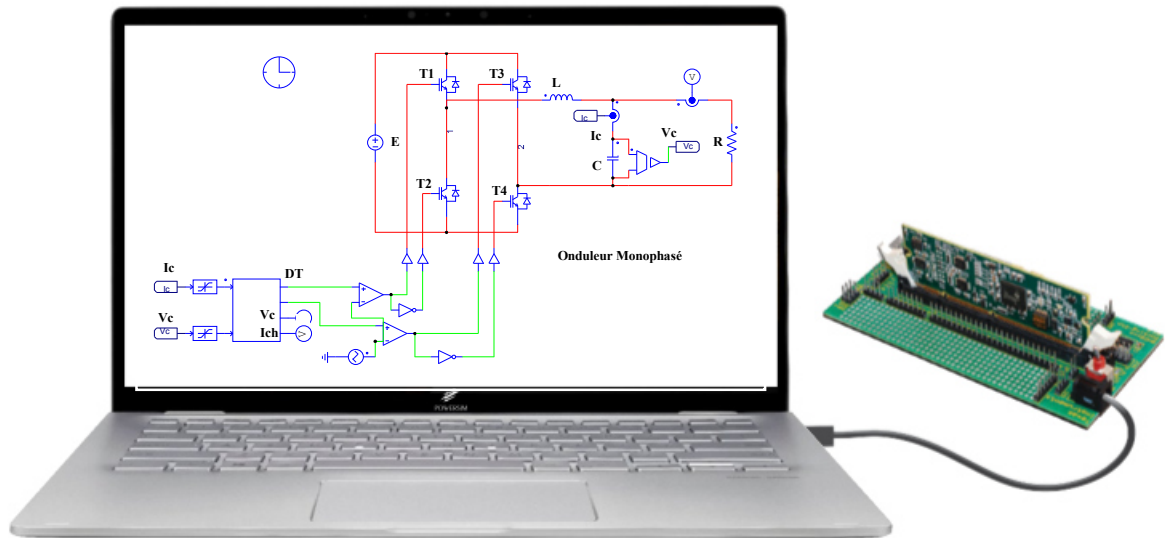


Figure V.1 PIL du contrôle onduleur monophasé

Processor-in-the-loop (PIL) est reconnu comme une co-simulation permettant de tester les systèmes de contrôle avant appliqué dans un système réel, où une partie de la boucle de contrôle les composants sont implémentés dans un périphérique matériel réel comme DSP F28335 et partie de puissance « onduleur monophasé » sont simulés dans PSIM. En règle générale, les ports d'entrée/sortie et les périphériques sont utilisés comme interface entre la simulation de l'onduleur (PSIM) et le système embarqué (F28335) sous test, comme illustré à la figure V.1.

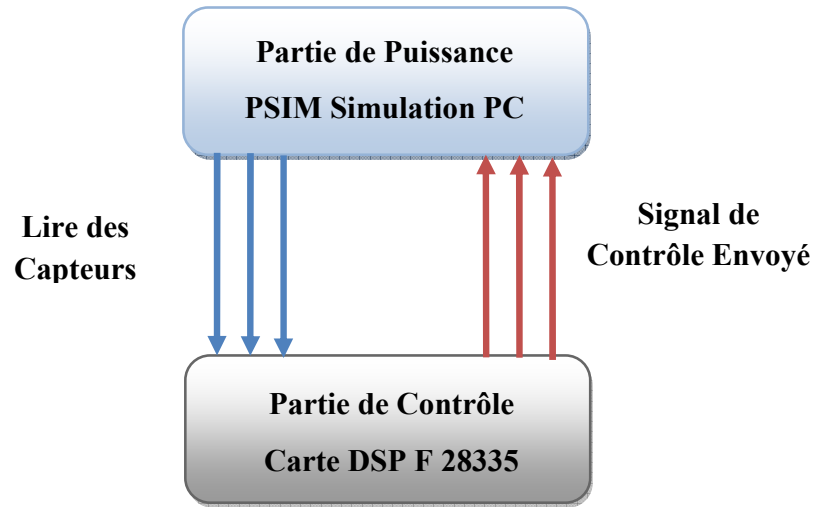


Figure V.2 le modèle PIL utilisant F28335 et PSIM

V.3. Description de la carte TMS320F28335

La carte de développement DSP TMS320F28335 est proposée pour faciliter la progression du développement et du débogage de diverses conceptions englobant l'architecture 32 bits haute vitesse de Texas Instrument. La carte prend en charge la plupart des périphériques de composants TI et certaines options périphériques dans Code Composer Studio. Il intègre à bord des LED, UART, relais, écran LCD, interface de contrôle PWM, ADC, SPI DAC, SPI EEPROM et CAN à bord XDS100 USB V1 EMULATOR [107].

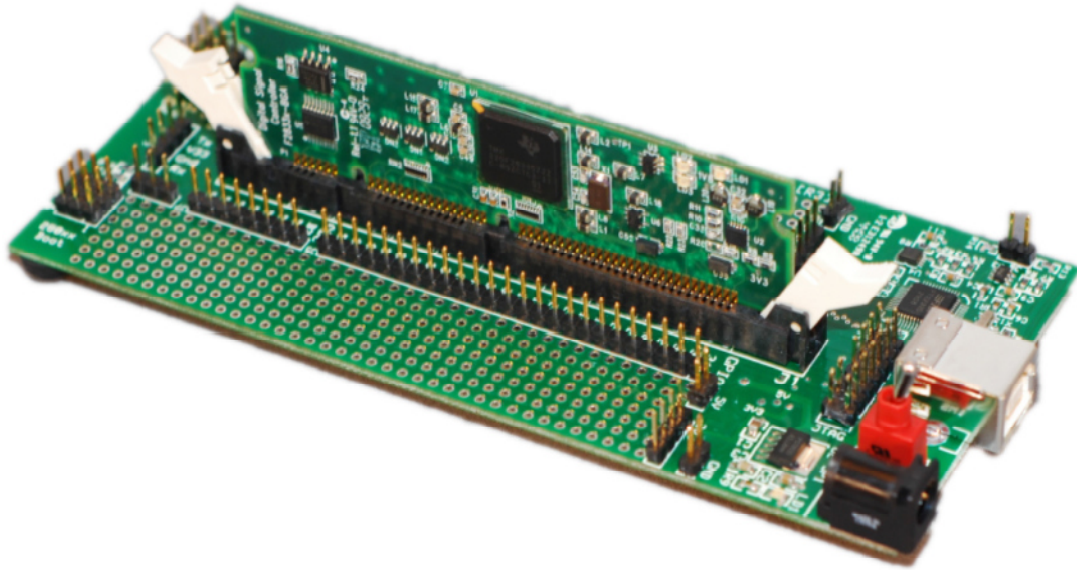


Figure V.3 la Carte DSP F28335.

Les contrôleurs de signal numérique (DSC) comprennent la famille F2833x (C28x+FPU).

Le moteur C/C++ très efficace permet aux utilisateurs de créer leur logiciel de contrôle du système avec un langage de haut niveau. De plus, il permet de créer des algorithmes mathématiques en utilisant C/C++.

L'appareil fonctionne aussi bien pour les tâches mathématiques sur DSP que pour les tâches de contrôle du système, qui sont généralement gérées par des microcontrôleurs. Dans de nombreux systèmes, cette efficacité supprime le besoin d'un second processeur. Les capacités de traitement du MAC 64 bits 32×32 permettent au contrôleur de résoudre efficacement les problèmes de résolution numérique [110].

En conséquence, le périphérique est capable de gérer de nombreux événements asynchrones avec une latence minimale grâce à une réponse d'interruption rapide et à la sauvegarde automatique des registres critiques. L'appareil dispose d'un pipeline de 8 niveaux sécurisé avec accès à la mémoire. Il peut fonctionner à grande vitesse sans avoir recours à des mémoires à grande vitesse coûteuses grâce à ce pipeline [55-108].

V.4. Résultats du processor in the loop PIL de la commande deadbeat de l'onduleur autonome

Dans cette section nous présentons les résultats de la PIL des structures de commande deadbeat de l'onduleur autonome. Les paramètres de la simulation sont identiques à ceux du tableau (II.1).

