

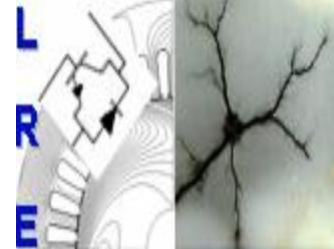
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme

**Ingénieur d'état en électrotechnique**

Intitulé

Implémentation de la MLI pré-calculée sur la  
carte DSP TMS320F28335 et l'onduleur  
« SEMISTEACH B6CI-IGBT »

Présenté par

**MEFTAH Houssef eddine et HAKIKI Nassim**

Sous la direction de

**Dr. T.ZEBBADJI et Pr. S.HADJI**

Présenté et soutenu publiquement le 13 juin 2017

**Composition du Jury :**

Président R. TAHMI, Professeur à l'ENP  
Rapporteur/Promoteur T. ZEBBADJI, Docteur à l'ENP  
S. HADJI, Professeur à l'EPST Alger  
Examineur L.NEZLI, Professeur à l'ENP

ENP 2017



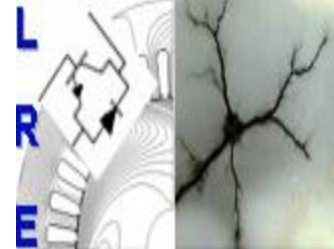
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme

**Ingénieur d'état en électrotechnique**

Intitulé

Implémentation de la MLI pré-calculée sur la  
carte DSP TMS320F28335 et l'onduleur  
« SEMISTEACH B6CI-IGBT »

Présenté par

**MEFTAH Houssef eddine et HAKIKI Nassim**

Sous la direction de

**Dr. T.ZEBBADJI et Pr. S.HADJI**

Présenté et soutenu publiquement le 13 juin 2017

**Composition du Jury :**

Président R. TAHMI, Professeur à l'ENP

Rapporteur/Promoteur T. ZEBBADJI, Docteur à l'ENP

S. HADJI, Professeur à l'EPST Alger

Examineur L.NEZLI, Professeur à l'ENP

ENP 2017

## ملخص

الغرض من هذا العمل يكمن في تطبيق تقنية القضاء الانتقائي للتوافقيات (SHE PWM) للتحكم علي موج من نوع « SEMISTEACH B6CI-IGBT » بواسطة بطاقة التحكم DSP TMS320F28335 من أجل التخلص من التوافقيات الغير المرغوب فيها لكل من التيار و التوتر والتحقق من صحة نتائج المحاكاة باستخدام MATLAB /SIMULINK حساب زوايا التحول لهذه التقنية يتم باستعمال الطرق العددي .تتم كتابة البرنامج المثبت في بطاقة التحكم DSP بلغة C .يتم إنشاء هذا البرنامج باستخدام MATLAB / SIMULINK وتشغيله عبر برنامج CCS IDE.النتائج التجريبية التي تم الحصول عليها قريبة جدا من نتائج المحاكاة و بالتالي تؤكد حسن سير العمل لهته التقنية.

**الكلمات المفتاحية :** تقنية القضاء الانتقائي للتوافقيات , التوافقيات , زوايا التحول.

## Abstract

The purpose of this work is the Implementation of the selective harmonic elimination pulse width modulation (SHE PWM) strategy, for the control of « SEMISTEACH B6CI-IGBT » inverter using DSP TMS320F28335 Experimenter kit in order to cancel/reduce the unwanted harmonics of output voltage and hence, current. The switching angles of the SHE PWM are calculated using numerical methods. The code implemented on the DSP is in C language; this code is generated employing MATLAB/SIMULINK software and then transferred to the DSP board (downloaded) for execution via the CCS IDE software. The obtained results are very close to the simulation ones, they can therefore be termed as satisfactory.

**Key words:** SHE PWM, DSP, switching angles, harmonics.

## Résumé

Le but de ce travail est d'implémenter la MLI pré-calculée pour commander un onduleur « SEMISTEACH B6CI-IGBT » à l'aide d'une carte DSP TMS320F28335. En vue d'éliminer les harmoniques indésirables de la tension, et donc du courant de sortie et valider les résultats de simulation obtenus au moyen du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les angles de commutation de la technique MLI pré-calculée sont déterminés à l'aide des méthodes numériques. L'élaboration du programme implanté sur le DSP est effectuée en langage C. Ce programme est généré à partir du logiciel MATLAB/SIMULINK et transféré pour l'exécution via le logiciel CCS IDE. Les résultats expérimentaux obtenus sont très proches des résultats de simulation, et peuvent être qualifiés de satisfaisants.

**Mots clés :** MLI pré-calculée, carte DSP, harmoniques, angles de commutation.



# *Dédicaces*

*A mes parents, qui m'ont soutenu tout au long de  
mes études.*

*A tous les membres de ma famille.*

*À mes amis.*

*À tous mes professeurs*

*Housseem Eddine*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes très chers parents*

*A mon frère Chahine et ma sœur Sarah.*

*À la mémoire de ma chère tante*

*A toute ma famille*

*A mon binôme Houssemeddine MEFTAH et sa famille*

*A tous mes amis de l'ENP en particulier : KADRI Hatem Ibrahim, MEDJKOUH*

*Saïd , RIACHE Younes et MARICHE Hichem ...*

*A la promotion sortante 2017, en particulier les électrotechniciens*

## **Remerciement**

*Nous remercions, avant tout, notre Dieu de nous avoir donné la force et le courage pour réaliser ce travail.*

*Nous remercions mes encadreurs : Mr T.ZEBBADJI et Mr S.HADJI, pour leurs précieuses directives, leurs fructueux conseils, leurs courtoisie si raffinée et leurs qualités humaines.*

*Nous remercions vivement Melle S.Chouiref pour son aide, sa patience et sa disponibilité durant tout le long de notre travail.*

*Nous adressons mes chaleureux remerciements aux membres du jury qui ont bien voulu juger mon travail et m'honorer avec leur participation.*

*Nous souhaitons également remercier tous les enseignants ayant assurés mes cours pendant mes années d'études.*

## **Table des matières :**

### **Liste des Tableaux**

### **Liste des Figures**

### **Liste des Abréviations**

<b>Introduction générale .....</b>	<b>13</b>
------------------------------------	-----------

## **Chapitre 1 : La Modulation de Largeur d'Impulsion dans les onduleurs monophasés**

1.1 Introduction .....	15
1.2 La Modulation de Largeur d'Impulsion .....	18
1.2.1 Techniques de génération d'onde MLI .....	19
1.3 La Technique MLI engendrée (SPWM).....	20
1.4 La Technique MLI pré-calculée ou optimisée (optimised feed-forward PWM).....	21
1.4.1 Principe de la méthode .....	22
1.5 Généralités sur les onduleurs.....	22
1.5.1 Principe des onduleurs .....	23
1.5.2 Classification des onduleurs.....	24
1.5.2.1 Onduleurs non autonome ou "assisté" .....	24
1.5.2.2 Onduleur autonome .....	24
1.6 Les onduleurs monophasés.....	25
1.7 Conclusion.....	26

## **Chapitre 2 : La technique MLI pré-calculée**

2.1 Introduction .....	28
2.2 Principe de la MLI pré-calculée (optimisée).....	28
2.3 Calcul des coefficients $a_0$ , $a_n$ et $b_n$ .....	29
2.4 Résolution des systèmes d'équations non linéaires.....	31
2.4.1 Méthode de Newton-Raphson.....	32
2.4.2 Etude de la convergence.....	33
2.4.3 Avantages et inconvénients de la méthode de Newton-Raphson.....	33
2.5 Le Processus itératif de Newton-Raphson pour le calcul des angles de commutation.....	34
2.6 Les angles de commutations exacts par la technique MLI pré-calculée .....	37
2.7 Conclusion.....	38

## **Chapitre 3 : Familiarisation avec le DSP TMS320F28335**

3.1 Introduction .....	40
3.1.2 Nomenclature de la famille TMS320 .....	42
3.1.3 Les périphériques .....	42
3.2 Convertisseur analogique numérique (the Analog-to-digital converter ADC) .....	44
3.3 Direct Memory Access Controller (DMA) .....	45
3.4 Les Interruptions .....	46
3.4.1 Hiérarchie des interruptions .....	46
3.4.2 Niveaux de priorités des interruptions du DSP .....	47
3.4.3 Interrupt Flag Register (IFR).....	48
3.4.4 Interrupt Mask Register (IMR) .....	48

3.5 GP timers.....	48
3.5.1 Les entrée/sorties de GP timer.....	48
3.5.2 Les modes de comptage .....	49
3.6 Les sorties MLI .....	49
3.6.1 Calcul des temps actif et inactif de la sortie TxPWM.....	51
3.6.2 Génération de temps morts.....	51
3.6.3 L'unité de comparaison .....	53
3.7 Les outils de développement logiciel .....	53
3.7.1 Code Composer Studio (IDE) .....	53
3.7.2 Matlab/Simulink.....	53
3.7.3 Exemple de configurations des périphériques de la DSP sur Simulink .....	54
3.8 Conclusion.....	56

## **Chapitre 4 : Conception matérielle, implémentation sur DSP et validation expérimentale**

4.1 Introduction .....	58
4.2 Le convertisseur statique SEMISTEACH B6CI .....	59
4.3 La carte d'isolation et d'adaptation de signal.....	60
4.3.1 Le bloc d'alimentation.....	60
4.3.2 L'isolation par photo-coupleur.....	60
4.4 Implémentation sur DSP .....	62
4.5 Résultats pratiques et de simulation .....	64
4.5.1 Application de la MLI triangulo-sinusoïdale .....	64
4.5.2 Application de La MLI pré-calculée .....	72
4.6 Conclusion.....	80
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>82</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>84</b>

**Liste des Tableaux :**

<b>Tableau</b>		<b>Page</b>
Tableau 3.1	Les interruptions suivant leur ordre de priorité et leurs descriptions	47
Tableau 3.2	Le temps mort généré par les différentes combinaisons de registre DTCONx en ( $\mu$ s)	52
Tableau 4.1	Les équipements de système et leur fonctionnalité	58
Tableau 4.2	Les câbles de système et leurs fonctionnalités	58
Tableau 4.3	Les valeurs de la tension d'entrée $V_{dc}$ et la charge R-L	64
Tableau 4.4	Les trois angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7 et $r=1$	72
Tableau 4.5	Les Cinq angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1$	72
Tableau 4.6	Les sept angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13, 17,19 et $r=1$	72
Tableau 4.7	Les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=0.6$	76
Tableau 4.8	Les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1$ .	76
Tableau 4.9	Les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1.17$	76

