

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA



**Faculté de technologie**  
**Département de génie électrique**  
N° : .....

**Domaine** :Génie Électrique  
**Filière** : Électrotechnique  
**Option** :Commande Électrique

**MEMOIRE DE FIN D'ÉTUDE**  
**POUR L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MASTER ACADÉMIQUE**

**INTITULÉ**

---

*Implémentation de la commande 'Dead Beat' en temps réel pour un onduleur de tension monophasé*

---

**Présenté par**

*M<sup>r</sup> HADJ KADDOUR Abdelhak*  
*M<sup>r</sup> SENOUSSAOUI Mahmoud Hicham*

Soutenu Devant le jury composé de :

BENGUESMIA Hani	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
BOUZIDI Riad	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur
CHOUDER Aissa	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Encadreur

Année Universitaire : 2019-2020



## *Remerciements*

*Au préalable à ce mémoire nous remercions **ALLAH** qui nous a aidé et nous a donné la patience et le courage durant ces longues années d'études.*

*Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur Monsieur CHOUDER Aissa Maître de conférences HDR à l'université de M'sila, pour l'aide et ses conseils précieux qu'il nous a donné durant notre étude ainsi que lors de la réalisation de ce mémoire.*

*Nous remercions vivement Mr SAOUDI Mouhamed pour son aide inestimable.*

*Nos remerciements s'adressent aussi aux membres de jury d'avoir accepté de juger et d'évaluer notre travail.*

*En fin, nous adressons nos plus sincères remerciements à nos enseignants, nos parents, nos frères, nos soeurs, nos chers amis, pour leurs aides et leurs sacrifices.*

*Merci à tous et à toutes...*

# *dédicaces*

*Je dédie ce travail qui n'aura jamais pu voir le jour sans les soutiens indéfectibles et sans limite de mes chers parents, le symbole de tendresse, pour leurs encouragements et leurs conseils, qui ne cessent de me donner avec amour le nécessaire pour que je puisse arriver à ce que je suis maintenant.*

*Que Dieu vous protège et que la réussite soit ma porté pour que je puisse vous combler de bonheur.*

*Je dédie ce travail  
A tous mes frères et mes sœurs : Bilal, Mouhamed, Rima, Amina.*

*Et A toute ma famille.*

*A tous ceux qui mon appris lire et écrire.*

*A Mon chère ami abdallah que dieu l'accueille dans son vaste paradis.*

*A tous mes enseignants tout au long de ma vie.*

*A tous mes camarades de la promotion 2019/2020.*

*Abdelhak*

# *dédicaces*

*Je dédie ce travail qui n'aura jamais pu voir le jour sans les soutiens indéfectibles et sans limite de mes chers parents, le symbole de tendresse, pour leurs encouragements et leurs conseils, qui ne cessent de me donner avec amour le nécessaire pour que je puisse arriver à ce que je suis maintenant.*

*Que Dieu vous protège et que la réussite soit ma porté pour que je puisse vous combler de bonheur.*

*Je dédie ce travail A tous mes frères :Amine ,Anis, Malek.*

*Et A toute ma famille.*

*A tous ceux qui mon appris lire et écrire*

*A tous mes enseignants tout au long de ma vie.*

*A tous mes amis et mes camarades de la promotion 2019/2020.*

*Hichem*

## Résumé

---

Des investigations expérimentales et numériques ont été menées pour l'étude et la réalisation d'une commande d'un onduleur de tension pour ça, l'objectif principal de ce travail est de concevoir une commande d'un onduleur monophasé en temps réel et ce via une cible numérique TMS320F28335D de Texas Instrument. La commande se base essentiellement sur la prédiction de la tension de sortie d'un pas en avant. elle sera une onde proche d'une sinusoïde avec un taux de distorsion harmonique réduit, En utilisant un observateur d'état à fin de voir son intérêt par apport la neutralisation d'un capteur du courant.

la commande est un algorithme qui permet la génération des signaux de commande aux interrupteurs de puissance en boucle fermée pour forcer la tension de sortie de suivre une référence sinusoïdale échantillonnée.

La Conformité entre les résultats numériques et expérimentaux valide la méthode numérique développée ailleurs.

**Mots clés :** commande prédictive, onduleur monophasé, observateur, PIL, loi de commande

---

Experimental investigations were carried out to study and realization of control of a voltage inverter single-phase. For thus, The aim of this work is to design a control of an inverter single-phase using an TMS320F28335D digital target from Texas Instrument. The control is essentially based on the prediction of the output voltage of a step ahead. it will be a wave close to a sinusoid with a reduced harmonic distortion rate, By using a state observer at the end of even its interest in bringing the neutralization of a current sensor.

the control is an algorithm which allows generation of control signals to closed-loop power switches to force the output voltage to follow a reference sinusoidal sampled.

The Conformity between the numerical and the experimental results validate the numerical method developed elsewhere.

**keywords :** predictive control, single-phase inverter, observer, PIL, control law.

<b>introduction général</b>		<b>iii</b>
<b>1 le convertisseur DC/AC monophasé</b>		<b>6</b>
1.1 Onduleur monophasé type source de tension . . . . .		6
1.2 Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale . . . . .		8
1.2.1 Modulation PWM sinusoïdale bipolaire à deux niveaux . . . . .		10
1.2.2 Modulation PWM sinusoïdale uni-polaire trois niveaux . . . . .		11
1.2.3 Formes d'onde de l'onduleur en modulation uni-polaire . . . . .		14
1.3 Conception du filtre LC . . . . .		16
1.4 conclusion . . . . .		19
<b>2 Synthèse de la loi de commande</b>		<b>20</b>
2.0.1 Introduction . . . . .		20
2.1 Le contrôle prédictif . . . . .		20
2.1.1 Définition . . . . .		20
2.1.2 description du contrôle . . . . .		21
2.2 Présentation et modélisation d'un onduleur monophasé autonome . . . . .		21
2.2.1 Model d'étude . . . . .		21
2.2.2 Dimensionnement du filtre LC . . . . .		24
2.2.3 Élaboration de la loi de commande . . . . .		24
2.3 Génération de la tension de référence . . . . .		25
2.3.1 Paramètres de calcul . . . . .		26
2.4 Simulation analogique sous logiciel PSIM . . . . .		26
2.4.1 Présentation de logiciel . . . . .		26
2.4.2 Modélisation du convertisseur sous PSIM . . . . .		27
2.5 Conclusion . . . . .		31
<b>3 Synthèse de l'observateur du courant <math>I_{cond}</math> et de la tension <math>V_{charge}</math></b>		<b>32</b>
3.1 Introduction . . . . .		32
3.2 Modélisation de l'observateur . . . . .		33
3.2.1 Principe de l'observateur . . . . .		33
3.2.2 Modèle de l'observateur . . . . .		35
3.3 Résultats de simulation de l'étage de la conversion DC/AC muni de l'observateur . . . . .		38

3.4	Conclusion . . . . .	41
<b>4</b>	<b>Validation expérimentale</b>	<b>42</b>
4.1	Introduction . . . . .	42
4.2	Description du système . . . . .	43
4.3	Description de la carte TI-F28335 . . . . .	43
4.4	Passage de la commande analogique à la commande numérique . . . . .	45
4.4.1	Convertisseur analogique/numérique . . . . .	45
4.4.2	Générateur PWM . . . . .	46
4.4.3	Resultats de simulation . . . . .	47
4.5	Co-simulation de la commande 'Dead Beat ' . . . . .	51
4.5.1	Configuration de PSIM . . . . .	51
4.5.2	Génération du Code C . . . . .	51
4.5.3	Chargement de l'algorithme par logiciel CCS . . . . .	52
4.5.4	Résultats de simulation PIL . . . . .	55
4.6	Mise en œuvre expérimentale . . . . .	57
4.6.1	Partie puissance . . . . .	58
4.6.2	Partie commande . . . . .	59
4.6.3	Partie interface Homme/Machine . . . . .	59
4.6.4	Mesure de la tension $V_c$ . . . . .	60
4.7	Résultats expérimentaux . . . . .	61
4.7.1	Test en boucle ouverte . . . . .	61
4.8	Conclusion . . . . .	62
	<b>conclusion général</b>	<b>63</b>
	<b>bibliographie</b>	<b>65</b>
	<b>Annexe</b>	<b>66</b>
	<b>A Fiche technique du LV 25-P</b>	<b>67</b>
	<b>B diagramme fonctionnel de TI F28335</b>	<b>69</b>
	<b>C Fiche technique du LA 25-NP</b>	<b>71</b>

## TABLE DES FIGURES

1.1	Schéma de principe d'un onduleur monophasé . . . . .	7
1.2	Limites approximatives de la tension de blocage et du courant de conduction des composants semi-conducteurs de puissance. . . . .	8
1.3	La modulation PWM . . . . .	9
1.4	Modulation PWM bipolaire à deux niveaux avec la forme de la tension de sortie . . .	11
1.5	Modulation PWM uni-polaire trois niveaux et forme de la tension de sortie . . . . .	12
1.6	Spectre de la tension de sortie pour une modulation bipolaire . . . . .	13
1.7	Spectre de la tension de sortie pour une modulation uni-polaire . . . . .	13
1.8	Onduleur monophasé avec une charge resistive plus un filtre LC . . . . .	14
1.9	Tension de sortie de l'onduleur avant et après filtrage . . . . .	14
1.10	La forme d'onde du courant dans l'inductance . . . . .	15
1.11	Le courant qui travers la condensateur . . . . .	15
1.12	La forme du courant dans chaque interrupteur . . . . .	15
1.13	Filtre LC idéal avec charge résistive . . . . .	17
1.14	Diagramme de Bode du filtre LC pour une charge variable . . . . .	18
2.1	Le principe de la commande prédictive . . . . .	21
2.2	Onduleur en demi pont avec filtre LC . . . . .	22
2.3	Modèle linéaire du second ordre de l'onduleur en demi-pont . . . . .	22
2.4	Formes d'ondes de $V_{inv}(t)$ . . . . .	23
2.5	Schéma équivalent de la tension de référence . . . . .	26
2.6	La forme de la tension généré avec une amplitude unitaire . . . . .	26
2.7	Représentation d'un circuit dans PSIM . . . . .	27
2.8	Schéma de la première simulation du modèle de l'onduleur monophasé sur une charge résistive . . . . .	28
2.9	Forme de la tension $V_{out}$ avec $V_{reference}$ . . . . .	28
2.10	FFT des tensions $V_{out}$ , $V_{reference}$ . . . . .	29
2.11	Le Schéma de la deuxième simulation du modèle de l'onduleur monophasé sur une charge résistive . . . . .	29
2.12	La Forme des tensions $V_{out}$ avec $V_{ref}$ après l'approximation . . . . .	30
2.13	FFT des tensions $V_{out}$ avec $V_{ref}$ après l'approximation . . . . .	30
2.14	La Forme des tensions $V_{out}$ , $V_{ref}$ filtrées . . . . .	30
2.15	FFT des tensions $V_{out}$ avec $V_{ref}$ après le filtrage . . . . .	31

3.1	Diagramme structurel de l'observateur . . . . .	34
3.2	Bloc diagramme de l'observateur de Luenberger en domaine continue . . . . .	34
3.3	Bloc diagramme de l'observateur en domaine discret . . . . .	36
3.4	Schéma de simulation de l'observateur . . . . .	38
3.5	Schéma de simulation du système avec l'observateur . . . . .	39
3.6	La tension de sortie avec celle de référence . . . . .	39
3.7	La tension estimé avec la tension de référence . . . . .	39
3.8	Le courant mesuré et le courant estimé . . . . .	40
3.9	FFT de $V_{sortie}$ et $V_{reference}$ . . . . .	40
3.10	FFT de $V_{estime}$ et $V_{reference}$ . . . . .	40
3.11	Allures des tensions $V_{charge}$ , $V_{estime}$ et $V_{reference}$ après la perturbation . . . . .	41
4.1	Schéma globale du système . . . . .	43
4.2	Photo réel de la carte DSP F28335. . . . .	44
4.3	Affectation des portes DSP . . . . .	44
4.4	Bloc du convertisseur A/N (ADC) . . . . .	46
4.5	Configuration du bloc (ADC) . . . . .	46
4.6	Bloc Générateur MLI monophasé . . . . .	47
4.7	Configuration du bloc Générateur MLI . . . . .	47
4.8	Le nouveau Schéma de simulation du modèle de l'onduleur monophasé sur une charge résistive . . . . .	48
4.9	Forme de tension $V_{out}$ avec $V_{ref}$ pour la 1 <sup>ere</sup> étude . . . . .	48
4.10	Forme de tension $V_{out}$ , $V_{ref}$ pour la 2 <sup>eme</sup> étude . . . . .	49
4.11	La tension de sortie avec celle de référence . . . . .	49
4.12	La tension estimé avec la tension de référence . . . . .	49
4.13	Forme du courant mesuré, courant estimé . . . . .	50
4.14	Choix du type de mémoire pour la carte DSP sur le circuit de simulation . . . . .	51
4.15	Génération de Code C . . . . .	52
4.16	Définition de la configuration de la carte TI-F28335 . . . . .	53
4.17	Création d'un fichier de configuration de la carte TI-F28335 . . . . .	53
4.18	Test de connexion entre CCS et la carte TI-F28335 . . . . .	54
4.19	L'exécution du programme dans la cible numérique . . . . .	54
4.20	Schéma de simulation PIL du système . . . . .	55
4.21	Simulation PIL en cours d'exécution . . . . .	55
4.22	La tension de sortie $V_{charge}$ . . . . .	56
4.23	La tension de sortie $V_{charge}$ perturbée . . . . .	56
4.24	Le courant perturbé $I_{charge}$ . . . . .	56
4.25	Le dispositif expérimental du banc d'essai . . . . .	57
4.26	Le dispositif expérimental du banc d'essai . . . . .	58
4.27	Photo réel du partie puissance . . . . .	58
4.28	Photo réel du partie commande . . . . .	59
4.29	Partie interface Homme/Machine . . . . .	59
4.30	Principe de fonctionnement du capteur de tension LV25-P . . . . .	60
4.31	Voie de mesure de la tension . . . . .	61
4.32	Signaux de commande des interrupteurs du premier bras . . . . .	61
4.33	Signaux de commande des interrupteurs du deuxième bras . . . . .	61
4.34	La tension de sortie non filtrée aux bornes de l'onduleur . . . . .	62

## LISTE DES TABLEAUX

1.1	Tableau représente le niveau de tolérance des harmoniques . . . . .	16
2.1	Tableau comparatif entre les deux études . . . . .	31
4.1	Tableau récapitulatif des différents types de la commande . . . . .	50
4.2	Valeurs des différentes grandeurs obtenues par l'observateur . . . . .	50

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

Ces dernières années, les domaines de l'électronique de puissance se sont développés considérablement et offrent un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique grâce à des convertisseurs statiques. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance et ainsi que les techniques de commande.

Les convertisseurs statiques monophasés à structure tension sont des éléments essentiels dans le domaine de l'énergie renouvelable et de nombreux systèmes d'électronique de puissance tels que les variateurs de vitesse, les alimentations sans interruption et les filtres actifs. Ces onduleurs de tension peuvent être pilotés en plusieurs types de commande. La commande pleine onde, est la technique de base utilisée pour les onduleurs à deux niveaux. Le signal de commande et la tension désirée à la sortie ont la même fréquence. Néanmoins, cette dernière présente des limitations en puissance et un grand nombre d'harmoniques gênants.

Les inconvénients de ces commandes de base ont poussé les recherches, à explorer de nouvelles stratégies pour améliorer les performances de l'onduleur. La technique la plus évoluée est la modulation de largeur d'impulsion. Cette stratégie consiste à commander l'onduleur en haute fréquence, elle permet ainsi de varier à la fois la fréquence et l'amplitude tout en gardant la source continue constante.

généralement dans un système de génération distribuée monophasée, il est souhaité d'obtenir une tension sinusoïdale caractérisée par une amplitude et fréquence contrôlées, le problème en général c'est qu'elle doit être purement sinusoïdale avec un taux de distorsion harmonique faible. La tension générée pourra être connectée au réseau électrique pour un mode de fonctionnement connecté au réseau et directement à une charge pour un mode de fonctionnement autonome.

Ce rapport est une description complète des différentes tâches accomplies durant la période de notre projet de fin d'étude. L'objectif de ce mémoire est de découvrir les étapes principales qui concernent la réalisation d'une commande en temps réel pour générer une onde plus proche à la sinusoïde d'un onduleur monophasé avec deux étapes d'optimisation. a fin de pouvoir éliminer le rôle d'un capteur de courant.

Notre étude est réalisée par le logiciel PSIM qui sert la partie de simulation ainsi la génération automatique du code générique à partir du contrôle schématique (code C) et un autre secondaire s'appelle Code Composer studio (CCS) qui va télécharger, compiler et exécuter ce code sur la carte DSP.

Pour atteindre cet objectif, nous avons procédé la manière suivante :

le premier chapitre, nous rappelons brièvement sur les différents types de la commande MLI (modulation de largeur d'impulsion) des convertisseurs DC/AC monophasés et le principe de fonctionnement qui concerne chaque type, ainsi une conception du filtre LC.

Le second chapitre met en évidence la stratégie de la commande "Dead beat" Avec une étude détaillée sur cette technique et l'élaboration de loi de commande puis une simulation en mode analogique.

Le troisième chapitre présente la synthèse d'optimisation par un observateur (commande sans capteur), son simulation et interprétation des résultats.

Le dernier chapitre c'est l'étude du passage de la commande analogique à la commande numérique, la simulation PIL "processor-in-loop" du système ainsi l'implémentation sur la cible numérique, et finalement la validation expérimentale.

Ce mémoire sera clôturé par une conclusion générale et les perspectives envisagées pour un futur travail.

# CHAPITRE 1

## LE CONVERTISSEUR DC/AC MONOPHASÉ

### Introduction

Ce chapitre présente le principe de fonctionnement de l'onduleur fonctionnant en source de tension monophasée, en plus d'expliquer la modulation sinusoïdale bipolaire et la modulation sinusoïdale uni polaire appliquées à la commande des interrupteurs de puissance de l'onduleur. Un modèle de conception est également présenté pour le dimensionnement du filtre LC de sortie de l'onduleur.

### 1.1 Onduleur monophasé type source de tension

L'onduleur fonctionnant en source de tension monophasée (VSI : Voltage source inverter) est illustré dans la figure(1.1) est un convertisseur DC-AC chargé de convertir la source de tension continue (DC) en une tension alternative. La tension alternative produite à la sortie de l'onduleur  $V_{sortie}$  est obtenue par une commutation appropriée des commutateurs  $S_{w1}$ ,  $S_{w2}$ ,  $S_{w3}$  et  $S_{w4}$ . Il existe différentes techniques pour activer les commutateurs à semi-conducteurs, mais la plus appropriée pour obtenir un signal de tension sinusoïdale aux bornes de la charge est la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI (PWM) [1].

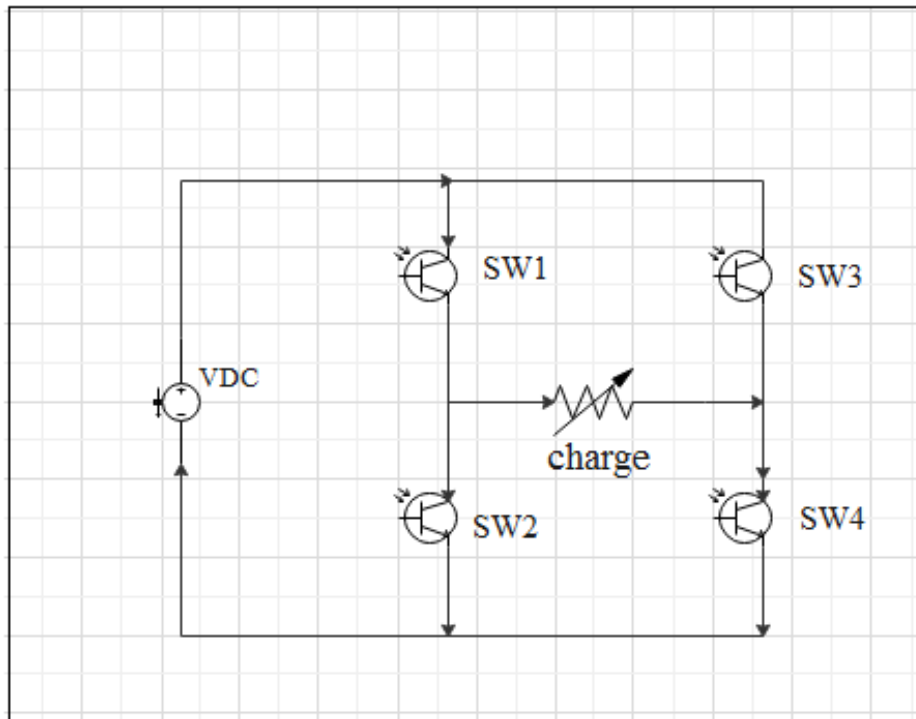


FIGURE 1.1 – Schéma de principe d'un onduleur monophasé

Les niveaux de tension de sortie de l'onduleur peuvent être fixes ou variables, ainsi que sa fréquence de fonctionnement et a comme exigences de base une valeur moyenne nulle et une symétrie en amplitude.

La tension à la sortie de l'onduleur a une forme d'onde rectangulaire et par conséquent un contenu harmonique élevé. Pour certaines applications, ce type de forme d'onde peut être acceptable. Cependant, dans de nombreux cas des formes d'ondes sinusoïdales à faible contenu harmonique sont souhaitées. Heureusement avec le développement actuel des composants de puissance à grande fréquence de commutation, le contenu harmonique des formes d'ondes de sortie des onduleurs peut être minimisé, et dans de nombreux cas considérablement réduit, en utilisant des techniques de modulation et de filtrage spécifiques [2].

Les commutateurs statiques semi-conducteurs les plus utilisés dans les circuits onduleurs sont : les BJTs, les MOSFETs et les IGBTs. Tous ces interrupteurs statiques sont contrôlés à la fois lors de la conduction et lors du blocage. La figure (1.2) montre une distribution des composants semi-conducteurs, indiquant des limites approximatives pour les valeurs de tension de blocage et de courant de conduction [2].

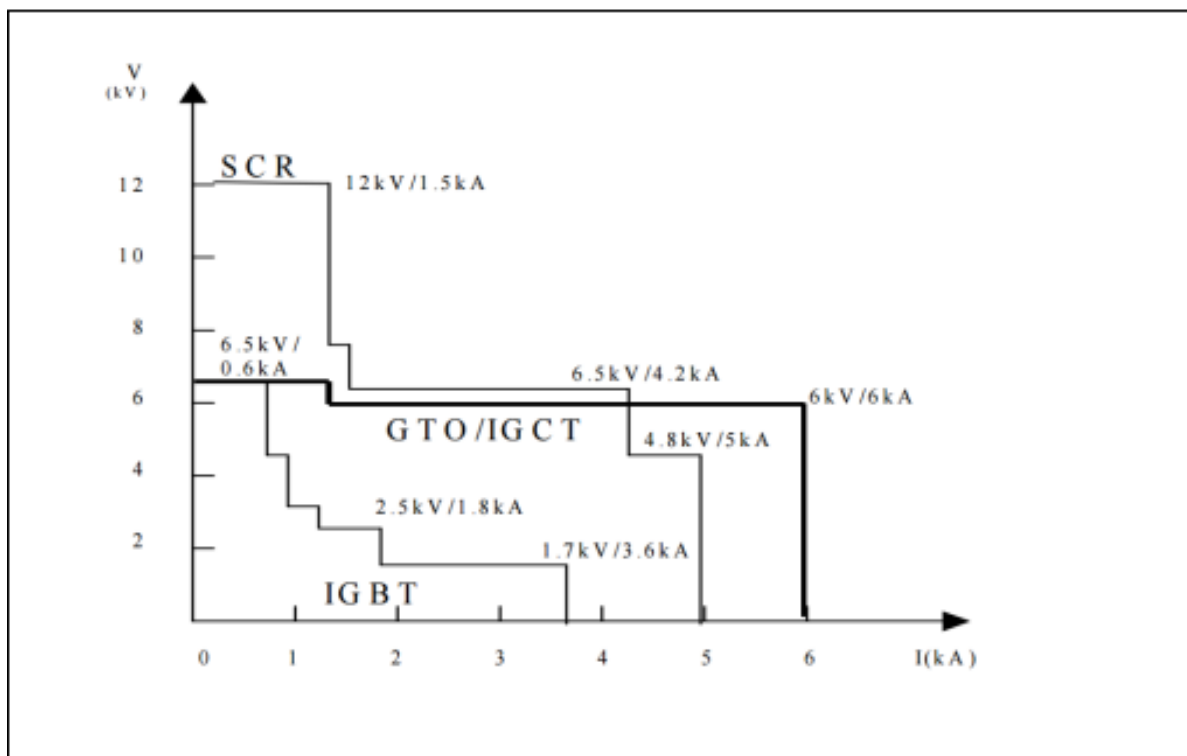


FIGURE 1.2 – Limites approximatives de la tension de blocage et du courant de conduction des composants semi-conducteurs de puissance.

La tension continue à l'entrée de l'onduleur peut provenir de la sortie d'un redresseur alimenté par le secteur AC ou également d'une source indépendante, comme un banc de batteries ou un ensemble de panneaux solaires photovoltaïques .

## 1.2 Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale

Il existe plusieurs techniques pour commander les interrupteurs de puissance. cependant, la plus utilisée dans le cas de l'onduleur monophasé est sans aucun doute la modulation de largeur d'impulsion (PWM - Pulse Width Modulation) [3].

Le principe de la modulation sinusoïdale PWM est illustré à la figure (1.3). Il est basé sur la comparaison d'une onde sinusoïdale basse fréquence (onde modulante) ( $f = 1 / T$ ) avec une onde triangulaire haute fréquence (onde porteuse) ( $f_p = 1 / T_p$ ).

L'intersection de ces formes d'onde établit la durée des signaux de commande des composants de puissance. De cette manière, la variation de l'amplitude de l'onde sinusoïdale permet la variation des impulsions de la tension aux bornes de la charge qui suivent naturellement une loi sinusoïdale. Dans chaque demi-période, la largeur d'impulsion est maximale dans la partie centrale. à partir du centre la largeur des impulsions diminue pour les deux côtés selon une fonction sinusoïdale.

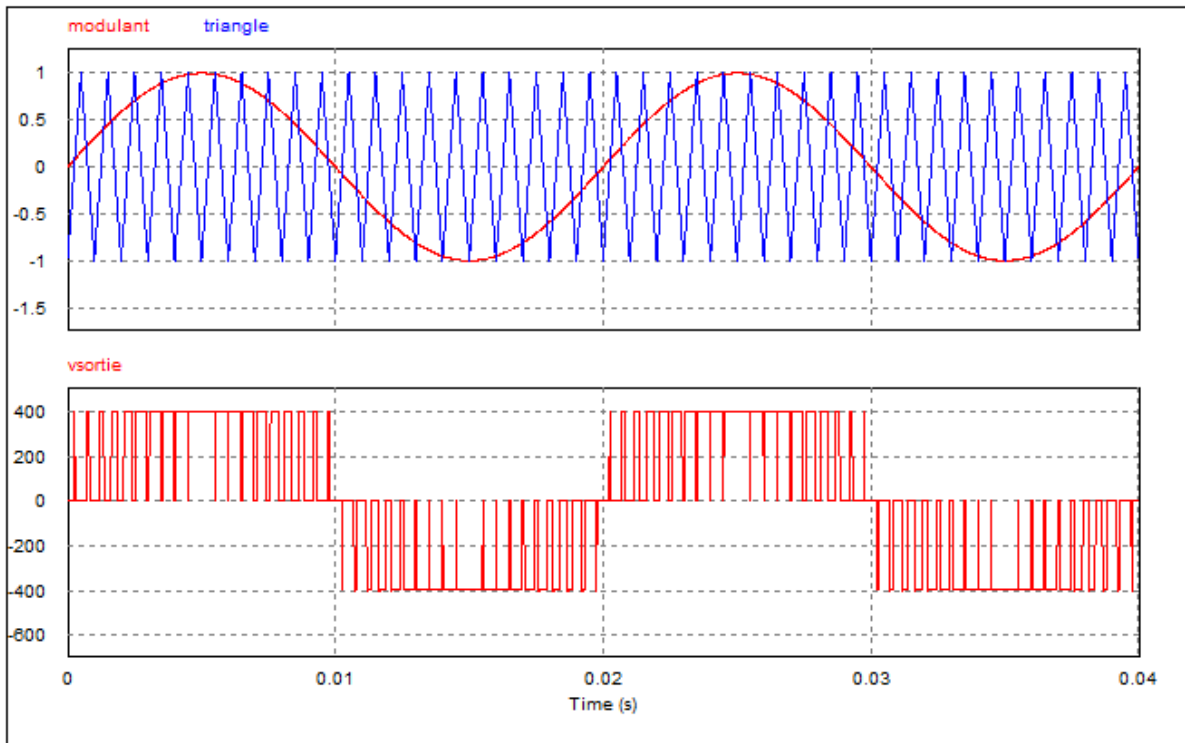


FIGURE 1.3 – La modulation PWM

La fréquence de l'onde de modulation sinusoidale définit la fréquence de la composante fondamentale de la tension de sortie, tandis que la fréquence de l'onde porteuse triangulaire définit la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance. La tension de sortie qui est appliquée à la charge est formée par une succession d'ondes rectangulaires d'amplitude égale à la tension d'alimentation continue d'entrée ( $V_{DC}$ ).