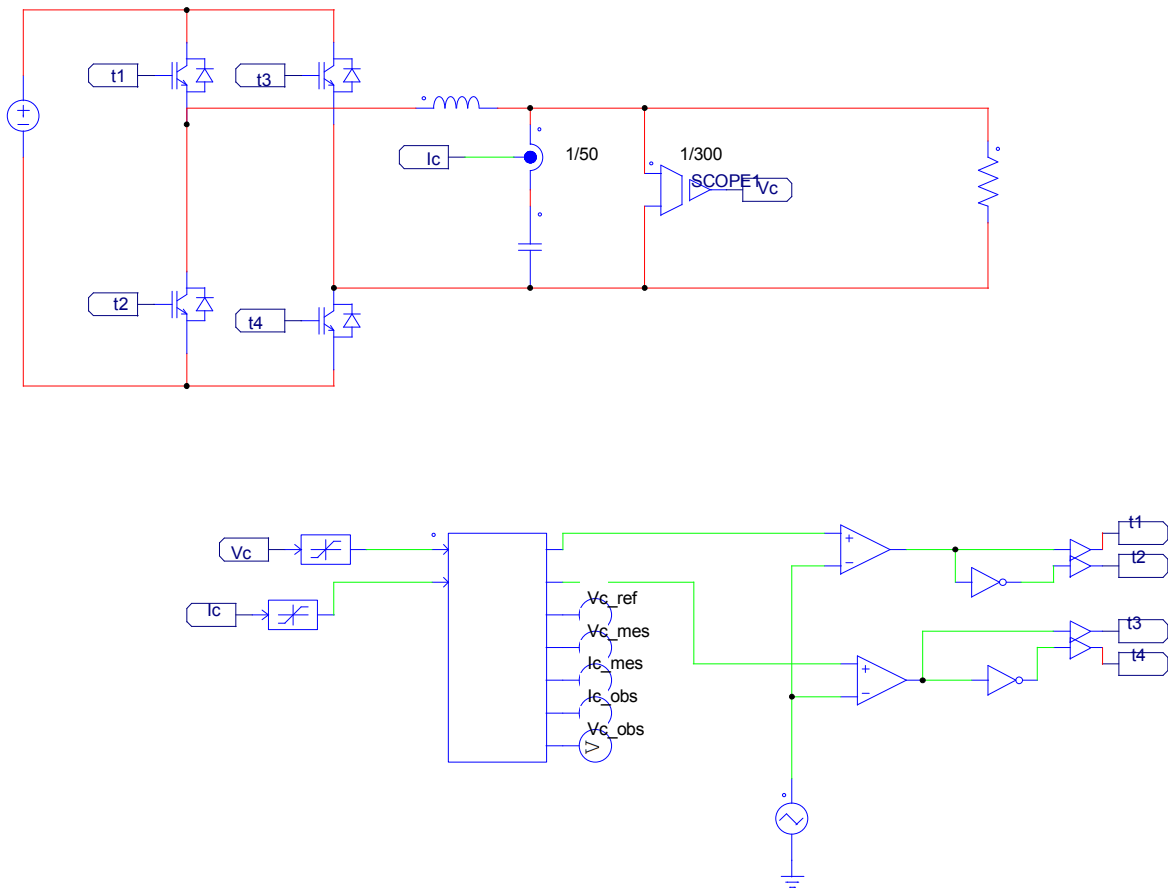
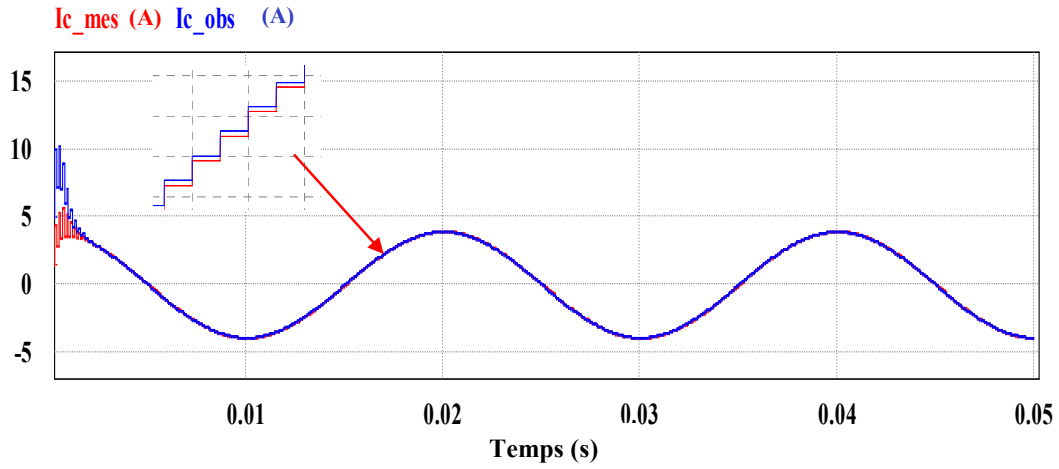
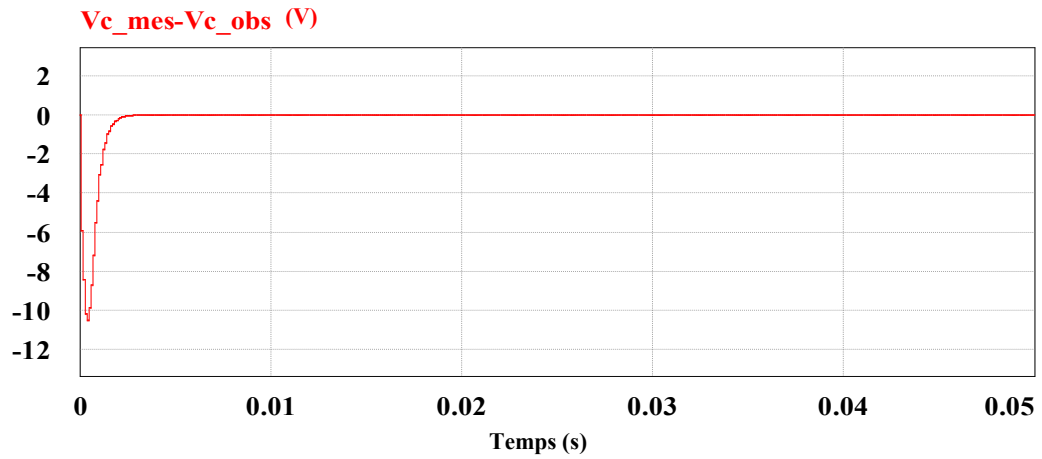


Figure V.4 PIL du contrôle deadbeat avec observateur

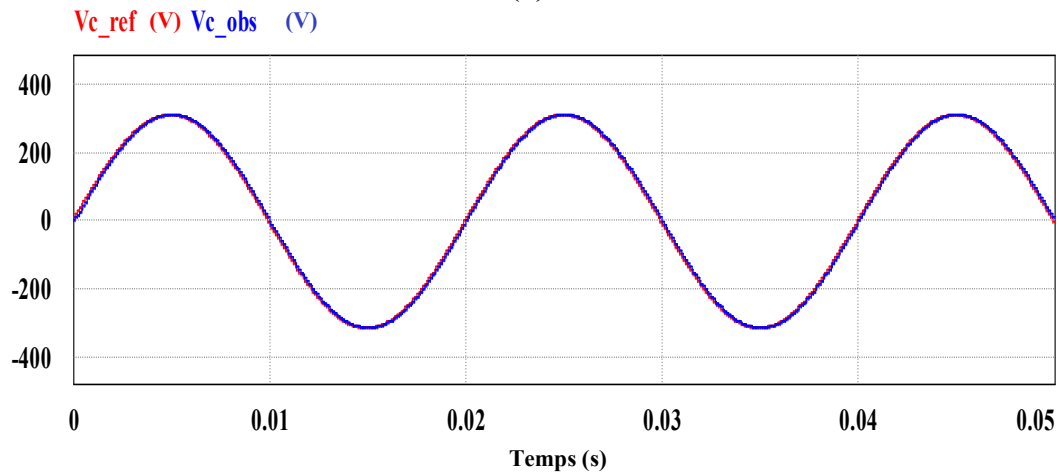
La figure V.5 montre le résultat de la commande deadbeat avec une charge linéaire égale à 20Ω . Les résultats de la simulation sont présentés ci-dessous. Utilisation d'un capteur de courant et du courant de l'observateur. Pour montrer l'effet de la variation de charge, de la charge non linéaire et de la charge purement inductive sur le contrôleur.