## Liste des Figures :

Figure	Page
<b>Figure 1.1</b> Classification de la MLI en fonction de la méthode de mise en œuvre.....	17
<b>Figure 1.2</b> Modulation de largeur d'impulsion, a) Porteuse en dent de scie, b) Porteuse en dent de scie inversée, c) Porteuse triangulaire.....	18
<b>Figure 1.3</b> MLI à fréquence variable temps inactif constante, temps actif variable en utilisant une porteuse en dent de scie .....	19
<b>Figure 1.4</b> Technique analogique de génération de la MLI .....	19
<b>Figure 1.5</b> Technique numérique de génération de la MLI.....	19
<b>Figure 1.6</b> Technique hybride de génération de la MLI.....	20
<b>Figure 1.7</b> Forme d'onde de MLI pré-calculée .....	21
<b>Figure 1.8</b> Symbole conventionnel d'un convertisseur DC/AC.....	23
<b>Figure 1.9</b> Schéma de principe d'un onduleur .....	23
<b>Figure 1.10</b> K en position (1) .....	23
<b>Figure 1.11</b> Forme d'onde pour la commande adjacente .....	24
<b>Figure 1.12</b> Onduleur de tension .....	25
<b>Figure 1.13</b> Onduleur de courant.....	25
<b>Figure 1.13</b> Onduleur de courant.....	25
<b>Figure 1.15</b> Onduleur monophasé avec diviseur capacitif .....	26
<b>Figure 1.16</b> Onduleur monophasé en pont .....	26
<b>Figure 2.1</b> Schéma de principe de la méthode de Newton .....	32
<b>Figure 2.2</b> L'organigramme de calcul des angles de commutation exacts.....	36
<b>Figure 2.3</b> Trajectoires des angles de commutation en fonction de taux de modulation r par la technique MLI pré-calculée (a) M=3 (b) M=5 (c) M=7 .....	37
<b>Figure 3.1</b> Schéma fonctionnel du TMS320F28335 .....	41
<b>Figure 3.2</b> Exemple de nomenclature d'un dispositif F28335 .....	43
<b>Figure 3.3</b> Schéma bloc de convertisseur analogique numérique (ADC) .....	45
<b>Figure 3.4</b> Schéma bloc de DMA .....	45
<b>Figure 3.5</b> Multiplexage des sources d'interruption en utilisant le bloc PIE.....	47
<b>Figure 3.6</b> Compare match et les changements sur la broche TxPWM .....	49
<b>Figure 3.7</b> Génération d'une porteuse asymétrique (dent de scie) par un temporisateur en mode de comptage continu .....	50
<b>Figure 3.8</b> Génération d'une porteuse symétrique (triangulaire) par un temporisateur en mode comptage/décomptage continu .....	51
<b>Figure 3.9</b> Temps mort avec une porteuse asymétrique .....	52
<b>Figure 3.10</b> Temps mort avec une porteuse symétrique.....	52
<b>Figure 3.11</b> Capture d'écran relative à l'IDE Code Composer Studio.....	53
<b>Figure 3.12</b> Les différentes couches de développement logiciel.....	54
<b>Figure 3.13</b> Bloc de paramètres ePWM .....	54
<b>Figure 3.14</b> Bloc de paramètres ADC .....	55
<b>Figure 3.15</b> Bloc de paramètres Digital output .....	55
<b>Figure 4.1</b> Schéma synoptique de montage expérimental.....	58
<b>Figure 4.2</b> Schéma du montage Semisteach.....	59
<b>Figure 4.3</b> Le circuit d'alimentation de la carte d'isolation .....	60
<b>Figure 4.4</b> le circuit électronique de l'interface d'isolation .....	61
<b>Figure 4.5</b> la carte d'isolation et d'adaptation de signal.....	61
<b>Figure 4.6</b> La carte à DSP TMS320F28335 .....	62

<b>Figure 4.7</b> Organigramme de Programme .....	63
<b>Figure 4.8</b> Montage expérimental .....	64
<b>Figure 4.9</b> courant et tension de sortie pour $r=1$ et $m=10$ (a) Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie .....	65
<b>Figure 4.10</b> courant et tension de sortie pour $r=1$ et $m=20$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie .....	66
<b>Figure 4.11</b> courant et tension de sortie pour $r=1$ et $m=30$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie .....	67
<b>Figure 4.12</b> courant et tension de sortie pour $r=0.8$ et $m=20$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie .....	69
<b>Figure 4.13</b> courant et tension de sortie pour $r=0.5$ et $m=20$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie .....	70
<b>Figure 4.14</b> courant et tension de sortie pour $r=0.2$ et $m=20$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie .....	71
<b>Figure 4.15</b> courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7 et $r=1$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie .....	73
<b>Figure 4.16</b> courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie .....	74
<b>Figure 4.17</b> courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7,11, 13, 17, 19 et $r=1$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie .....	75
<b>Figure 4.18</b> courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=0.6$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.....	77
<b>Figure 4.19</b> courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie .....	78
<b>Figure 4.20</b> courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1.17$ (Sur-modulation) (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie .....	79



## Liste des Abréviations :

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

FACTS: Flexible Alternating Current Transmission System.

DC/AC: Direct Current /Alternative Current.

RS PWM: Regular Sampled Pulse Width Modulation.

RS HEPWM: Regular Sampled Harmonic Elimination Pulse Width Modulation.

RS HMPWM: Regular Sampled Harmonic Minimization Pulse Width Modulation.

LUT: Lookup Table.

SHE PWM: Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation.

SPWM: Sinusoidal Pulse Width Modulation.

THIPWM: Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation.

SVM : Space Vector Modulation.

HE PWM: Harmonic Elimination Pulse Width Modulation.

HM PWM: Harmonic Minimization Pulse Width Modulation.

DSP: Digital Signal Processor.

CPU: Central Processing Unit.

ADC: Analog Digital Converter.

EPWM: Enhanced Pulse Width Modulation.

HRPWM: High Resolution Pulse Width Modulation.

McBSP : Multichannel Buffered Serial Port.

PIE: Peripheral Interrupt Expansion.

NMI: Nonmaskable Interrupt.

INTM: The Global Interrupt Mask Bit.

GPIO: General Purpose Input Output.

---

# **Introduction générale**

---

## Introduction générale :

Les onduleurs de tension occupent de nos jours une place importante dans les chaînes industrielles et les tractions électriques mais aussi dans le domaine des énergies renouvelables qui nécessitent des convertisseurs statiques pour les exploiter. L'un des principaux problèmes liés aux onduleurs, et qui dépend de la stratégie de commande utilisée, est celui de la présence inévitable d'harmoniques dans la tension et le courant de sortie. Ces harmoniques ont des effets néfastes que ce soit sur les moteurs ou bien sur les réseaux électriques comme les pulsations du couple et la saturation du circuit magnétique, auxquels s'ajoutent les interférences avec les systèmes de communications/télécommunications.

Les stratégies de commande des onduleurs ont connu une évolution considérable en ce qui concerne la complexité, l'efficacité, la souplesse, la fiabilité de ces stratégies et la qualité du courant et de la tension de sortie, tout en gardant le contrôle simultané de la fréquence et de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie. Cette évolution s'est appuyée, d'une part sur la transition énergétique vers les énergies renouvelables qui a poussé les travaux de recherche pour répondre aux problématiques dans ce sujet, d'autre part, sur le développement des calculateurs numériques qui a facilité les calculs complexes et l'implémentation de ces stratégies.

C'est dans ce contexte que s'inscrit notre travail dont le but est d'implémenter la MLI pré-calculée (SHE PWM) pour commander un onduleur « SEMISTEACH B6CI-IGBT » à l'aide d'une carte DSP TMS320F28335. Le problème avec cette stratégie réside dans le calcul des angles de commutation qui permettent l'élimination sélective des harmoniques et le réglage de la tension du fondamental, et dans la résolution des systèmes d'équations non linéaires. Pour cela, on fait appel à des méthodes numériques au moyen du logiciel MATLAB pour résoudre ces équations.

Ainsi, nous avons organisé ce document en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter une vue d'ensemble sur des variantes de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), leurs avantages leur inconvénient et des généralités sur les onduleurs monophasés.

Au deuxième chapitre nous allons décrire la technique MLI pré-calculée développée par H.S. Patel [9], ensuite nous appliquerons la méthode de Newton-Raphson pour la résolution du système d'équations pour trouver les angles de commutations correspondants.

Le troisième chapitre concerne la description de la carte DSP TMS320F28335 et ses modules essentiels dédiée à la commande numérique ainsi que la liaison entre les outils de développement (Matlab/Simulink, Code Composer Studio) pour la génération des codes.

C'est au dernier chapitre que nous allons présenter la conception matérielle de la carte d'isolation et l'implémentation des deux techniques de modulation, la MLI pré-calculée et la MLI triangulo-sinusoidale sur DSP. Ensuite nous allons discuter les résultats pratiques et ceux de simulation.

Enfin, notre mémoire se clôture avec une conclusion générale où nous résumons le travail effectué et les résultats obtenus.

---

# **Chapitre 1 : La Modulation de largeur d'impulsion dans les onduleurs monophasés**

---

## 1.1 Introduction

La technique MLI est la base de la commande en électronique de puissance. A l'exception de quelques convertisseurs résonants, l'immense majorité des convertisseurs d'électronique de puissance est contrôlée par les signaux générés par la MLI. Des fronts montants et descendants rapides assurent que les semi-conducteurs des convertisseurs conduisent ou se bloquent aussi rapidement que possible afin de minimiser le temps et les pertes par commutation.

Il existe plusieurs variantes des techniques MLI, on en citera principalement :

- **MLI simple** : Cette technique de MLI utilise une seule impulsion par demi-cycle et la largeur de cette impulsion fait varier l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur (aux bornes de la charge).
- **MLI multiple** : Lorsqu'on veut réduire le contenu harmonique, on utilise plusieurs impulsions dans chacune des alternances de la tension de sortie.
- **MLI à échantillonnage régulier** : Cette technique a été décrite pour la première fois par BOWES en 1975. Contrairement à la MLI naturelle, dans cette technique, l'échantillonnage des tensions de référence (la sinusoïde) se fait à des instants périodiquement espacés pour en former une version approchée qui est ensuite comparée à une onde triangulaire (la porteuse) qui sert à cadencer cet échantillonnage [5].

On distingue la :

- 1) Technique à échantillonnage régulier symétrique.
- 2) Technique à échantillonnage régulier asymétrique.
- 3) Technique à échantillonnage régulier modifié.

Cette méthode assure les avantages suivants :

- Augmenter le nombre de commutations par période de l'onde MLI fabriquée (correspondant à la référence ou modulante) sans recourir à un espace mémoire supplémentaire.
  - Qualité du spectre améliorée en rejetant les harmoniques vers les fréquences élevées.
  - Une plage de fréquence plus large [10Hz-50Hz] avec un petit pas d'incrément.
  - Améliorer l'onde du courant (forme sinusoïdale sans perturbation) [6].
- **Modulation delta** : Cette technique de commande est aussi connue sous le nom de "modulation à hystérésis". La modulation delta permet le réglage du rapport de tension par rapport à la fréquence qui est une caractéristique désirable en contrôle des moteurs à courant alternatif.

Elle offre comme avantages :

- Elle assure le réglage de la tension fondamentale et offre aussi la possibilité de passage au fonctionnement à tension de sortie d'onduleur en créneau.
- Temps de réponse rapide bien que le moteur soit en charge et même durant le régime transitoire.

Mais le défaut majeur de la modulation delta réside dans les pertes par commutation qu'elle provoque qui sont plus élevées que dans le cas des autres méthodes dans le domaine des fréquences variables [7].

**- MLI pré-calculée ou optimisée:**

En 1964, Turnbull a introduit le principe de la technique à élimination d'harmoniques pour la première fois, et a effectué une étude comparative entre les deux onduleurs à pont et à demi pont où il a montré l'efficacité de cette méthode par l'obtention des résultats très proches de la théorie [8].