La relation entre la fréquence de la porteuse et la fréquence du signal de référence sinusoidal est donné par :

$$m_f = \frac{f_p}{f} \quad (1.1)$$

Ainsi, l'augmentation de la fréquence de l'onde porteuse triangulaire augmente la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance. Cela permet de déplacer les composantes harmoniques vers des fréquences plus élevées pour faciliter leur filtrage. Compte tenu de ce déplacement, il est à prévoir que d'un point de vue théorique qu'il n'y a pas de limites à l'augmentation de la fréquence de l'onde triangulaire, de manière à obtenir un certain nombre d'impulsions élevées dans la tension de sortie avant filtrage. cependant, dans les applications réelles le nombre d'impulsions est limité par la fréquence de la commutation maximale des interrupteurs de puissance.

L'inconvénient d'augmenter la fréquence de commutation est l'augmentation des pertes par commutation du convertisseur de puissance, qui doit être évaluée avec beaucoup de prudence . L'indice de modulation est la relation entre  $V_p$  et  $V_{ref}$  , comme le montre sur la Figure précédente , où  $V_{ref}$  est l'amplitude de tension de l'onde sinusoidale de référence fondamentale et  $V_p$  est l'amplitude de tension de la porteuse triangulaire.

$$m = \frac{V_{ref}}{V_p} \quad (1.2)$$

Normalement,  $V_p$  est maintenu constant et  $V_{ref}$  peut être variable. Par conséquent, le paramètre  $\ll m \gg$  peut varier de zéro à un.

Si  $m \leq 1$ , l'amplitude et la valeur efficace de la composante fondamentale de la tension de sortie en une relation linéaire avec l'indice de modulation, c'est-à-dire :

$$V_{sortie\ max1} = m \times V_{DC} \quad (1.3)$$

$$V_{sortie\ eff1} = \frac{V_{sortie\ max1}}{\sqrt{2}} \quad (1.4)$$

Par conséquent, la valeur effective de la composante fondamentale de la tension de sortie est contrôlée par le paramètre  $m$ . Cette caractéristique est particulièrement intéressante dans le cas où l'alimentation d'entrée DC n'est pas contrôlée, car le paramètre  $m$  peut être ajusté pour compenser les variations de la source d'entrée  $V_{DC}$  produisant une tension de sortie d'amplitude constante .

De tout ce qui a été présenté jusqu'à présent, il est conclu que la modulation sinusoïdale PWM a pour fonction principale d'atténuer les harmoniques de faible ordre difficiles à filtrer. en plus de permettre la régulation de la fréquence et de la tension de charge. Les deux principaux types de base de modulation sinusoïdale PWM sont :

- modulation PWM sinusoïdale bipolaire
- modulation PWM sinusoïdale uni polaire.

Ces deux types sont expliqués ci-dessous.

### 1.2.1 Modulation PWM sinusoïdale bipolaire à deux niveaux

La technique de modulation bipolaire consiste simplement à commander la fermeture des interrupteurs d'un même bras de manière complémentaire entre eux et les interrupteurs de bras différents de façon croisée.

Ainsi, les interrupteurs sont activées par paires, c'est-à-dire que  $S_{w1}$  et  $S_{w4}$  reçoivent un signal de commande et les commutateurs  $S_{w2}$  et  $S_{w3}$  en reçoivent le signal complémentaire. On peut voir à travers la figure (1.4) que la tension dans la charge ne prend que les valeurs de tension de  $+V_{DC}$  ou  $-V_{DC}$  où les deux sont supposées à la fois dans la demi-période positive et négative du signal de référence sinusoïdal, d'où le nom de bipolaire donné à cette technique de modulation.

La tension de charge est composée d'une composante fondamentale dont la fréquence est la même que celle de la tension de référence sinusoïdale et une autre composante avec fréquence de porteuse triangulaire. La variation de largeur d'impulsion à travers la variation de l'amplitude du signal de référence permet de contrôler la valeur effective de la tension de sortie.

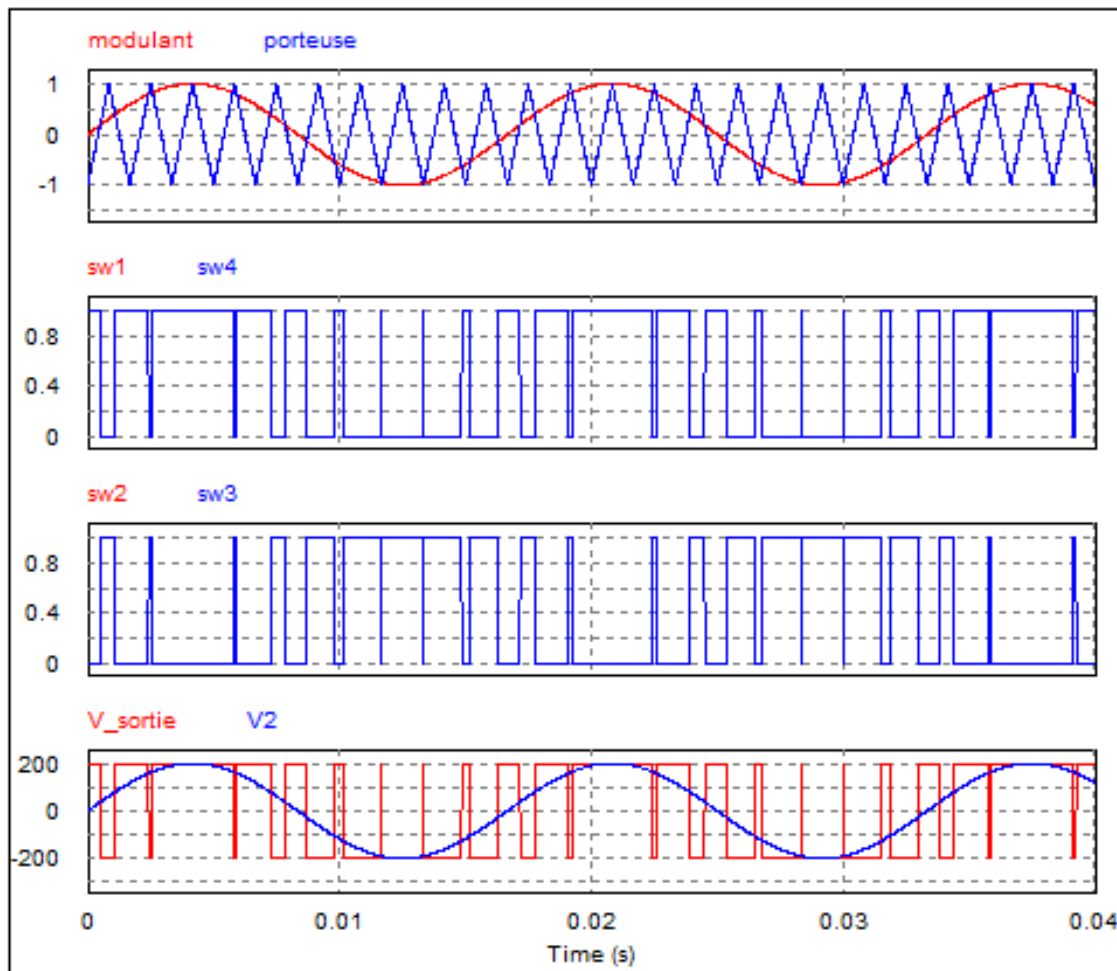


FIGURE 1.4 – Modulation PWM bipolaire à deux niveaux avec la forme de la tension de sortie

### 1.2.2 Modulation PWM sinusoïdale uni-polaire trois niveaux

Cette technique est plus élaborée que la technique bipolaire, car les deux signaux de commandes des interrupteurs doivent être générés, Il existe deux façons d'effectuer cette technique. La première consiste à obtenir deux signaux sinusoïdaux déphasés de  $180^\circ$  qui seront comparés à une porteuse triangulaire. La seconde consiste à décaler la porteuse de  $180^\circ$  et à l'utiliser avec la porteuse non décalée, en les comparant à un seul signal sinusoïdal de référence pour générer les signaux de commande.

Chaque bras de l'onduleur est contrôlé en comparant le signal sinusoïdal avec le signal triangulaire, de sorte que chaque bras a des signaux de commande indépendants. L'activation des interrupteurs sur chaque bras est complémentaire.

La technique de modulation uni polaire consiste à envoyer des signaux de commandes toujours sur deux interrupteurs (pas toujours les interrupteurs qui reçoivent des signaux de commandes conduisent), mais pas nécessairement transversalement comme dans la modulation bipolaire [3].

Dans la figure (1.5) on peut observer que contrairement à la modulation bipolaire, en modulation uni polaire la tension aux bornes de la charge peut prendre trois niveaux de tension :  $+V_{DC}$ ,

$-V_{DC}$  et 0. Pendant la demi-période positif du signal sinusoïdal de référence, la tension à la charge prend les valeurs de  $+V_{DC}$  ou 0V et pendant la demi-période négative prend les valeurs  $-V_{DC}$  ou 0V.

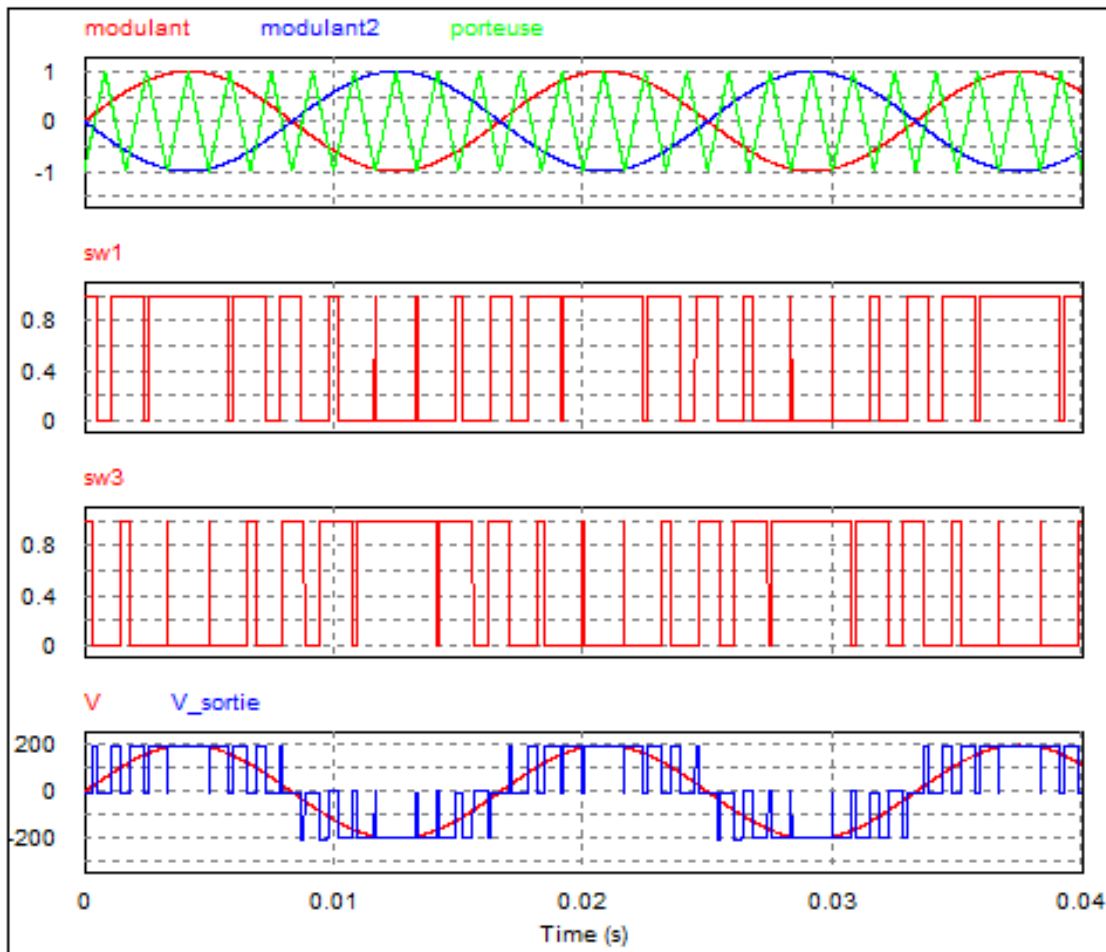


FIGURE 1.5 – Modulation PWM uni-polaire trois niveaux et forme de la tension de sortie

Dans les deux types de modulation, la tension résultante aux bornes de la charge est composée d'une composante fondamentale dont la forme d'onde est la même que le signal de référence. Cependant, une modulation diffère de l'autre par rapport à l'amplitude et à la fréquence des autres composantes harmoniques.

La figure (1.6) montre le spectre de fréquence de la tension de sortie pour la modulation bipolaire où elle présente la composante fondamentale (60 Hz) et les autres composantes sont centrées autour de la fréquence porteuse ( $f_p = 600$  Hz) et de ses multiples.

Dans la modulation uni polaire ((1.7)), le spectre de la tension de sortie présente également la composante fondamentale, mais les autres composantes sont centrées à deux fois la fréquence de la porteuse. C'est une caractéristique importante de cette modulation car elle permet la réduction du filtre de sortie par rapport à la modulation bipolaire.

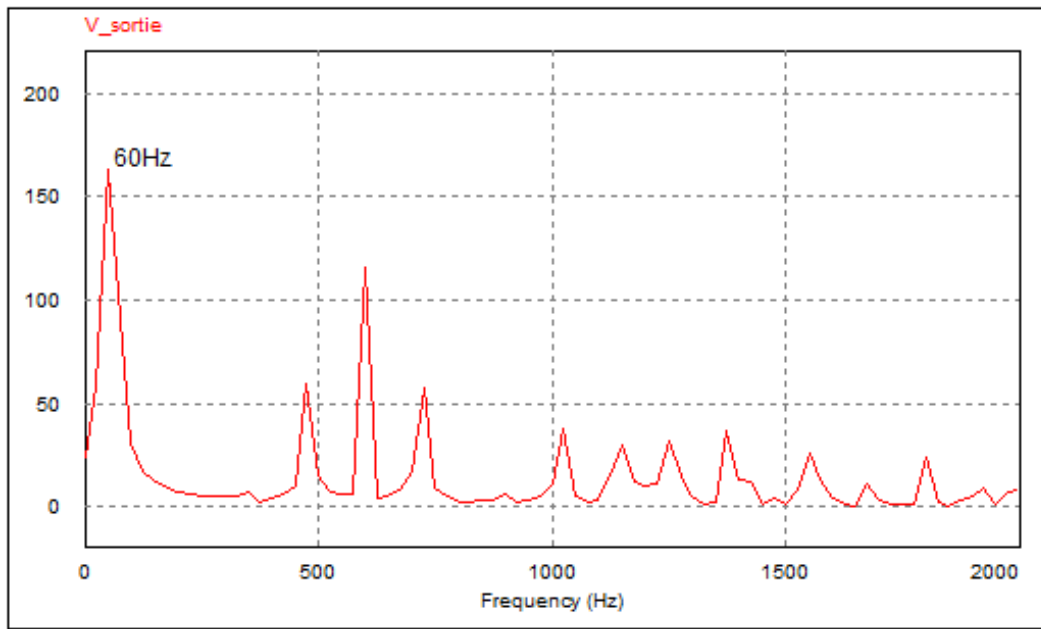


FIGURE 1.6 – Spectre de la tension de sortie pour une modulation bipolaire

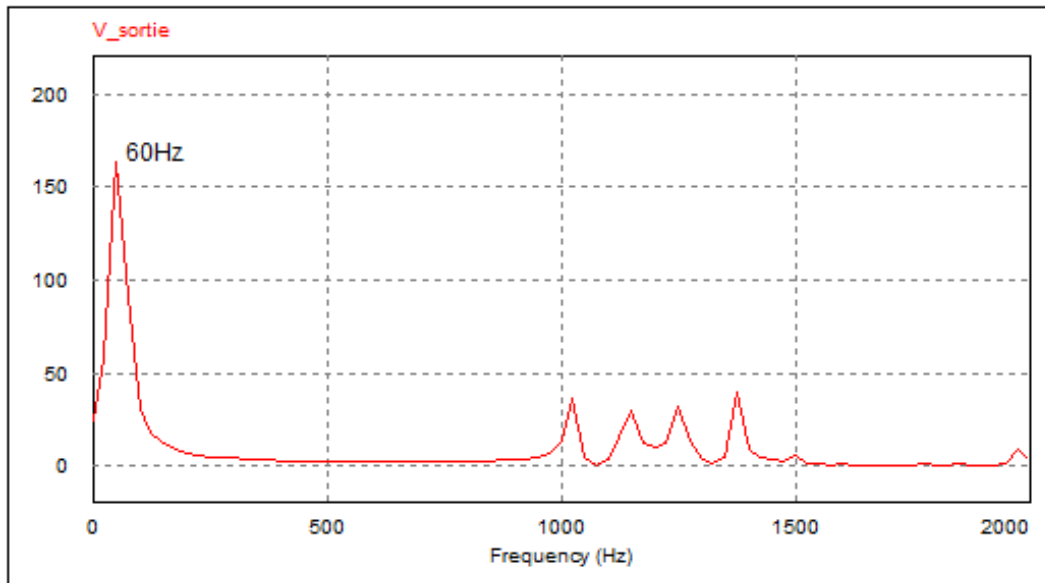


FIGURE 1.7 – Spectre de la tension de sortie pour une modulation uni-polaire

### 1.2.3 Formes d'onde de l'onduleur en modulation uni-polaire

Dans cette section nous présentons les principales formes d'onde de l'onduleur utilisant la technique de modulation uni polaire.

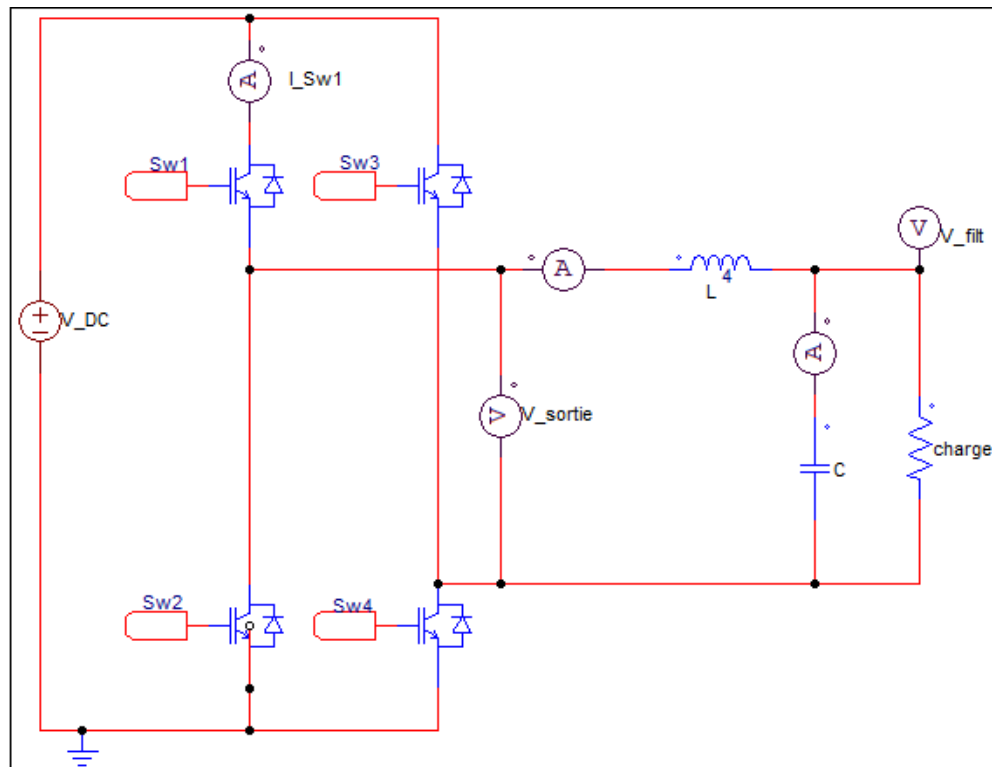


FIGURE 1.8 – Onduleur monophasé avec une charge resistive plus un filtre LC

La figure (1.9) montre la tension de sortie  $V_{sortie}$  avant et après le filtre LC, où il est possible d'observer la tension modulée et la tension filtrée.

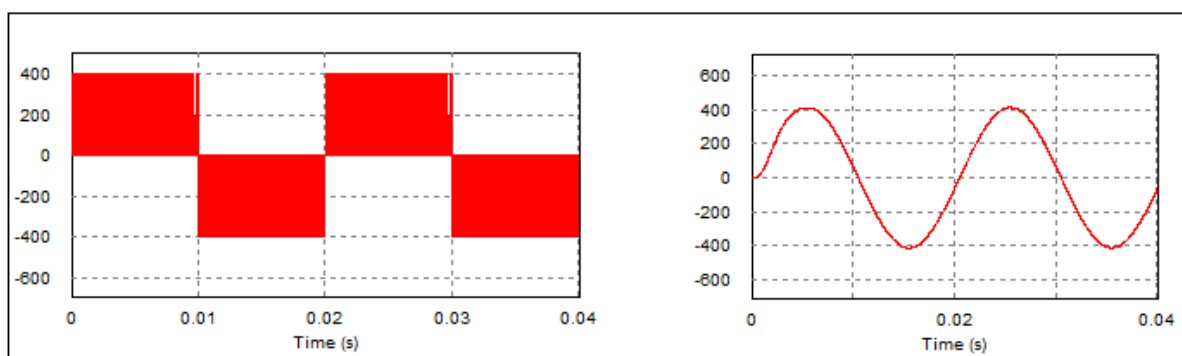


FIGURE 1.9 – Tension de sortie de l'onduleur avant et après filtrage

La figure (1.10) représente la forme d'onde du courant dans l'inductance pour la fréquence de la tension de sortie et en détail pour la fréquence de commutation.

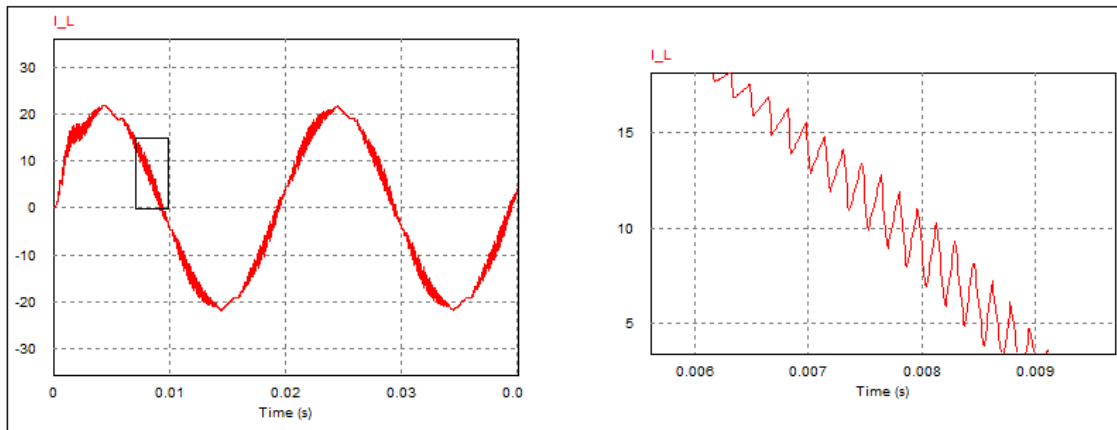


FIGURE 1.10 – La forme d'onde du courant dans l'inductance

la forme du courant dans la condensateur est présentée dans la figure suivante, où on peut voir que le courant qui la traverse est l'ondulation du courant dans l'inductance.

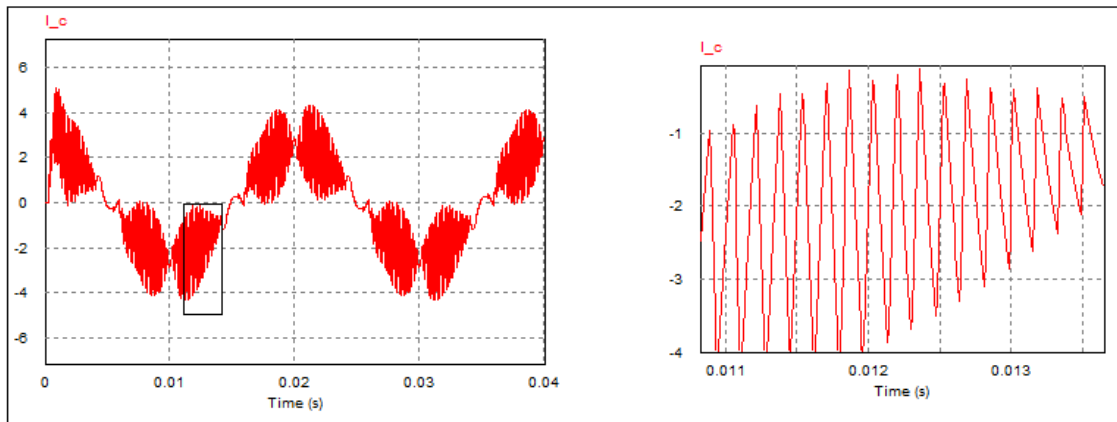


FIGURE 1.11 – Le courant qui travers la condensateur

Dans la figure ci-dessous, il est possible de remarquer que chaque interrupteur du bras de l'onduleur ne contribue qu'à un demi-cycle de la tension de sortie.

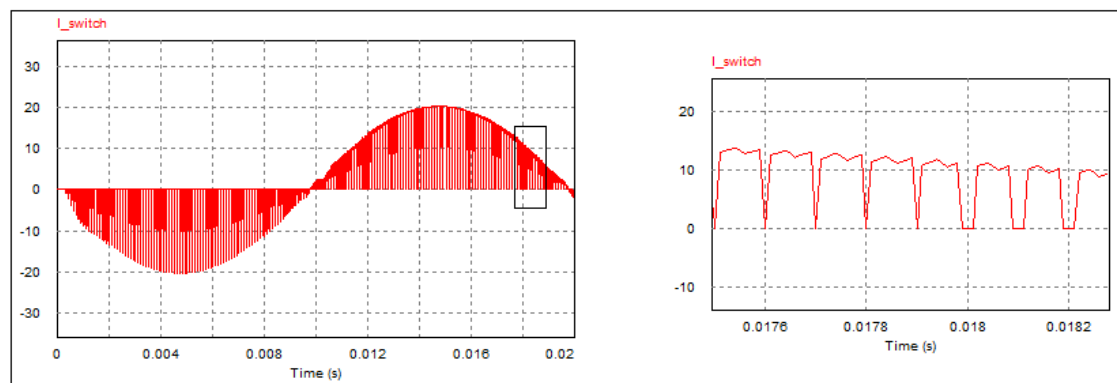


FIGURE 1.12 – La forme du courant dans chaque interrupteur

### 1.3 Conception du filtre LC

Dans la conception du filtre LC, le taux de distorsion harmonique total (THD - Total Harmonic Distorsion) peut être utilisé comme paramètre pour la quantification de la qualité de l'énergie après l'étape de filtrage. La définition du THD est donnée par l'expression suivante[3] :

$$THD = \frac{1}{V_{fond}} \sqrt{\Sigma(V_n)^2} \quad (1.5)$$

où  $V_{fond}$  est la valeur de crête (ou la valeur efficace) de la composante fondamentale de la tension et  $V_n$  représente la valeur de crête (ou efficace) des harmoniques d'ordre n de la composante fondamentale. La norme EIC [4] établit une tolérance pour le contenu harmonique présent dans la tension de sortie de l'onduleur. Le tableau (1.3) montre les valeurs en pourcentage de THD par rapport au fondamental .

TABLE 1.1 – Tableau représente le niveau de tolérance des harmoniques

harmonique	THD en (%)
3	5.0
5	6.0
7	5.0
9	1.5
11	3.5
13	3.0
15	0.3

Un aspect important à prendre en compte dans la conception d'un filtre LC est la limitation de l'action de contrôle en choisissant la fréquence propre du filtre [5]. L'augmentation de la bande passante de contrôle est importante non seulement pour des performances rapides de l'onduleur, mais également pour une compensation adéquate de la tension de sortie avec un retard de phase minimum [5].