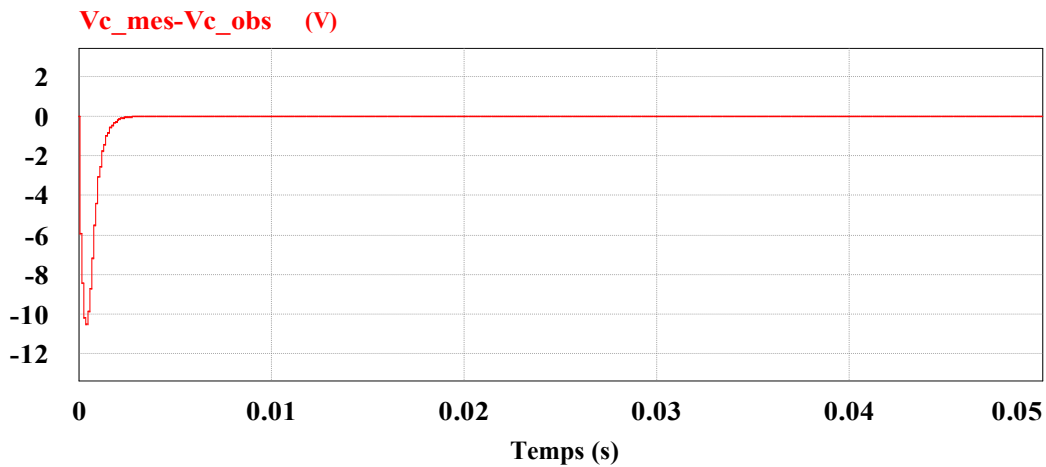
(a)



(b)



(c)



(d)

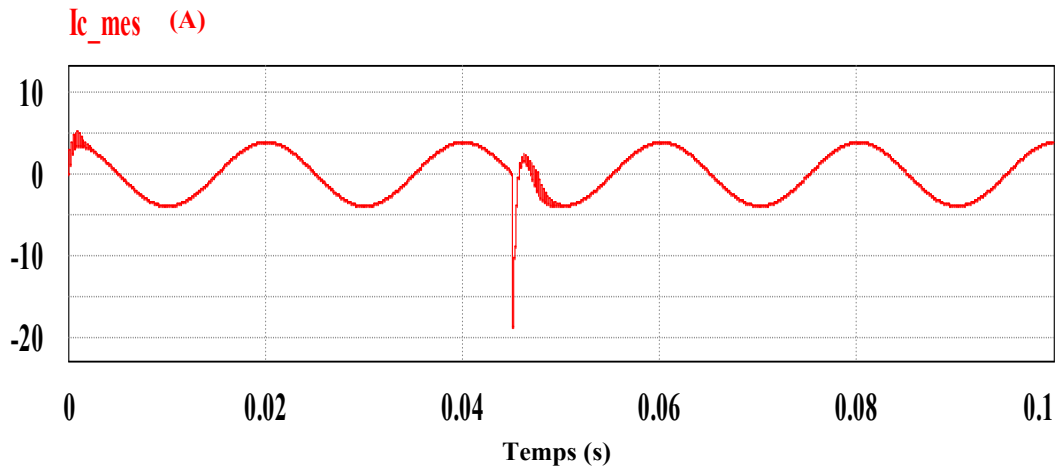
Figure V.5 Simulation PIL d'un contrôle deadbeat avec observateur,
(a) courant (I_c mesuré et observé), (b) courant d'erreur (c) tension (référence V_c et observée)
(d) erreur de tension.

Selon les illustrations (V.5), il est évident que les tensions de sorties et les courants de l'onduleur respectent correctement leurs références même lorsque la charge et la tension de référence changent. Les résultats obtenus valident la synthèse de ces structures de commande et confirment les résultats de la simulation du chapitre II.

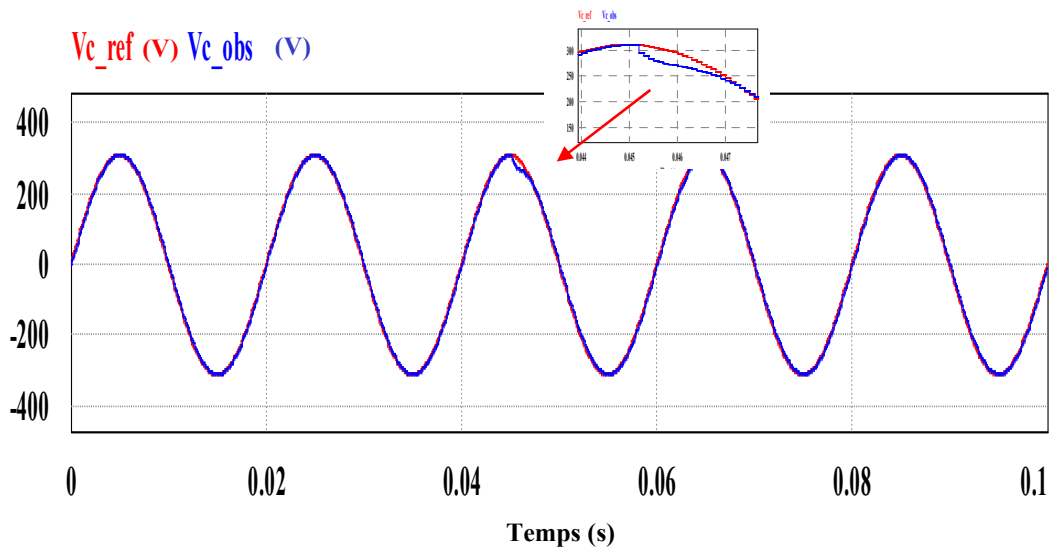
Nous commençons par des tests préliminaires pour avoir la robustesse de la commande de surcharge linéaire. Courant et tension purement sinusoïdaux, le courant est déphasé de 90 degrés vers l'avant ; car représente le courant purement capacitif. L'erreur de courant ainsi que de tension entre le système de mesure et le système estimé est proche de zéro, le défaut de rétroaction de la tension de mesure est contrôlé par le système d'observation et injecté dans l'observateur de courant.

V.4.1. Test 02 Linear load with $R=20\Omega$ at time 0.045 s on increasing the load up to 100% is equal $R=40\Omega$.

La PIL du contrôle deadbeat avec augmentation de la charge jusqu'à 100% est présentée dans la figure V.6



(a)



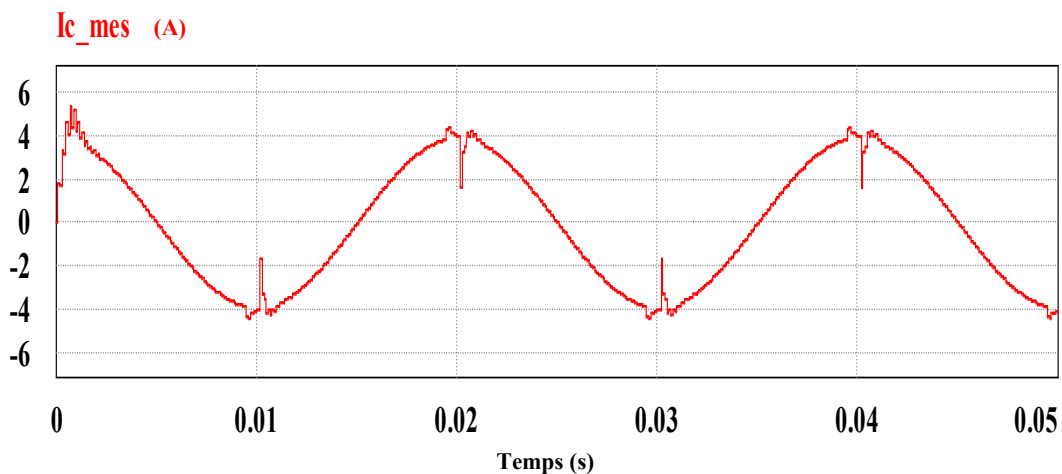
(b)

Figure. V.6 La PIL du contrôle deadbeat avec augmentation de la charge jusqu'à 100 % est égale à $R = 40 \Omega$, (a) courant (I_c mesuré et observé), (b) tension (référence V_c et observée).