Puis en 1973, H.S. Patel et G. Hoft ont développé davantage la méthode et proposé des méthodes numériques tel que Newton-Raphson pour remédier au problème de résolution des équations non linéaires associés à l'élimination sélective d'harmoniques théorique. Ils ont conclu que pratiquement, ces méthodes, appliquées pour résoudre des équations transcendantes, ne sont pas souple en terme de temps de calcul et d'espace mémoire [9].

Les angles de commutations sont calculés par ces méthodes numériques qui présentent un risque de divergence de la solution car on devrait choisir la condition initiale suffisamment proche de la solution réelle.

En 1974, H.S. Patel et G. Hoft ont proposé alors d'injecter plus d'impulsions par demi-période afin de réduire les harmoniques de l'onde de sortie de l'onduleur. Ils sont arrivés à la conclusion suivante : le nombre d'impulsions est limité en pratique. Ceci étant dû aux exigences en termes de temps de retard à la commutation (turn-off time, turn-on time) des dispositifs d'électronique de puissance qui limitent ainsi leur fréquence de commutation et donc un compromis est généralement nécessaire pour un système économique et efficace [10].

Afin de parer à la contrainte de complexité du calcul en temps réel, de nouvelles techniques MLI ont été développées en vue de leur mise en œuvre avec un microprocesseur. Parmi ces techniques : la MLI à échantillonnage régulier à élimination d'harmoniques RS HEPWM et la MLI à échantillonnage régulier à minimisation d'harmonique (RSHMPWM). Elles nous ramènent à la résolution d'équations algébriques simples [11].

Dans bon nombre d'applications de la technique SHE PWM, les angles de commutations sont calculés de préférence hors ligne puis stockés dans des tables « Look-up Tables » en mémoire puis lus par un microprocesseur. Cependant, le principal défi de la technique (SHE PWM) est de résoudre un système d'équations non linéaires transcendantes contiennent des termes trigonométriques.

Cet inconvénient a poussé les chercheurs à s'orienter vers des méthodes de calcul en ligne des angles de commutation, évitant aussi la nécessité d'une grande mémoire de stockage.

Une autre variante de ce type de modulation est la MLI pré-calculé on-line en effectuant un calcul instantané des angles, qui permet de passer outre l'inconvénient d'utiliser une mémoire de sauvegarde pour les angles pré-calculés [14].

Pour avoir une bonne performance du calcul, cette solution ne peut donner de bons résultats que si la fréquence d'échantillonnage de la MLI est très grande, ce qui va limiter les performances.

Cependant, pour augmenter la possibilité d'obtenir une solution dans un temps raisonnable, des méthodes d'optimisations ont été introduites, ainsi la complexité de la recherche de la solution de ces équations non linéaires est réduite en convertissant le problème de SHE PWM en un problème d'optimisation.

Différents algorithmes méta-heuristiques ont alors été proposés pour trouver les solutions du problème d'élimination sélective d'harmoniques dans les onduleurs à MLI. Parmi ces algorithmes, les algorithmes génétiques, optimisation par essaim de particules et optimisation par colonies de fourmis [12].

La Figure 1.1 montre la Classification des technique MLI en fonction de la méthode de mise en œuvre :

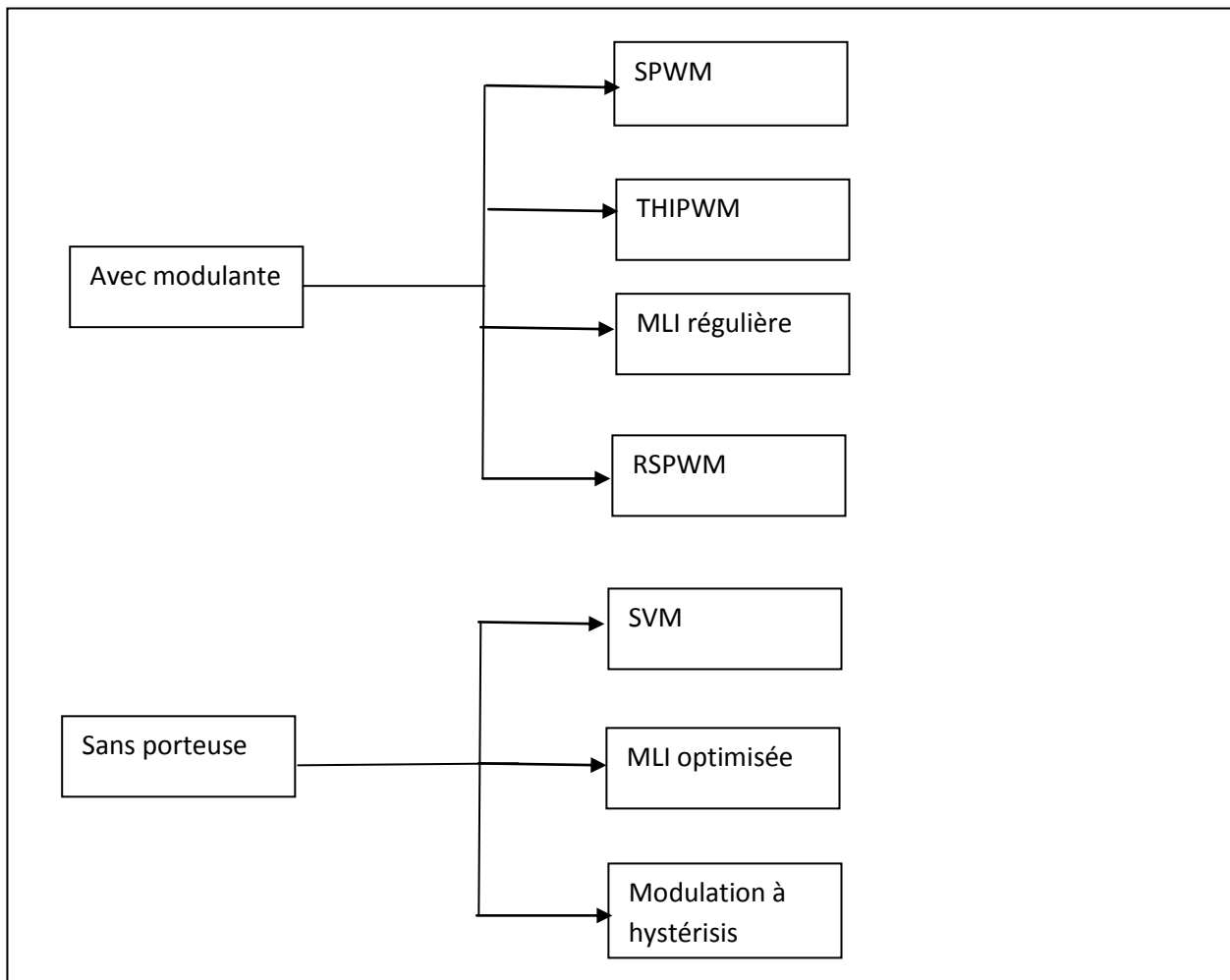


Figure 1.1 Classification de la MLI en fonction de la méthode de mise en œuvre [13].

## 1.2 La Modulation de Largeur d'Impulsion

La MLI est une technique qui consiste à découper à une fréquence suffisamment élevée la tension à appliquer à la charge de manière à ce que les impulsions obtenues soient réparties tout au long de la période de cette tension constituant ainsi une onde dont le fondamental peut être positionné dans cette période et les amplitudes des harmoniques indésirables maintenues en dessous du seuil spécifié selon les besoins de l'application envisagée. Cela a, en fait, pour effet de déplacer ces harmoniques à des fréquences plus élevées facilitant leur filtrage et améliorer le taux de distorsion.

La MLI peut prendre différentes formes [2]. L'un des paramètres les plus importants de cette méthode est la fréquence de l'impulsion, elle peut être constante ou variable.

Un signal MLI à fréquence constante peut être produit en comparant,  $r(t)$ , le signal de référence ou la modulante à une porteuse,  $c(t)$ , telle que représentée à la Figure 1.2a.

La sortie binaire de la MLI peut s'exprimer mathématiquement par :

$b_{pwm}(t) = \text{sgn}[r(t) - c(t)]$ , tel que 'sgn' est la fonction signe.

Trois types de porteuses sont couramment utilisés pour une MLI à fréquence constante :

1. Porteuse en dent de scie, représentée à la Figure 1.2b.
2. Porteuse en dent de scie inversée, représentée à la Figure 1.2c.
3. Porteuse triangulaire, représentée à la Figure 1.2d.



Figure 1.2 Modulation de largeur d'impulsion, a) Porteuse en dent de scie, b) Porteuse en dent de scie inversée, c) Porteuse triangulaire [1].

La dent de scie est utilisée plus fréquemment pour les convertisseurs DC-DC. La modulation à deux fronts élimine certaines harmoniques quand la référence est une sinusoïde. Cette méthode est utilisée de préférence pour les convertisseurs AC-DC et DC-AC où le signal de référence de la MLI contient une composante sinusoïdale.

Une combinaison des deux dents de scies conventionnelle et inversée synchronisées est utilisée afin de commander un hacheur boost ou buck à facteur de puissance corrigé et réduire les ondulations de tension du bus continue.

En ce qui concerne la MLI à fréquence variable, trois variantes sont disponibles :

- (a) temps inactif constant, temps actif variable.
- (b) temps actif constant, temps inactif variable.
- (c) commande par hystérésis.



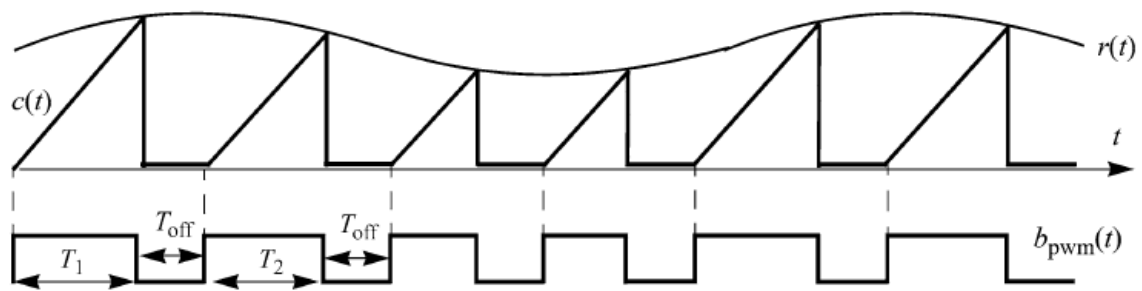


Figure 1.3 MLI à fréquence variable temps inactif constante, temps actif variable en utilisant une porteuse en dent de scie [1].

On peut remarquer que le temps actif varie avec la référence et la fréquence de commutation augmente avec la diminution du niveau de la dent de scie.

### 1.2.1 Techniques de génération d'onde MLI

Plusieurs techniques d'obtention d'onde MLI sont utilisées pour générer le signal de contrôle nécessaire à la commande et au blocage des éléments semi-conducteurs. Par exemple : impulsions de commande pour thyristors et courant de base pour les transistors. Le plus souvent, on fait appel à la technique analogique, numérique ou en utilisant les deux en même temps.

**1-Technique analogique :** Cette technique est basée sur la comparaison entre une porteuse triangulaire et la référence, la comparaison est réalisée à l'aide d'un amplificateur opérationnel (Figure 1.4).