Pour les systèmes onduleurs, la détermination des paramètres du filtre qui garantissent une spécification du THD maximum admissible dans la tension de sortie de l'onduleur PWM est importante, car elle garantit un niveau minimum de qualité de l'énergie fournie à la charge.

La méthodologie suivante permet le calcul des composants L et C en tenant compte de la fluctuation de la tension et le courant du condensateur par rapport aux valeurs nominales spécifiées. A partir de la détermination de la capacité, l'inductance nécessaire est obtenue en utilisant la fréquence propre établie.

La fréquence naturelle ( $\omega_n$ ) du filtre LC est généralement choisie pour être suffisamment inférieure à la fréquence de commutation de l'onduleur pour obtenir un THD faible dans la forme d'onde de sortie [6]. De plus, il est généralement admis de déterminer la relation entre L et C de sorte que la variation du courant dans l'inductance L dans chaque période de commutation soit inférieure à 40 pour du courant total injecté dans la charge .

Ceci se traduit par l'équation suivante :

$$\Delta i_L = \Delta i_R + \Delta i_C \quad (1.6)$$

Si nous considérant que le courant dans la charge  $i_R$  est pratiquement constant dans une période de commutation, donc :

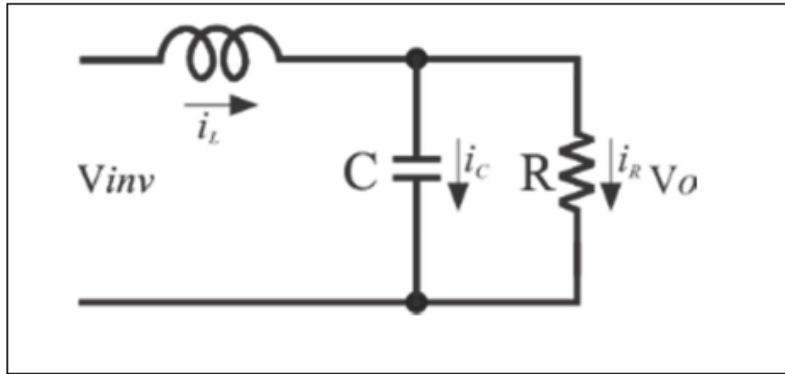


FIGURE 1.13 – Filtre LC idéal avec charge résistive

La fréquence propre du filtre LC doit de préférence être choisie en dessous de la fréquence de commutation d'une décade ( $F_{LC} = F_{SW}/10$ ). le THD de la tension fournie à la charge doit être inférieur à 5%. En outre, la norme établit une limite de 3% pour tout harmonique dans la tension de sortie. Ainsi, étant donné que l'onduleur produira une oscillation de la tension de sortie qui a une fréquence égale à celle de la fréquence de commutation  $f_{SW}$ .

Si nous admettons que l'ondulation de la tension  $V_n$  de tous les harmoniques est :

$$V_n < 0.03V_1 \quad (3 \% \text{ de la tension nominale}) \quad (1.7)$$

Où  $V_1$  est la tension nominale de sortie aux bornes de la condensateur, donc :

$$\Delta V_c = 2V_n \quad (1.8)$$

Ceci conduit à l'expression suivante :

$$\frac{1}{2} \frac{\Delta V_c}{V_c} < 3 \% \quad (1.9)$$

À partir de la figure (1.13) en appliquant les lois de Kirchhoff, la méthodologie suivante a été appliquée pour obtenir les valeurs de L et C en considérant une charge linéaire. De la définition de la variation du courant :

$$I_c \leq 40 \% I_r \quad (1.10)$$

La valeur du condensateur peut être déterminée comme :

$$I_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad \text{et} \quad I_r = \frac{V_c}{R} \quad (1.11)$$

et considérant que la variation de tension dans le condensateur se produit sur une demi-période de commutation ( $T_{SW}/2$ ), nous obtenons :

$$C \frac{\Delta v_c}{T_{SW}/2} \leq 0.4 \frac{v_c}{R} \quad (1.12)$$

est calculé par l'expression donnée ci-dessous :

$$C \leq 0.4 \frac{v_c}{\Delta v_c} \frac{T_{SW}}{2R} \quad (1.13)$$

Compte tenu d'une variation de tension de 3 %, d'une résistance de charge nominale (se référant à une puissance nominale  $P_{Nom}$  on met une tension nominale  $V_{Cnom}$ ) et d'une fréquence de commutation  $f_{SW}$ , le condensateur peut être calculé facilement à partir de l'équation précédente. En considérant une fréquence propre pour le filtre de  $f_{LC} = f_{SW}/10$ , la valeur de l'inductance L est calculée selon :

$$L = \frac{1}{C\omega_n^2} \quad (1.14)$$

La figure ci-dessous montre le diagramme de Bode pour le filtre LC. Les valeurs utilisées pour la charge R étaient 16, 6Ω, 33Ω et 100Ω, les valeurs pour le filtre sont L=2mH et C=20μF

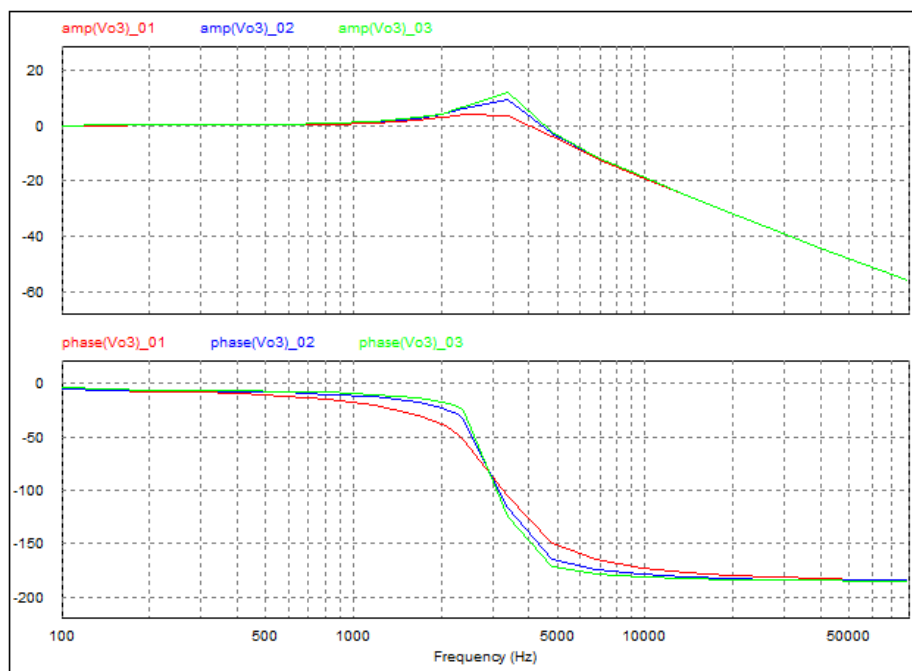


FIGURE 1.14 – Diagramme de Bode du filtre LC pour une charge variable

## 1.4 conclusion

Dans ce premier chapitre on a présenté l'onduleur monophasé de tension , la commande MLI avec ces différents types ( Modulation PWM sinusoïdale bipolaire à deux niveaux, uni polaire à trois niveaux) ainsi un rappel sur les formes d'ondes des éléments construisent le système à étudier. le deuxième chapitre sera consacré pour l'étude d'une nouvelle stratégie de commande appliquée aux onduleurs de tension.

## CHAPITRE 2

# SYNTHÈSE DE LA LOI DE COMMANDE

### 2.0.1 Introduction

Au cours du chapitre précédent nous avons vu une vision générale sur la commande par modulation de largeur d'impulsion du convertisseur DC/AC, à savoir la modulation bipolaire à deux niveaux et trois niveaux, une conception générale du filtre LC. nous allons voir donc une autre technique de commande de nature prédictive.

Dans la présente étude, nous proposons une méthode numérique de commande d'un onduleur monophasé en temps réel. La synthèse d'une loi de commande exige de disposer d'un modèle dynamique du processus concerné qui, dans le cas présent est constitué de l'ensemble 'source-convertisseur filtre-Charge'.

La modélisation de l'onduleur à deux interrupteurs dans l'espace d'état en un système du second ordre nous a permis après numérisation de ce modèle, de développer un algorithme de commande permettant la génération des signaux de commande des interrupteurs de puissance en boucle fermée. Ce type de commande est basé sur la prédiction de la tension de sortie d'un pas en avant que nous appelons "Dead Beat Control". Par cette commande, la tension de sortie de l'onduleur est forcée de suivre une référence sinusoïdale échantillonnée pour la production à la sortie du filtre une onde proche d'une sinusoïde avec un taux de distorsion harmonique très réduit.

Cette partie du rapport, contient la simulation :du modèle avec capteur de courant, la première optimisation de la tension de sortie sans ce capteur ainsi une comparaison des résultats sera présentée.

## 2.1 Le contrôle prédictif

### 2.1.1 Définition

La commande prédictive (ou compensation ou correction anticipatrice) est une technique de commande avancée de l'automatique. elle est basée sur la prédiction, au début de chaque période d'échantillonnage du signal de contrôle à appliquer en se basant sur la consigne, la sortie actuelle et les paramètres du système physique afin de minimiser l'erreur. Le principe de cette technique

est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de contrôle à modèle interne (IMC : Internal Model Controller).

### 2.1.2 description du contrôle

Ce type de contrôle devient de plus en plus appliquée pour la commande des convertisseurs statiques. Dans ces fondements, la commande prédictive définit à chaque instant la meilleure commande à appliquer au processus[7]. en considérant la référence souhaitée, l'état du système et une prédiction du futur proche obtenue à l'aide d'un modèle comportemental. Cette caractéristique de prédiction que l'on peut étendre d'ailleurs aux perturbations connues confère au système un fort potentiel dynamique. Pour un convertisseur statique, il est simple d'appliquer ce principe étant donné le nombre fini des solutions possibles comme montre la figure (2.1).

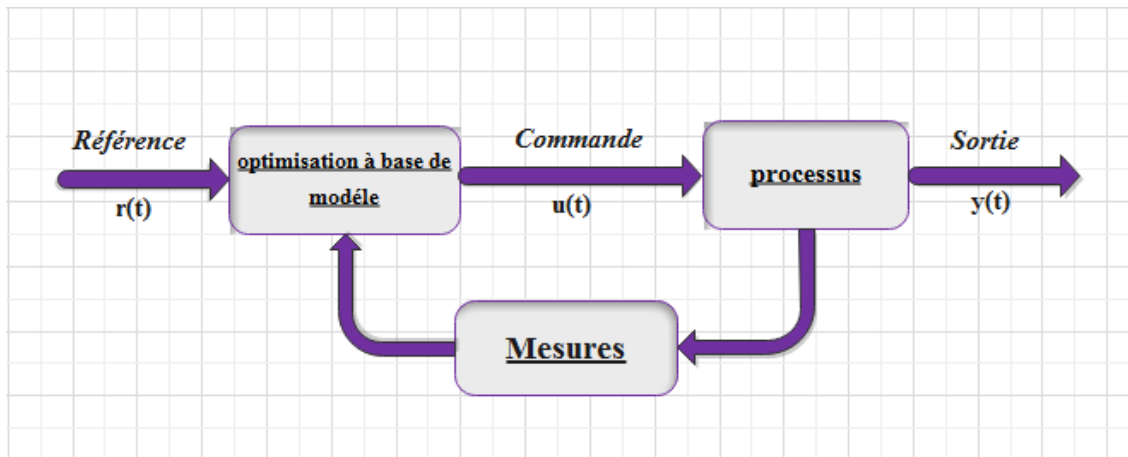


FIGURE 2.1 – Le principe de la commande prédictive

## 2.2 Présentation et modélisation d'un onduleur monophasé autonome

### 2.2.1 Model d'étude

La figure (2.2) représente le modèle d'étude qui est basé sur la structure de l'onduleur monophasé en demi-pont [9] :

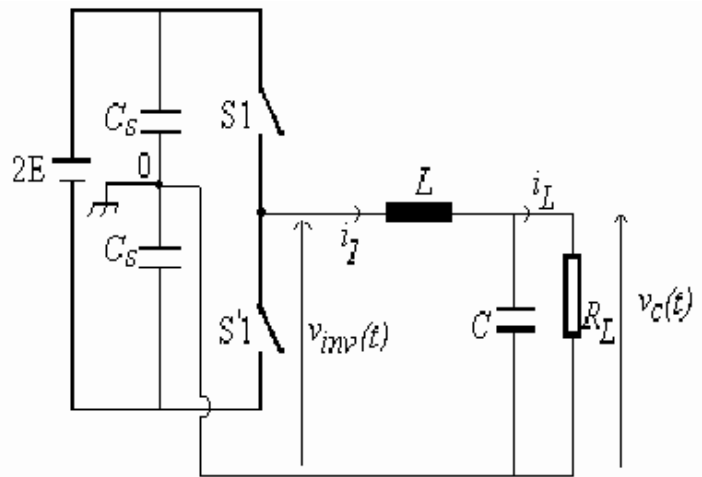


FIGURE 2.2 – Onduleur en demi pont avec filtre LC

Si les interrupteurs de puissance S1 et S1' sont considérés parfaits ( $t_r$  et  $t_f$  négligeables), le système 'source onduleur-filtre-charge' est alors représenté par le modèle linéaire de second ordre de la figure ci-dessous :

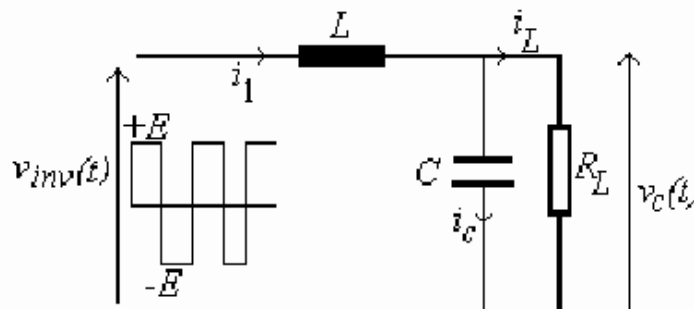


FIGURE 2.3 – Modèle linéaire du second ordre de l'onduleur en demi-pont

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

$$\dot{X}(t) = \underline{A}.X(t) + \underline{B}.V_{inv}(t) \quad \text{et} \quad X(t) = \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

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

$$\begin{cases} X_1(t) = v_c(t) \\ X_2(t) = \dot{v}_c(t) \end{cases} \quad (2.2)$$

D'après le modèle linéaire du second ordre de l'onduleur en demi-pont, En appliquant les lois de Kirchhoff a fin de calculer les matrices  $\underline{A}$  et  $\underline{B}$  de tell façon :

$$V_{inv}(t) = V_l(t) + V_c(t) \quad (2.3)$$

$$V_{inv}(t) = L \frac{dI_1(t)}{dt} + V_c(t) \quad \text{et} \quad I_1(t) = I_c(t) + I_l(t) \quad (2.4)$$

$$V_{inv}(t) = L \frac{dI_c(t)}{dt} + L \frac{dI_l(t)}{dt} + V_c(t) \quad \text{avec} \quad I_c(t) = C\dot{V}_c(t) \quad (2.5)$$

$$V_{inv}(t) = LC\ddot{V}_c(t) + \frac{L}{R}\dot{V}_c(t) + V_c(t) \quad (2.6)$$

D'après l'équation (2.2) nous avons :

$$\begin{cases} \dot{X}_1(t) = X_2(t) \\ \dot{X}_2(t) = \ddot{V}_c(t) = \frac{1}{LC}V_{inv}(t) - \frac{1}{RC}X_2(t) - \frac{1}{LC}X_1(t) \end{cases} \quad (2.7)$$

alors

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \underline{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{LC} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

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

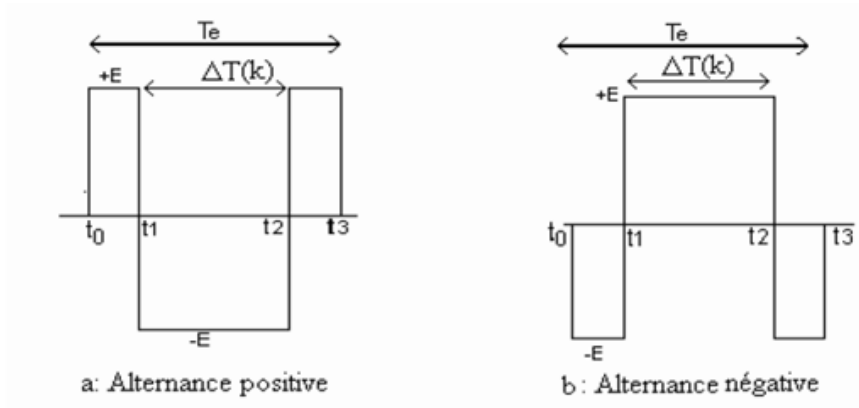


FIGURE 2.4 – Formes d'ondes de  $V_{inv}(t)$

La solution générale de l'équation précédente (2.1) est donnée par l'expression :

$$X(t) = \exp[\underline{A}(t - t_0)]X(t_0) + \int_{t_0}^t \exp[\underline{A}(t - \tau)]\underline{B}V_{inv}(\tau)d\tau \quad (2.9)$$

On considère que  $t_0 = 0$ (instant initiale) ,dans cette écriture  $\exp \underline{A}(t)$  représente une matrice exponentielle que l'on note en général  $\Phi(t)$  et que l'on appelle matrice de transition du système.

Si  $T_e \ll 2\pi\sqrt{LC}$  et  $T_e \ll 2R_lC$ , la solution dans le domaine discret est donnée par l'équation[7][10] :

$$X[(K + 1)T_e] = \exp[\underline{A}T_e]X(KT_e) + \exp[\underline{A}\frac{T_e}{2}]\underline{B}E\Delta T(K), E\Delta T(K) = V_{inv}(\tau) \quad (2.10)$$

### 2.2.2 Dimensionnement du filtre LC

La tension  $V_{con}$  à la sortie du convertisseur DC/AC passe par un filtre LC afin d'atténuer les harmoniques autour de la fréquence de commutation de l'onduleur et d'extraire la fréquence fondamentale de la tension de référence (50Hz) sans distorsion. Pour cela le choix des valeurs de L et C doit se faire judicieusement .

La fréquence de résonance du filtre LC est exprimée comme suit[8] :

$$F_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L * C}} \quad (2.11)$$

La fréquence de résonance doit être supérieure aux fréquences des harmoniques afin D'éviter les problèmes de résonance, et au même temps inférieure à la fréquence de commutation de l'onduleur  $F_{con}$  pour éliminer la composante haute fréquence de la tension  $V_{con}$  Donc on obtient :

$$F_{con} > F_{res} > F_h \quad (2.12)$$

$F_h = F * h$  ,h c'est le rang des harmoniques et F la fréquence fondamentale.

Dans le cas de ce projet, la fréquence de commutation du convertisseur est choisie égale à 10kHz, de ce fait on obtient une fréquence de résonance choisie égale à 795.77Hz.

On prend en considération les valeurs disponibles au niveau de laboratoire,et on se basant sur les critères de choix des paramètres du filtre LC,on aura :  $L=2\text{mH}$  ,  $C = 20\mu\text{F}$  .

### 2.2.3 Élaboration de la loi de commande

Nous allons trouver à partir de l'équation ci-dessous la valeur de la durée  $\Delta T$  que nous devons l'appliquer à chaque instant a fin de générer les signaux de commande des interrupteurs.

à partir de l'expression :

$$X[(K + 1)T_e] = \exp[\underline{A}T_e]X(KT_e) + \exp[\underline{A}\frac{T_e}{2}]\underline{B}E\Delta T(K) \quad (2.13)$$

Nous calculons la matrice de transition du système (2.10) [11] :

$$\exp[\underline{A}T_e] = \left( I + [\underline{A}]T_e + \frac{[\underline{A}]^2}{2!}T_e^2 + \dots + \frac{[\underline{A}]^n}{n!}T_e^n + \dots \right) \quad (2.14)$$

L'orque  $T_e \ll$  on prend l'approximation :

$$\exp[\underline{A}T_e] \simeq \left( I + [\underline{A}]T_e + \frac{[\underline{A}]^2}{2!}T_e^2 \right) \quad (2.15)$$

et :

$$[\underline{A}]^2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \\ \frac{1}{LRC^2} & -\frac{1}{LC} + \frac{1}{(RC)^2} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

donc :

$$\exp[\underline{A}T_e] = \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & T_e \\ -\frac{T_e}{LC} & -\frac{T_e}{RC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{T_e^2}{2LC} & -\frac{T_e^2}{2RC} \\ \frac{T_e^2}{2LRC^2} & -\frac{T_e^2}{2LC} + \frac{T_e^2}{2(RC)^2} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.17)$$

$$\exp[\underline{A}T_e] = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_e^2}{2LC} & T_e - \frac{T_e^2}{2RC} \\ -\frac{T_e}{LC} + \frac{T_e^2}{2LRC^2} & 1 - \frac{T_e}{RC} - \frac{T_e^2}{2LC} + \frac{T_e^2}{2(RC)^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Nous calculons maintenant le deuxième terme de l'expression (2.13), lorsque  $\frac{T_e}{2} \ll :$  on aura l'approximation[12] :

$$\exp[\underline{A}\frac{T_e}{2}] \simeq \left( I + [\underline{A}]\frac{T_e}{2} \right) \quad (2.19)$$

$$\exp[\underline{A}\frac{T_e}{2}] \simeq \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{T_e}{2} \\ -\frac{T_e}{2LC} & -\frac{T_e}{2RC} \end{bmatrix} \simeq \begin{bmatrix} 1 & \frac{T_e}{2} \\ -\frac{T_e}{2LC} & 1 - \frac{T_e}{2RC} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Revenant alors à  $X[(k+1)]$  pour déterminer la valeur de  $\Delta T$  :

$$X(k+1) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_e^2}{2LC} & T_e - \frac{T_e^2}{2RC} \\ -\frac{T_e}{LC} + \frac{T_e^2}{2LRC^2} & 1 - \frac{T_e}{RC} - \frac{T_e^2}{2LC} + \frac{T_e^2}{2(RC)^2} \end{bmatrix} X(k) + \begin{bmatrix} 1 & \frac{T_e}{2} \\ -\frac{T_e}{2LC} & 1 - \frac{T_e}{2RC} \end{bmatrix} \underline{B}E\Delta T(k) \quad (2.21)$$

où

$$X(k+1) = \begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \end{bmatrix}, X(k) = \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix}, \underline{B} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

donc

$$X(k+1) = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} X(k) + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} E\Delta T(k) \text{ et } \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{T_e}{2} \\ -\frac{T_e}{2LC} & 1 - \frac{T_e}{2RC} \end{bmatrix} * \underline{B} \quad (2.23)$$

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

$$X_1(k+1) = \Phi_{11}X_1(k) + \Phi_{12}X_2(k) + g_1E\Delta T(k) \quad (2.24)$$

A cette équation (2.24), nous appliquerons alors la stratégie 'Dead Beat Control'[9], permettant aux interrupteurs de puissance de l'onduleur de forcer la prochaine état de la tension de sortie, à  $t = (k+1)T_e$ , à la sinusoïde de référence échantillonnée à cet instant. Ceci se traduit par l'égalité suivante :

$$X_1(k+1) = V_{ref}(k+1) \quad (2.25)$$

ça donne

$$\Delta T(k) = \frac{1}{g_1E} \{V_{ref}(k+1) - \Phi_{11}X_1(k) - \Phi_{12}X_2(k)\} \text{ avec } g_1 = \frac{T_e}{2LC} \quad (2.26)$$

## 2.3 Génération de la tension de référence

L'implémentation numérique impose que le circuit de simulation doit contenir un ensemble de blocs qu'on a écrit en code C au sein du logiciel. à partir de ses circuits schématisés PSIM va les traduire sous forme algorithmique à implémenter.

### 2.3.1 Paramètres de calcul

Nous prenons une période d'échantillonnage  $T_e = 100\mu s$  Un signal périodique de fréquence  $f$ , est sous la forme  $k \sin(\omega t + \phi)$ , il faut calculer alors deux paramètres qui sont : Range Limiter et proportional à fin de trouver l'angle  $\theta = \omega t$  tel que :

$$X = \frac{T}{T_e} = \frac{0.02}{0.0001} \iff X = 200 \quad (2.27)$$

X représente le nombre d'échantillons sur une période  $T_e$ .

$$\text{gain proportional} = \frac{360}{200} = 1.8 \quad (2.28)$$

Maintenant nous calculons l'avance  $\phi$  :

En temps discret nous avons la formule  $\sin[\omega(k+1)T_e]$  ( car  $t = (k+1)T_e$ ), l'équivalent de :

$$\sin[\omega T_e k + \omega T_e] \text{ il est claire que } \omega T_e = \phi \quad (2.29)$$

Les deux figures suivantes montrent le schéma équivalent et le forme de la tension générée en temps discret :

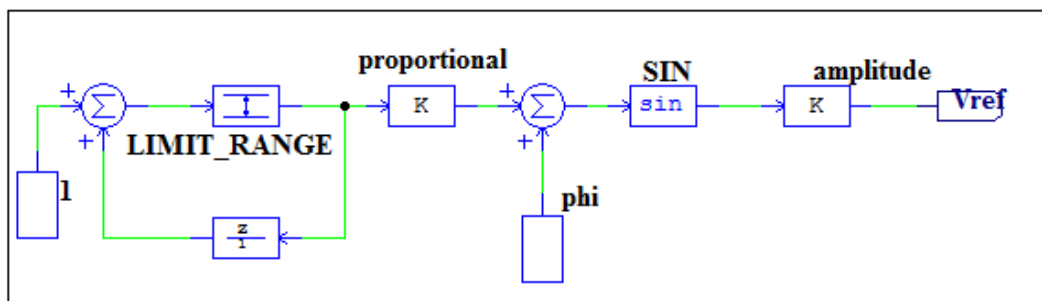


FIGURE 2.5 – Schéma équivalent de la tension de référence

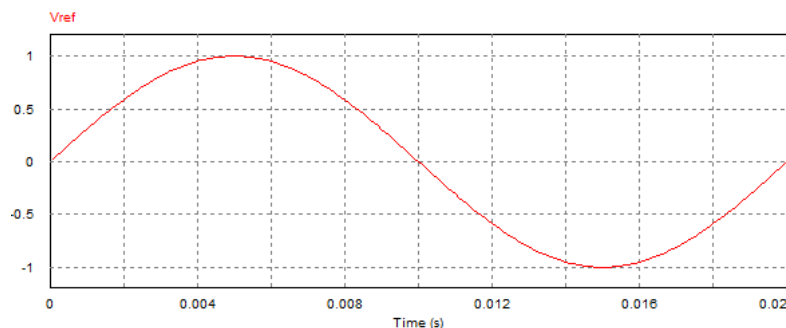


FIGURE 2.6 – La forme de la tension générée avec une amplitude unitaire

## 2.4 Simulation analogique sous logiciel PSIM

### 2.4.1 Présentation de logiciel

PSIM est un logiciel de simulation et de compilation pour l'électrotechnique et l'électronique de puissance.

Ce logiciel permet de dessiner le schéma du montage, à partir des éléments de la bibliothèque (machines, transformateurs, interrupteurs électroniques, éléments de commande et de contrôle. . . ). Les appareils de mesure disposés sur le schéma de montage définissent les courbes représentatives des grandeurs électriques et mécaniques que l'on peut obtenir après simulation. Un circuit d'électronique de puissance est représenté en quatre parties, circuit de puissance, circuit de commande, les capteurs et les contrôleurs de commutation comme illustré sur la figure :

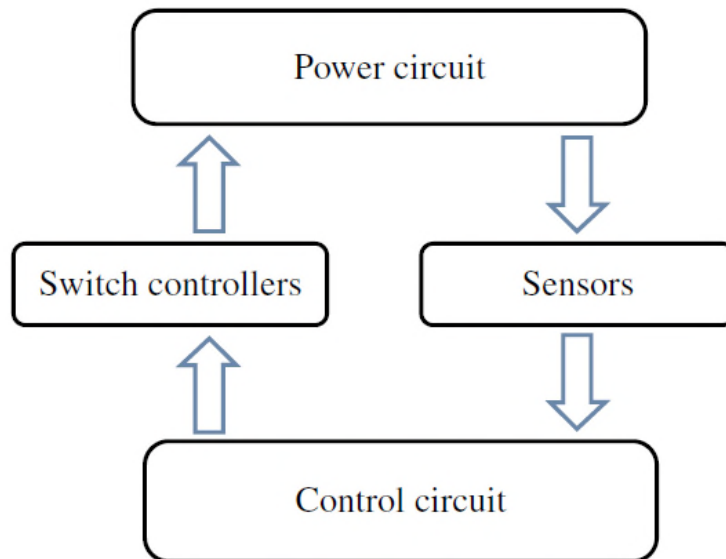


FIGURE 2.7 – Représentation d'un circuit dans PSIM

### 2.4.2 Modélisation du convertisseur sous PSIM

Le convertisseur utilisé pour la simulation de la stratégie, est un onduleur monophasé à deux bras. Chaque bras est constitué de deux MOSFET idéaux en série. L'onduleur est alimenté par une source continue de 400V, il débite sur une charge résistivité  $R = 20\Omega$ .