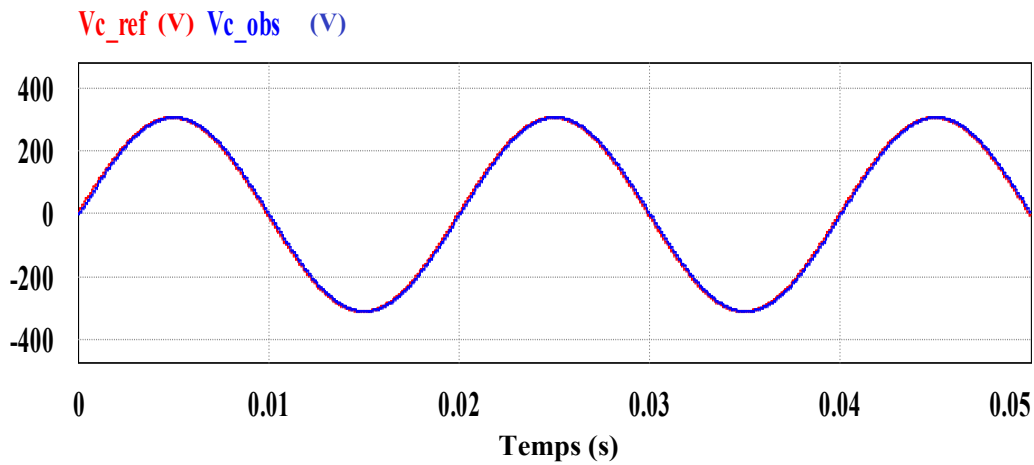
Selon les résultats obtenus, la figure V.6 montre les résultats PIL pour la tension et le courant de sortie sous une charge résistive, à $t = 0,045$ s. Lorsque la charge est portée à 100%, on observe une perte de tension, que la commande récupère rapidement. De plus, le courant est relativement bien maîtrisé, on peut dire sur cette figure que le contrôleur est bon.

V.4.2. Test 03 Pont de diodes de charge non linéaire avec $R=20\Omega$ et $C=30\mu\text{F}$ en parallèle

Le contrôleur proposé a ensuite été testé en utilisant une charge déformante (un pont de diodes avec un filtre capacitif de $30\ \mu\text{F}$ et une charge résistive de $20\ \Omega$). La tension de sortie reste sinusoïdale, mais la forme d'onde du courant du condensateur s'écarte de la forme d'onde sinusoïdale idéale, comme le montre la figure V.7.



(a)



(b)

Figure V.7 Simulation PIL du contrôle deadbeat avec pont de diodes de charge non linéaire avec $R=20\Omega$ et $C=30\mu F$ en parallèle. (a) courant (I_c mesuré), (b) tension (V_c de référence et observée).

D'après les résultats obtenus, le branchement brutal d'une charge non linéaire a provoqué une distorsion du courant de sortie. Cependant, le contrôleur proposé a éliminé cette distorsion résultante de la tension.

V.4.3. Test 04 Charge purement inductive $L=0,10$ H

La figure V.8 présente la PIL du contrôle à temps mort avec une charge purement inductive $L = 0,10$ H.

La figure ci-dessous montre les résultats PIL pour la tension et le courant de sortie pour une charge purement inductive.

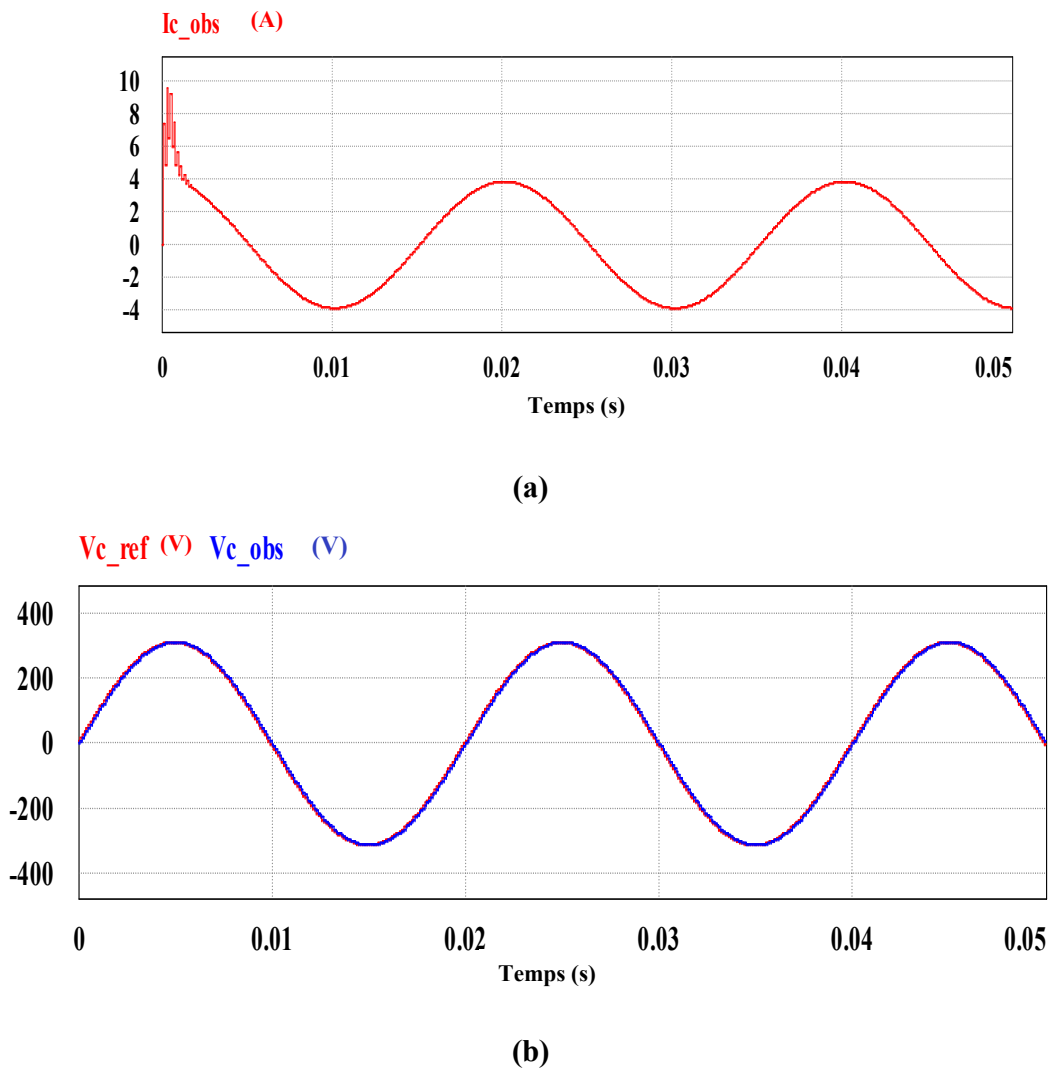


Figure V.8. PIL de la commande deadbeat avec charge inductive $L=0.10$ H.

(a) courant (I_c observé), (b) tension de sortie (V_c référence et observé).

Nous observons une perte de tension, que la commande récupère rapidement, mais la forme d'onde du courant du condensateur s'écarte de la forme d'onde sinusoïdale idéale. Les résultats PIL pour la tension et le courant de sortie sous une charge purement inductive. Nous observons une perte de tension que la commande récupère rapidement, mais la forme d'onde du courant du condensateur s'écarte de la forme d'onde sinusoïdale idéale.

V.5. Résultats de la PIL de la commande deadbeat de l'onduleur connecté au réseau

Les figures sus cités montrent les résultats de PIL de la commande deadbeat appliqué à l'onduleur monophasé connecté au réseau.

Dans ce paragraphe, le contrôleur deadbeat est également testé. Le contrôleur minimise l'erreur de suivi via une approche d'optimisation en ligne qui offre des garanties de stabilité. Afin de montrer comment le contrôleur peut assurer avec précision la stabilité, le contrôleur est testé dans la même condition en une seule étape.

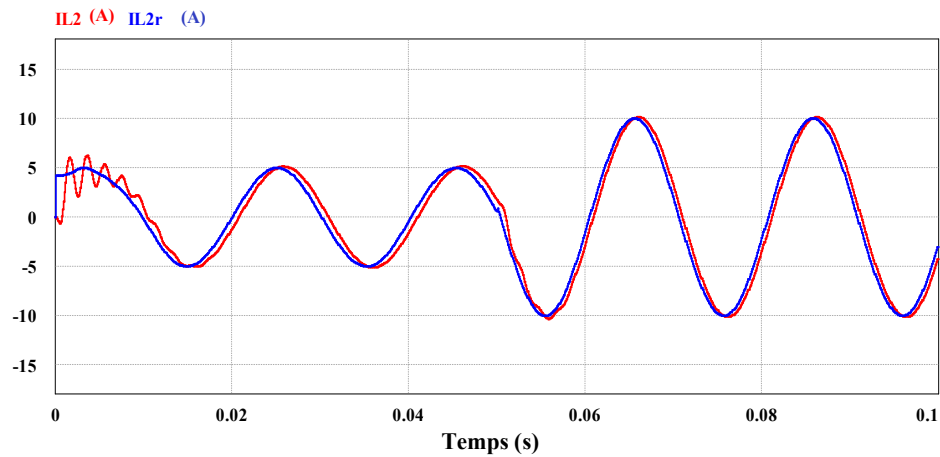


Figure V.9. Courbe de variation de courant référence et observé injecté au réseau