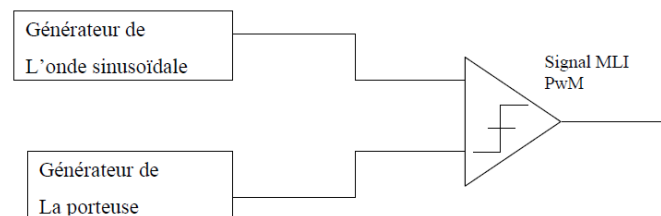


Figure 1.4 Technique analogique de génération de la MLI [28].

**2-Technique numérique :** Elle est basée sur l'utilisation des microprocesseurs qui assurent la génération des impulsions en se servant d'un programme définissant les angles correspondant à des amplitudes calculés au préalable. Cette technique a apporté une grande amélioration significative en matière de simplicité et performance du circuit de commande (Figure 1.5).

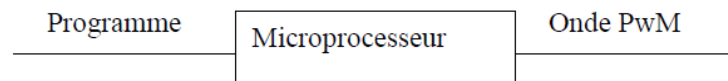


Figure 1.5 Technique numérique de génération de la MLI [28].

**3-Technique hybride :** Cette technique est une combinaison des deux précédentes techniques : L'onde de référence est générée numériquement (via un programme), par contre l'onde porteuse est obtenue d'une manière analogique. La comparaison entre les deux signaux se fait par un comparateur analogique (Figure 1.6).

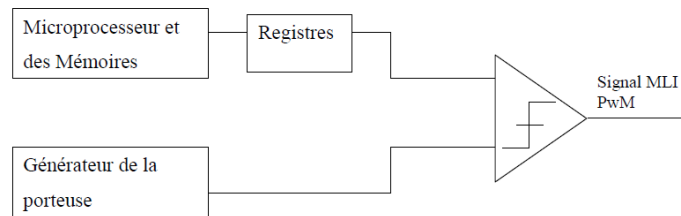


Figure 1.6 Technique hybride de génération de la MLI [28].

### 1.3 La Technique MLI engendrée (SPWM)

La commande MLI triangulo-sinusoidale consiste en la comparaison d'une valeur de tension de référence de fréquence  $F_r$ , image du signal souhaité à la sortie appelée modulante, à une porteuse triangulaire ou en dent de scie de fréquence  $F_p$ . Les points d'intersection entre la modulante et la porteuse engendrent l'enclenchement/déclenchement constituant ainsi une impulsion de durée variable et l'ensemble de ces impulsions reconstitue, de ce fait, le fondamental de la sinusoïde de référence [3].

L'étude de la MLI triangulo-sinusoidale se base sur deux paramètres qui caractérisent la commande :

**-L'indice de modulation  $m$**  qui est le rapport des fréquences de la porteuse  $F_p$  sur celle de la référence  $F_r$ . Si  $m$  est entier, la modulation est synchrone. Elle est asynchrone dans le cas contraire.

**-Le taux de la modulation  $r$**  qui est le rapport des amplitudes des tensions de référence  $V_{rm}$  sur celle de la porteuse  $V_{pm}$ .

$$m = \frac{F_p}{F_r} \quad (1.1)$$

$$r = \frac{V_{rm}}{V_{pm}} \quad (1.2)$$

La modulation montre que plus  $m$  est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, D'autre part, on cherche à obtenir la valeur de  $r$  la plus élevée possible [4].

- La modulation est dite synchrone si  $m$  est un nombre entier, cela conduit à une tension de sortie  $U'$  qui se reproduit identiquement à elle-même tout les  $T = \frac{1}{f}$ .

- Dans certains cas, la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation  $F_p$  donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

- Pour le choix de  $m$ , on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente [4].

Cette modulation présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, cela rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques.

**Avantages :** Elle présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leur filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.

#### 1.4 La technique MLI pré-calculée ou optimisée (optimised feed-forward PWM)

Cette stratégie est très utile lors de l'utilisation des basses fréquences. Elle est basée sur l'idée d'ajouter des « trous » dans la modulante sinusoïdale initiale. Un « trou » par quart de période du signal fait disparaître un harmonique précis du spectre.

La grande différence avec les autres méthodes MLI antérieurement présentées est que la MLI pré-calculée utilise **un calcul global** de l'ensemble d'angles de commutation, tandis que pour les autres MLI les instants de commutation sont calculés ou trouvés **localement**, i.e. avant chaque période d'échantillonnage. [13]

Elle offre comme avantage, par rapport à la technique MLI basé sur une porteuse, la diminution significative de la fréquence de commutation pour les systèmes triphasés ; et donc une diminution des pertes ainsi que le gain élevé de la tension dû à la possibilité de sur-modulation, et une réduction de l'ondulation de la tension du bus continue. [15]

Le nom anglais de la méthode (optimised feed-forward PWM) donne plus de détails : l'optimisation des angles de commutation est faite avant toute une période  $1/f_m$  (figure 1.10). Le calcul demande l'utilisation d'une mémoire de sauvegarde.

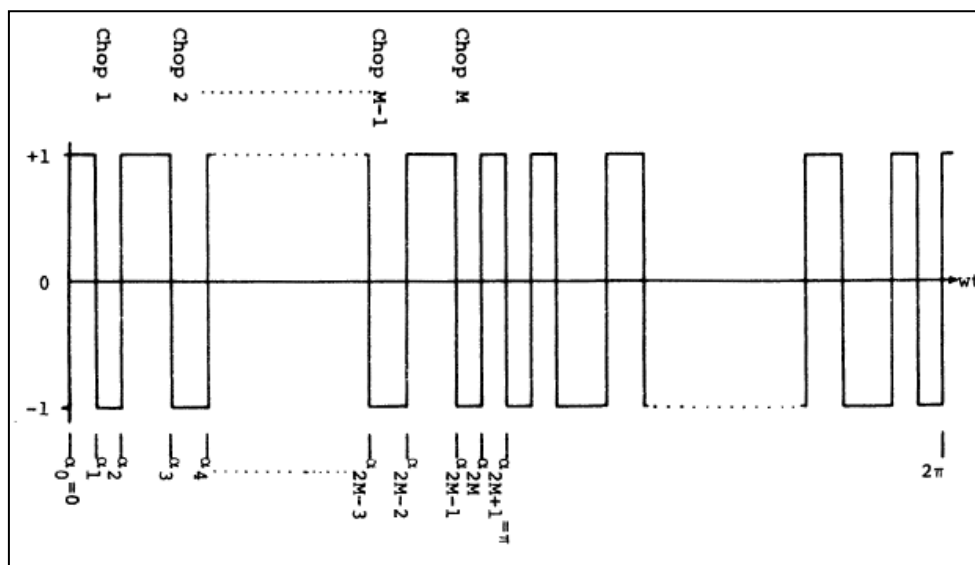


Figure 1.7 Forme d'onde de MLI pré-calculée [9].

Les angles  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  et  $\alpha_4$  (qui se traduisent par des instants de commutation) sont calculés une fois pour toute à partir de la décomposition du signal  $V_o$  en série de Fourier.

La mise en pratique de cette méthode n'est pas beaucoup plus coûteuse que les méthodes avec porteuse. Cependant, avec un pré-calcul avant chaque période  $1/f_m$ , les premiers harmoniques du signal résultant se trouvent à de très basses fréquences.

#### 1.4.1 Principe de la méthode

Elle vise à optimiser une fonction objective en ayant pour avantages : minimum de pertes et réduction du couple pulsatoire et principalement éliminer des harmoniques bien précises.

Les instants de commutation, qu'ils soient qualifiés d'exactes ou bien calculés afin de minimiser ou éliminer les harmoniques, répondent à un certain nombre de critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Ils sont stockés en mémoire puis restitués cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs.

#### Avantages :

- Réduction d'environ 50% de la fréquence de commutation de l'onduleur obtenue par rapport à la MLI engendrée à référence sinusoïdale.
- La MLI programmée permet d'obtenir un bon spectre dont les grandeurs de sortie tension et courant et donc, les ondulations du courant continu seront réduites, le gabarit du filtre d'entrée est diminué.
- Un gain plus élevé de la tension dû à la possibilité de sur-modulation. Ce qui améliore la conversion de puissance.
- Réduction de la fréquence de commutation et donc des pertes par commutation ainsi que le taux de distorsion,

Une classification générale de la stratégie MLI optimisée peut être divisée en : (i) minimisation des harmoniques '(HM PWM), ou tous les harmoniques sont minimisés sur une large gamme de fréquence ; (ii) 'élimination des harmoniques '(HE PWM), ou seulement un nombre limité d'harmoniques spécifiques sont éliminés.

Les critères usuellement retenus sont : l'élimination d'harmoniques de rangs spécifiés ou l'élimination d'harmoniques dans une bande de fréquences spécifiée ou bien la minimisation de ces harmoniques.

#### 1.5 Généralités sur les onduleurs

Le principal objectif de ces convertisseurs statiques est de produire une sortie de forme d'onde alternative à partir de la source continue. C'est ces types d'onde qui sont nécessaires pour les applications de réglage de vitesse des actionneurs, des alimentations de secours en cas d'interruption, compensateurs réactifs statiques, filtres actifs, Systèmes de distributions alternatifs flexibles (FACTS).

Dans le cas particulier de sortie sinusoïdale, l'amplitude, la fréquence, et la phase doivent être réglables. Selon la forme d'onde alternative, il existe différentes topologies où l'on considérera comme un onduleur de tension, lorsque la grandeur de commande est la tension.

Ces structures sont les plus utilisées car elles ont un comportement naturel en tant que source de tension qui est demandé pour un grand nombre d'applications, tel que les entraînements à vitesse variable.

De manière analogue, on trouve aussi d'autres topologies d'onduleur en tant que source de courant, lorsque la grandeur de commande est le courant.

Ces structures sont largement utilisées dans des applications industrielles moyennes tensions, où une qualité de l'onde de tension est requise.

### 1.5.1 Principe des onduleurs

On appelle onduleur, un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif qui permet d'obtenir une tension alternative de valeur efficace et de fréquence fixe ou réglable.

Symbole :

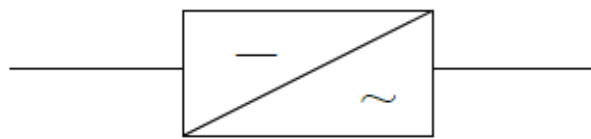


Figure 1.8 Symbole conventionnel d'un convertisseur DC/AC.

Si on dispose d'une source de tension continue  $E$  appliquée à une charge (Figure 1.12)

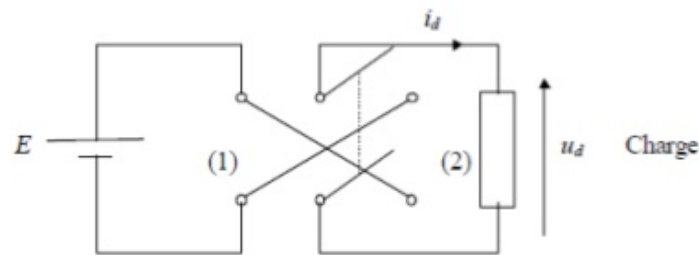


Figure 1.9 Schéma de principe d'un onduleur [16].

Lorsque  $K$  est en position (1), on obtient le montage de la figure 2.13

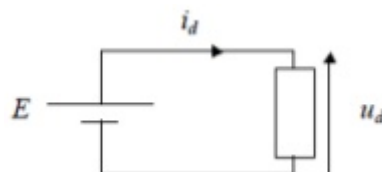


Figure 1.10  $K$  en position (1) [16].