#### ✓ Étude de la première simulation

le principe est de capter la tension de sortie et le courant aux bornes de la condensateur, puis les inclure au algorithme de calcul en boucle fermé ,Le schéma de simulation du modèle établi précédemment est donné par la figure ci-dessous :

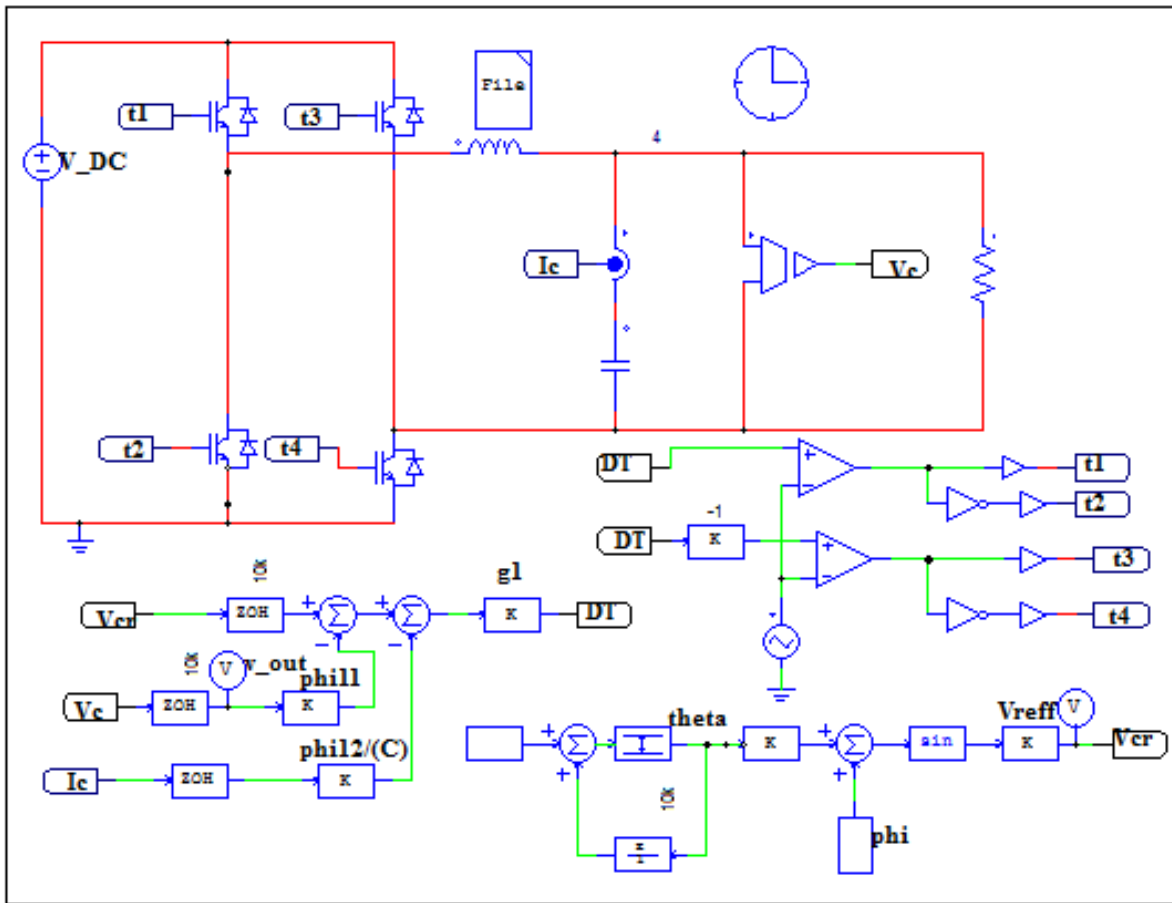


FIGURE 2.8 – Schéma de la première simulation du modèle de l’onduleur monophasé sur une charge résistive

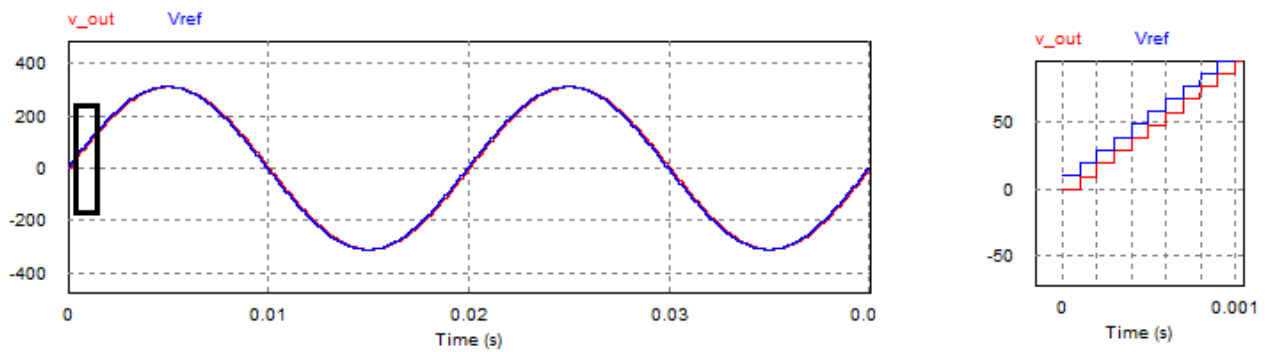
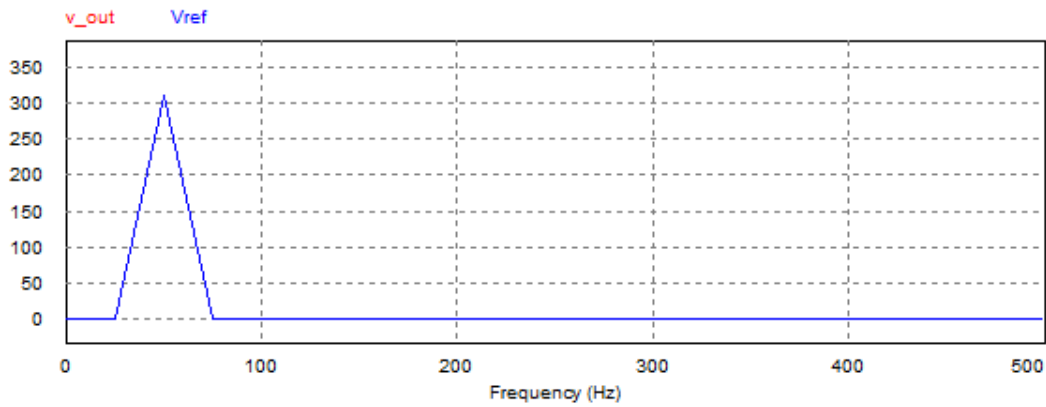


FIGURE 2.9 – Forme de la tension  $V_{out}$  avec  $V_{reference}$

FIGURE 2.10 – FFT des tensions  $V_{out}$  ,  $V_{reference}$ 

D'après les résultats obtenus la première étude nous a présentée une parfaite onde avec un taux de distorsion harmonique très réduit.

### ✓ Étude de la deuxième simulation

Dans ce partie, nous avons éliminé le capteur du courant. le terme  $\dot{V}_c(t)$  est calculé par l'utilisation de la méthode de discrétisation d'Euler Forward vu sa simplicité de calcul.

Cette méthode consiste à considérer l'approximation [15] :

$$\dot{X}(t) = \frac{X(k) - X(k-1)}{T_e} \quad (2.30)$$

le schéma de simulation est comme suit :

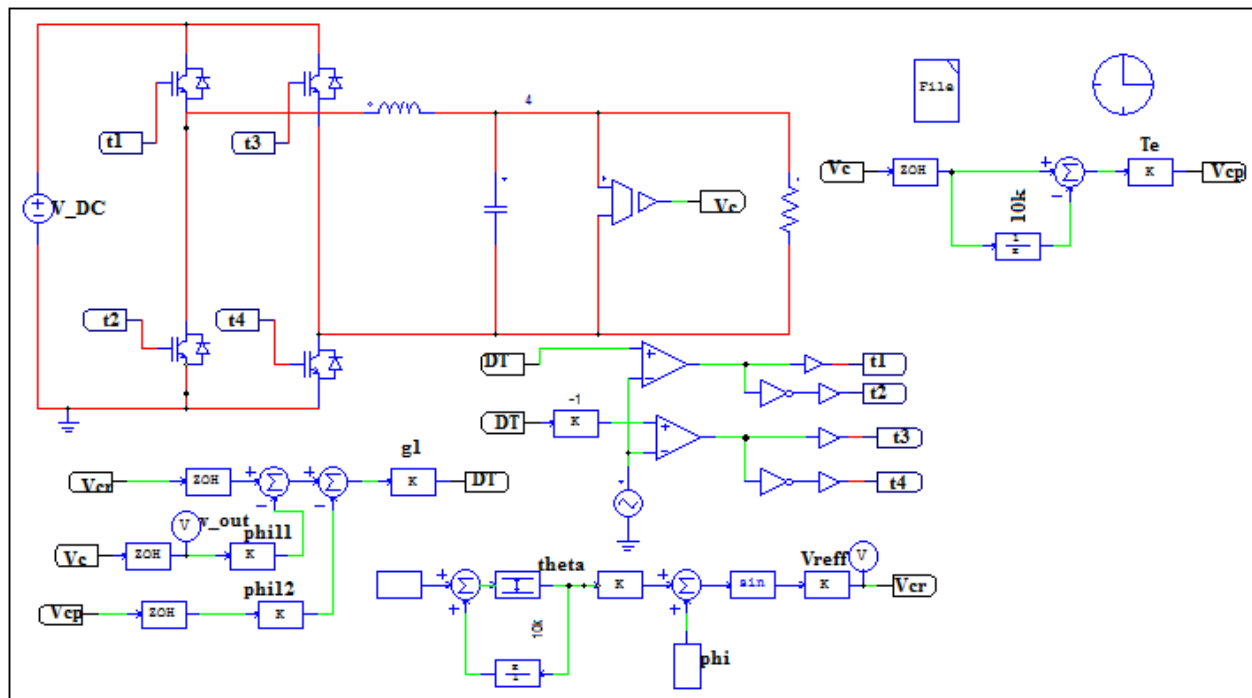
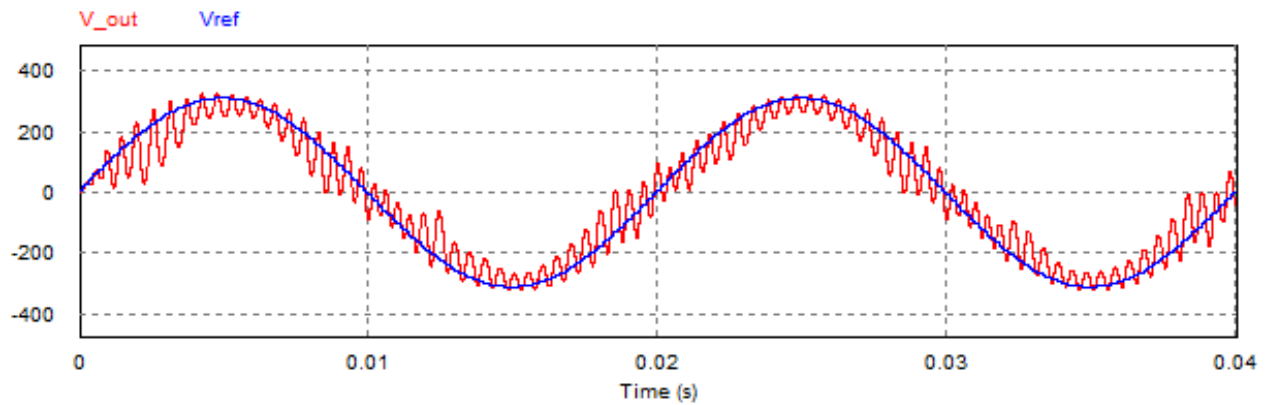
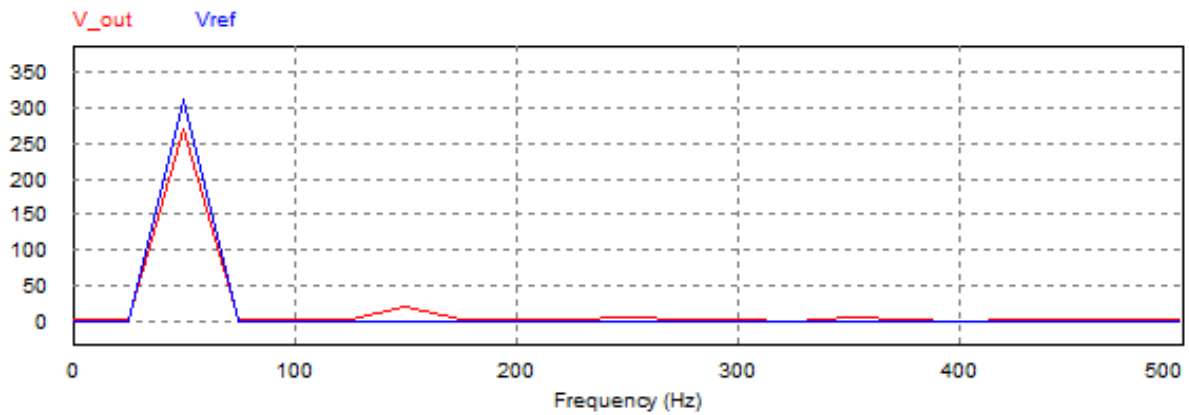
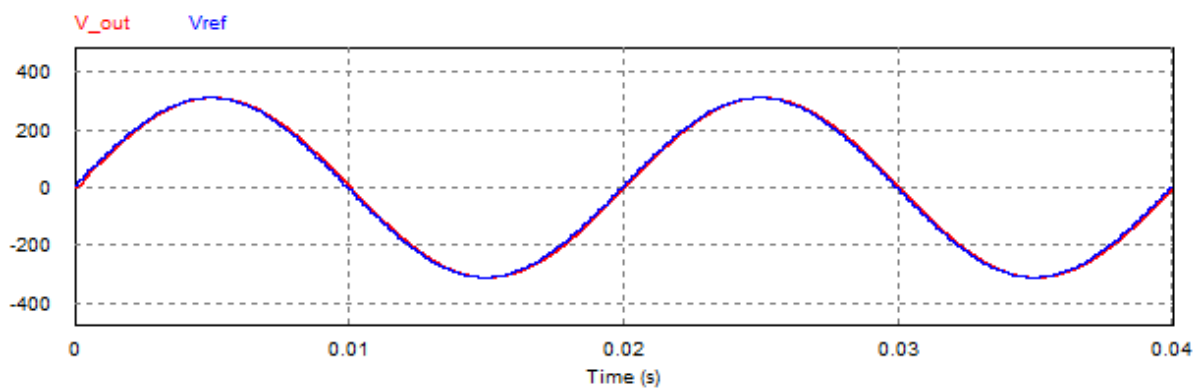


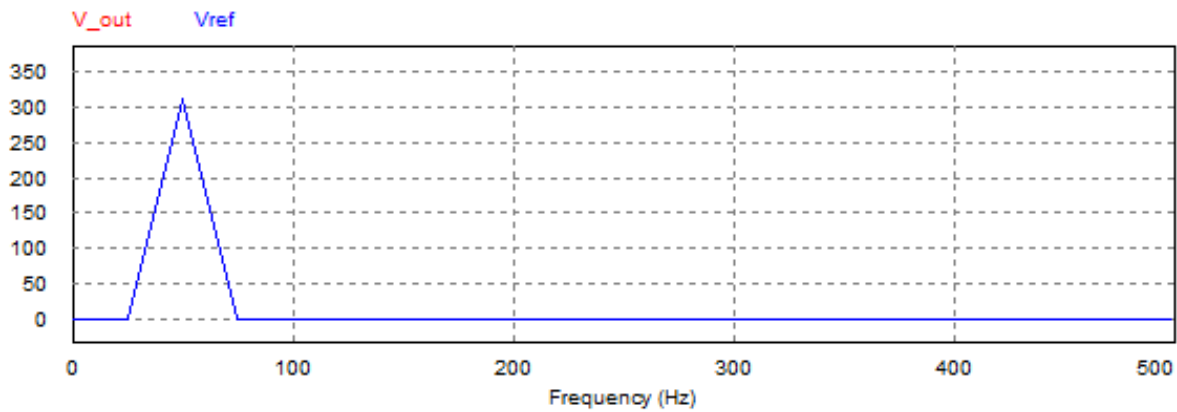
FIGURE 2.11 – Le Schéma de la deuxième simulation du modèle de l'onduleur monophasé sur une charge résistive

FIGURE 2.12 – La Forme des tensions  $V_{out}$  avec  $V_{ref}$  après l'approximationFIGURE 2.13 – FFT des tensions  $V_{out}$  avec  $V_{ref}$  après l'approximation

L'estimation de la tension  $V_c$  montre que le FFT d'onde de sortie contient des pics avec des faible amplitudes qui ont influencés sur la sinusoïde de sortie .

à cet raison on doit filtré cette tension ,l'avantage du choix de grande valeur de l'inductance L permet de diminuer les ondulations du courant  $I_l$ , on utilise donc :  $L=10\text{mH}$  et  $C=40\mu\text{F}$

FIGURE 2.14 – La Forme des tensions  $V_{out}$  ,  $V_{ref}$  filtrées

FIGURE 2.15 – FFT des tensions  $V_{out}$  avec  $V_{ref}$  après le filtrage

Le tableau (2.1) résume les résultats de simulation

TABLE 2.1 – Tableau comparatif entre les deux études

étude	la 1 <sup>er</sup> étude	la 2 <sup>em</sup> étude	la 2 <sup>em</sup> étude après le filtrage
l'amplitude du fondamental	311.00	270	311.2
le THD en (%)	0.906	23	0.024

D'après les résultats obtenus on constate que la tension  $V_{out}$  suit sa référence, dans la deuxième étude il apparaît des pics à cause de la suppression du capteur de courant, cependant on a pu les éliminer par l'augmentation de la valeur du filtre LC.

## 2.5 Conclusion

Au cours de ce deuxième chapitre, nous avons établi à la base d'un modèle de convertisseur DC/AC une stratégie de commande numérique en temps réel.

Les résultats de simulation obtenus pour une charge résistive montrent que cette technique de commande permet de synthétiser une onde en sortie du convertisseur très proche d'une sinusoïde tout en assurant un taux de distorsion harmonique faible, ainsi qu'une régulation appréciable du terme fondamental à la valeur de consigne. Ce type de convertisseur avec une telle qualité d'onde est très souhaité dans les applications photovoltaïques et plus particulièrement les centrales photovoltaïques inter-connectés aux réseaux électriques conventionnels.

Dans le chapitre suivant on va voir une étude approfondie sur la deuxième optimisation par un observateur du courant de condensateur et de tension de charge.

## CHAPITRE 3

# SYNTHÈSE DE L'OBSERVATEUR DU COURANT $I_{COND}$ ET DE LA TENSION $V_{CHARGE}$

### 3.1 Introduction

Au cours du chapitre précédent, la présentation de la stratégie de commande (Dead Beat) du convertisseur DC/AC a été présentée. Pour améliorer la dynamique de la commande de tension de l'onduleur, les approches traditionnelles tentent de mesurer le courant et la tension de condensateur, alors que de nouvelles méthodes utilisant des observateurs d'état qui peuvent aboutir à des résultats aussi fiables sans ajout de capteurs additionnels.

Dans ce chapitre, un observateur de la tension de charge et du courant de condensateur est ajouté dans la commande, afin d'améliorer la réponse dynamique de ces derniers. Pour ce faire, une première partie de ce chapitre sera consacrée à la modélisation de l'observateur, et une seconde partie présente les résultats de simulation du système de conversion DC/AC muni de l'observateur.

## 3.2 Modélisation de l'observateur

En général, pour des raisons techniques et économiques, l'état du système n'est pas complètement accessible [16], vu la complexité et le coût nécessaire pour l'implantation de plusieurs capteurs.

Cependant, moyennant des conditions d'existence, l'état peut être reconstruit à l'aide d'un observateur. Ainsi un dimensionnement judicieux de ce dernier permet de déterminer rapidement et avec précision le vecteur d'état du système dynamique à observer.

### 3.2.1 Principe de l'observateur

Un observateur est un système dynamique dont le but est de déterminer l'état d'un système dynamique en utilisant uniquement les entrées et sorties mesurées de ce dernier ( $V_{ch}$ ,  $I_c$  et  $U$  dans notre cas) [17]. Ceci nécessite que le système soit observable.

L'état d'un modèle représente l'ensemble des paramètres nécessaires pour connaître le comportement de la sortie d'un système en fonction des entrées auxquelles il est soumis. Ainsi, modéliser un système par une représentation d'état consiste à construire un modèle faisant intervenir des équations différentielles de premier ordre.

L'équation (3.1) montre une représentation d'état pour un système continue linéaire a coefficients constants :

$$SYS : \begin{cases} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec :  $x(t) \in R_n$  est le vecteur d'état, avec  $n$  le nombre de variables,  
 $u(t) \in R_m$  est le vecteur d'entrée, avec  $m$  le nombre de commandes,  
 $y(t) \in R_p$  est le vecteur de sortie, avec  $p$  le nombre de sorties,  
 $A \in R_{n \times n}$  est la matrice d'état,  
 $B \in R_{n \times m}$  est la matrice de commande,  
 $C \in R_{p \times n}$  est la matrice d'observation.

Afin de pouvoir introduire un observateur au système présenté par l'équation (3.1), il faut que ce dernier soit observable. En effet, pour qu'un système soit observable il suffit que le rang de la matrice d'observabilité  $O$  définie par (3.2) soit égal le nombre de variable d'état  $n$ .

$$O = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Le vecteur d'état du système  $x(t)$  est reconstruit à l'aide d'un observateur dont l'équation dynamique basée sur la méthode de Luenberger est exprimée par (3.3) :

$$\begin{cases} \hat{\dot{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + Bu(t) - H(\hat{y}(t) - y(t)) \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (3.3)$$

Avec :

$\hat{x}(t) \in R_n$  est le vecteur d'état de l'observateur, avec  $n$  le nombre de variables d'état,  $\hat{y}(t) \in R_p$  est le vecteur de sortie de l'observateur, avec  $p$  le nombre de sorties,  $H \in R_{n \times p}$  est la matrice gain de l'observateur.

La figure suivante présente la structure de l'observateur tel que :  $u(t)$  et  $y(t)$  présentent respectivement l'entrée et la sortie du système, et  $\hat{x}$  la sortie de l'observateur.

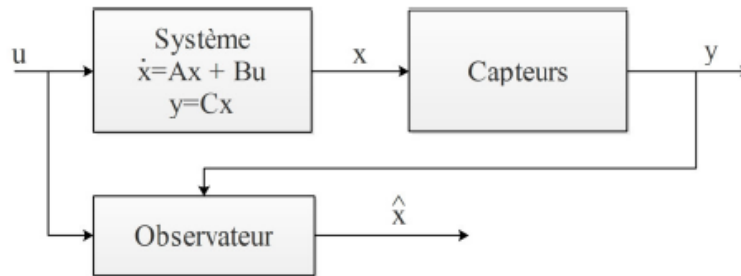


FIGURE 3.1 – Diagramme structurel de l'observateur

Afin d'expliquer la procédure adoptée pour la conception de l'observateur, on se basant sur la construction d'un observateur de Luenberger, caractérisé par une méthode de calcul simple, mais aussi par une conception qui s'appuie sur la connaissance parfaite des paramètres du système. Ainsi, pour un système linéaire peu complexe, ce type d'observateur est suffisant pour reconstruire le vecteur d'état.

La figure (3.2) montre le bloc diagramme de l'observateur en domaine continu.

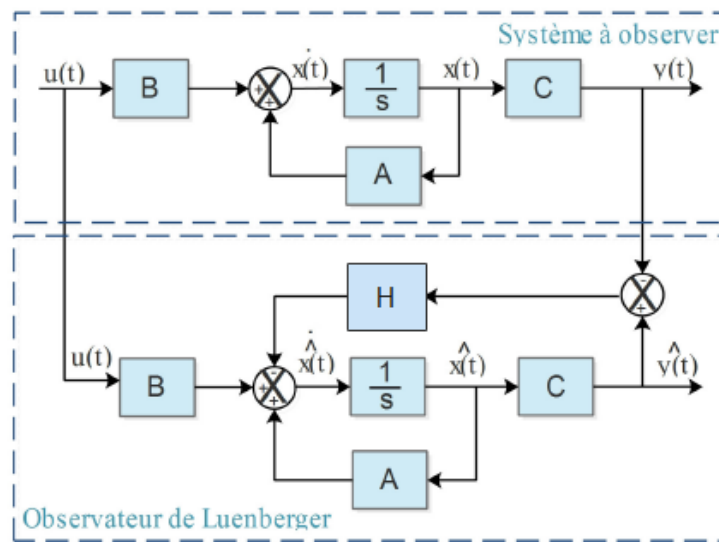


FIGURE 3.2 – Bloc diagramme de l'observateur de Luenberger en domaine continu

A partir de la représentation d'état de l'observateur (3.3) on peut obtenir l'équation :

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - HC)\hat{x}(t) + Bu(t) - Hy(t) \quad (3.4)$$

On définit  $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$  l'erreur de reconstruction du vecteur d'état, Sa dynamique se présente sous la forme suivante :

$$\dot{e}(t) = (A - HC)(x(t) - \hat{x}(t)) = (A - HC)e(t) \quad (3.5)$$

L'observateur est stable si l'erreur tend vers 0 lorsque le temps tend vers l'infini pour toute valeur choisie de  $e(0)$ . Il est clair alors, selon l'équation (3.5) que le choix de la matrice de gain H affectera la stabilité de l'observateur ainsi que la dynamique du vecteur d'erreur d'état. Il est alors nécessaire de choisir H de sorte que les pôles de l'observateur (égaux aux valeurs propres de  $(A - HC)$ ) soient à partie réelle négative.[18] Les valeurs propres peuvent être déterminés en résolvant l'équation caractéristique suivante :

$$\det(zI - (A - HC)) = 0 \quad (3.6)$$

Au but de choisir convenablement la dynamique de l'observateur, celle de l'erreur de reconstruction doit être choisie très rapide par rapport à la dynamique du système en boucle ouverte.

Ainsi pour déterminer la matrice H, on a opté pour la méthode de placement des pôles, tout en gardant à l'esprit le compromis permettant le choix de dynamique élevée, pour assurer une convergence précise et rapide, en évitant les grandes valeurs de gains influant sur la reconstruction de l'état.

En spécifiant les valeurs propres désirées  $(\lambda_i)_{(i=1,2)}$  les paramètres  $H_1$  et  $H_2$  de la matrice de gain H peuvent être déterminés.

### 3.2.2 Modèle de l'observateur

Après avoir détaillé dans ce qui précède, dans ce paragraphe on va présenter les équations du modèle d'un observateur de courant de condensateur.

Tout d'abord, il faut vérifier que le système est observable, donc il suffit de calculer la matrice d'observabilité O présentée en (3.2).

En utilisant l'équation (2.8) établie dans le chapitre deux, on obtient :

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ \frac{-1}{LC} & \frac{-1}{RC} \end{pmatrix}, C = (1 \ 0)$$

Nous calculons le rang de la matrice O, d'où la matrice d'observabilité O égale :

$$O = \begin{pmatrix} C \\ CA \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

On conclut que  $\text{rang}(O)=2=n$ , où n est le nombre de variables d'état. Ce qui prouve que le système est observable et on peut ajouter un observateur.