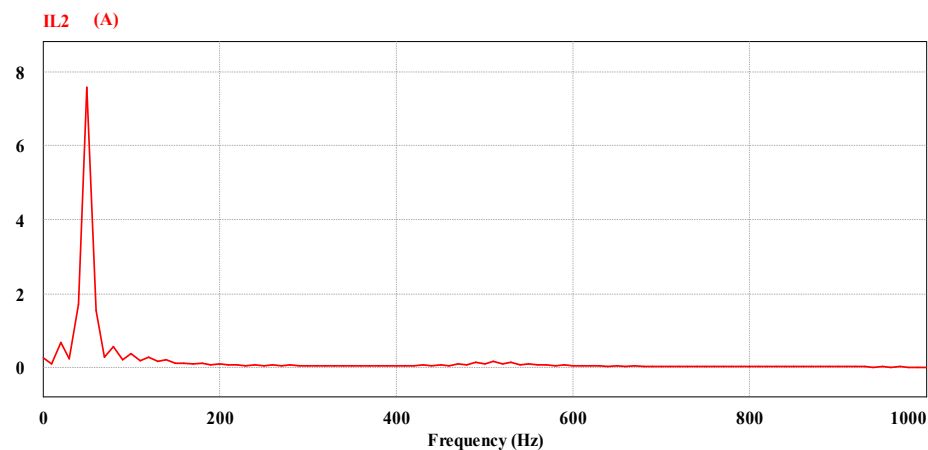


Figure V.10 FFT de courant observé injecté au réseau

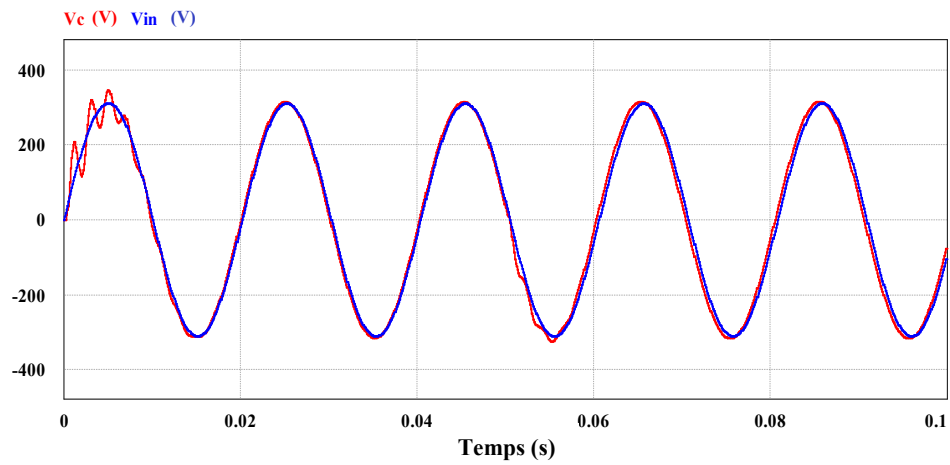


Figure V.11 tension de condensateur de filtre LCL et tension de réseau

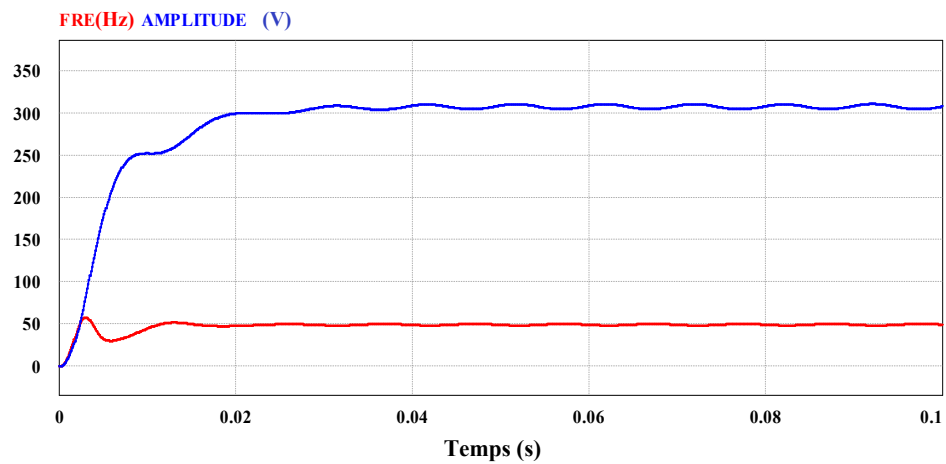


Figure V.12 courbe de fréquence et Amplitude du réseau sortie PLL

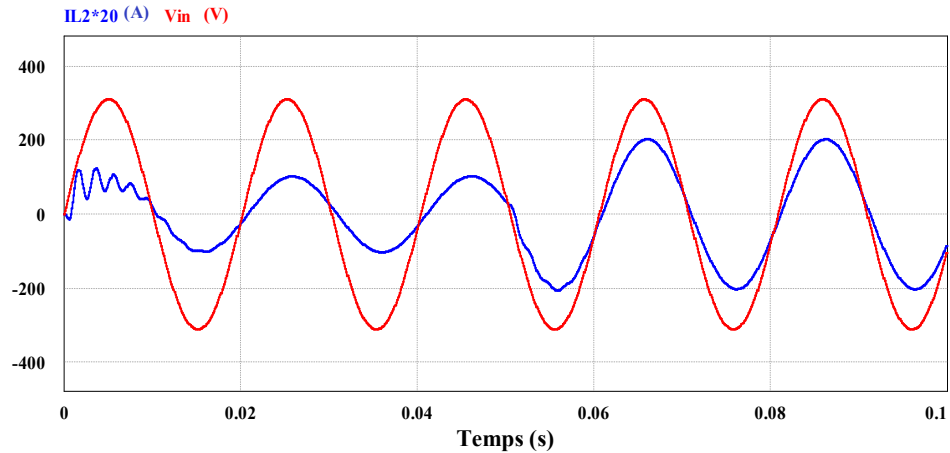


Figure V.13 courbe de courant injecté avec tension de réseau

Cet algorithme montre qu'il est possible de maintenir l'erreur de piste aussi petite que possible afin d'assurer la stabilité du système. Les résultats de la Figure VI.9 montrent qu'une réponse dynamique rapide des courants injectés est observée lorsque le temps de stabilisation est de 5 ms. En termes de distorsion harmonique totale (THD), sa valeur est de 1,04 %, ce qui est faible. En ce qui concerne les performances du contrôle proposé, le contrôleur deadbeat est testé pour assurer la stabilité dans des conditions de changement d'étape. Le contrôle deadbeat proposé devrait démontrer la capacité de ramener le courant pour suivre la référence afin de maintenir la stabilité du système. Afin de montrer comment le contrôleur peut assurer avec précision la stabilité dans des conditions en une seule étape, le même transitoire.

V.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la Processor in the loop PIL de commande deadbeat d'onduleur monophasé autonome et connecté au réseau. Pour commencer, nous avons présenté la PIL et la carte de développement TI-F28335. La PIL a ensuite été créée en utilisant le logiciel PSIM et la carte TI-F28335. Enfin, nous avons simulé la structure de commande deadbeat d'un onduleur monophasé autonome et connecté au réseau entrelacés. La variation de la charge linéaire (résistive), non linéaire (résistive, condensateur et résistance en parallèle) et purement inductive ont été utilisées pour évaluer les performances des structures de commande mises en œuvre. Les résultats ont montré que ces structures de commande peuvent contrôler les onduleurs entrelacés pour fournir la tension souhaitée à la charge et assurer en plus l'équilibrage des courants.

Conclusion Générale

Cette thèse a présenté les commandes deadbeat d'un onduleur monophasé pour une application PV résidentielle.

Cette thèse a passé en revue l'énergie solaire, les configurations d'onduleurs PV et les topologies de filtres d'onduleurs. La conception des paramètres des filtres a été discutée. Les contrôleurs ont été conçus pour onduleur monophasé en mode autonome et en mode connecté au réseau. La modélisation et le contrôle conception ont été vérifiés par la simulation et les résultats de co-simulation. Pour un contrôle deadbeat a été décrit pour un onduleur monophasé avec un observateur Luenberger. La faisabilité du contrôle proposé avec observateur a été démontrée et fournie par simulation et implémentation dans un processeur de la boucle PIL. Les résultats ont montré que le schéma proposé permet d'obtenir une bonne régulation de tension avec des charges linéaires et des charges non linéaires. Le contrôleur proposé n'a pas de paramètres qui peuvent être modifiés ; il a besoin d'un modèle du système de calcul des variables contrôlées. Et cela permet une réponse dynamique rapide du contrôle de tension. Il a été prouvé que l'utilisation d'un observateur permet une meilleure estimation du courant de condensateur inconnu. Le contrôle Deadbeat sert une approche différente pour le contrôle des convertisseurs de puissance, compte tenu de la nature discrète des convertisseurs et des microprocesseurs utilisés pour le contrôle. De plus, la grande puissance de calcul des DSP existants actuellement rend cette méthode très attractive pour le contrôle des convertisseurs de puissance.