Soit  $u_d(t) = E$ .

Lorsque  $K$  est en position (2), on obtient  $u_d(t) = -E$ .

On finit par obtenir une tension alternative à partir de la tension continue  $E$ , en suivant ce procédé : Appliquer la tension  $+E$  directement aux bornes de la source pendant une demi-période puis appliquer une tension  $-E$  pendant l'autre demi-période.

La Figure 1.14 donne la forme de la tension aux bornes de la charge  $u_d(t)$  sur une période complète de fonctionnement.

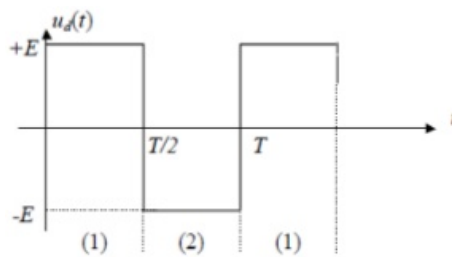


Figure 1.11 Forme d'onde pour la commande adjacente [16].

## 1.5.2 Classification des onduleurs

Un onduleur modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Une première classification peut être faite en distinguant les onduleurs non autonomes et les onduleurs autonomes. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance » [17].

### 1.5.2.1 Onduleurs non autonome ou «assisté»

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. La fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées par la source (ex : réseau alternatif de puissance infinie). C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs [20].

### 1.5.2.2 Onduleur autonome

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif alimenté en continu. La fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont déterminées par l'onduleur lui-même indépendamment de la charge. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté, cela conduit à distinguer :

- Les onduleurs de tensions.
- Les onduleurs de courant.

#### a) Les onduleurs (autonomes) de tension :

Leurs alimentation se fait par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension «  $u$  » n'est pas affectée par les variations du courant «  $i$  » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie «  $i'$  » et donc le courant à l'entrée «  $i$  » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (règles d'interconnexion des sources de tension).

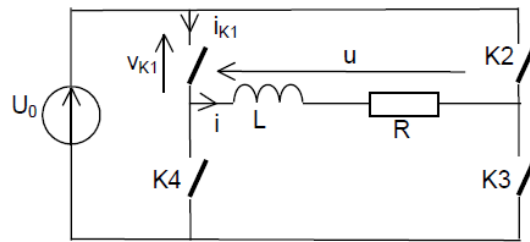


Figure 1.12 Onduleur de tension [19].

**b) Les onduleurs (autonomes) de courants:**

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est à dire par une source d'inductance interne si grande que le courant «  $i$  » qui la traverse est lissé et donc n'est pas affecté par les variations de la tension «  $u$  » à ses bornes [18].

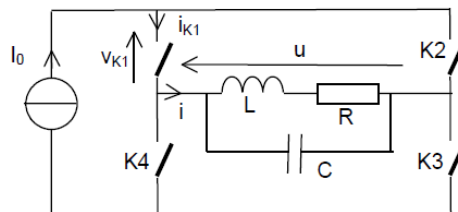


Figure 1.13 Onduleur de courant [19].

**1.6 Les onduleurs monophasés :**

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull (Figure 1.17).
- l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-pont (Figure 1.18).

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs : c'est l'onduleur monophasé en pont (Figure 1.19) [18].

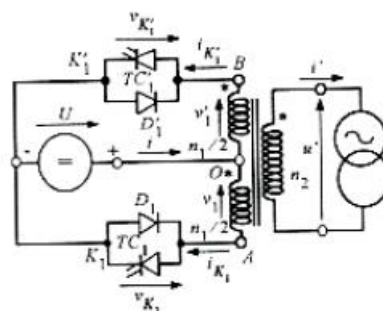


Figure 1.14 Onduleur monophasé avec Transformateur de sortie à point milieu [18].

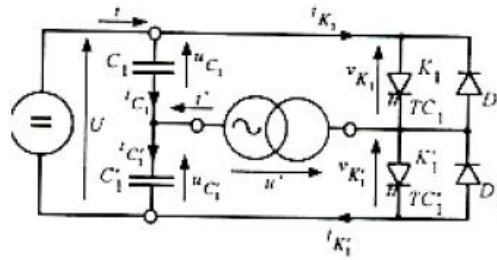


Figure 1.15 Onduleur monophasé avec diviseur capacitif [18].

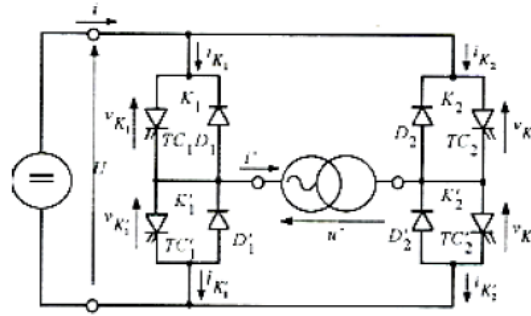


Figure 1.16 Onduleur monophasé en pont [18].

### 1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une vue globale sur les variantes de la modulation de largeur d'impulsion (MLI), leurs avantages, leurs inconvénients. Et avec plus de détails, les deux techniques de modulation : La MLI triangulo-sinusoïdale et La MLI pré-calculée qui seront implémentées sur la carte DSP. A la fin de ce chapitre nous avons introduit les onduleurs en générale et ces classifications.



---

## **Chapitre 2 : La technique MLI pré-calculée**

---

## 2.1 Introduction

L'ère numérique a écarté l'implantation analogique de la MLI triangulo-sinusoidale, cette dernière est maintenant remplacée par une génération des impulsions via un microprocesseur en se servant d'un programme définissant les angles de commutation, où la naissance d'un intérêt de déterminer des séquences de commutation qui éliminent des harmoniques de la tension de sortie.

La technique MLI pré-calculée consiste à choisir les  $M$  angles  $\alpha_i$  ( $i=1..M$ ) de telle façon à éliminer  $M$  harmoniques indésirables, une autre approche suggère l'élimination de  $(M-1)$  harmoniques et une seule équation reste pour le réglage du fondamental selon le taux de modulation  $r$ .

Cette technique nécessite une étude numérique avant la réalisation, ceci limite son application du fait que le calcul des angles exacts de commutations en temps réel (on-line) se fait moyennant le réseau de neurones artificiels ou d'autre méthode complexe, par contre on peut les stocker dans des tables (look-up table (LUT)) à partir desquelles le processeur les récupère au moment de leur exploitation.

Dans notre étude nous allons exposer les formules développée par H.S.Patel [9] pour la MLI pré-calculée bipolaire pour un onduleur monophasé en pont complet, ensuite nous appliquerons la méthode de Newton-Raphson pour la résolution du système d'équations pour trouver les angles de commutation.

## 2.2 Principe de la MLI pré-calculée (optimisée)

Soit la tension de sortie à deux états de l'onduleur en pont complet de la Figure1.10 (chapitre précédent). Les angles de commutation impairs  $\alpha_1, \alpha_3, \dots$  correspondent aux transitions négatives, tandis que les angles de commutation pairs  $\alpha_2, \alpha_4, \dots$  correspondent aux transitions positives.

$$v_{ch}(t) = f(\alpha) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\alpha) + b_n \cos(n\alpha) \quad (2.1)$$

Avec :  $f_0$  est la fréquence du fondamentale et  $n$  l'ordre de l'harmonique.

$a_0$ ,  $a_n$  et  $b_n$  sont les coefficients de Fourier obtenus par le développement en série de Fourier de  $v_{ch}(t)$  et  $\alpha = 2\pi f_0 t$  est un angle

Les coefficients de Fourier sont définis par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) d\alpha \\ a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \cos(n\alpha) d\alpha \end{aligned} \quad (2.2)$$

### 2.3 Calcul des coefficients $a_0$ , $a_n$ et $b_n$

Étant donné que  $f(\alpha)$  présente une symétrie demi-onde  $f(\alpha + \pi) = -f(\alpha)$ , la valeur moyenne  $a_0$  est nulle, il ne restera que les harmoniques d'ordres impaires dans la décomposition en série de Fourier, l'indice  $n$  prendra les valeurs impaires 1, 3, 5, 7, ...

$$a_0 = 0$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha \quad (2.3)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi f(\alpha) \cos(n\alpha) d\alpha$$

Remplaçons  $f(\alpha)$  par sa valeur dans l'équation (2.3) :

$$a_n = \frac{2}{\pi} [\int_{\alpha_0}^{\alpha_1} (-1)^0 \sin(n\alpha) d\alpha + \dots + \int_{\alpha_{2M}}^{\alpha_{2M+1}} (-1)^{2M} \sin(n\alpha) d\alpha] \quad (2.4)$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[ \sum_{k=0}^{2M} \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} (-1)^k \sin(n\alpha) d\alpha \right] \quad (2.5)$$

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \left[ \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k (\cos(n\alpha_k) - \cos(n\alpha_{k+1})) \right] \quad (2.6)$$

Avec :

$$\alpha_{2M+1} = \pi, \alpha_0 = 0 \text{ et } \alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_{2M+1}$$

$$\text{On déduit : } \cos(n\alpha_0) = 1 \text{ et } \cos(n\alpha_{2M+1}) = (-1)^n$$

D'où :

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \left[ 1 - (-1)^n + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (2.7)$$

De même pour le coefficient  $b_n$ , on trouve, après simplifications, le résultat suivant :

$$b_n = \frac{-4}{n\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin(n\alpha_k) \quad (2.8)$$

Comme  $n$  doit être impaire on trouve alors les expressions suivantes ( $a_n = 0$  et  $b_n = 0$ ) pour  $n$  paire :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (2.9)$$

$$b_n = \frac{-4}{n\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin(n\alpha_k) \quad (2.10)$$

Les deux équations (2.9) et (2.10) sont à 2M inconnues  $\alpha_1, \dots, \alpha_{2M}$ .

Dans le but d'obtenir une solution unique au système, 2M équations sont nécessaires. En annulant M harmoniques, on ressort 2M équations de (2.9) et (2.10).

En ce qui concerne l'annulation des coefficients  $b_n$  pour M valeurs, elle est établie en faisant la supposition que la forme d'onde  $v_{ch}(t)$  présente une symétrie de quart-d'onde (voir figure 1.10) :

$$f(\alpha) = f(\pi - \alpha) \quad (2.11)$$

Et d'après la Figure 2.10 on a :

$$\alpha_k = \pi - \alpha_{2M-k+1} \quad (2.12)$$

D'où :

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n(\pi - \alpha_{2M-k+1})) \quad (2.13)$$

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n\pi) \cos(n\alpha_{2M-k+1}) - \cos(n\pi) \sin(n\alpha_{2M-k+1}) \quad (2.14)$$

Pour n impair on a :  $\sin(n\pi) = 0$  et  $\cos(n\pi) = -1$

Remplaçons dans (2.14) :

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n\alpha_{2M-k+1}), k=1,2,\dots,M \quad (2.15)$$

Remplaçons (2.15) dans (2.10) :

$$b_n = \frac{-4}{n\pi} \sum_{k=1}^M (\sin(n\alpha_k) - \sin(n\alpha_{2M-k+1})) = 0 \quad (2.16)$$

De (2.12) on trouve :

$$\cos(n\alpha_k) = \cos(n(\pi - \alpha_{2M-k+1})), k=1,2,\dots,M \quad (2.17)$$

$$\cos(n\alpha_k) = \cos(n\pi) \cos(n\alpha_{2M-k+1}) + \sin(n\pi) \sin(n\alpha_{2M-k+1}) \quad (2.18)$$

D'où :

$$\cos(n\alpha_k) = -\cos(n\alpha_{2M-k+1}) \quad (2.19)$$

Remplaçons (2.19) dans (2.09), on obtient :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (2.20)$$

Avec  $n$  impair et différent d'un multiple de 3.