On définit alors la présentation d'état de l'observateur de Luenberger par :

$$OBS = \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + Bu(t) - H(\hat{y}(t) - y(t)) \\ \dot{\hat{y}}(t) &= C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (3.8)$$

Avec :

$$B = G = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \end{pmatrix}, H = \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \end{pmatrix}, \hat{x}(t) = \begin{pmatrix} \hat{V}_c(t) \\ \hat{V}_c(t) \end{pmatrix}, u(t) = \Delta T E, y(t) = V_c(t)$$

Afin de pouvoir implémenter l'observateur sur une cible numérique, nous avons procédé à la discrétisation de sa représentation d'état. Plusieurs méthodes de discrétisation peuvent être utilisées, mais dans ce cas on a déjà la matrice  $\exp[AT_e]$  représenté dans le domaine discret ((2.18)) :

$$A_k = \exp[\underline{A}T_e] = \begin{pmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Nous revenons à l'équation (2.23) , La représentation d'état discrète de l'observateur sera comme suit :

$$OBS : \begin{cases} \hat{x}(k+1) = A_k \cdot \hat{x}(k) + G_k \cdot \hat{u}(k) - H_k (\hat{y}(k) - y(k)) \\ \hat{y}(k+1) = C_k \cdot \hat{x}(k) \end{cases} \quad (3.10)$$

(3.10) permet d'écrire l'équations récurrente suivante :

$$OBS : \begin{cases} \hat{v}_{c(k+1)} = \Phi_{11} \cdot \hat{v}_{c(k)} + \Phi_{12} \cdot \hat{v}_{c(k)} + g_1 \hat{u}(k) - h_1 (\hat{y}(k) - y(k)) \\ \hat{v}_{c(k+1)} = \Phi_{21} \cdot \hat{v}_{c(k)} + \Phi_{22} \cdot \hat{v}_{c(k)} + g_2 \hat{u}(k) - h_2 (\hat{y}(k) - y(k)) \end{cases} \quad (3.11)$$

La figure (3.3) ci-dessous, présente le bloc diagramme de l'observateur après la discrétisation.

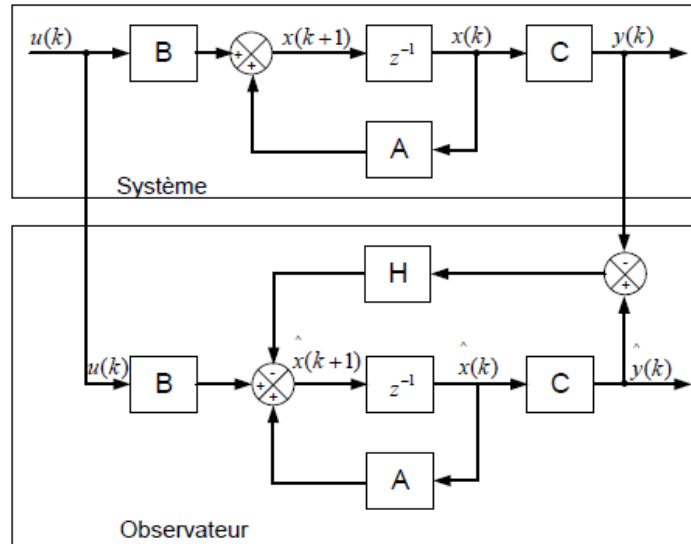


FIGURE 3.3 – Bloc diagramme de l'observateur en domaine discret

L'erreur de reconstruction du vecteur d'état discret est égale à :

$$e(k) = \hat{x}(k+1) - x(k) = (A_k - H_k \cdot C_k)(\hat{x}(k) - x(k)) \quad (3.12)$$

Afin de satisfaire la stabilité de l'observateur, l'erreur doit converger vers une valeur nulle, pour toutes les valeurs de  $e_{(0)}$ . Ceci dépend essentiellement du choix des composantes du vecteur gain  $H$ , qui doivent être choisies convenablement pour que les valeurs propres de la matrice  $(A_k - H_k.C_k)$  soient suffisamment rapides, et garantir une dynamique de l'observateur plus rapide que celle du système.

Pour ce faire, les valeurs propres  $\lambda_{ii=1\dots n}$  de la matrice  $(A_k - H_k.C_k)$  doivent être placées à l'intérieur d'un cercle unitaire, ce signifie que  $|\lambda_{ii=1\dots n}| < 1$  et l'équation caractéristique obtenue est présentée par :

$$\det(zI - A_k + H_k.C_k) = (z - \lambda_1)(z - \lambda_2) \quad (3.13)$$

Les critères de choix de  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont tel que, le module est inférieur à 1 pour assurer la stabilité [18] [19], la partie réelle est plus proche de 0 pour garantir une partie réelle plus rapide, et pour la partie imaginaire elle est plus rapide si l'angle à l'axe réel augmente. mais elle ne doit pas être très proche du cercle unitaire car sinon le pôle sera plus résonnant( (3.12)).

De ce fait,  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont choisie comme suit :

$$\begin{cases} \lambda_1 = 0.3 + j0.3 \\ \lambda_2 = 0.3 - j0.3 \end{cases} \quad (3.14)$$

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

$$\det(zI - A_k + H_k.C_k) = (z - \lambda_1)(z - \lambda_2) \quad (3.15)$$

$$\det \left( \begin{pmatrix} z & 0 \\ 0 & z \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} h_1 & 0 \\ h_2 & 0 \end{pmatrix} \right) = (z - \lambda_1)(z - \lambda_2)$$

$$\det \begin{pmatrix} z - \Phi_{11} + h_1 & -\Phi_{12} \\ -\Phi_{21} + h_2 & z - \Phi_{22} \end{pmatrix} = z^2 + z(-\lambda_1 - \lambda_2) + \lambda_1\lambda_2$$

$$(z - \Phi_{11} + h_1)(z - \Phi_{22}) + (\Phi_{12}(-\Phi_{21} + h_2)) = z^2 + z(-\lambda_1 - \lambda_2) + \lambda_1\lambda_2$$

$$z^2 + z(-\Phi_{22} - \Phi_{11} + h_1) + \Phi_{11}\Phi_{22} - \Phi_{22}h_1 - \Phi_{12}\Phi_{21} + \Phi_{12}h_2 = z^2 + z(-\lambda_1 - \lambda_2) + \lambda_1\lambda_2 \quad (3.16)$$

A partir de l'équation (3.15), on peut déterminer les valeurs de  $h_1$  et  $h_2$ , les composantes de la matrice gain  $H$  de l'observateur :

$$\begin{cases} h_1 = \Phi_{11} + \Phi_{22} - \lambda_1 - \lambda_2 \\ h_2 = \frac{\lambda_1\lambda_2}{\Phi_{12}} + \frac{\Phi_{22}^2 + \Phi_{22}(-\lambda_1 - \lambda_2)}{\Phi_{12}} + \Phi_{21} \end{cases} \quad (3.17)$$

### 3.3 Résultats de simulation de l'étage de la conversion DC/AC muni de l'observateur

Dans cette partie de ce chapitre, les résultats de simulation du système sont présentés avec observateur, dans le but de montrer le rôle joué par ce dernier pour reconstituer la tension  $V_{charge}$ , le courant  $I_c$  ainsi pour assurer un bon rejet de perturbation lors de la connexion de charges. L'observateur est modélisé par sa représentation d'état en utilisant logiciel PSIM, voir figure (3.4)

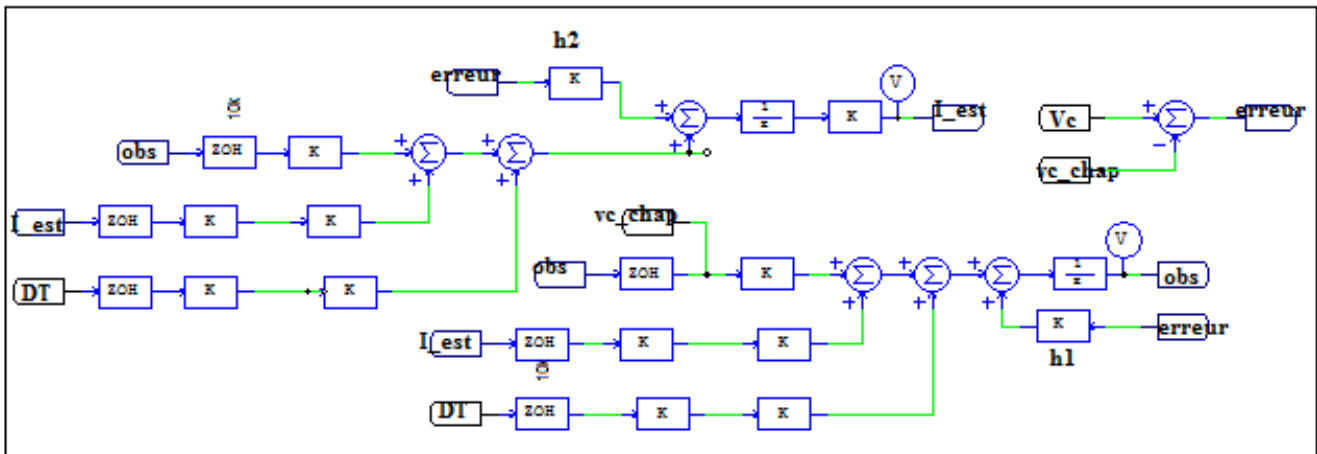


FIGURE 3.4 – Schéma de simulation de l'observateur

Les paramètres du système utilisés pour la simulation sont :

$$C = 20\mu F, L = 2mH, rL = 0.1\Omega, R = 20\Omega, T_e = 100\mu s, h_1 = 2.4999.10^3, h_2 = 7.1392.10^{10}$$

Les matrices utilisées pour la simulation de l'observateur sont :

$$A_k = \begin{pmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{pmatrix}, G_k = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \end{pmatrix}, C_k = (1 \ 0), H_k = \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \end{pmatrix}$$

La figure (3.5) présente le schéma global du système.

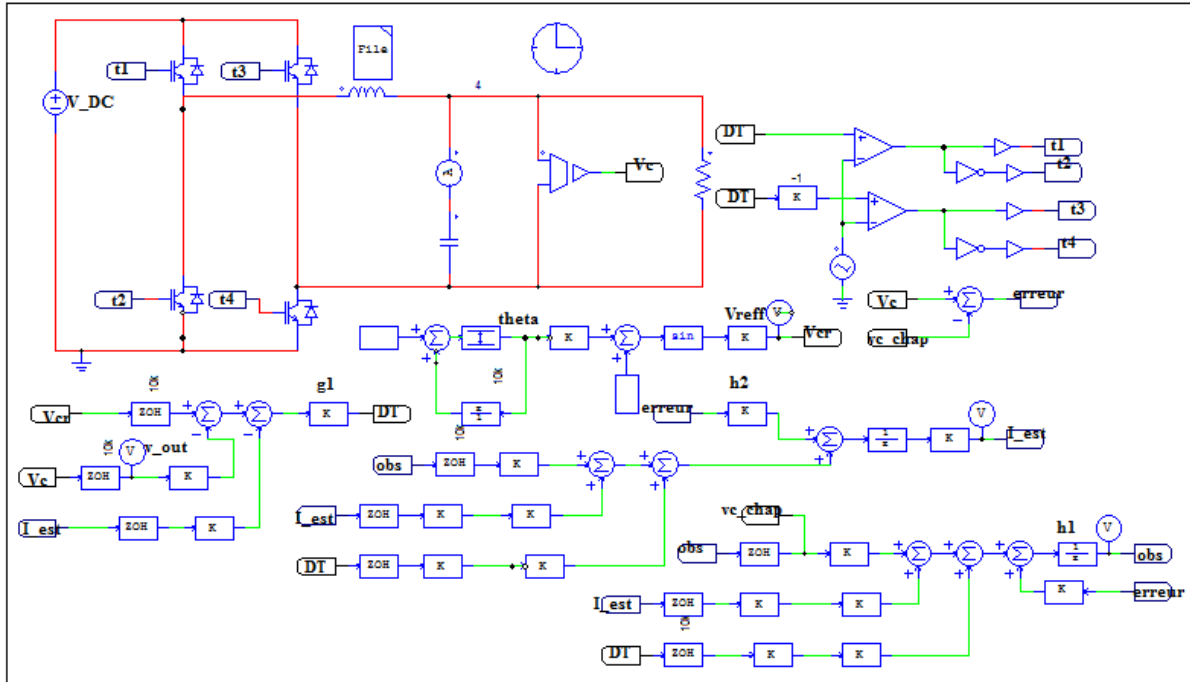


FIGURE 3.5 – Schéma de simulation du système avec l'observateur

Ceci donne les resultats suivants :

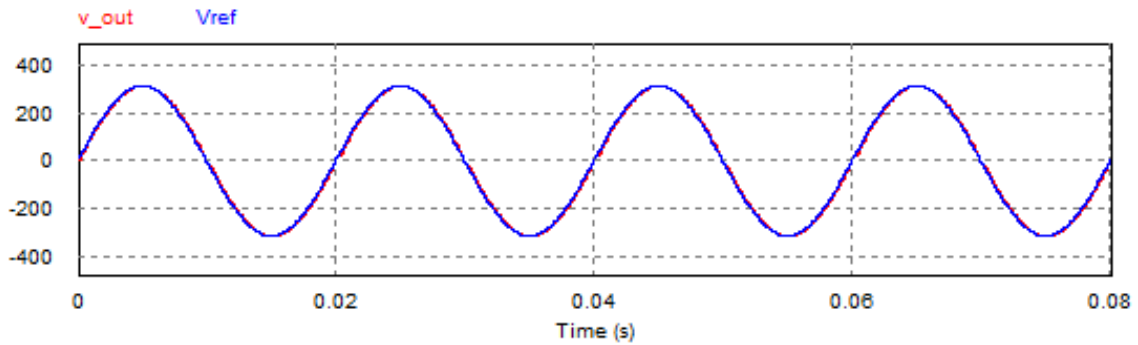


FIGURE 3.6 – La tension de sortie avec celle de référence

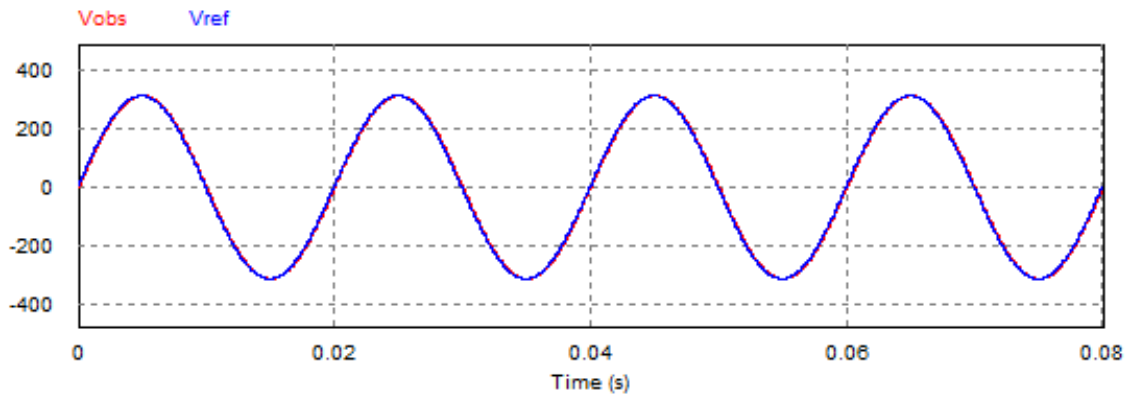


FIGURE 3.7 – La tension estimé avec la tension de référence

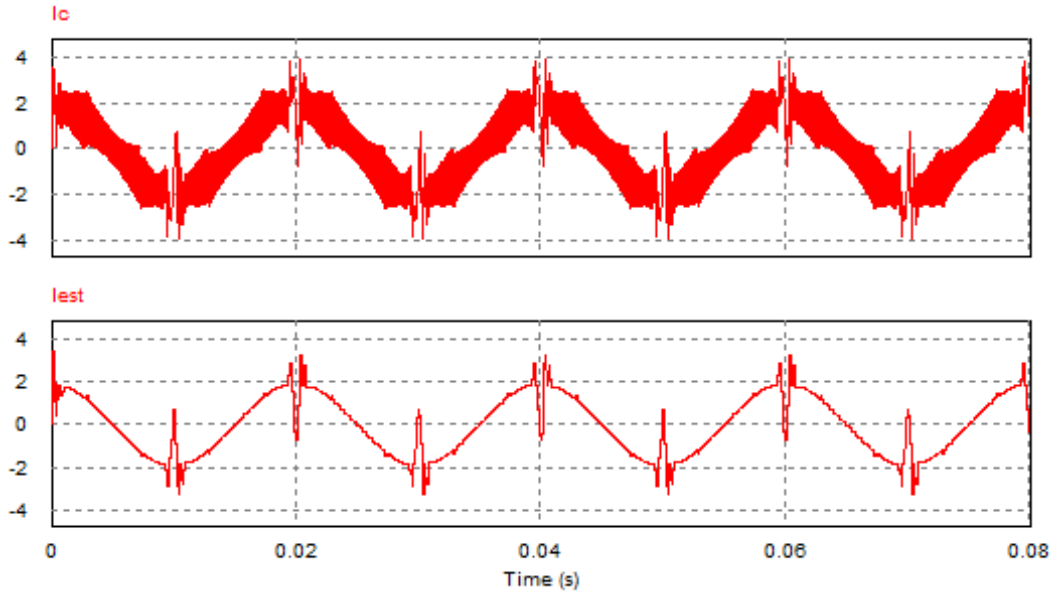


FIGURE 3.8 – Le courant mesuré et le courant estimé

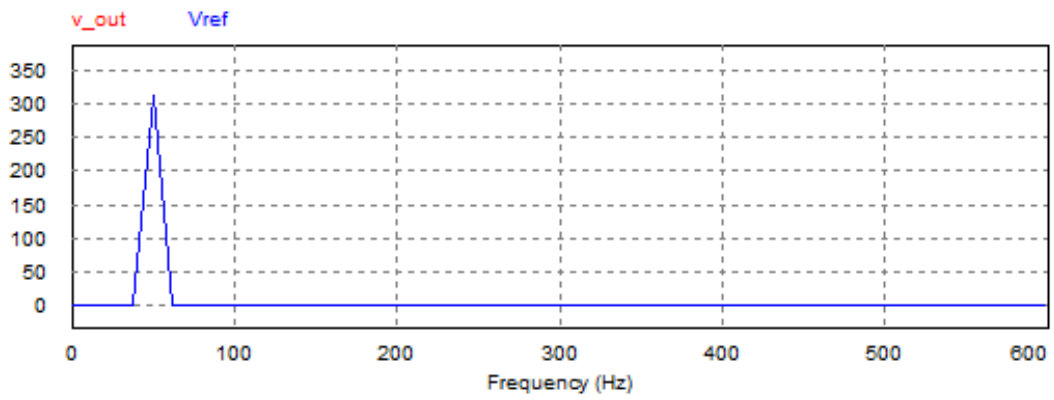


FIGURE 3.9 – FFT de  $V_{sortie}$  et  $V_{refrence}$

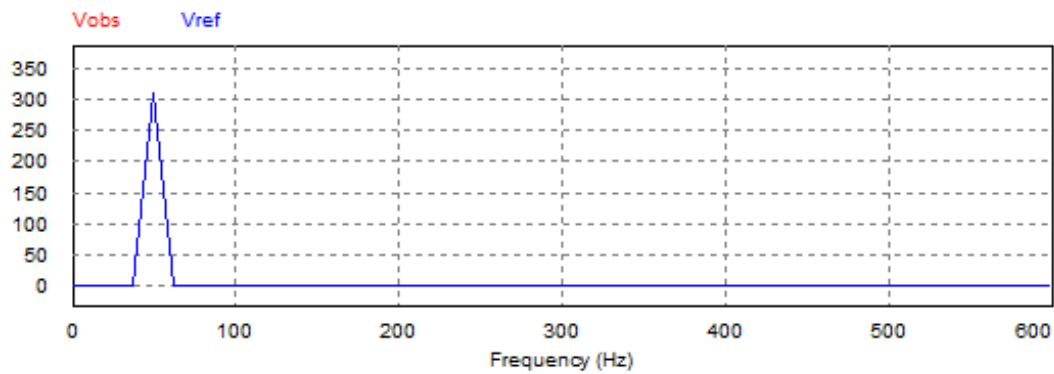


FIGURE 3.10 – FFT de  $V_{estime}$  et  $V_{refrence}$

La courbe de la tension au borne de la charge obtenue par l'observateur (3.6) et celui indiqué sur la figure (2.9) sont identiques, Ceci prouve bien le bon fonctionnement de l'observateur.

De même pour le courant  $I_c$  aux bornes de la condensateur du filtre LC (3.8) et le courant obtenue avec l'observateur modélisé par sa représentation d'état.

A fin de vérifier le bon fonctionnement de ce estimateur lors de la connexion brusque d'une charge. lorsque la tension  $V_{out}$  atteint son pic (maximum) ,le système sera perturbé par l'addition d'une charge ( $10 \Omega$ ) à l'instant  $t=0.025s$  , on obtient :

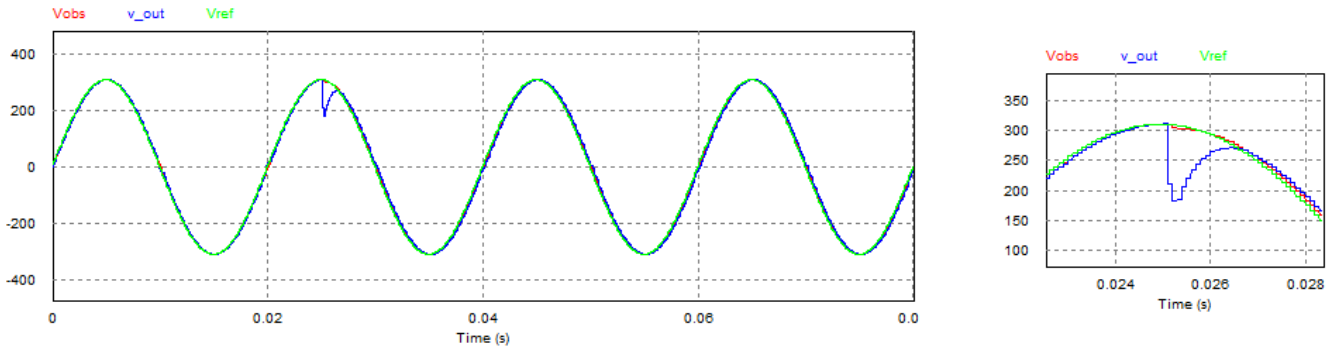


FIGURE 3.11 – Allures des tensions  $V_{charge}$  , $V_{estime}$  et  $V_{reference}$  après la perturbation

La figure(3.11) a montré que l'ajout de ce dernier au système de conversion DC/AC, permet de rétablir l'état du signal ainsi d'éliminer les distorsions de la tension de sortie qui surgissent au moment de la connexion brusque d'une charge extérieure.

### 3.4 Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons fait une étude détaillé sur la modélisation de l'observateur de la tension de charge  $V_{charge}$  et du courant  $I_{condensateur}$ , Cette étude a été suivi d'une première simulation analogique du système avec l'observateur permettant de vérifier son bon fonctionnement, puis une seconde simulation qui montre le rôle de l'observateur dans l'élimination de la distorsion des signaux mesurés, on précise la tension de charge .

De cette étude,on conclut le rôle important du l'observateur dans la résolution et l'élimination du gros problème de capteur de courant ,aussi du côté économique.

Le dernier chapitre va servir le passage de la commande analogique à la commande numérique ,la simulation PIL du système , ainsi qu'une validation expérimentale .

### 4.1 Introduction

La commande du système est déjà conçue et simulée dans les chapitres précédents, donc elle sera validée via un banc expérimental, mis en œuvre dans ce dernier chapitre. Pour ce faire, la description du système et les différentes parties du dispositif expérimental seront présentées en premier lieu. En second lieu, la Co-simulation de la commande (ou processor-in-the-loop ) et la structure de l'algorithme implanté seront détaillées. Et finalement les résultats expérimentaux obtenus seront décrits.

## 4.2 Description du système

Nous allons décrire le schéma global du système (l'onduleur) liée au partie de commande, ce dernier aura pour générer une tension sinusoïdale à la sortie selon un algorithme implémenté dans la carte de commande DSP F28335. La figure (4.1) représente les parties principales dans la réalisation d'un tel dispositif.

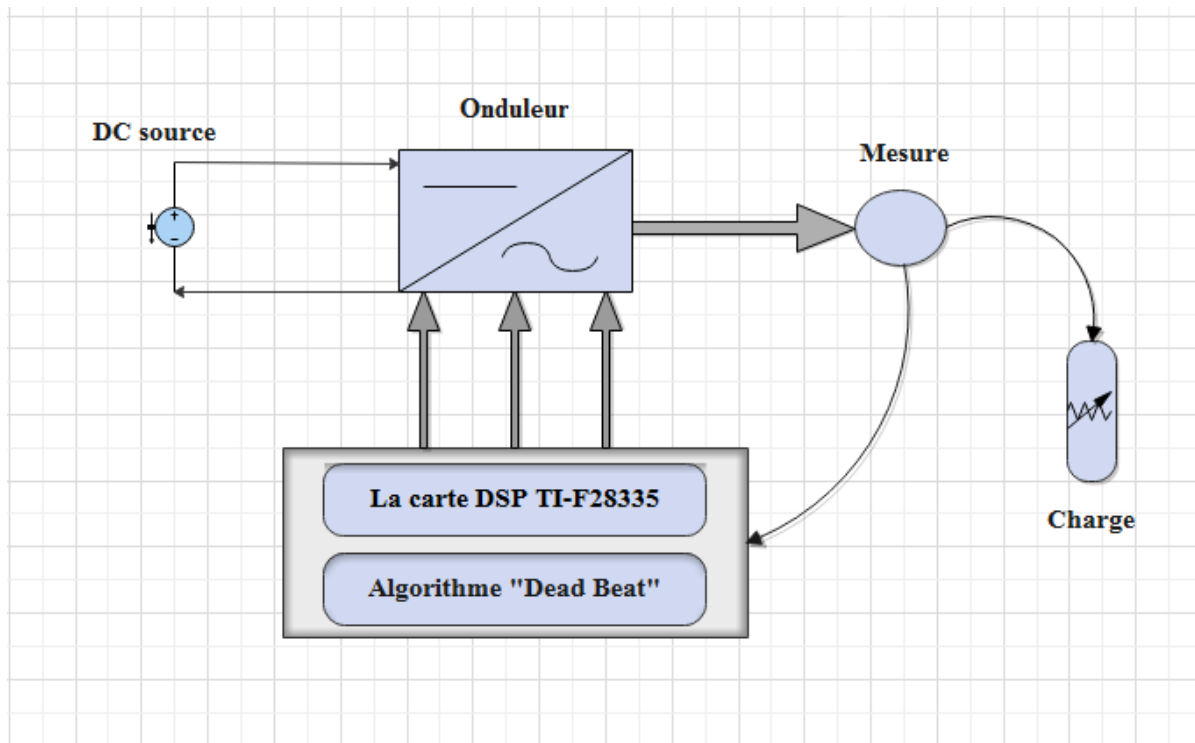


FIGURE 4.1 – Schéma globale du système

## 4.3 Description de la carte TI-F28335

Dans le présent travail, nous avons utilisé une carte de commande DSP (Digital signal processor) de type F28335 pour implémenté l'algorithme .

Dans l'électronique de puissance les DSPs sont utilisés pour l'implémentation de la commande MLI (modulation de largeur d'impulsion) numérique et la digitalisation du contrôle des convertisseurs de puissances DC-AC.

Un DSP processeur de traitement numérique du signal (Digital Signal Processor) est un composant électronique programmable de type processeur, il présente une puissance importante de calcul et d'implémentation des techniques numériques de traitement du signal. Cette puissance est assurée par sa grande vitesse d'exécution, [20] ses fonctions spéciales et son jeu d'instructions optimisé pour le traitement numérique du signal et de l'automatisme. En effet, tout système fondé autour d'un DSP bénéficie des avantages dérivant de ses particularités architecturales et de programmation. On peut citer : le temps réel, la flexibilité, la fiabilité et la réduction des coûts. Comme tout autre ordinateur numérique, la F28335 nécessite un logiciel pour la conception de l'algorithme

de commande et la génération du code. Il s'agit un logiciel de simulation et compilation PSIM ,La capacité de génération automatique permet aux utilisateurs ayant peu d'expérience dans le domaine numérique de générer ce code et de l'exécuter très rapidement.

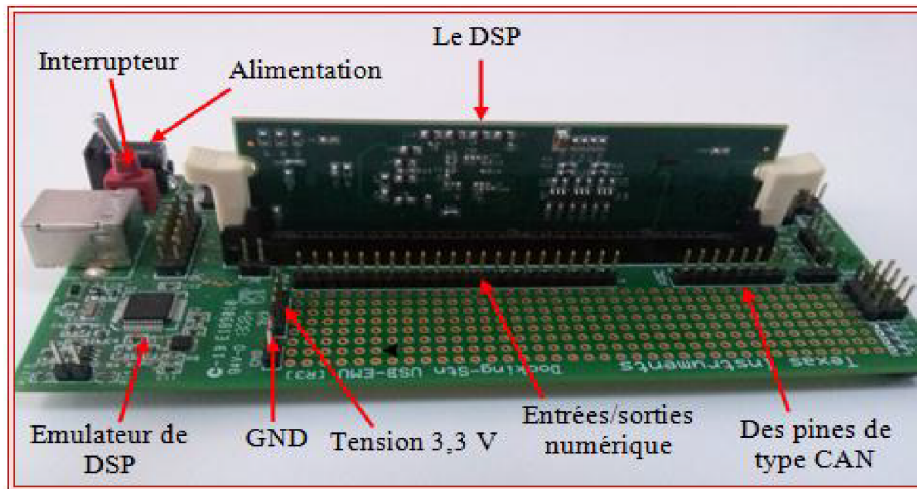


FIGURE 4.2 – Photo réel de la carte DSP F28335.