Pour le contrôle Deadbeat de l'onduleur connecté au réseau, la boucle de contrôle externe régule directement le courant qui va au réseau. Plusieurs méthodes PLL ont été examinées et analysées, et la synchronisation de réseaux basée sur SOGI a été choisie pour sa capacité supérieure de filtrage des harmoniques, sa réponse rapide et sa simplicité. En ce qui concerne le signal de rétroaction de la boucle interne qui régule la tension du condensateur de filtre, une comparaison a été faite entre le choix du courant d'inductance côté onduleur et l'utilisation du courant du condensateur. Théoriquement, le courant de charge est inclus dans la boucle de

contrôle interne lorsqu'en utilisant le retour de courant du condensateur de filtre, la rétroaction de courant est utilisée pour obtenir un amortissement actif. Une interface utilisateur basée sur la communication série est développée pour alimenter les références de contrôle. Avec le contrôleur Deadbeat conçu, le courant injecté dans le réseau pourrait suivre avec précision les références de contrôle sinusoïdal donné dans la simulation et la co-simulation.

. Travail futur

Ce projet peut être pour suivi étendu et pour implanter la commande à Deadbeat pour une transition entre le mode autonome et le mode connecté au réseau. Pour réaliser les transitions doivent être estimées la fréquence et la tension du réseau. De plus, cette pratique peut être appréciée pour l'onduleur de puissance nominale. Le contrôle du développement de deadbeat dans la simulation peut être plus impliqué dans le matériel.

Pour des futurs des tests expérimentaux, des modules PV peuvent être utilisés et le bus AC peut être fourni par l'étage de conversion DC/AC. Lorsque des panneaux PV doivent être menés pour évaluer plus précisément les performances de la proposition. Elles pourraient également permettre d'analyser l'effet du circuit de découplage sur le panneau PV. Le projet peut également s'étendre à la conception d'unités de stockage d'énergie telles que des batteries et des super condensateurs pour stocker l'énergie solaire récoltée pour une utilisation nocturne. De plus, la communication série peut également être améliorée et remplacée par une communication Ethernet pour une connectivité étendue et une vitesse de communication plus rapide. Étant donné que la puissance active et la puissance réactive peuvent être contrôlées, des recherches sur la gestion de la puissance peuvent également être menées dans le cadre de travaux futurs.

Bibliographies

- [1]. B. Nicolas, « Contribution à la commande des convertisseurs statiques », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT),1996.
- [2]. F. Errigo, « Convertisseurs de puissance avec stockage d'énergie intégré pour réseaux haute tension à courant continu », Thèse de Doctorat, Université de Lyon, 2020.
- [3]. C Mahamat, « Analyse et commandes des convertisseurs multi-niveaux pour un générateur photovoltaïque connecté au réseau électrique », Thèse de Doctorat, Université Paris Saclay (COmUE), 2018.
- [4]. S Mansouri. « Modélisation et commande des convertisseurs multi-niveaux hybrides à base de super-condensateurs - Application aux systèmes multi-sources connectés au réseau électrique » , Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2020.
- [5]. M BELARBI. « Contribution à l'étude d'un générateur solaire pour site autonome », Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie D'oran, 2015.
- [6]. L Croci. « Gestion de l'énergie dans un système multi-sources photovoltaïque et éolien avec stockage hybride batteries/super-condensateurs », Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2013.
- [7]. A HOUARI. « CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DE MICRO-RÉSEAUX AUTONOMES ALIMENTÉS PAR DES SOURCES PHOTOVOLTAÏQUES », Thèse de Doctorat, Université de Lorraine, 2012.
- [8]. M. Wang, F. Li, L. Huang, S. Makoto, « A robust dead-beat control method for UPS inverter » , Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, Vol.26, No.4, pp. pp. 31-64, 2007
- [9]. P. Mattavelli, « An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers » , in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, pp. 206-212, 2005.
- [10]. Z. Liyue, Z. Fanzheng, Z. Weiliang, S. Yun, Z. Chunjie, P. Shunde, Y. Chenge, « Improvement of Deadbeat Control for PV Converter », Advances in Engineering Research 2nd international Conference on Electrical, Control and Automation Engineering, Vol.140, pp.202-205, 2017.

- [11]. J.F. Stumper, V. Hagenmeyer, S. Kuehl, R. Kennel, « Deadbeat Control for Electrical Drives: A Robust and Performant Design Based on Differential Flatness », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.30, No.8, pp.4585–4596, 2015.
- [12]. A. Benyoucef, K. Kara, A. Chouder, S. Silvestre, Santiago, « Prediction-based Deadbeat Control for Grid-connected Inverter with L filter and LCL-filter », Electric Power Components and Systems, Vol.42, No.12, pp.1266–1277, 2014.
- [13]. I. Alhamrouni, N. Zainuddin, M. Salem, N.H. A. Rahman, L. Awalin, « Design of single phase inverter for photovoltaic application controlled with sinusoidal pulse width modulation », Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, Vol. 15, No. 2, pp. 620-630, 2019.
- [14]. Z. Wang, K. Zhou, S. Li and Y. Yang, « Fractional-order time delay compensation in deadbeat control for power converters », 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), pp. 1-6, 2018.
- [15]. T. Tow Leong ,I. Dahaman, « Modeling and simulation of deadbeat-based PI controller in a single-phase H-bridge inverter for stand-alone applications », Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, Vol.22, No.1, pp.43-56, 2014.
- [16]. S. Paul, A. Halder, A. K. Nath, « Deadbeat Control of Linear and Non Linear System using Signal Correction Technique », MAYFEB Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol.2, pp.1-23, 2017.
- [17]. M. Saoudi, H. Benguesmia, A. Chouder « Processor-in-the-Loop Validation of an Observer Current-based Dead-Beat Control for a Single-Phase UPS Inverter », Engineering, Technology & Applied Science Research, Vol. 13, No. 1, 2023.
- [18]. X. Fonteneau « Conception d'un onduleur triphasé à base de composants SiC en technologie JFET à haute fréquence de commutation » Thèse de Doctorat, Université de Lyon, 2014.
- [19]. Y. Mohamed « Etude Contrôle et Optimisation des performances d'une chaîne de conversion photovoltaïque utilisant des Onduleurs Multiniveaux Asymétriques » Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-bel-abbes, 2016.
- [20]. N. Belhaouchet, « Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées, application :

amélioration de la qualité de l'énergie » Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas- Sétif; Juillet 2011.

[21]. A Straś, B Ufnalski, M Michalczyk, A Gałęcki, L Grzesiak « Design of fractional delay repetitive control with a dead-beat compensator for a grid-tied converter under distorted grid voltage conditions », *Control Engineering Practice* , vol 98. No 104374, 2020. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2020.104374>

[22]. A Betka « Perspectives for the sake of photovoltaic pumping development in the south», Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2005.

[23]. X Fonteneau « Conception d'un onduleur triphasé à base de composants SiC en technologie JFET à haute fréquence de commutation », Thèse de Doctorat, Université de Lyon, 2014.

[24]. Y Triki « contribution à l'optimisation des systèmes hybrides de production d'énergies renouvelables », Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2020.

[25]. K Rahrah, D Rekioua, T Rekioua, S Bacha « Photovoltaic pumping system in Bejaia climate with battery storage », *International Journal of Hydrogen Energy* vol 40. Pp 75. 2015. doi:10.1016/j.ijhydene.2015.04.048.

[26]. S Aissou « Caractérisation et optimisation de puissance des systèmes photovoltaïques », Thèse de Doctorat, Université A.MIRA de BEJAIA, 2016

[27]. K Saidi « Contribution à la commande MPPT temps réel sur FPGA », Thèse de Doctorat, Université Saad Dahlab de Blida 2022.

[28]. M Pokharel « Research On Stability Issues Of A Grid-Connected Pv Inverter In Power Hardware In The Loop (Phil) Architecture », Thèse de Doctorat, Université Manitoba , Canada. 2020.

[29]. A N'Goran « Contrôle optimal et gestion énergétique d'une station d'énergie autonome par optimisation robuste », Thèse de Doctorat, Université France 2021.

[30]. A F TOURE « Aide à la décision pour l'Implantation des Stations Photovoltaïques couplées au Réseau électrique : Cas d'application au Mali », Thèse de Doctorat, Université France 2021.