Le coefficient  $a_n$  est l'amplitude de l'harmonique de rang  $n$  du signal suivant :

$$V_{ch}(t) = f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad (2.21)$$

Dans le système d'équations (2.20) on a  $M$  variables inconnues  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$  appelées angles de commutation exactes.

Notre objectif est de calculer les valeurs de ces angles, qui permettent :

- d'annuler les amplitudes  $a_n$  des  $(M-1)$  premiers harmoniques  $f_n$ :

$$f_n(\omega t) = a_n \sin(n\omega t) \quad (2.22)$$

- d'attribuer une valeur particulière au fondamental  $f_1$ :

$$f_1(\omega t) = a_1 \sin(\omega t) \quad (2.23)$$

$$a_1 = r \times V_{dc}$$

Avec :  $r$  : taux de modulation,

$V_{dc}$  : tension du bus continue.

On fera appel aux méthodes numériques pour résoudre ce système de  $m$  équations non linéaires à  $m$  inconnues.

#### 2.4 Résolution des systèmes d'équations non linéaires

Le problème se formule ainsi comme étant un système d'équations non linéaires :

$$\begin{aligned} f_1(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M) &= 0 \\ f_2(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M) &= 0 \\ &\dots\dots\dots \\ f_M(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M) &= 0 \end{aligned} \quad (2.24)$$

Où : les  $f_i$  sont les fonctions non linéaires des variables  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ .

On peut noter le système sous une forme plus compacte :

$$\begin{aligned} f(\alpha) &= 0 \\ \alpha &= [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]^t, \alpha \in R^m \\ 0 &\text{ le vecteur nul de } R^m \end{aligned} \quad (2.25)$$

et f l'opérateur non linéaire défini par l'ensemble :

$$f = [f_1, f_2, \dots, f_M]^t$$

Le problème est la recherche d'un ensemble de M valeurs réelles qui sont solution du système (2.24) :

$$[\alpha_1^*, \alpha_2^*, \dots, \alpha_M^*]^t$$

Le problème (2.24) est une généralisation au cas multidimensionnelle de la résolution d'une équation non linéaire  $f(\alpha) = 0$ . Ces systèmes, comme dans le cas à une dimension, peuvent admettre plusieurs solutions. On supposera qu'on a localisé au préalable la racine cherchée.

La résolution du système (2.24) est assez complexe et rarement possible, pour cela on adoptera une méthode itérative qui est celle de Newton-Raphson.

### 2.4.1 Méthode de Newton-Raphson

La méthode exposée ici est attribuée au mathématicien, physicien et astronome anglais Isaac Newton (1642-1727). Toutefois, c'est RAPHSON qui publia, en 1690, la formule itérative utilisée actuellement. C'est la raison pour laquelle certains auteurs l'appellent méthode de Newton-Raphson.

Rechercher une racine  $x$ , de l'équation :  $f(x)=0$ , c'est trouver l'intersection avec l'axe des abscisses de la courbe représentative de la fonction.

Le principe de la méthode consiste, étant un point de départ  $x_0$  choisi à l'avance, à élaborer une suite  $(x_0, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{n+1}, \dots)$ , qui lorsque la méthode converge, tend vers la solution. Comme indiqué sur la figure 2.1, le point  $x_1$  correspond à l'intersection avec l'axe des abscisses de la tangente de la courbe au point  $x_0$ .

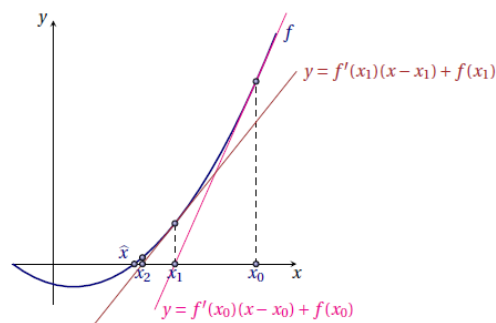


Figure 2.1 Schéma de principe de la méthode de Newton [21].

La tangente a pour équation :

$$y - f(x_n) = f'(x_n) \times (x - x_n) \quad (2.26)$$

La formule de Newton s'obtient en égalisant  $y$  à 0 ; elle s'écrit alors comme suit :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (2.27)$$

Sous sa formulation itérative on peut aussi l'écrire de la manière suivante :

$$\varphi(x_n) = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (2.28)$$

La solution est atteinte lorsqu'on arrive a  $f(x_n) = 0$  et donc ( $x_{n+2} = x_{n+1} = x_n =$  *la solution*).

### 2.4.2 Etude de la convergence

Soit  $x$ , la racine qu'on cherche qui est solution de l'équation :

$$f(x) = 0 \quad (2.29)$$

Supposons la fonction  $f$  définie et dérivable jusqu'à l'ordre 3.

En dérivant l'équation (2.28), on obtient alors :

$$\varphi'(x) = \frac{f(x)f''(x)}{f'^2(x)} \quad (2.30)$$

$$\varphi''(x) = \frac{f''(x)}{f'(x)} + \frac{f(x)f'''(x)}{f'^2(x)} - 2 \frac{f(x)f''^2(x)}{f'^3(x)} \quad (2.31)$$

Dans le cas général :

$$f'(x) \neq 0 \text{ et } f''(x) \neq 0 \quad (2.32)$$

On a :

$$\varphi'(x) = 0 \text{ et } \varphi''(x) = \frac{f''(x)}{f'(x)} \quad (2.33)$$

La méthode de Newton-Raphson est dite du 2eme ordre, c'est-à-dire sa convergence est quadratique.

Ce processus itératif doit être arrêté par des critères d'arrêts comme le nombre maximal d'itérations et l'erreur absolue tolérée en cas de convergence qui doit satisfaire la condition suivante :

$$|x_n - x_{n-1}| \leq \varepsilon \quad (2.34)$$

### 2.4.3 Avantages et inconvénients de la méthode de Newton-Raphson

a)Avantages :

- Convergence quadratique (l'erreur est réduite quadratiquement).
- Un seul point de départ suffit pour initialiser le processus itératif.

**b) Inconvénients :**

- la formule itérative de la méthode de Newton-Raphson nécessite le calcul de la matrice jacobienne de f, ceci implique que les dérivées existent et que leurs calculs soient possibles ainsi que l'approximation des dérivées par des différences finies qui s'avère difficile dans certain cas.
- Le risque de divergence de la méthode dans le cas ou la fonction f(x) admet plusieurs racines, elle ne convergera pas forcément vers la racine la plus proche de  $x_0$ .

**2.5 Le Processus itératif de Newton-Raphson pour le calcul des angles de commutation**

Les étapes du calcul itératif sont les suivantes :

- 1) Choix d'un ensemble de valeurs pour l'estimé  $\alpha^0$ , qu'on notera :

$$\alpha^0 = [\alpha_1^0, \alpha_2^0, \dots, \alpha_M^0]^t \quad (2.35)$$

- 2) Détermination de la valeur de  $f^{(k)}$  :

$$f(\alpha^{(k)}) = f^{(k)} \quad (2.36)$$

- 3) Linéarisation autours de la valeur  $\alpha^{(k)}$  :

$$f^{(k)} + \left[\frac{\partial f}{\partial \alpha}\right]^{(k)} d\alpha = 0 \quad (2.37)$$

Avec :

$$\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha}\right]^{(k)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_M} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_M} \end{bmatrix}$$

La matrice jacobienne de f qui est évaluée à chaque itération pour chaque  $\alpha^{(k)}$

$$d\alpha = [d\alpha_1, d\alpha_2, \dots, d\alpha_M]^t$$

- 4) Résolution de (2.37) pour  $d\alpha$  :  
 5) Réputer les étapes 2) à 4) en incrémentant la valeur de l'estimé  $\alpha^{(k)}$

$$\alpha^{(k+1)} = \alpha^{(k)} + d\alpha \quad (2.38)$$



Le processus est réitéré jusqu'à ce que l'équation (2.24) soit satisfaite en respectant une tolérance sur l'erreur. Si la méthode converge, nous obtiendrons une solution à l'équation (2.24). Par contre si elle diverge, il est nécessaire de choisir un nouveau estimé initial  $\alpha^0$ .

On a la condition suivante sur les angles :

$$\alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \pi/2 \tag{2.39}$$

Les équations (2.22) pour  $n=5, 7, 11, 13, 17, 19\dots$  et (2.23) forment le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} f_1(\alpha) &= 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(\alpha_k) - r \times \frac{\pi}{4} = 0 \\ f_5(\alpha) &= 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(5\alpha_k) = 0 \\ &\dots\dots\dots \\ f_M(\alpha) &= 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(n\alpha_k) = 0 \end{aligned} \tag{2.40}$$

L'amplitude de la tension d'alimentation continue est normalisée c'est-à-dire supposée égale à l'unité.

La matrice jacobéenne,  $\frac{\partial f}{\partial \alpha}$  s'obtient en dérivant le système (2.40) :

$$\left[ \frac{\partial f}{\partial \alpha} \right] = \begin{bmatrix} 2 \sin(\alpha_1) - 2 \sin(\alpha_2) \dots 2(-1)^M \sin(\alpha_M) \\ 10 \sin(5\alpha_1) - 10 \sin(5\alpha_2) \dots 10(-1)^M \sin(5\alpha_M) \\ \vdots \\ 2n \sin(M\alpha_1) - 2n \sin(M\alpha_2) \dots 2n(-1)^M \sin n(\alpha_M) \end{bmatrix} \tag{2.41}$$

Il suffit maintenant de choisir le nombre d'harmoniques à éliminer ( $M-1$ ) et procéder aux calculs itératifs effectués au moyen du logiciel MATLAB.

L'organigramme de la méthode de Newton-Raphson proposée par H.S Patel [9] pour le calcul des angles de commutation exacts est présenté dans la figure 2.2.