Le DSP F28335 décrit par la figure (4.3) comprend 40 pins pouvant être configurées comme entrées ou sorties numériques.

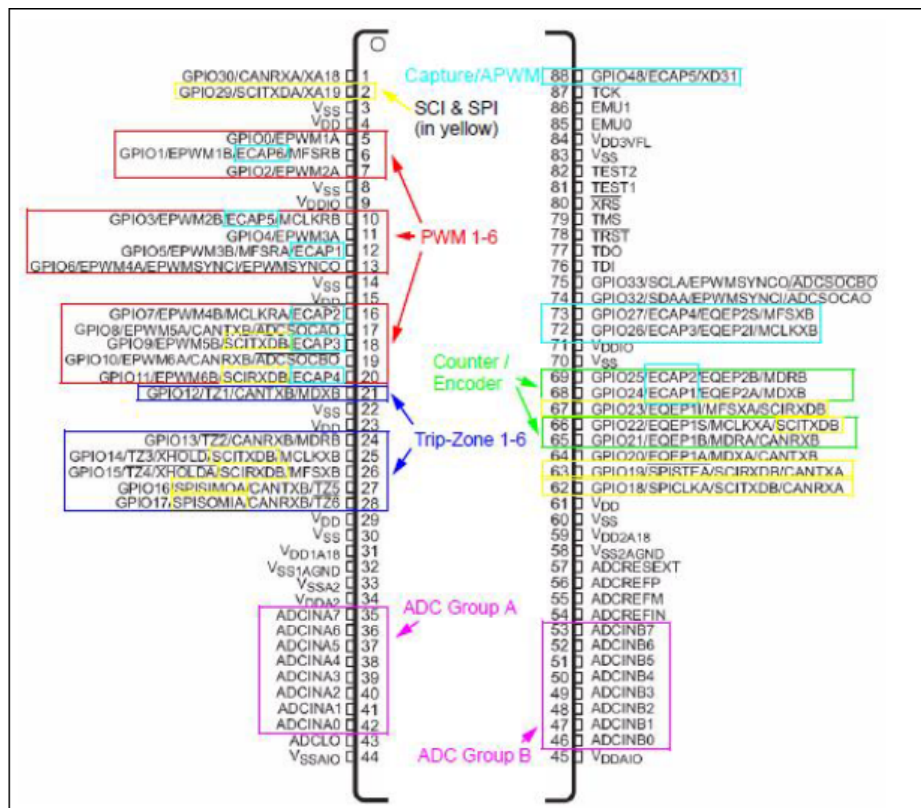


FIGURE 4.3 – Affectation des portes DSP

Le DSP offre une excellente solution pour :

Implémentation de la commande 'Dead Beat' en temps réel pour un onduleur de tension 1 ~

- Le contrôle en temps réel du convertisseur de puissance (hacheur).
- L'implémentation des techniques de commande (PWM).
- L'implémentation des régulateurs (PI).

parmi les applications de la carte DSP ,on cite :

- Communications : Modem, téléphonie, Télévision radio numérique.
- Audio : Mixage et édition, Effets, Suppression de bruit, Annulation d'écho.
- Instrumentation : Analyseurs de spectre, Générations de Fonctions.
- Automatisation : Commande des machines, Contrôle des moteurs, Robots.
- Automobile : Assistance au freinage, Aide à la navigation, Commandes vocales.

## 4.4 Passage de la commande analogique à la commande numérique

Comme tout autre ordinateur numérique, la carte F28335 nécessite un logiciel pour la conception de l'algorithme de commande et la génération du code C. Il s'agit d'un logiciel de simulation et compilation PSIM. La capacité de génération automatique de code de ce logiciel permet aux utilisateurs ayant peu d'expérience dans le domaine numérique de générer du code et de l'exécuter très rapidement sur DSP.

Les blocs périphériques du DSP sont le convertisseur A/N (ADC) et le générateur MLI (PWM) et les blocs d'entrées/sorties numériques,et ces derniers sont expliqués ci-dessous .

### 4.4.1 Convertisseur analogique/numérique

Le DSP F28335 contient 16 canaux A / D divisés en groupes A et B [21]. Le convertisseur A/N peut fonctionner en mode Continu ou Start-Stop. La plage de tension de l'entrée A / N DSP est comprise entre [0 3V]. La grandeur mesurée peut être une quantité continue ou alternative.

Le circuit de normalisation est souvent nécessaire pour que le signal à l'entrée A / N soit compris entre 0 et 3V. Le bloc convertisseur A/N dans PSIM comprend un circuit de décalage et peut être défini pour fonctionner en mode DC ( entrée DC) ou AC ( entrée AC).

Dans le circuit illustré à la figure (4.4), un signal DC est lu dans le canal A0 en mode continu.

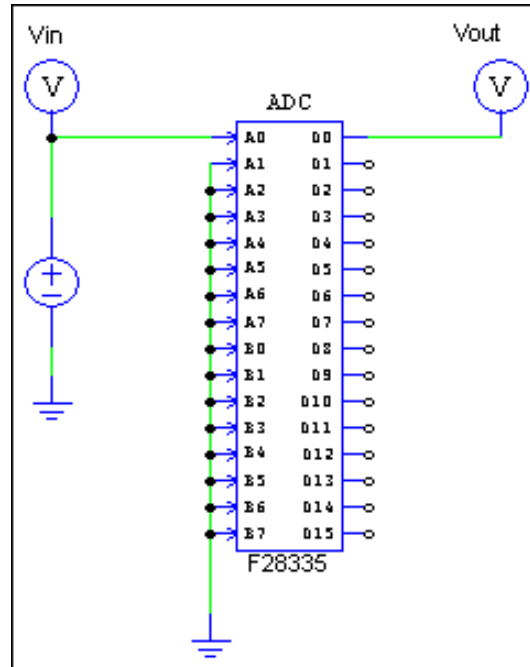


FIGURE 4.4 – Bloc du convertisseur A/N (ADC)

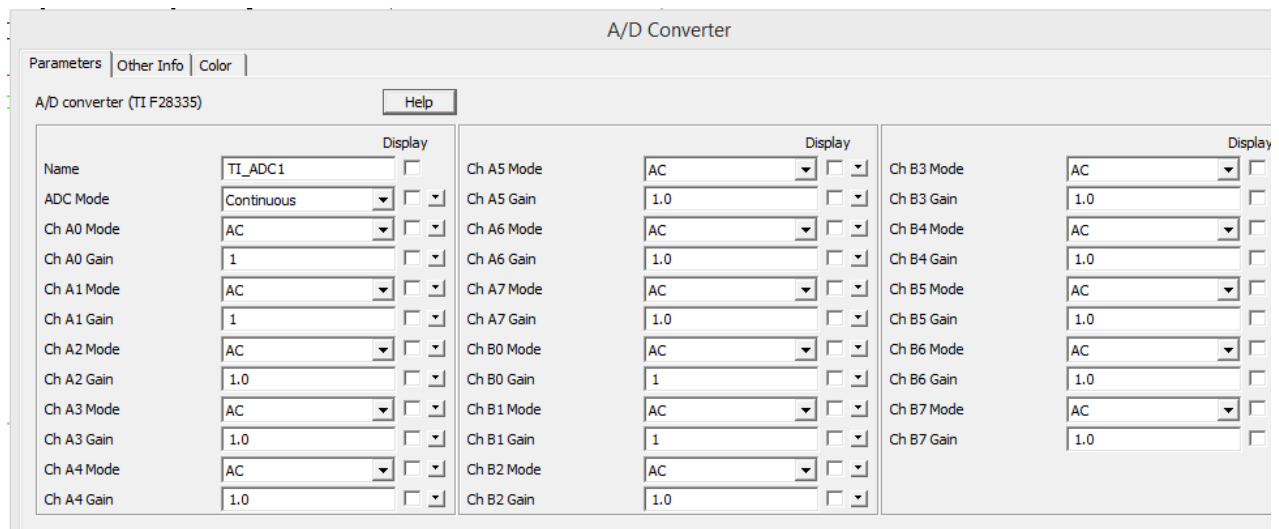


FIGURE 4.5 – Configuration du bloc (ADC)

## 4.4.2 Générateur PWM

Le F28335 fournit 6 ensembles de sorties PWM (avec 2 sorties dans chaque ensemble, au total 12 sorties). La fonction PWM est réalisée par des simples générateurs PWM monophasés et triphasés dans PSIM. Une forme d'onde porteuse similaire à celle d'une simulation régulière est définie pour faciliter le réglage du générateur PWM.

La Figure (4.6) montre un exemple de circuit pour un générateur PWM monophasé.

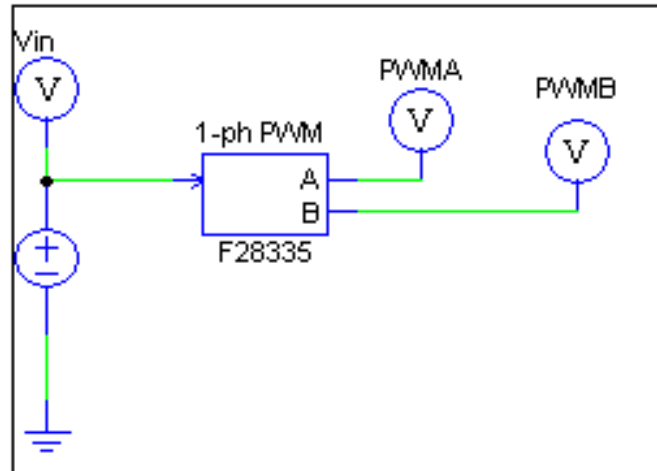


FIGURE 4.6 – Bloc Générateur MLI monophasé

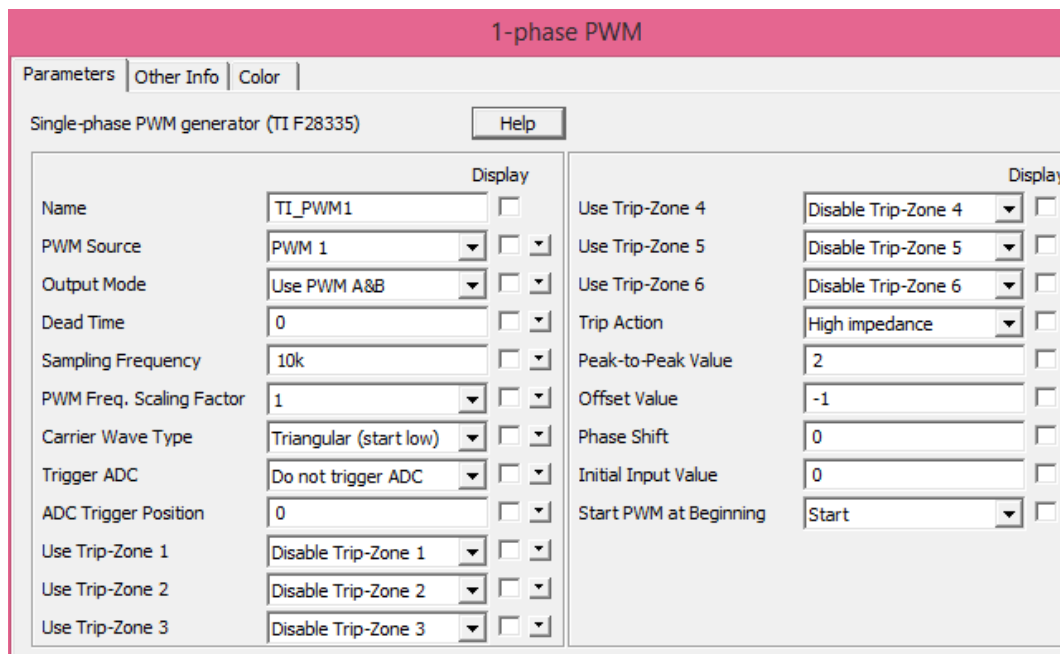


FIGURE 4.7 – Configuration du bloc Générateur MLI

### 4.4.3 Resultats de simulation

Le nouveau schéma de simulation sera comme suit :

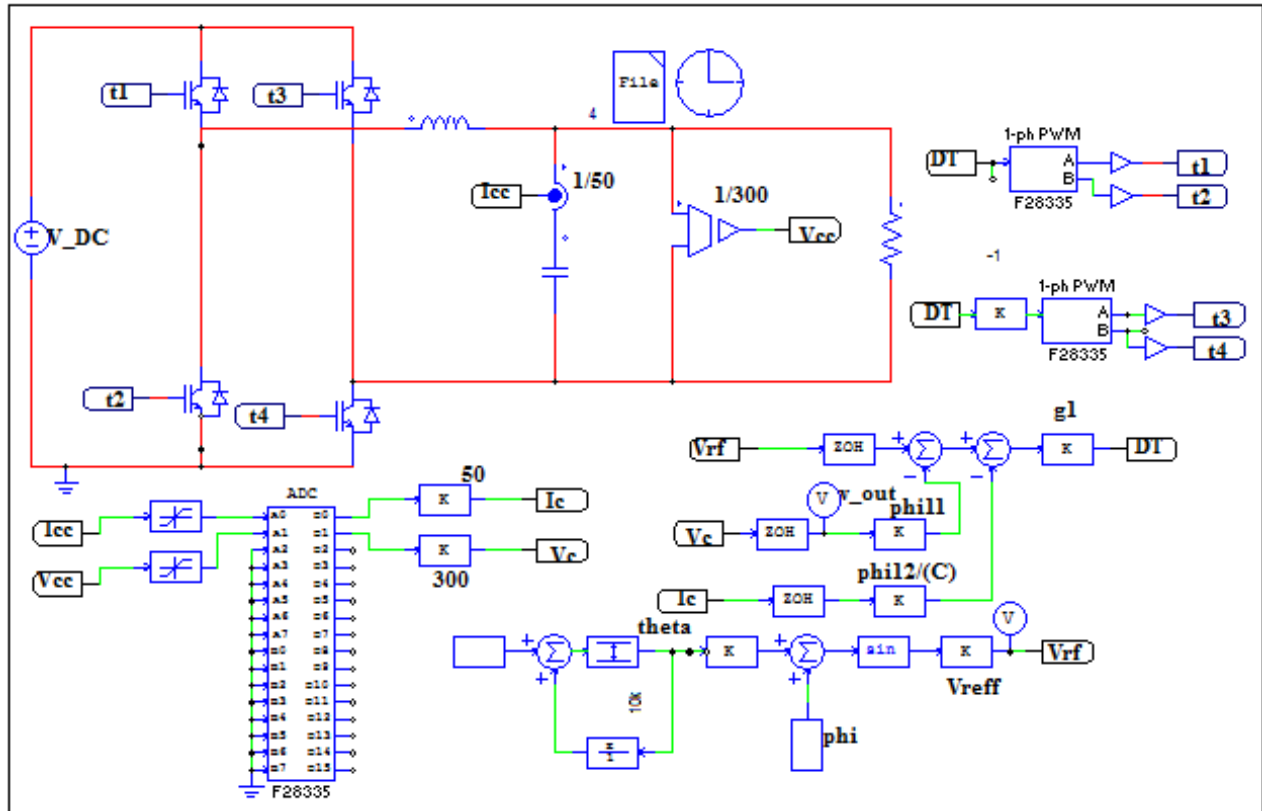


FIGURE 4.8 – Le nouveau Schéma de simulation du modèle de l’onduleur monophasé sur une charge résistive

On aura les courbes suivantes :

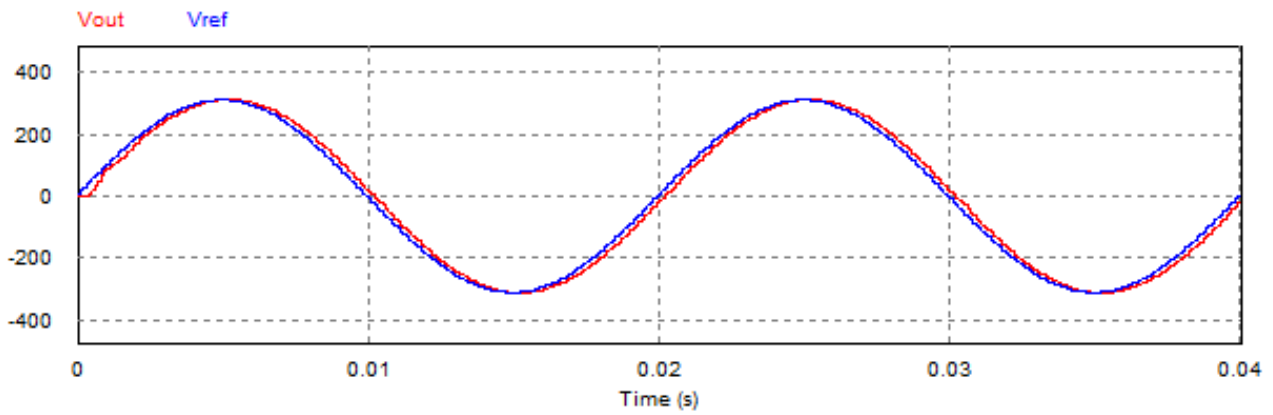
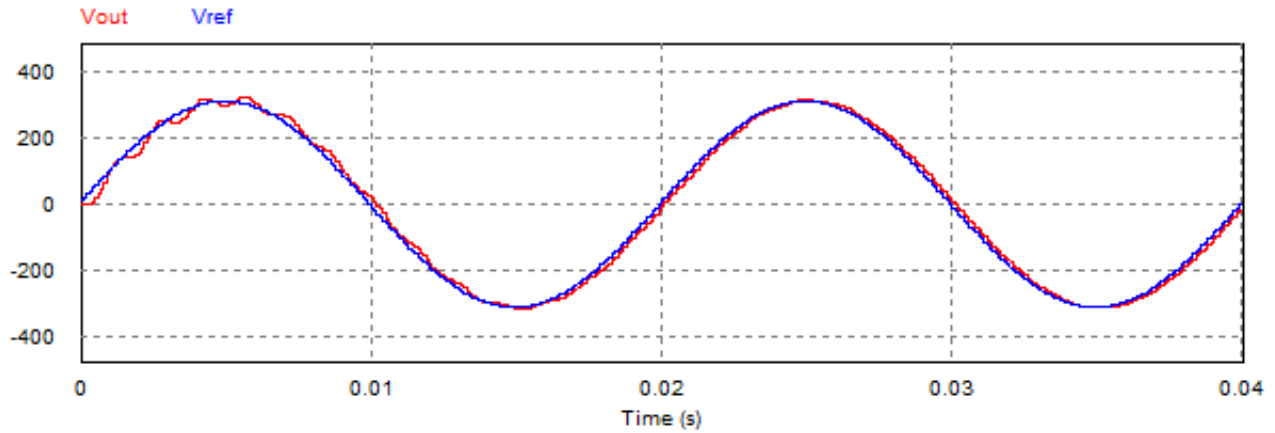


FIGURE 4.9 – Forme de tension  $V_{out}$  avec  $V_{ref}$  pour la 1<sup>ère</sup> étude

FIGURE 4.10 – Forme de tension  $V_{out}$  ,  $V_{ref}$  pour la 2<sup>eme</sup> étude

• On passe maintenant aux résultats de simulation pour l'observateur d'état :

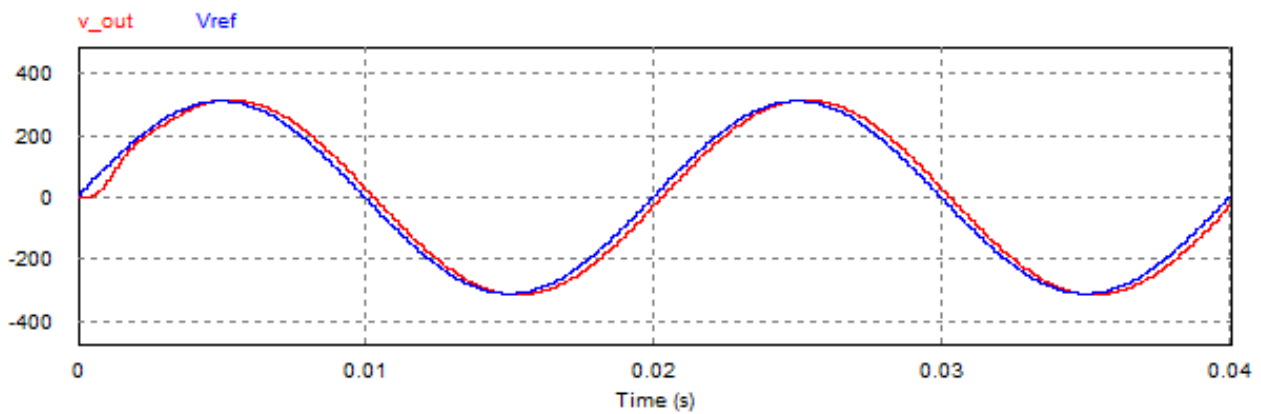


FIGURE 4.11 – La tension de sortie avec celle de référence

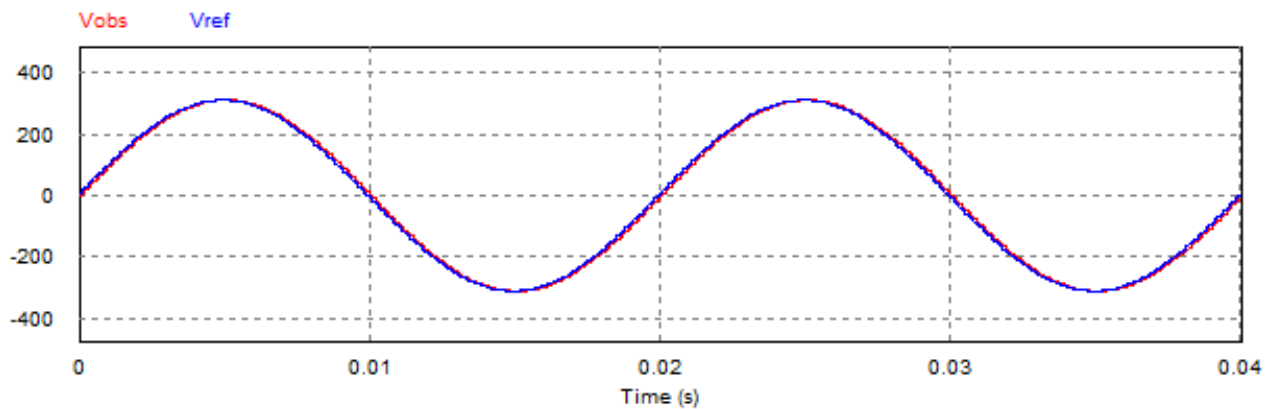


FIGURE 4.12 – La tension estimé avec la tension de référence

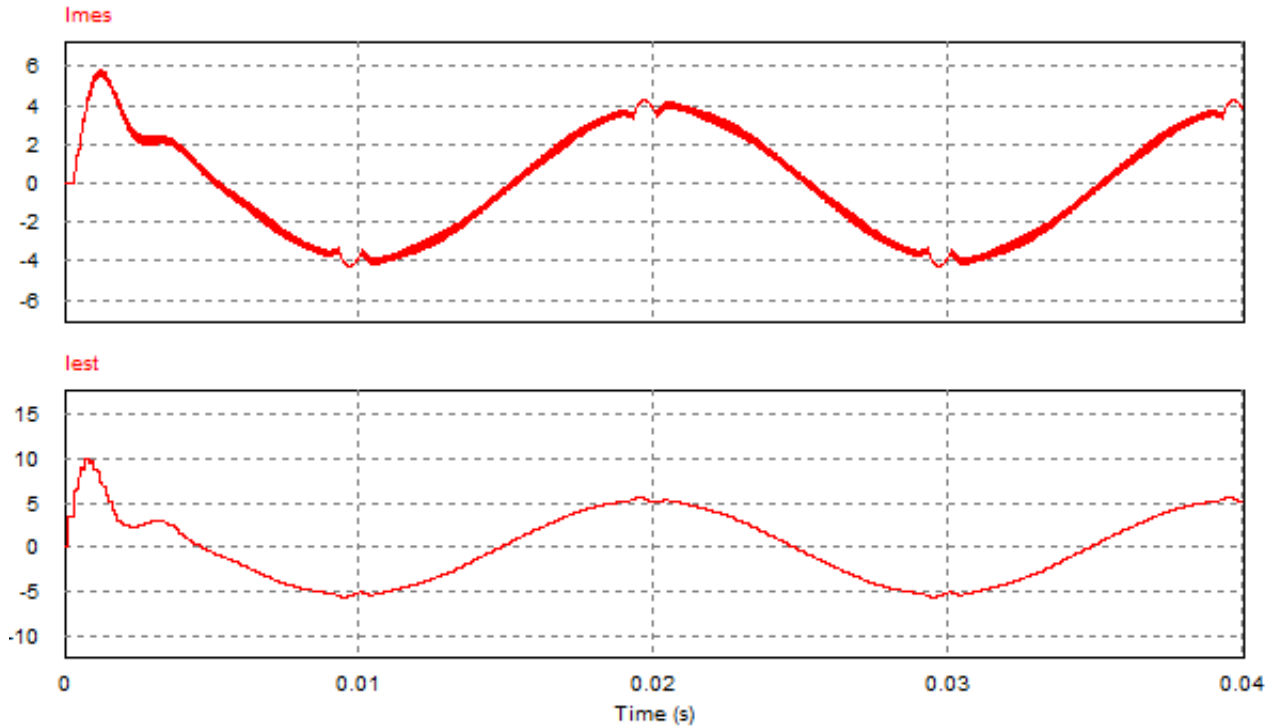


FIGURE 4.13 – Forme du courant mesuré, courant estimé

Les courbes précédentes montrent que la forme d'onde obtenue par cette technique pour les deux études, que ce soit pour le mode analogique ou numérique est la même que celle obtenue par l'observateur d'état.

TABLE 4.1 – Tableau récapitulatif des différents types de la commande

étude	la 1 <sup>ere</sup> étude	la 2 <sup>eme</sup> étude	avec observateur
l'amplitude du fondamental	312.1	312.4	315
le THD en (%)	1.00	1.11	0.96

TABLE 4.2 – Valeurs des différentes grandeurs obtenues par l'observateur

grandeur	courant mesuré	courant estimé	tension estimé
l'amplitude du fondamental	3.91	6.16	311.3
le THD en (%)	5.31	2.95	0.90

Donc d'après les deux tableaux, on conclut que l'estimateur d'état assure une bonne dynamique avec le THD désirable (réduit).

## 4.5 Co-simulation de la commande ‘Dead Beat ’

L’exploitation des outils de prototypage de contrôle rapide ne permettant pas seulement d’économiser le temps, mais également l’argent et les efforts de la conception de contrôle[22]. La co-simulation ( processor-in-the-loop ) est l’une de ces outils la plus utilisée notamment dans le domaine de l’électronique de puissance.

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, la co-simulation consiste à implémenter l’algorithme de contrôle dans une carte de développement et configurer une interface de communication pour recevoir et transmettre les données de et vers logiciel de simulation .

Dans ce partie , nous allons réaliser une co-simulation de la commande de l’onduleur monophasé. les différentes étapes de la réalisation d’une (PIL) seront présentées en détail à l’aide du logiciel Code Composer.

### 4.5.1 Configuration de PSIM

Avant d’effectuer la génération du code, on définit d’abord la configuration du projet pour Code Composer Studio. Double-clique sur le bloc Simulation Control (l’image d’horloge),Le cible matérielle doit être réglé sur TI F28335. Cliquez sur le menu déroulant pour choisir l’un des quatre projets de réglage. Dans ce cas, nous choisirons RAM Debug, comme indiqué dans la figure (4.14) .