[31]. H DOUBABI « Contribution A L'amélioration De L'efficacité D'une Chaîne De Conversion Photovoltaïque », Thèse de Doctorat, Université de CADI AYYAD et l'université de REIMS CHAMPAGNE-ARDENNE 2021.

- [32]. P Grbovic «Ultra-capacitor based regenerative energy storage and power factor correction device for controlled electric drives », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de LILLE 2018.
- [33]. V. I. Utkin « Sliding modes in control and optimization », Springer Science & Business Media, 2013.
- [34]. M. Pichan, H. Rastegar « Sliding-mode control of four-leg inverter with fixed switching frequency for uninterruptible power supply applications », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 8, pp. 6805-6814, 2017.
- [35]. M A Fnaiech, M Trabelsi, S Khalil, M. Mansouri, H Nounou, H Abu-Rub « Robust sliding mode control for three-phase rectifier supplied by non-ideal voltage », Control Engineering Practice, vol. 77, pp. 73-85, 2018.
- [36]. S K Gudey, R Gupta « Recursive fast terminal sliding mode control in voltage source inverter for a low-voltage microgrid system », IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 10, no. 7, pp. 1536-1543, 2016.
- [37]. A R Gautam, D M Fulwani, R Makineni, A Rathore, D Singh « Control strategies and power decoupling topologies to mitigate 2ω -ripple in single-phase inverters: a review and open challenges », IEEE Access, vol. 8, pp. 147533-147559, 2020.
- [38]. P T Krein, R Balog, M Mirjafari « Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 11, pp. 4690-4698, 2012.
- [39]. H Valipour, G Rezazadeh, M R Zolghadri « Flicker-free electrolytic capacitor-less universal input offline LED driver with PFC », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 9, pp. 6553-6561, 2015.
- [40]. S.Y Lee, Y.L Chen, Y.M Chen, K.H Liu « Development of the active capacitor for PFC converters », In 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1522-1527. IEEE, 2014.
- [41]. B Liu, W Song, J Ma, X Feng, W Li « Dynamic performance improvement of single-phase PWM converters with power hysteresis control scheme », IET Power Electronics, vol. 11, no. 12, pp. 1894-1902, 2018.
- [42]. W Cai, B Liu, S Duan, L Jiang « An active low-frequency ripple control method based on the virtual capacitor concept for BIPV systems », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 4, pp. 1733-1745, 2013.

- [43]. P Nandi, R. Adda « Integration of boost-type active power decoupling topology with single-phase switched boost inverter », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 11, pp. 11965-11975, 2020.
- [44]. X Cao, Q C Zhong, W L Ming « Ripple eliminator to smooth DC-bus voltage and reduce the total capacitance required », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 4, pp. 2224-2235, 2014.
- [45]. S Xu, L Chang, R Shao « Single-phase voltage source inverter with voltage boosting and power decoupling capabilities », IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 3, pp. 2977-2988, 2019.
- [46]. J M Carrasco, L G Franquelo, J T Bialasiewicz, E Galvan, R C Portillo Guisado, M A M Prats, J I Leon, N Moreno-Alfonso, « Power-electronic Systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey », IEEE Transactions On Industrial Electronics. 2006, vol 4, pp 53, doi : 10.1109/TIE.2006.878356
- [47]. F Blaabjerg, R Teodorescu, M Liserre, A V Timbus « Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems Ieee Transactions On Industrial Electronics. 2006; vol 5, pp 53, doi : 10.1109/TIE.2006.881997
- [48]. P Cortés, G Ortiz, J Yuz, , J Rodríguez, S Vazquez, L G. Franquelo « Model Predictive Control of an Inverter With Output LC Filter for UPS Applications » IEEE Transactions On Industrial Electronics. 2009; vol 6.
- [49]. Y Danayiyen, K Lee, M Choi and Y Il Le « Model Predictive Control of Uninterruptible Power Supply with Robust Disturbance Observer », Energies 2019, vol 12, n 2871; <https://doi.org/10.3390/en12152871>
- [50]. Mattavelli, P « An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers »IEEE Transactions On Industrial Electronics.2005; 52 DOI: 10.1109/TIE.2004.837912
- [51]. M. Saoudi, H. Benguesmia, A. Chouder « Efficient Deadbeat Control of Single-Phase Inverter with Observer for High Performance Applications » Przegląd Elektrotechniczny <https://pe.org.pl/articles/2023/7/44>.
- [52]. M Wang ,Z Li Fang ,L Huang ,M Sakane. « A Robust Deadbeat Control Method for UPS Inverters » Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy.2007 ;27.

- [53]. K Gao, Y Dai « DSP Control Method of Single-phase Inverters for UPS Applications » IEEE Proceedings of the 26th Chinese Control Conference, 2007. DOI : 10.1109/CHICC.2006.4346965
- [54]. H.T. Moon, H.S. Kim and M.J. Youn « A discrete-time predictive current control for PMSM » IEEE Transactions on Power Electronics.2003; 18(1):464–472. DOI: 10.1109/TPEL.2002.807131
- [55]. L Zhang, F Zeng, W Zhang, Y Su, C Zhou, S Pan, C Ye « Improvement of Deadbeat Control for PV Converter » Advances in Engineering Research, 2018; 140. <http://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>.
- [56]. J-F Stumper, V Hagenmeyer, S Kuehl, and R Kennel « Deadbeat control for electrical drives: A robust and performant design based on differential flatness », IEEE Transactions on Power Electronics.2014; 30: 14981423. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2359971
- [57]. T F Wu, C H Chang, L C Lin, C L Kuo, « Power loss comparison of single-and two-stage grid-connected photovoltaic systems », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 26, no. 2, pp. 707-715, 2011.
- [58]. H.Wang, M. Liserre, F Blaabjerg, « Toward reliable power electronics: Challenges, design tools, and opportunities », IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 7, no. 2, pp. 17-26, 2013.
- [59]. M H Zare, M Mohamadian, R. Beiranvand « A single-phase grid-connected photovoltaic inverter based on a three-switch three-port flyback with series power decoupling circuit », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 3, pp. 2062-2071, 2016.
- [60]. M K Alam, F Khan, J Johnson, J Flicker « A comprehensive review of catastrophic faults in PV arrays: types, detection, and mitigation techniques », IEEE Journal of Photovoltaics, vol. 5, no. 3, pp. 982-997, 2015.
- [61]. Y Zhao, F De Palma, J Mosesian, R Lyons, B.Lehman « Line–line fault analysis and protection challenges in solar photovoltaic arrays », IEEE transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 9, pp. 3784-3795, 2012.
- [62]. A Benyoucef , Kara K, Chouder A, Silvestre S « Prediction-based Deadbeat Control for Grid-connected Inverter with L-filter and LCL-filter», Electric Power Components and System. 2014; 4(12): 1266-1277. <http://dx.doi.org/10.1080/15325008.2014.927031>

- [63]. I. Alhamrouni, N. Zainuddin, M. Salem, Nadia H. A. Rahman, L Awaln « Design of single phase inverter for photovoltaic application controlled with sinusoidal pulse width modulation », Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, Vol. 15, No. 2, pp. 620~630, 2019
- [64]. Z. Wang, K. Zhou, S. Li and Y. Yang « Fractional-Order Time Delay Compensation in Deadbeat Control for Power Converters « In: 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), Shenzhen, China, 2018, ISBN 9781538660546
- [65]. Tow Leong TIANG, D ISHAK « Modeling and simulation of deadbeat-based PI controller in a single-phase H-bridge inverter for stand-alone applications », Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol. 22, pp. 43-56, 2014. doi:10.3906/elk-1206-45
- [66]. P Soumen, H Asim, K Asoke « Deadbeat Control of Linear and Non Linear System using Signal Correction Technique », MAYFEB Journal of Electrical and Computer Engineering. 2017; 2: 1-23. <https://www.researchgate.net/publication/320945348>
- [67]. S Bayhan, H Komurcugil, I S Bayram « Deadbeat Control of a Three-Phase T-type Inverter with Output LC Filter for UPS Applications », IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2021. DOI : 10.1109/ISIE45552.2021.9576216.
- [68]. W Yao, J Cui, W Yaon « Single-Phase Inverter Deadbeat Control with One-Carrier-Period Lag», MDPI Electronics 2020; 9(154). doi:10.3390/electronics9010154
- [69]. W Guo, S Duan, K Xuejuan, Y Kang, J Chen « A Modified Deadbeat Control for Single-phase Voltage-source PWM Inverters Based on Asymmetric Regular Sample», 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230) doi : 10.1109/PESC.2001.954244
- [70]. J Bruschi « Caractérisation du phénomène d'îlotage non-intentionnel dans les réseaux de distribution », Thèse de Doctorat, Université de GRENOBLE ALPES, 2016.
- [71]. « Prescriptions Techniques Spécifiques De Raccordement D'installations De Production Décentralisée Fonctionnant En Parallèle Sur Le Réseau De Distribution », Prescription Technique C10/11 de Synergrid, édition 2.2 (15.03.2021)
- [72]. H SUPRÊME « Détection En Temps Réel De L'instabilité Transitoire Des Réseaux Électriques Avec Les Mesures Synchronisées De Phaseurs », Thèse de Doctorat, Université de MONTRÉAL, 2017.