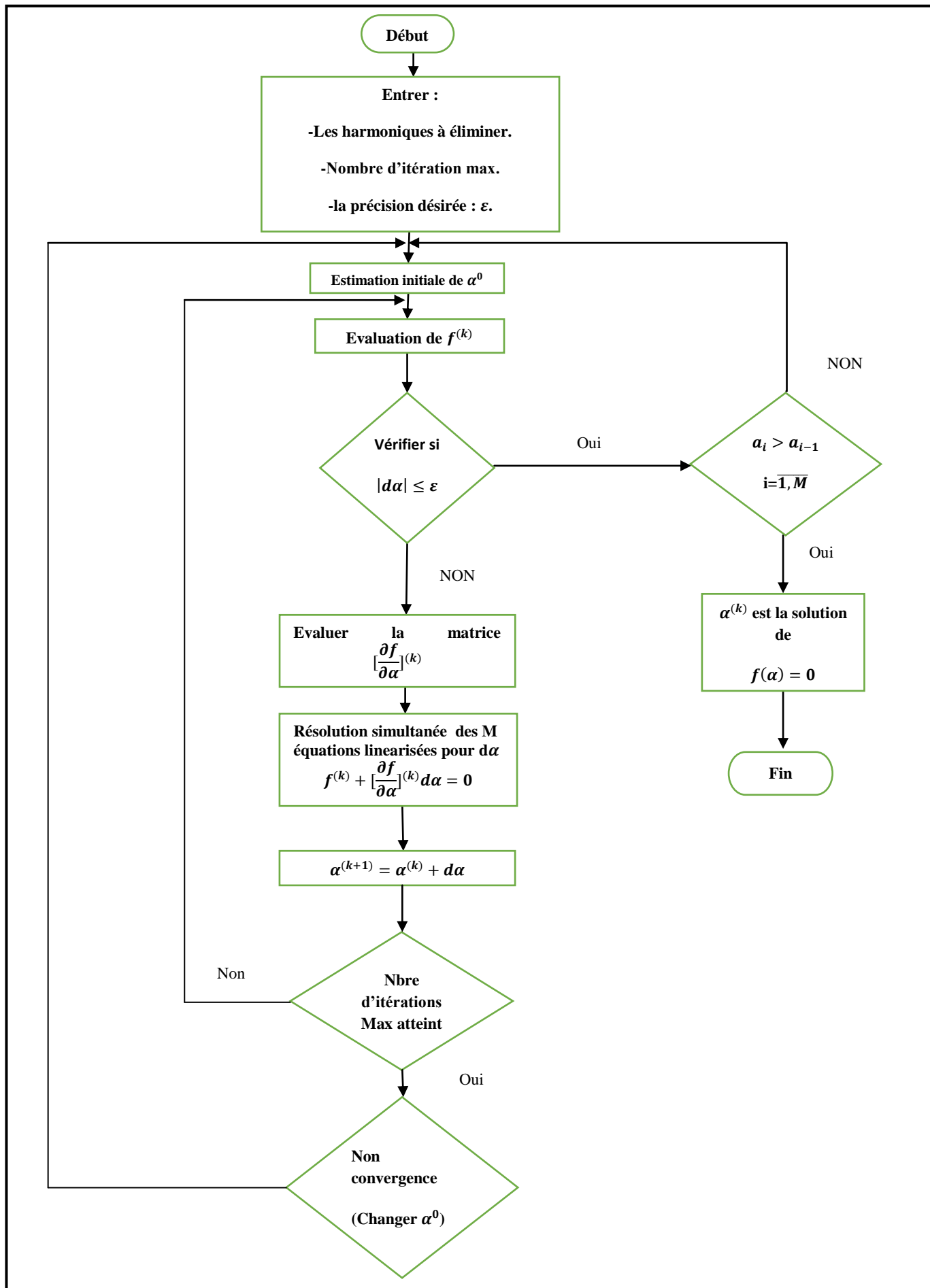
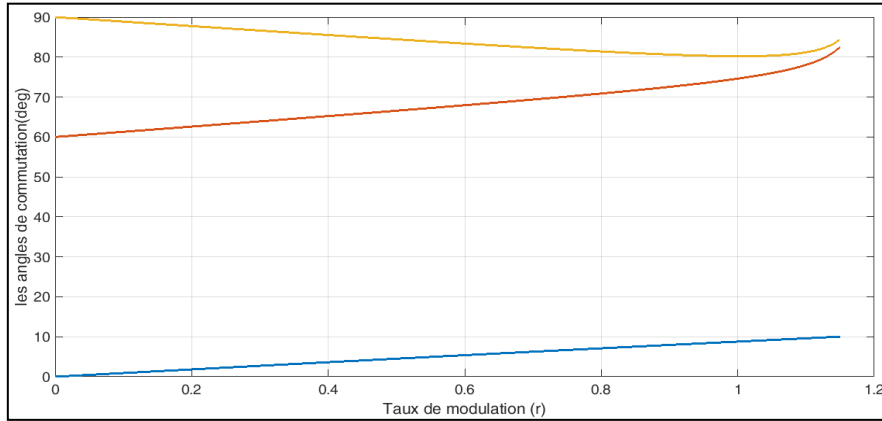


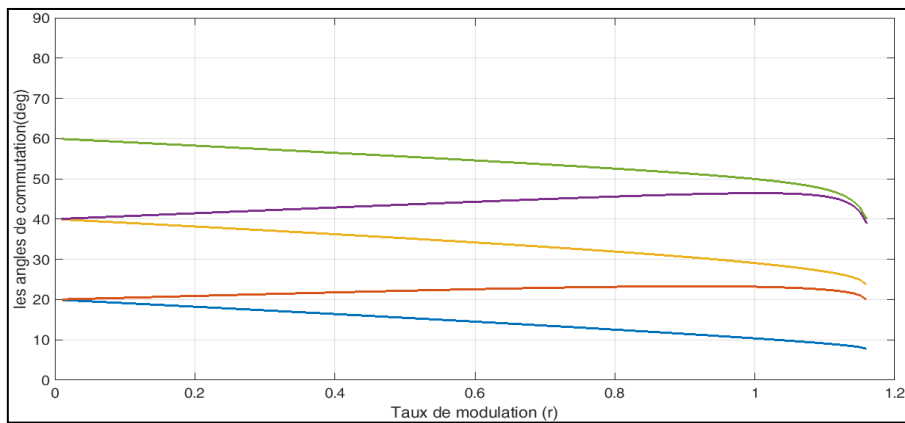
Figure 2.2 : L'organigramme de calcul des angles de commutation exacts.

## 2.6 Les angles de commutations exacts par la technique MLI pré-calculée

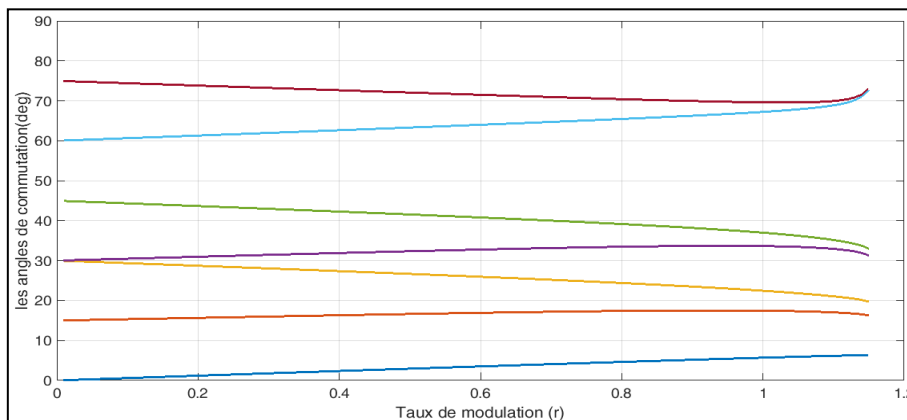
Les solutions de système d'équation (2.40) pour  $M=3$ ,  $M=5$  et  $M=7$  en faisant varier le taux de modulation  $r$  décrit des trajectoires particulières illustrées dans la figure 2.3. A partir de  $r=1.16$  les systèmes d'équations non convergent plus, ainsi nous nous contentons de tracer les trajectoires sur la plage  $r= [0, 1.16]$ .



(a)



(b)



(c)

Figure 2.3 : Trajectoires des angles de commutation en fonction de taux de modulation  $r$  par la technique MLI pré-calculée (a)  $M=3$  (b)  $M=5$  (c)  $M=7$

La Figure 2.3 montre les similarités entre les trajectoires d'angles de commutation ci-dessous :

- Les angles suivent des trajectoires qui peuvent être approximées à des droites avec pentes constantes dans la plage de variation de 0 à 1 de  $r$ .
- Les trajectoires des angles avec des indices de mêmes parités sont parallèles entre eux.
- Lorsque  $r$  augmente, les angles de commutation successives se rapproche et ainsi les creux dans la tension générée se rétrécissent.

Les tensions générées par la technique MLI pré-calculée seront présentées dans le chapitre 4.

## 2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique MLI pré-calculé en détail par la décomposition en série de fourier de la forme d'onde souhaité en sorte dépourvue des harmoniques indésirables. Ceci revient à résoudre un système d'équations non linéaires afin de déterminer les angles de commutation exacts.

Grace à cette technique et en utilisant le processus itératif de Newton-Raphson, nous avons arrivé à trouver les angles assez proche de la solution exacte. Ces angles de commutation sont calculés hors fonctionnement du système et stockés en mémoire (off-line) et seront implémentées sur le DSP dans le chapitre 4.

---

## **Chapitre 3 : Familiarisation avec le DSP TMS320F28335**

---

### 3.1 Introduction

Le TMS320F28335 Delfino est un microcontrôleur numérique programmable de l'entreprise Texas Instruments avec un processeur central C2XXX DSP (CPU : Central Processing Unit) de 32-bit avec une précision à virgule fixe et flottante et des périphériques intégrées dans une seule pièce de silicone. Avec le processeur central et les périphériques de contrôle l'utilisateur peut concevoir un système de contrôle numérique compact et à faible coût ou bien élaborer les asservissements numériques en général.

La DSP F28335 offre 150 million d'instructions par seconde, Cette performance permet à l'utilisateur de calculer les paramètres en temps réel et est adaptée pour les algorithmes où une grande quantité de calculs rapides est exigée comme le cas de la commande d'une machine sans capteur.

Les périphériques de la DSP F28335 permettent de réaliser n'importe quelle commande numérique et leurs applications varient de la conversion analogique numérique jusqu'à la modulation à largeur d'impulsion(MLI) ainsi que d'autres applications assurées par les périphériques ci-dessous :

- Timer à usage général : 3 timers de 32 bit.
- Générateurs MLI.
- Convertisseur analogique numérique(ADC) : 16 entrées de 12 bits avec une conversion rapide.
- Interface Controller Area Network (CAN).
- Serial Peripheral Interface (SPI).
- Serial Communications Interface (SCI).
- Entrées-Sorties bidirectionnelles (GPIO).
- Watchdog timer (chien de garde).

La Figure 3.1 illustre le Schéma fonctionnel (Architecture) du TMS320F28335.