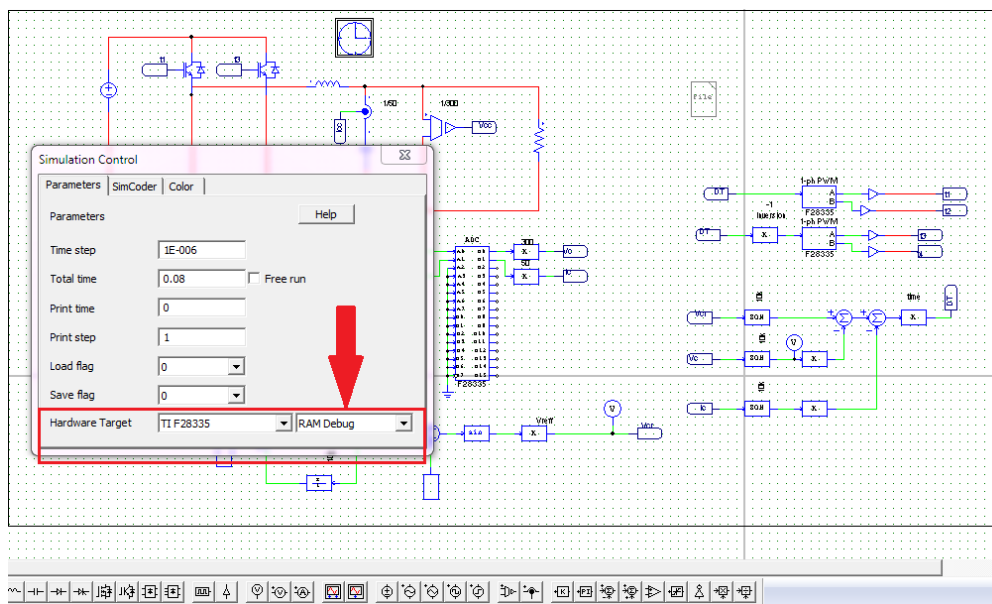
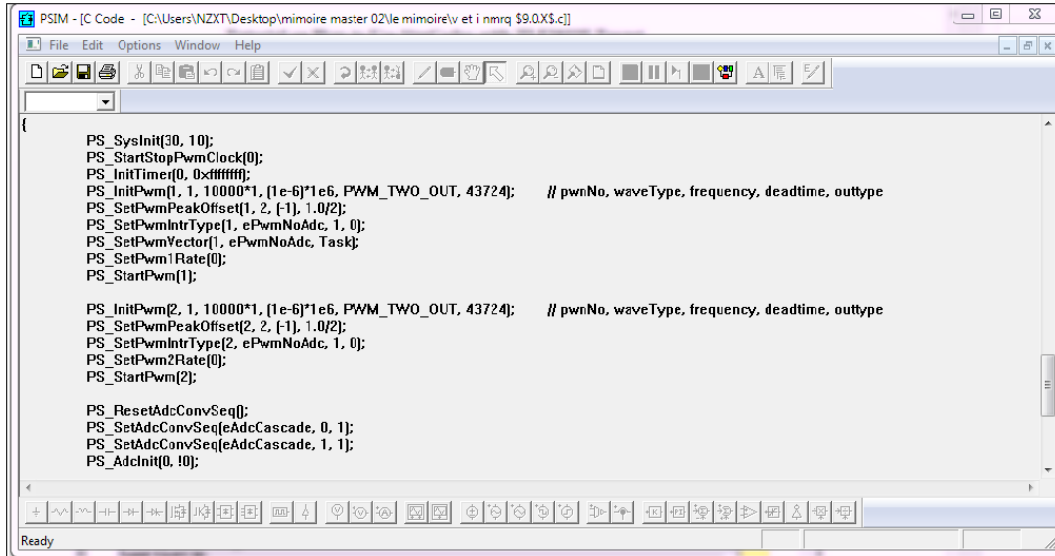


FIGURE 4.14 – Choix du type de mémoire pour la carte DSP sur le circuit de simulation

Avec le paramètre de RAM Debug, il est facile de déboguer le programme et il n’est pas nécessaire d’écrire le programme à la mémoire flash.

### 4.5.2 Génération du Code C

Pour générer le code,on sélectionne Simuler -> Générer le code. Le code généré sera affiché dans une fenêtre séparée, comme illustré dans la figure ci-dessous.



```

PSIM - [C Code - [C:\Users\NZXT\Desktop\mimoire master 02\le mimoire\lv et i nmrq $9.0X5.c]
File Edit Options Window Help
PS_SysInit(30, 10);
PS_StartStopPwmClock[0];
PS_InitTimer[0, 0xfffff];
PS_InitPwm[1, 1, 10000*1, (1e-6)*1e6, PWM_TWO_OUT, 43724]; // pwnNo, waveType, frequency, deadtime, outtype
PS_SetPwmPeakOffset[1, 2, [-1], 1.0/2];
PS_SetPwmIntrType[1, ePwmNoAdc, 1, 0];
PS_SetPwmVector[1, ePwmNoAdc, Task];
PS_SetPwm1Rate[0];
PS_StartPwm[1];

PS_InitPwm[2, 1, 10000*1, (1e-6)*1e6, PWM_TWO_OUT, 43724]; // pwnNo, waveType, frequency, deadtime, outtype
PS_SetPwmPeakOffset[2, 2, [-1], 1.0/2];
PS_SetPwmIntrType[2, ePwmNoAdc, 1, 0];
PS_SetPwm2Rate[0];
PS_StartPwm[2];

PS_ResetAdcConvSeq[];
PS_SetAdcConvSeq[eAdcCascade, 0, 1];
PS_SetAdcConvSeq[eAdcCascade, 1, 1];
PS_AdcIntr[0, 10];

```

FIGURE 4.15 – Génération de Code C

### 4.5.3 Chargement de l’algorithme par logiciel CCS

Après la génération du code C, Tous d’abord nous créons un nouveau fichier qui contient seulement l’algorithme de la commande.

- Ouvrir le logiciel CCS figure (4.16).
- Lorsque CCS est ouvert, choisissez le menu project-> new project, Cliquez sur l’onglet CCS Edit, Dans la fenêtre Target configuration, vous cliquez sur le bouton droit de la souris et vous choisissez New Target Configuration ( voir la figure (4.17)) .
- Une fenêtre s’ouvre et vous tapez notre fichier en conservant l’extension de fichier .ccxml. Vous cliquez ensuite sur Finish.
- Sauvegardez le fichier dans le dossier de projet.
- On Insère la carte de contrôle TI-F28335 dans le kit de conversion Buck DC / DC à 2 canaux de TI (TMDSDCDC2KIT) .
- Une fenêtre apparaîtra, et dans la liste combo Connection choisissez ”Texas Instrument ” et cochez le processeur TI F28335 dans Board and Devices. Cliquez sur Save ensuite sur Test Connection. Une fenêtre apparaît indiquant si oui ou non la carte est reconnue.
- Une fois complété la programmation, compilez le programme via le menu Project->rebuild All.
- Nous devons ensuite « charger » le programme codé en machine dans le processeur (DSP). Pour ce faire, on clique sur le menu Run->Load programme. Une fenêtre s’ouvrira pour nous demander un fichier avec ’extension .out’ qui se trouve dans le dossier Debug de notre projet.
- Nous exécutons ensuite le programme par le menu >run de l’onglet Debug.

Voici les étapes en images.

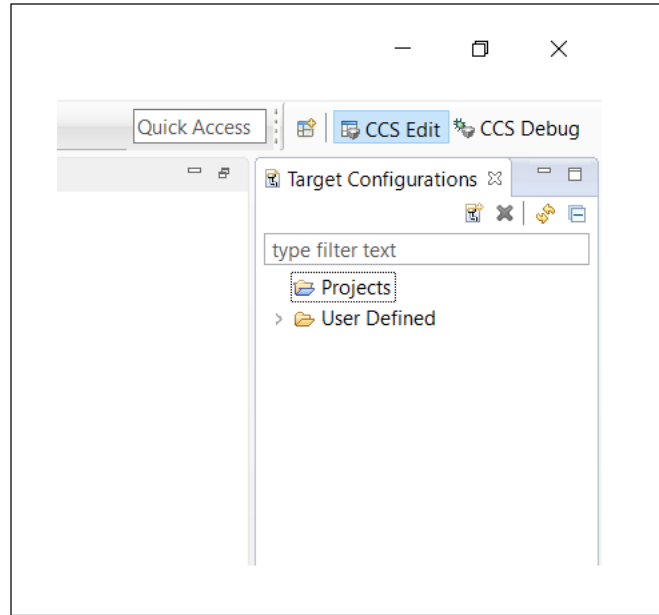


FIGURE 4.16 – Définition de la configuration de la carte TI-F28335

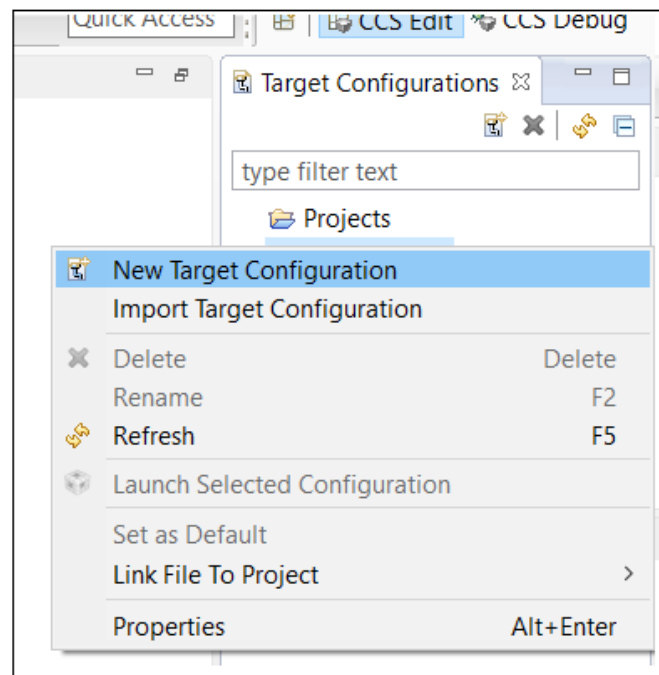


FIGURE 4.17 – Création d'un fichier de configuration de la carte TI-F28335

```

File Edit View Navigate Project Scripts Run Window Help
Test Connection
Do a test using 0x00000000.
Scan tests: 2, skipped: 0, failed: 0
Do a test using 0xFE03E0E2.
Scan tests: 3, skipped: 0, failed: 0
Do a test using 0x81FC1F1D.
Scan tests: 4, skipped: 0, failed: 0
Do a test using 0x533C0CA.
Scan tests: 5, skipped: 0, failed: 0
Do a test using 0xAAC3355.
Scan tests: 6, skipped: 0, failed: 0
All of the values were scanned correctly.
The JTAG IR Integrity scan-test has succeeded.
-----[Perform the Integrity scan-test on the JTAG DR]-----
This test will use blocks of 512 32-bit words.
This test will be applied just once.
Do a test using 0xFFFFFFFF.
Scan tests: 1, skipped: 0, failed: 0
Do a test using 0x00000000.
Scan tests: 2, skipped: 0, failed: 0
Do a test using 0xFE03E0E2.
Scan tests: 3, skipped: 0, failed: 0
Do a test using 0x81FC1F1D.
Scan tests: 4, skipped: 0, failed: 0

```

FIGURE 4.18 – Test de connexion entre CCS et la carte TI-F28335

```

File Edit View Project Tools Scripts Run W
Debug
NewTargetConfiguration.ccxml [Code Compos
Texas Instruments XDS100v1 USB Emulator I
main() at 1_ph_PWM_with_dc_222.c:5
_args_main() at args_main.c:91 0x009960
c_int00() at boot28.inc:223 0x0098EA (_c
UARTConnection_0/ComPort (Running)
NewTargetConfiguration.ccxml 0x3ff9ce
47 PS_SetPwmPeakOffset(2, 2, (-1), 1.
48 PS_SetPwmIntrType(2, ePwmNoAdc, 1,
49 PS_SetPwm2Rate(0);
50 PS_StartPwm(2);
51
52 PS_StartStopPwmClock(1);
53 }
54
55 void main()
56 {
57 Initialize();
58 PS_EnableIntr(); // Enable Globa
59 PS_EnableDbgm();
60 for (;;) {
61 }
62 }
63
64

```

FIGURE 4.19 – L'exécution du programme dans la cible numérique

#### 4.5.4 Résultats de simulation PIL

Le nouveau schéma de simulation est présenté par la figure (4.20) suivante :

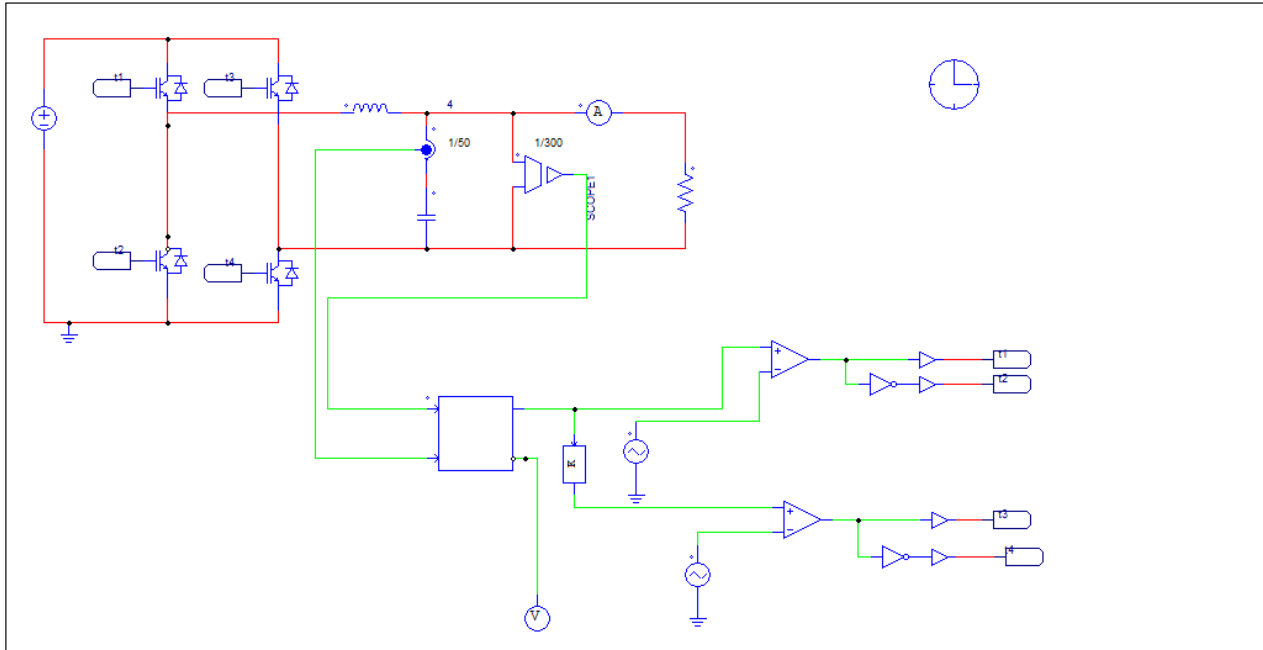


FIGURE 4.20 – Schéma de simulation PIL du système

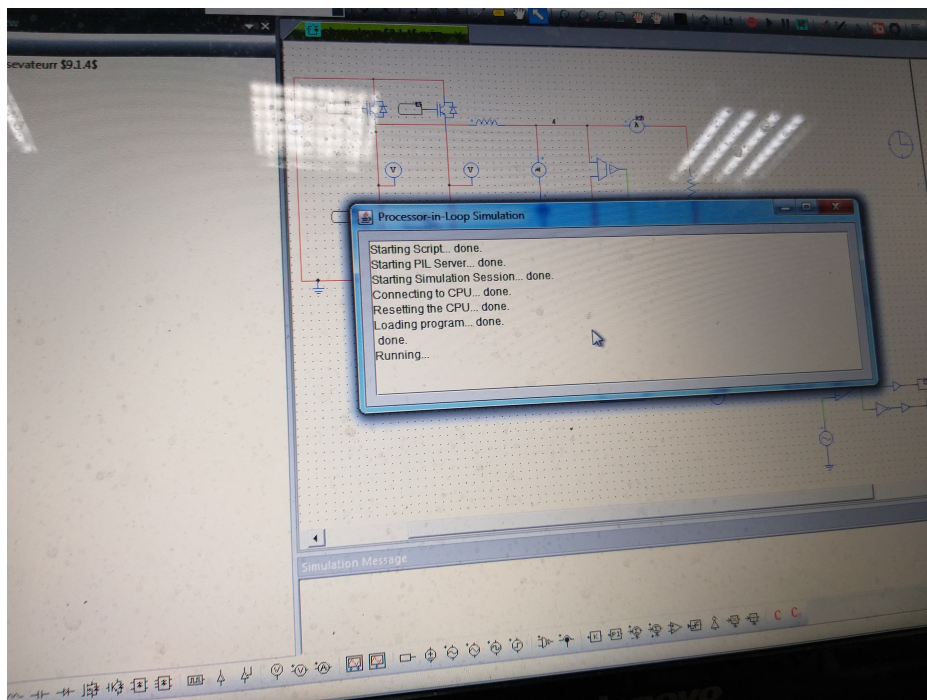
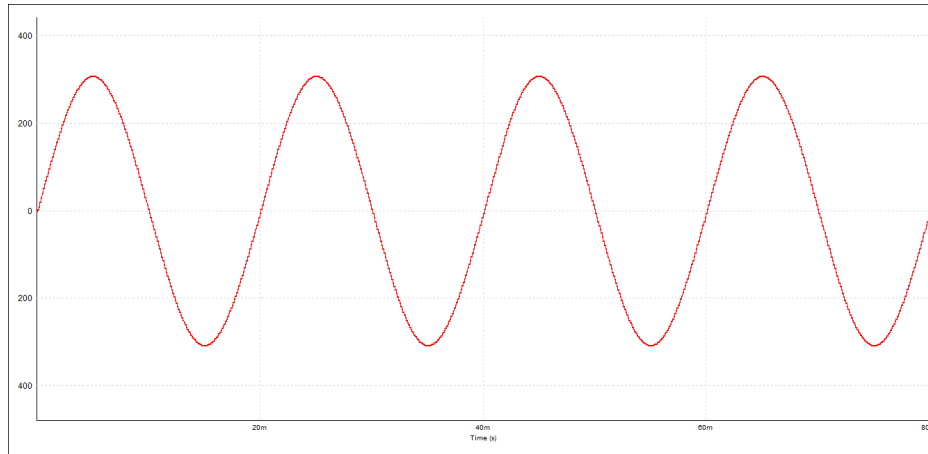
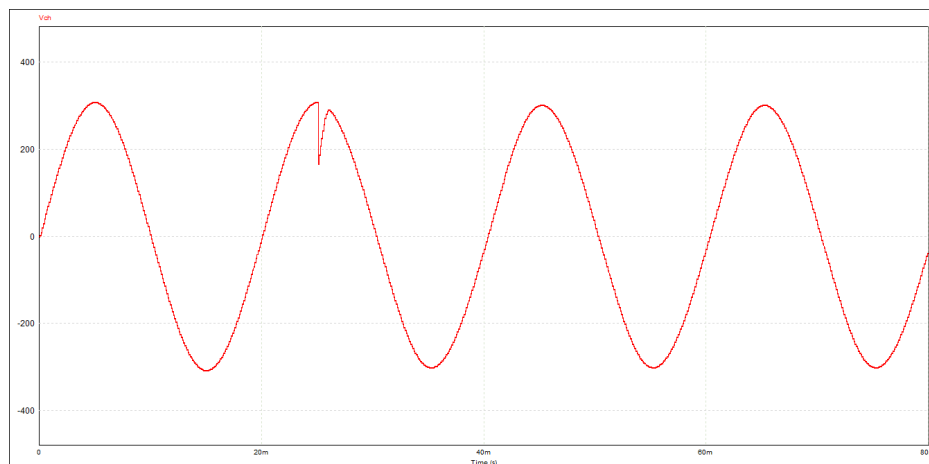
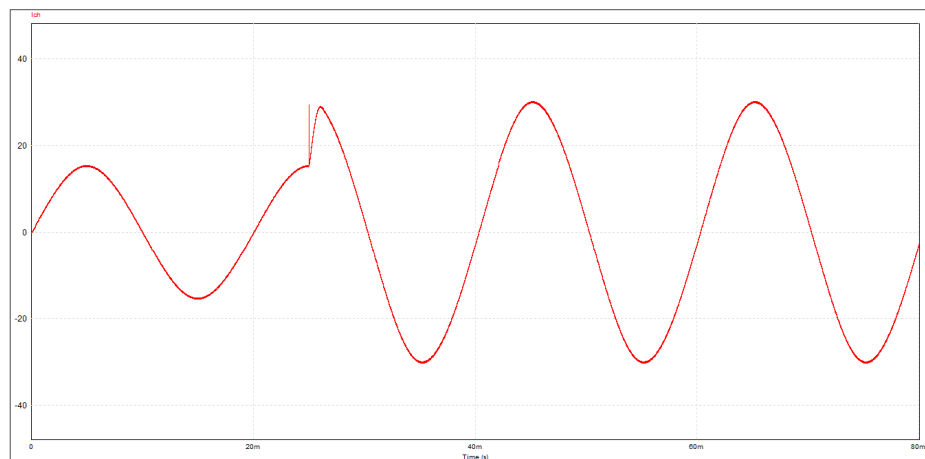


FIGURE 4.21 – Simulation PIL en cours d'exécution

FIGURE 4.22 – La tension de sortie  $V_{charge}$ 

- On applique une distorsion (perturbation) sur la charge à l'instant  $t=0.025s$

FIGURE 4.23 – La tension de sortie  $V_{charge}$  perturbéeFIGURE 4.24 – Le courant perturbé  $I_{charge}$

En comparant les deux courbes de simulation du système sans et avec perturbation, la figure (4.23) montre bien que l'ajout de cette dernière (perturbation) n'affecte pas sur la charge et permet d'éliminer les distorsions du tension  $V_{out}$  qui surgissent au moment de la connexion brusque d'une charge.

## 4.6 Mise en œuvre expérimentale

Le dispositif expérimental est composé de trois blocs , une partie de puissance, une partie qui concerne la commande, et une interface Homme-machine.

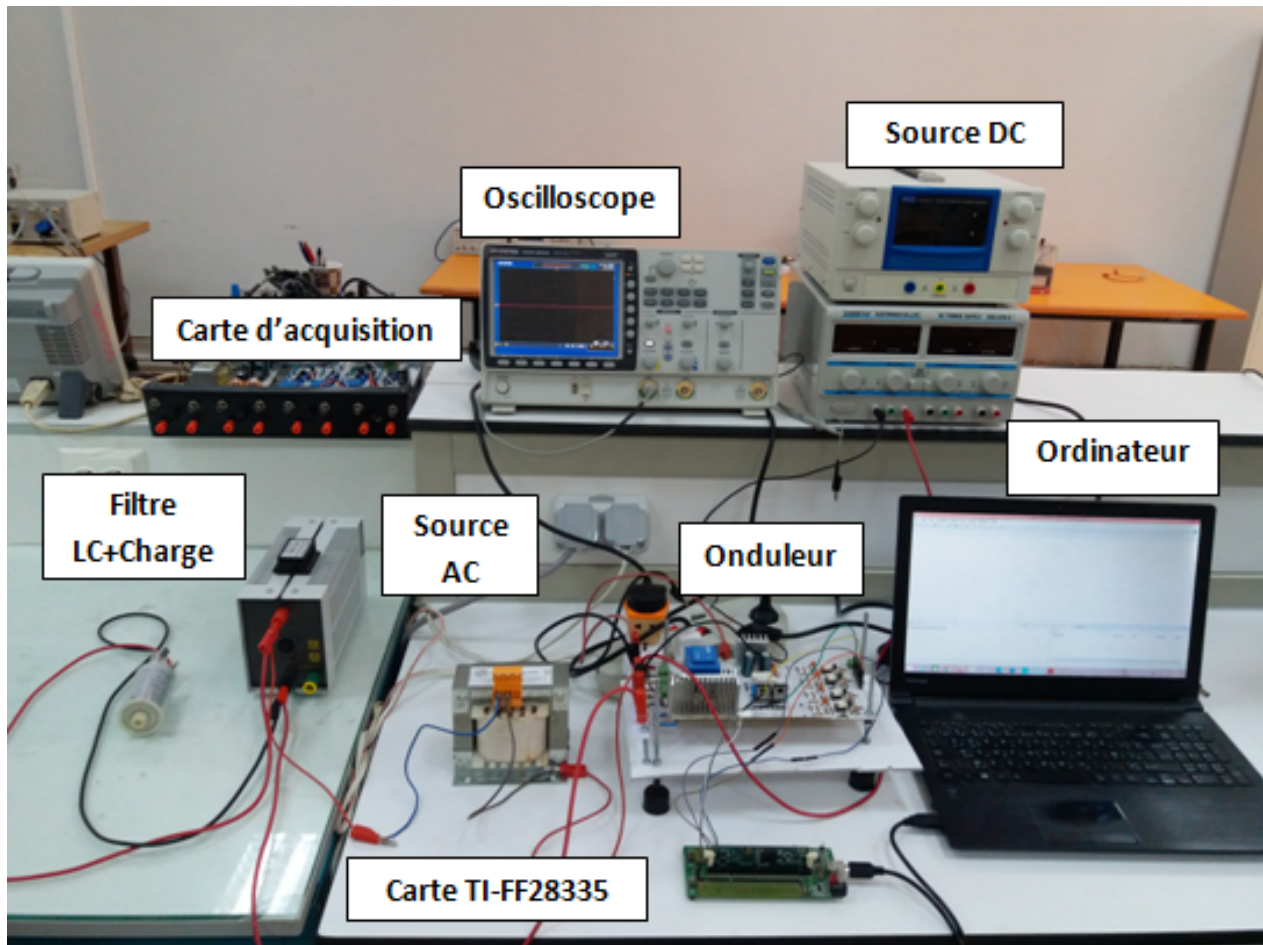


FIGURE 4.25 – Le dispositif expérimental du banc d'essai

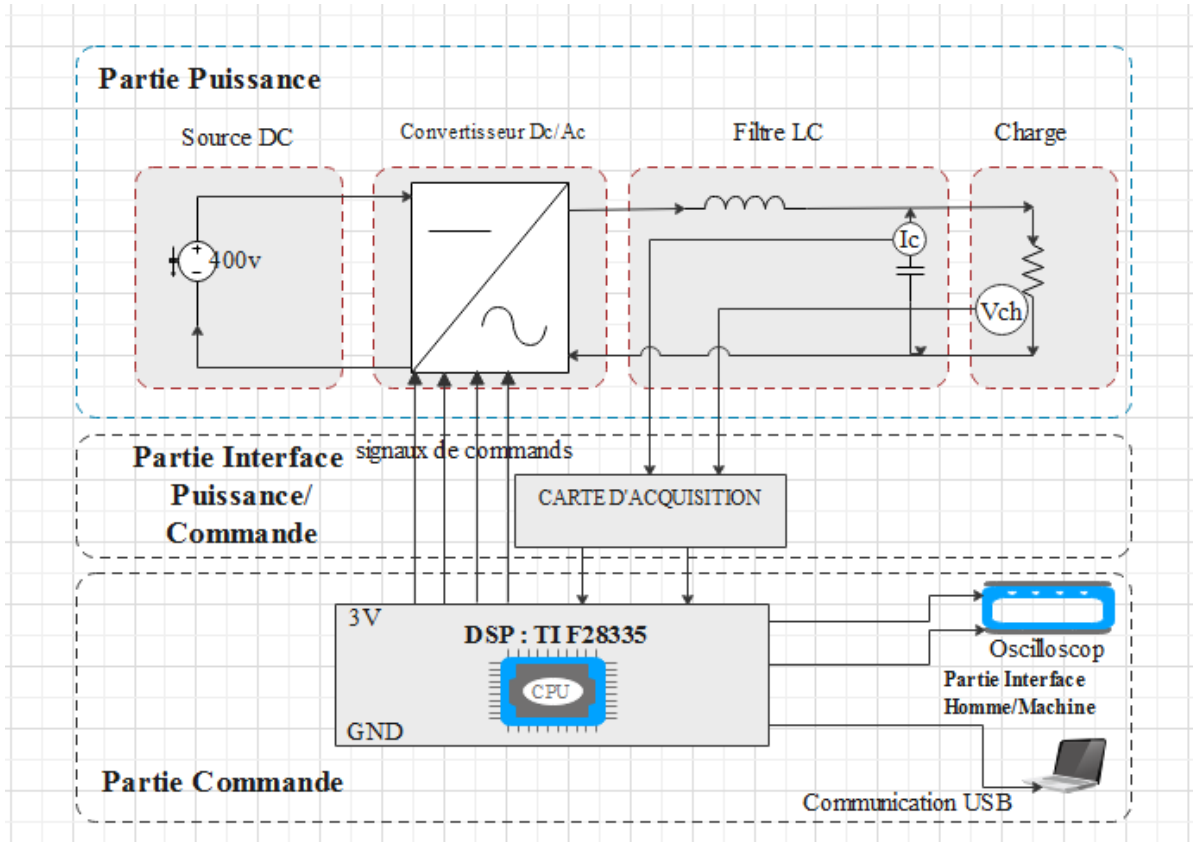


FIGURE 4.26 – Le dispositif expérimental du banc d’essai

### 4.6.1 Partie puissance

La tension d’alimentation du convertisseur DC/AC est réglable sur 400v, afin d’obtenir une tension Alternative ( $311v / 50Hz$ ), Le raccordement de l’onduleur de tension sur le est fait par l’intermédiaire d’une inductance  $L$ , et une capacité  $C$  de filtrage de tension  $V_{conv}$ . Aux bornes de cette capacité on connecte une charge qui est de nature résistive .