- [73]. Y Byunggyu « Anti-Islanding Method Development Based on Reactive Power Variation under Grid Support Environments », Applied Sciences MDPI, vol 12, nn 9074, 2022. <https://doi.org/10.3390/app12189074>
- [74]. M Bencherif « Modélisation des systèmes énergétiques photovoltaïques et éoliens: intégration dans un système hybride à basse tension ». Thèse de Doctorat, Université Abou-Bekr Belkaid Tlemcen, 2014.
- [75]. H Beltran, F Gimeno, S Seguí-Chilet, J M. Torrelo « Review of the Islanding Phenomenon Problem for Connection of Renewable Energy Systems ». RE&PQJ, Vol. 1, No.4, April 2006. <https://doi.org/10.24084/repqj04.201>
- [76]. Yu, B. « Anti-Islanding Method Development Based on Reactive Power Variation under Grid Support Environments. Appl ». Sci. 2022, 12, 9074. <https://doi.org/10.3390/app12189074>
- [77]. J BRUSCHI « Caractérisation du phénomène d'îlotage non-intentionnel dans les réseaux de distribution ». Thèse de Doctorat, Université Grenoble Alpes, 2016.
- [78]. A Antony .D Menon « Islanding Detection Technique of Distribution Generation System ». International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies 978-1-5090-1277-0.2016.
- [79]. N Kothari, B. G. Fernandes « A Hybrid Active Islanding Detection Technique for Single-Phase Inverter-Based Distributed Generation System ». International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies .978-1-4799-7800-7/2015.
- [80]. M Hashemi, H Mahdian, A. A Ghadimi « A New Method for Islanding Detection the Grid Connected Inverters in Case of Unbalanced Loads ». Indian Journal of Science and Technology. Vol 6 (8). August 2013.
- [81]. H H Zeineldin, JL Kirtley « Performance of the OVP-UVF and OFP-UFV method with voltage and frequency dependent loads ». IEEE Transactions on Power Delivery. Vol 24(2). 2009.
- [82]. W. Freitas, Z Huang, W Xu « A practical method for assessing the effectiveness of vector surge relays for distributed generation applications». IEEE Transactions on Power Delivery. Vol 20(1), pp 57–63. 2005.
- [83]. F Pai, S Huang « A detection algorithm for islanding-prevention of dispersed consumer-owned storage and generating units ». IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol 16(4). 2001

- [84]. C M Affonso, W Freitas, W Xu, LCP da Silva « Performance of ROCOF relays for embedded generation applications ». IET Generation, Transmission & Distribution, Vol 1 (152). 2005
- [85]. P O’Kane, B Fox « Loss of mains detection for embedded generation by system impedance monitoring, In: Sixth Int ». Conf. on Developments in Power System Protection, Nottingham, UK; March, p 95–8, 1997.
- [86]. S Jang, K Kim « An islanding detection method for distributed generations using voltage unbalance and total harmonic distortion of current ». IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 19(2), 2004.
- [87]. H H Zeineldin, S Conti « Sandia frequency shift parameter selection for multi inverter systems to eliminate non-detection zone ». IET Renewable Power Generation, Vol 5(2),2011.
- [88]. M A Redfern, O Usta, G Fielding « Protection against loss of utility grid supply for a dispersed storage and generation unit ». IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 8(3),1993.
- [89]. J Stevens, R Bonn, J Ginn, S Gonzalez, G Kern « Development and testing of an approach to anti-islanding in utility-interconnected photovoltaic systems ». Albuquerque, NM: Sandia National Laboratories SAND2000-1939; 2000.
- [90]. H Karimi, A Yazdani, R Iravani « Negative-sequence current injection for fast islanding detection of a distributed resource unit ». IEEE Transaction on Power Electric, Vol 23(1) ,pp 298–307, 2008.
- [91]. G Hernandez-Gonzalez, R Iravani « Current injection for active islanding detection of electronically-interfaced distributed resources ». IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 21(3), pp 698–705,2006.
- [92]. K Byeong-Heon, S Seung-Ki, L Chun-Ho « Anti-islanding detection method using Negative Sequence Voltage ». In: Int. Power Electronics and Motion Control Conf., Harbin, China, p. 604–8, June 2012.
- [93]. V Menon, M H Nehrir « A hybrid islanding detection technique using voltage unbalance and frequency set point ». IEEE Transaction on Power System, Vol 22(1),2007.
- [94]. D Reigosa, F Briz, C Blanco, P Garcia, J M Guerrero « Active islanding detection for multiple parallel-connected inverter-based distributed generators using high-frequency signal injection ». IEEE Transaction on Power Electric, Vol 29(3), 2014.

- [95]. Yin J, Diduch CP, Chang L « Islanding detection using proportional power spectral density ». IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 23(2), pp76–84,2008.
- [96]. J A Laghari, H Mokhlis, A H A Bakar, M Karimi « A new islanding detection Technique for multiple mini hydro based on rate of change of reactive power and load connecting strategy ». Energy Convers Manage, Vol 76:215–24,2013.
- [97]. P Mahat, Z Chen, B Bak-Jensen « A hybrid islanding detection technique using average rate of voltage change and real power shift ». IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 24(2), 2009.
- [98]. S R Samantaray, K El-Arroudi, G Joós, I Kamwa « A fuzzy rule-based approach for islanding detection in distributed generation ». IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 25(3), 2010.
- [99]. M R Alam, K M Muttaqi, A Bouzerdoum « An approach for assessing the effectiveness of multiple-feature-based SVM method for islanding detection of distributed generation ». IEEE Trans Ind Appl, Vol 50(4),2014.
- [100]. M Heidari, G Seifossadat, M Razaz « Application of decision tree and discrete wavelet transform for an optimized intelligent-based islanding detection method in distributed systems with distributed generations ». Renewable Sustainable Energy Rev, Vol 27, 2013.
- [101]. O N Faqhruldin, E F El-Saadany, H H Zeineldin « A universal islanding detection technique for distributed generation using pattern recognition ». IEEE Trans Smart Grid, Vol 5(4), 2014.
- [102]. F Hashemi, A Kazemi, S Soleymani « Assessment of an adaptive neuro fuzzy inference system for islanding detection in distributed generation ». J Intell Fuzzy Syst, Vol 26(1), pp 19–31,2014.
- [103]. V L Merlin, R C Santos, A P Grilo, J C M Vieira, D V Coury, M Oleskovicz « A new artificial neural network based method for islanding detection of distributed generators ». Int Trans Electr Energy Syst, Vol 75, 2016.
- [104]. D M Lavery, R J Best, D J Morrow « Loss-of-mains protection system by application of phasor measurement unit technology with experimentally assessed threshold settings ». IET Gener Trans Distrib, Vol 9(2), 2015.

- [105]. M S Almas, L Vanfretti « RT-HIL implementation of the hybrid synchrophasor and GOOSE-based passive islanding schemes ». IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 31(3), pp 299–309, 2016.
- [106]. Y Guo, K Li, DM Laverty, Y Xue « Synchrophasor-based islanding detection for distributed generation systems using systematic principal component analysis approaches ». IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 30(6), 2015.
- [107]. J C M Vieira, W Freitas, Z Huang, W Xu, A Morelato « Formulas for predicting the dynamic performance of ROCOF relays for embedded generation applications ». IET Generation, Transmission & Distribution, Vol 153(4), pp 399–406, 2006.
- [108]. Zubić SJ, Djurić MB « A distance relay algorithm based on the phase comparison principle ». Electric Power Systems Research, 92:20, 2012.
- [109]. Krstivojević JP, Djurić MB « CA new method of improving transformer restricted earth fault protection ». Adv Electr Comput Eng, Vol 14(3), 2014.
- [110]. Ostojić MM, Djurić MM « Out-of-step protection of synchronous generators based on a digital phase comparison in the time domain ». IET Gener Trans Distrib, Vol 12(4), 2018.