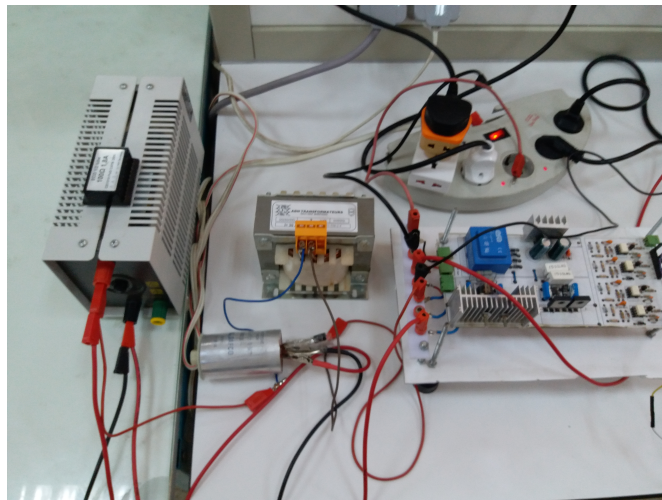


FIGURE 4.27 – Photo réel du partie puissance

### 4.6.2 Partie commande

La partie commande est composée d'une cible numérique avec le coté de commande d'onduleur (signaux des gâchettes  $Sw_1, Sw_2, Sw_3, Sw_4$ )

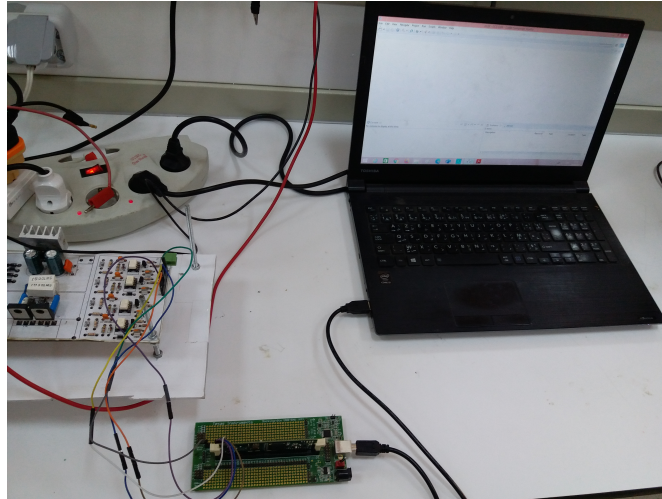


FIGURE 4.28 – Photo réel du partie commande

### 4.6.3 Partie interface Homme/Machine

L'interface Homme machine est composée d'un ordinateur hôte pour l'implantation de la commande de l'onduleur monophasé sur la cible numérique TMS320F28335D, et d'un oscilloscope permettant la visualisation des acquisitions réalisées.



FIGURE 4.29 – Partie interface Homme/Machine

#### 4.6.4 Mesure de la tension $V_c$

Les capteurs de tension utilisés sont de référence LV25-P (voir annexe). Ce type de capteurs présente un maximum de mesure pouvant atteindre le 500V. Ils sont caractérisés par un ratio de conversion égal à 2.5, tel que le courant à la sortie du secondaire  $I_s$  est exprimé en fonction du courant à l'entrée du primaire  $I_p$  par la relation (4.1) suivante :

$$I_s = 2.5.I_p \quad (4.1)$$

La figure (4.30) présente le principe de fonctionnement du capteur de tension LV25-P avec  $R_m$  est la résistance de mesure et  $R_1$  la résistance du primaire.

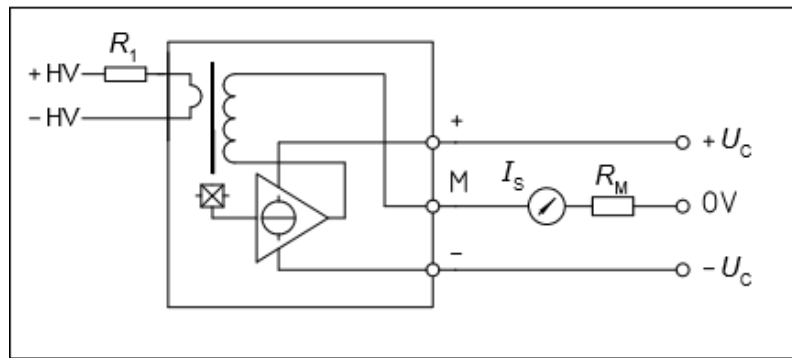


FIGURE 4.30 – Principe de fonctionnement du capteur de tension LV25-P

La résistance  $R_1$  est déterminée en fixant la tension nominale  $V_{in}$  à mesurer entre  $-H_v$  et  $+H_v$  pour un courant nominal  $I_p = 10mA$  au primaire, D'où on obtient :

$$R_1 = \frac{V_{in}}{I_p} = \frac{V_{in}}{10mA} \quad (4.2)$$

Si on suppose que l'amplitude de la tension à mesurer est de 400V on aura alors :

$$R_1 = \frac{400}{10mA} = 40k\Omega \quad (4.3)$$

D'après le constructeur du capteur LV25-P, la résistance de mesure  $R_m$  doit être comprise entre  $100\Omega$  et  $350\Omega$  pour une alimentation de  $\pm 15V$  et un courant primaire maximal de 10mA. Dans ce projet, la résistance  $R_m$  est choisie égale à  $120\Omega$ .

Le choix du gain de la voie de mesure de tension dépend de la pleine échelle du convertisseur analogique numérique de la cible utilisée.

Dans ce cas, la pleine échelle est égale à  $[0..3V]$  pour une amplitude de tension mesurée  $\pm 311V$ . La voie de mesure de la tension  $V_c$  permet une isolation galvanique entre la commande et la partie puissance, Un étage suiveur constitue d'un amplificateur opérationnel avec un gain unitaire est ajouté à la sortie du capteur de tension afin d'assurer une adaptation d'impédance entre le LV25-P et la cible numérique utilisée STM320F28335 Discovery. La figure suivante présente l'architecture d'une voie de mesure de tension  $V_{in}$  qui assure à la fois la mesure de cette dernière et l'isolation galvanique entre les deux parties.

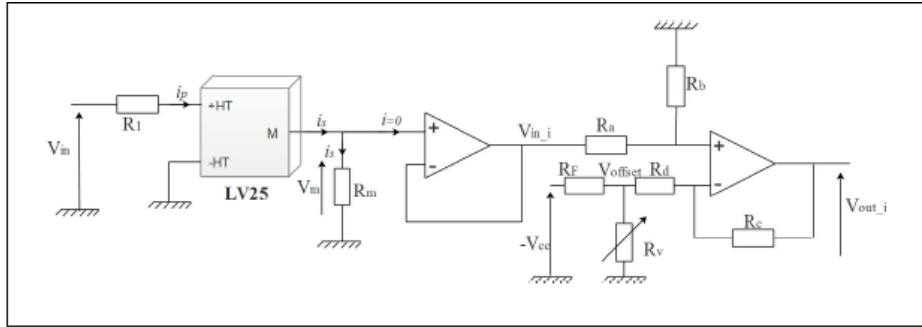


FIGURE 4.31 – Voie de mesure de la tension

## 4.7 Résultats expérimentaux

### 4.7.1 Test en boucle ouverte

Au cours de ce test expérimentale la tension  $V_{dc}$  est choisie égale 30V

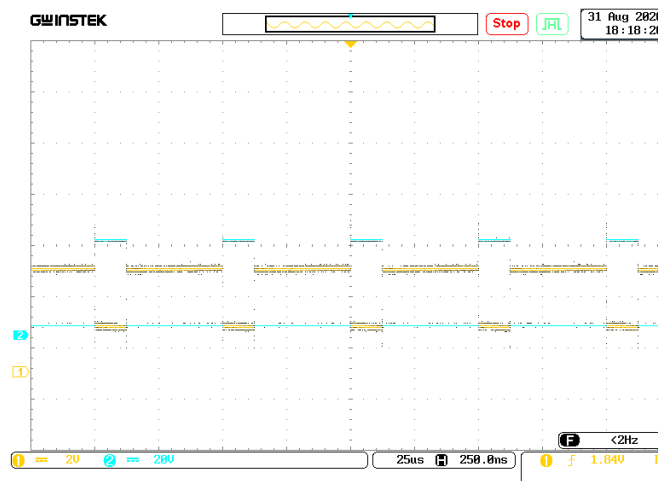


FIGURE 4.32 – Signaux de commande des interrupteurs du premier bras

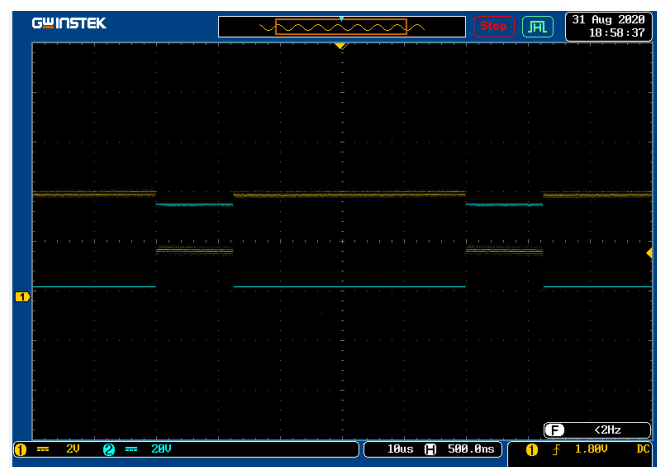


FIGURE 4.33 – Signaux de commande des interrupteurs du deuxième bras

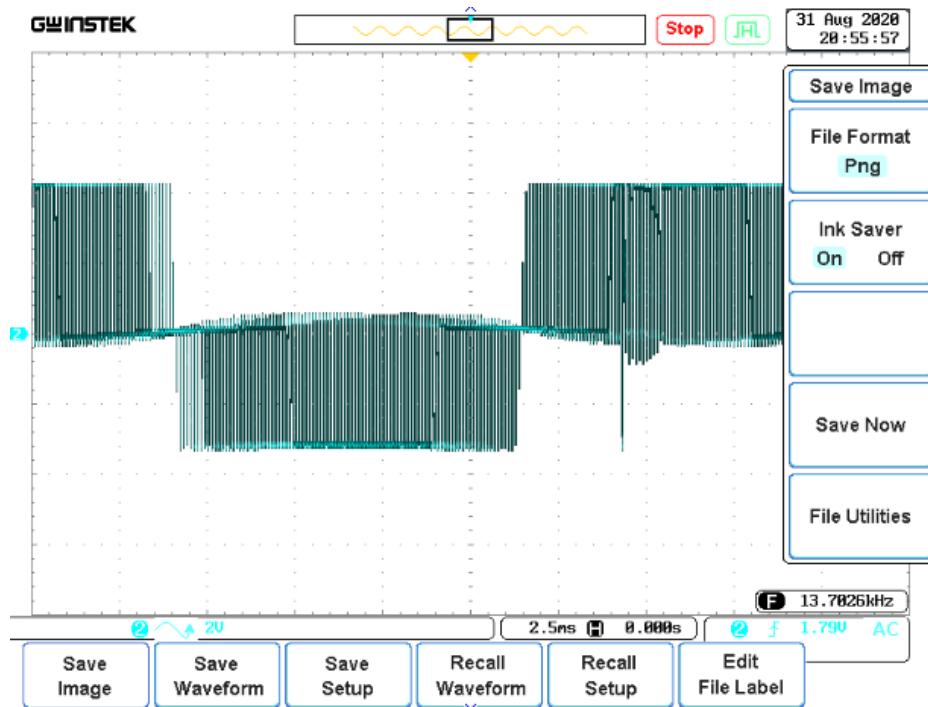


FIGURE 4.34 – La tension de sortie non filtrée aux bornes de l'onduleur

## 4.8 Conclusion

Au cours de ce dernière chapitre, Nous avons commencé par une présentation sur la carte de développement TI F28335 pour réaliser la co-simulation et une description du banc expérimental ainsi que des résultats expérimentaux obtenus ont été présentées. Ceci a permis de valider l'étude de la commande de l'onduleur monophasé type source de tension détaillée au niveau des chapitres précédents.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail se focalisait sur la réalisation d'une commande en temps réel d'un onduleur monophasé type source de tension, en utilisant un observateur de luenberger.

Le système commandé comporte une boucle de régulation en tension et en courant, Une première partie de ce mémoire a été consacrée sur la commande PWM des convertisseurs DC-AC monophasé de tension et leur principe de fonctionnement ,avec une conception général du filtre LC .

Dans une deuxième partie, nous avons étudié et établi à la base d'un modèle de convertisseur DC/AC une stratégie de commande numérique .Les résultats de simulation obtenus pour une charge résistive permet de synthétiser une onde en sortie du convertisseur très proche d'une sinusoïde avec un faible taux de distorsion harmonique.

Un modèle de l'observateur a été étudié pour un courant  $I_c$  et une tension de charge  $V_c$  afin de prouver son avantage dans la reconstitution du courant de condensateur à partir des mesures de la tension aux bornes de cette dernière du filtre LC.

L'algorithme de contrôle a été implémenté dans la cible numérique TI F28335 de Texas Instrument via logiciel PSIM et Code Composer Studio (CCS) de la même société. Pour ce faire, on a eu recours à la discrétisation de l'algorithme de commande avec une période d'échantillonnage choisie égale à  $100 \mu s$ .

Un dispositif expérimental a été présenté dans le dernier chapitre avec une co-simulation à l'aide du concept PIL . Ce banc comporte une partie puissance qui inclut essentiellement l'onduleur et le filtre LC , une partie interface Puissance/Commande qui assure l'échange d'information entre la carte TMS320F28335D et la partie puissance, et finalement une partie interface Homme/Machine qui assure la manipulation du banc expérimental. Les résultats expérimentaux obtenues ont été présentés et ont bien prouvés que l'architecture de commande conçue permet de maintenir une tension proche d'une sinusoïde d'amplitude et de fréquence fixes.

La démarche suivie et les résultats présentés dans ce travail ouvrent de multiples perspectives tant d'un point de vue expérimental que d'un point de vue de la modélisation et de la simulation numérique. Nous espérons avoir humblement contribué par ce présent mémoire, voire la commande en temps réel d'un onduleur de tension.

- [1] HOLMES, D. G. et LIPO, T. A. : Pulse width modulation for power converters, principles and practices. John Wiley Sons, 2003.
- [2] MOHAN N, UNDELAND T. M et ROBBINS W. P : Power electronics - converters, applications, and designs. 3. ed. [S.l.] : John Wiley Sons, Inc., 2003. Cap. 8, p. 211-223. ISBN 978-0-471-22693-2.
- [3] Rashid M.H « Power Electronics Handbook : Devices, Circuits and Applications . Elsevier, 2007, ISBN 13 :978-0-12-088479-7.
- [4] Uninterruptible Power Systems (UPS) - Part 3 : Method of Specifying the Performance and Test Requirements. International Electrotechnical Commission.
- [5] KIM, H., SUL, S-K. : Analysis on Output LC Filters for PWM Inverters. Power Elect.and Mot. Contr. Conf., pp, 384-389, 2009.
- [6] CHEUNG R, CHENG L, et YU P, SOTUDEH, R : New Line-Interactive UPS System with DSP-based Active Power-Line Conditioning. IEEE Power Elect, Spec. Conf., pp.981-985, 1996.
- [7] François Defaÿ : Commande Prédicative Directe d'un Convertisseur Multicellulaire pour une Application de Filtrage Actif. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2008.
- [8] Kaouther Belkacem : Commande avec observateur de courant de charge d'un onduleur monophasé autonome. Mémoire de Master en Traitement de l'information et complexité du vivant École Nationale d'Ingénieurs de Tunis,p4,2016.
- [9] A. Chouder ,A. Malek et F. Krim : Modèle de Simulation d'une Commande en Temps Réel d'un Onduleur de Tension Triphasé. Laboratoire Photovoltaïque, Centre de Développement des Energies Renouvelables,131-135,Valorisation 1999.
- [10] Chihchiang Hua : Two-Level Switching Pattern Deadbeat DSP Controlled PWM Inverter. IEEE Trans on Pow Elect ,VOL.10,NO.3,MAY 1995.
- [11] Yves Granjon : AUTOMATIQUE, Systèmes linéaires, non linéaires, à temps continu,à temps discret, représentation d'état ,Cours et exercices corrigés.2<sup>e</sup> édition,DUNOD.
- [12] KALYAN P. GOKHALE, ATSUO KAWAMURA, et RICHARD G. HOFT : Dead Beat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis. IEEE Trans on Pow, Elec,VOL. IA-23, NO.5, september/october 1987.

- [13] Kalyan P. Gokhale, Atsuo Kawamura et Richard G. Hoft : dead beat microprocessor control of pwm inverter for sinusoidal outpout waveform synthesis.IEEE Trans. on Pow,Department of Electrical and Computer Engineering University of Missouri-Columbia,1985.
- [14] Abousoufiane Benyoucef, Kamel Kara, Aissa Chouder et Santigo Silvestre : Prediction-based Deadbeat Control for Grid-connected Inverter with L-filter and LCL-filter.Electric Power Components and Systems,42 :12, 1266-1277,DOI : 10.1080/15325008.2014.927031,30 Jul 2014.
- [15] Jose Rodriguez et Patricio Cortes : predictive control of power converters and electrical drivers. A John Wiley et Sons, Ltd, p69, 1 édition, 2012.
- [16] Benoit.Larroque : Observateur de systèmes linéaires Application à la détection et localisation de fautes. Thèse de doctorat, école de Toulouse, Septembre 2008.
- [17] Nesrine Baazoug : Implantation numérique d’algorithmes de contrôle d’un redresseur MLI monophasé.Mémoire de Master en Systèmes Embarqués et Traitement de l’information Université Paris Saclay,2016.
- [18] Kaouther Belkacem : Commande avec observateur de courant de charge d’un onduleur monophasé autonome. Mémoire de Master en Traitement de l’information et complexité du vivant École Nationale d’Ingénieurs de Tunis,p22,2016.
- [19] Kevin Lee, Ian T. Wallace, Atul S. Bhadkamkar : Design Oriented Analysis of DC Link Current Observer of a Three-phase Double Conversion Uninterruptable Power System or Adjustable Speed Drive , IEEE, 2007.
- [20] Cherifi Abdelhafid : Conception et réalisation d’un chargeur de batterie Plomb-Acide dans un micro-réseau DC . Mémoire de Master en automatique et systèmes Université de M’sila, 2018.
- [21] M. Ben Ahmed Bouzid et M. Chelbi Farid : Implémentation sur DSP F28335 des Stratégies de Commande d’un Convertisseur DC/AC. Mémoire de master en électromécanique Université A. MIRA-BEJAIA,2017.
- [22] Zorig Anwar et Ghadbane Houssam Eddine :Simulation par PIL de la commande par mode glissant de deux convertisseurs buck et boost entrelacés. Mémoire de master en électrotechnique Université de M’sila, 2018.
- [23] Source : <http://www.ti.com/product/TMS320F28335D>.

ANNEXE A

FICHE TECHNIQUE DU LV 25-P

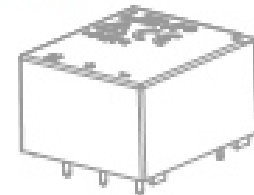


## Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data					
$I_{PN}$	Primary nominal rms current		10		mA
$I_{PN}$	Primary current, measuring range		0 .. ± 14		mA
$R_M$	Measuring resistance	with ± 12 V	$\text{Ⓢ} \pm 10 \text{ mA}_{\text{max}}$	$R_{M_{\text{min}}}$	$R_{M_{\text{max}}}$
			$\text{Ⓢ} \pm 14 \text{ mA}_{\text{max}}$	30	190
	with ± 15 V	$\text{Ⓢ} \pm 10 \text{ mA}_{\text{max}}$	100	350	
		$\text{Ⓢ} \pm 14 \text{ mA}_{\text{max}}$	100	190	
$I_{SN}$	Secondary nominal rms current		25		mA
$K_N$	Conversion ratio		2500 : 1000		
$U_S$	Supply voltage (± 5 %)		± 12 .. 15		V
$I_C$	Current consumption		10 (Ⓢ ± 15 V) + $I_S$		mA

Accuracy - Dynamic performance data					
$X_a$	Overall accuracy @ $I_{PN}$ , $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	Ⓢ ± 12 .. 15 V	± 0.9		%
		Ⓢ ± 15 V (± 5 %)	± 0.8		%
$\xi$	Linearity error		< 0.2		%
$I_o$	Offset current @ $I_C = 0$ , $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		Typ	Max	
				± 0.15	mA
$I_{OT}$	Temperature variation of $I_o$	0 °C .. + 25 °C	± 0.06	± 0.25	mA
		+ 25 °C .. + 70 °C	± 0.10	± 0.35	mA
$t_r$	Step response time <sup>1)</sup> to 90 % of $I_{PN}$		40		µs

General data					
$T_a$	Ambient operating temperature		0 .. + 70		°C
$T_s$	Ambient storage temperature		- 25 .. + 85		°C
$R_p$	Resistance of primary winding @ $T_a = 70 \text{ }^\circ\text{C}$		250		Ω
$R_s$	Resistance of secondary winding @ $T_a = 70 \text{ }^\circ\text{C}$		110		Ω
$m$	Mass		22		g
	Standards		EN 50178: 1997		
			UL 508: 2010		

Note: <sup>1)</sup>  $t_r = 25 \text{ k}\Omega$  (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit).

### Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Insulating plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor  $R_i$ , which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

### Advantages

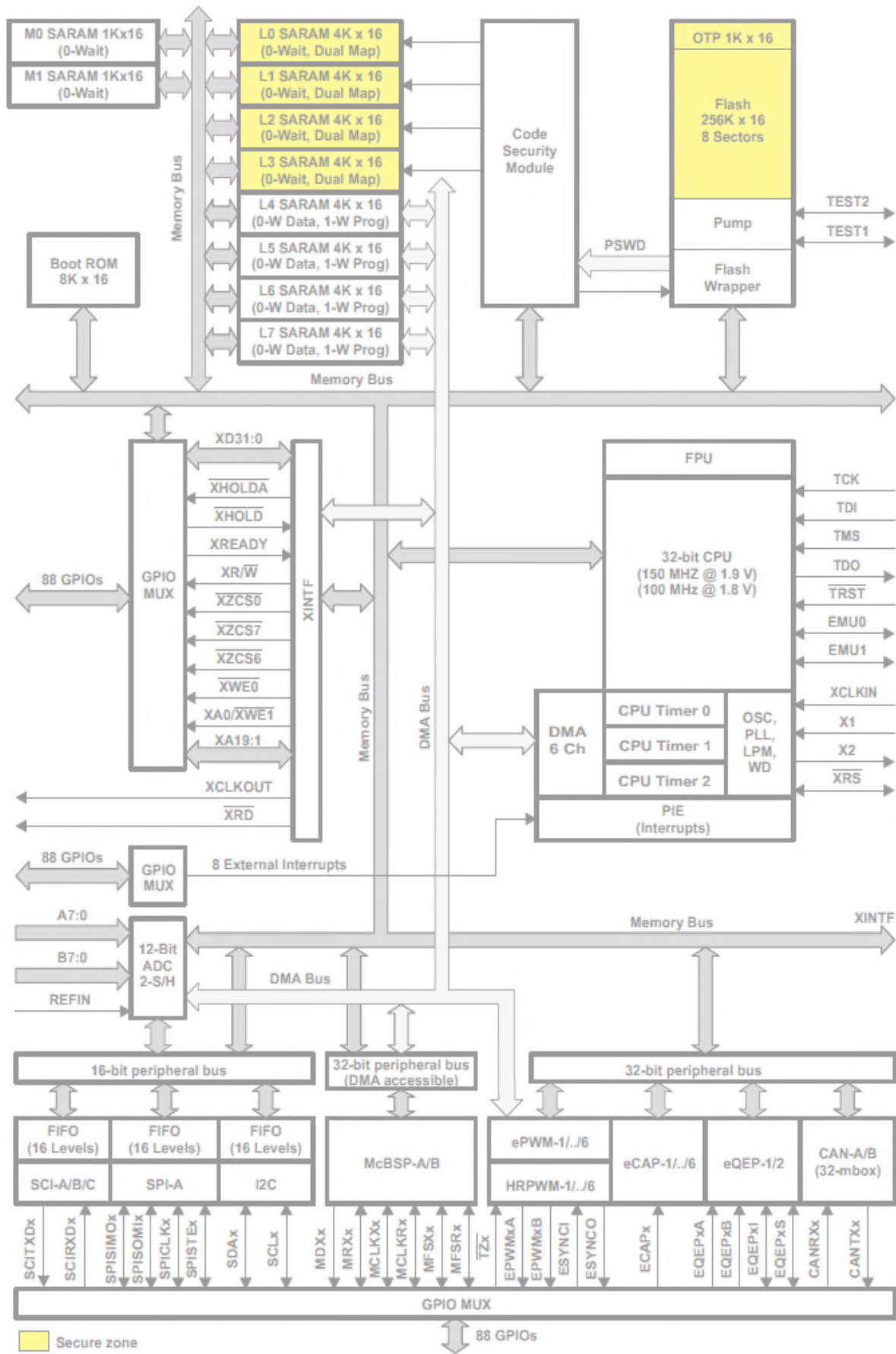
- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

ANNEXE B

DIAGRAMME FONCTIONNEL DE TI F28335



ANNEXE C

FICHE TECHNIQUE DU LA 25-NP



## Current Transducer LA 25-NP

$I_{PN} = 5-6-8-12-25 \text{ A}$

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic isolation between the primary circuit and the secondary circuit.



Electrical data							
$I_N$	Primary nominal current rms		25		A		
$I_M$	Primary current, measuring range		0 ... ± 38		A		
$R_N$	Measuring resistance @	with ± 15 V	$T_A = 70^\circ\text{C}$		$T_A = 85^\circ\text{C}$		
			$R_{Nmin}$	$R_{Nmax}$	$R_{Nmin}$	$R_{Nmax}$	
			@ ± 25 A <sub>rms</sub>	@ ± 38 A <sub>rms</sub>	@ ± 25 A <sub>rms</sub>	@ ± 38 A <sub>rms</sub>	
			100	320	100	315	Ω
			100	100	100	185	Ω
$I_S$	Secondary nominal current rms		25		mA		
$K_N$	Conversion ratio		1-3-3-4-5		1000		
$V_C$	Supply voltage (± 5 %)		± 15		V		
$I_C$	Current consumption		10 + $I_N$		mA		

Accuracy - Dynamic performance data					
$X$	Accuracy @ $I_N$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$		± 0.5		%
$S_L$	Linearity error		< 0.2		%
$I_0$	Offset current <sup>1</sup> @ $I_N = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	± 0.05	± 0.15	mA
		Max			
$I_{0M}$	Magnetic offset current <sup>2</sup> @ $I_N = 0$ and specified $R_N$ after an overload of 3 x $I_N$	0°C ... + 25°C	± 0.05	± 0.15	mA
		+ 25°C ... + 70°C	± 0.10	± 0.35	mA
$I_{0T}$	Temperature variation of $I_0$	- 25°C ... + 85°C		± 0.5	mA
		- 40°C ... + 85°C		± 1.2	mA
$t_r$	Response time <sup>3</sup> to 90 % of $I_N$ step		< 1		µs
d/dt	d/dt accurately followed		> 50		A/µs
BW	Frequency bandwidth (- 1 dB)		DC ... 150		kHz

General data					
$T_A$	Ambient operating temperature		- 40 ... + 85		°C
$T_S$	Ambient storage temperature		- 45 ... + 90		°C
$R_p$	Primary coil resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$		< 1.25		mΩ
$R_s$	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	@ $T_A = 85^\circ\text{C}$	110		Ω
			115		Ω
$R_{is}$	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$		> 1500		MΩ
$m$	Mass		22		g
	Standards		EN 50178: 1997		

**Notes:** <sup>1</sup> Measurement carried out after 15 mn functioning  
<sup>2</sup> The result of the coercive field of the magnetic circuit  
<sup>3</sup> With a d/dt of 100 A/µs.

### Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

### Application domain

- Industrial.