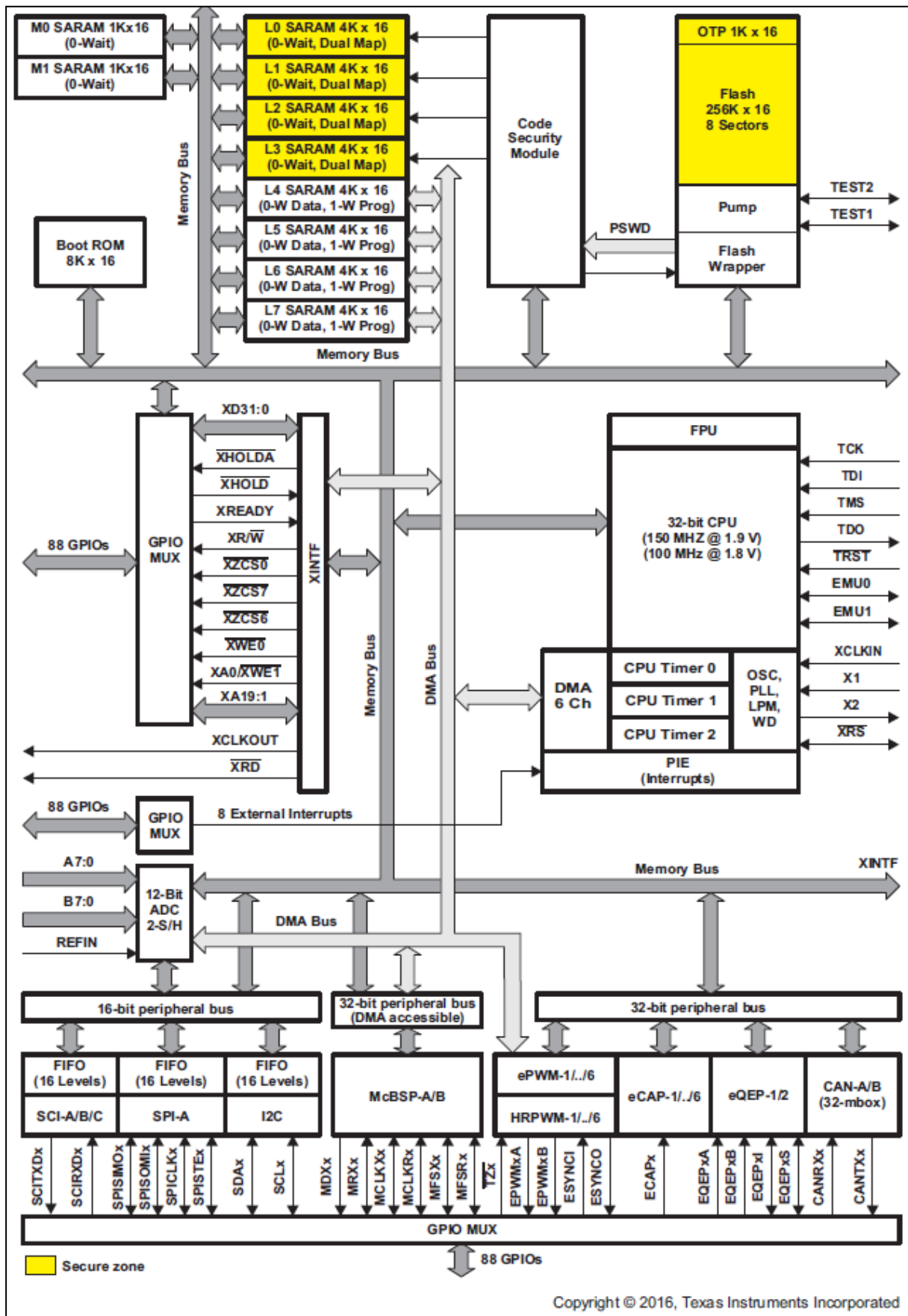


Figure 3.1 Schéma fonctionnel du TMS320F28335 [22].

### 3.1.2 Nomenclature de la famille TMS320

Pour désigner la phase de conception, TI assigne un préfixe pour le nombre de chaque dispositif, il existe 3 préfixes qui représentent l'évolution de la conception de produit à partir de l'« engineering prototype » (TMX/TMDX) jusqu'au produit final hautement qualifié (TMS/TMDS).

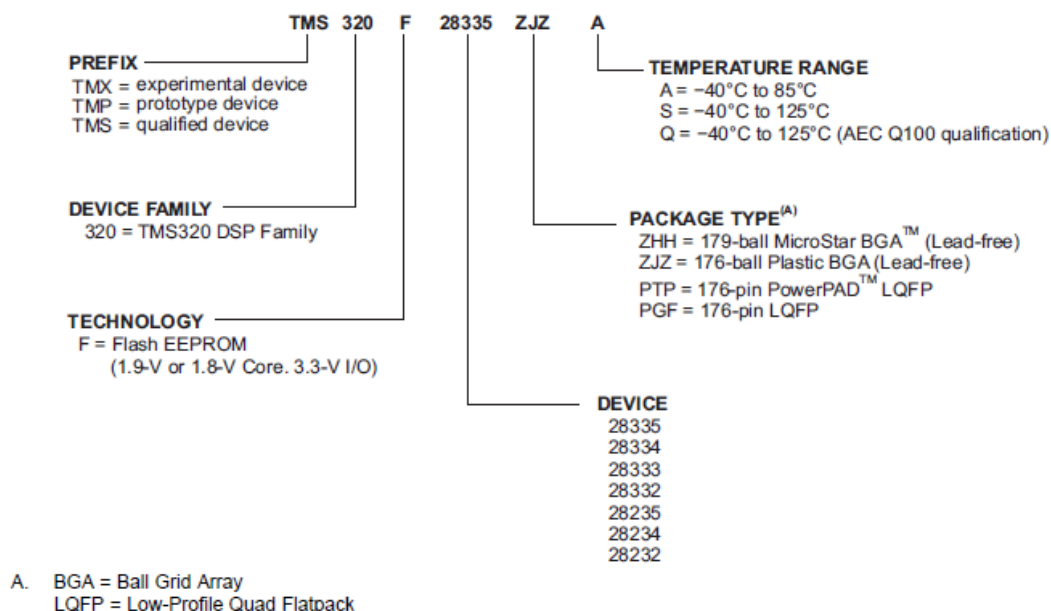


Figure 3.2 Exemple de nomenclature d'un dispositif F28335 [22].

### 3.1.3 Les périphériques

#### Convertisseur analogique numérique (The Analog-to-Digital Converter (ADC))

Le convertisseur analogique numérique est utilisé pour échantillonner un signal analogique et le convertir au format numérique. Par exemple, dans le cas de la commande d'un moteur en boucle fermée, il permet de mesurer le courant avec une résistance shunt au lieu d'utiliser un capteur de courant.

#### L'interface Control Area Network (CAN)

Ce circuit est utilisé pour la communication série avec des composants matériels externes. Ce composant (CAN) assure une grande intégrité de donnée et est destiné à l'utilisation dans un environnement qui présente des forts bruits comme l'automobile ou bien l'industrie.

#### Serial peripheral interface (SPI) and Serial communications interface (SCI)

L'interface SPI est un port de communication synchrone très rapide. Ce port est utilisé pour la communication avec les registres à décalage et les pilotes d'affichage.

La SCI est utilisée pour la communication asynchrone avec le CPU et autres périphériques, nous ne l'utiliserons pas dans le reste de notre travail.

#### Chien de garde (Watch dog)

Le chien de garde (WD) est un périphérique qui assure la remise à zéro ou réinitialisation (reset) du system en cas d'un débordement. Par exemple, si le CPU subit des perturbations si le programme rentre dans une boucle infinie, le DSP est réinitialisé et le programme est remis



à son point de départ. Le WD assure donc le bon fonctionnement du système et augmente le rendement du CPU.

### **Les Entrées/Sorties Bidirectionnelles (I/O)**

Les broches (pins) d'entrées/sorties peuvent fonctionner en deux modes différents et sont contrôlés par neuf registres 16-bit et il existe deux types de ces registres :

- Les registres de multiplexage (I/O MUX Control registers (MCRx)) : ils choisissent le mode de fonctionnement des pins.
- Les registres de contrôle de direction et de donnée (Data and direction control registers (PxDATDIR)) : il permet de contrôler les données et la direction des données.

### **Joint test action group (JTAG) port**

Le port JTAG est une interface entre l'ordinateur et le DSP. Un émulateur est nécessaire pour la connexion entre le DSP et l'ordinateur à travers le port JTAG et ainsi permet à l'ordinateur de contrôler toute le DSP quand le Code Composer Studio (CCS) est lancé.

### **Phase locked loop (PLL) Clock Module**

La PLL est un multiplieur de l'horloge qui permet ainsi à l'utilisateur de contrôler la fréquence de l'horloge.

### **L'allocation de l'espace mémoire**

Le DSP F28335 a trois zones d'espace mémoire différentes : mémoire de données, mémoire de programme (instructions) et mémoire d'entrée/sortie.

L'espace mémoire de données est utilisé pour les calculs de programme et toutes les mémoires utilisées par l'algorithme, la mémoire de données se présente sous forme intégrée (on-chip) RAM ou externe (external) RAM.

L'espace mémoire de programme est une zone mémoire réservée pour le programme de l'utilisateur, elle peut être localisée soit hors composant (off-chip RAM) ou bien intégrée (on-chip RAM), selon le réglage logique de la broche (MP/MC).

L'espace mémoire d'entrée/sortie représente une mémoire virtuelle utilisée pour le transfert de données au périphérique externe.

### **Random Access Memory (RAM)**

Le DSP F28335 a huit blocks de mémoire à accès aléatoire (single Access Radom Access Memory) de L0 jusqu'à L1, chacun a 4K mots de 16 bits.

Les adresses associées à la mémoire SARAM peuvent être utilisées comme des mémoires de données ou des mémoires de programme.

### **Mémoire flash non volatile (Non-Volatile Flash Memory)**

La DSP F28335 contient 256K mots de mémoire intégrée (on-chip flash Memory). La mémoire flash permet de stocker les lignes de code même si la source est éteinte. Cette mémoire est utilisée dans le cas où il n'y a pas de connexion avec l'ordinateur, c'est-à-dire le DSP seul, sinon la RAM externe du module d'évaluation (Evaluation Module (EVM)) est utilisée comme une mémoire flash. A noter que les deux mémoires sont programmables et effaçables électroniquement.

## Logiciel

Pour la programmation, on utilise le Code Composer Studio (CCS) de Texas Instrument (TI) c'est facile à utiliser et permet d'écrire et développer soit en C soit en langage assembleur de TI.

### 3.2 Convertisseur analogique numérique (the Analog-to-digital converter ADC)

Le convertisseur analogique-numérique (Figure 3.3) est un échantillonneur de signal analogique, d'où la sortie est un entier qui représente le niveau de tension qui sera utilisé dans les calculs de l'algorithme. Sa résolution est de 12 bits et la mesure est assurée par un échantillonneur-bloqueur.

Il existe 16 lignes d'entrées multiplexées pour la seule entrée de l'ADC contrôlées par un auto-séquenceur qui fixe l'ordre des Canaux.

L'ADC peut être configuré avec un seul séquenceur 16-conversion ou bien deux séquenceurs 8-conversion (SEQ1 et SEQ2).

Il existe 16 registres pour stocker les valeurs converties (RESULT0-RESULT15).

Le lancement de la séquence de conversion (start of conversion SOC) peut être déclenché à partir de multiple sources :

- a. Software : à partir du programme.
- b. le module MLI A (EPWMA).
- c. le module MLI B (EPWMB).
- d. externe : a partir de pin ADCSOC

Le control des interruptions permet de générer une interruption à chaque fin de séquence (end-of-sequence (EOS)).

La valeur numérique de signal analogique d'entrée est calculée comme suit :

$$\text{La valeur numérique} = \begin{cases} 0 & \text{si l'entrée} \leq 0 \text{ V} \\ 4096 \times \frac{\text{la tension analogique d'entré} - \text{ADCLOC}}{3} & \text{si } 0\text{V} < \text{l'entrée} < 3.3\text{V} \\ 4095 & \text{si l'entrée} \geq 3.3\text{V} \end{cases}$$

Les registres de l'ADC sont accessibles avec l'horloge SYSCLKOUT, la séquence à l'échelle du temps interne de périphérique est contrôlé par l'horloge à haute cadence : " High Speed Peripheral Clock (HSPCLK) ".

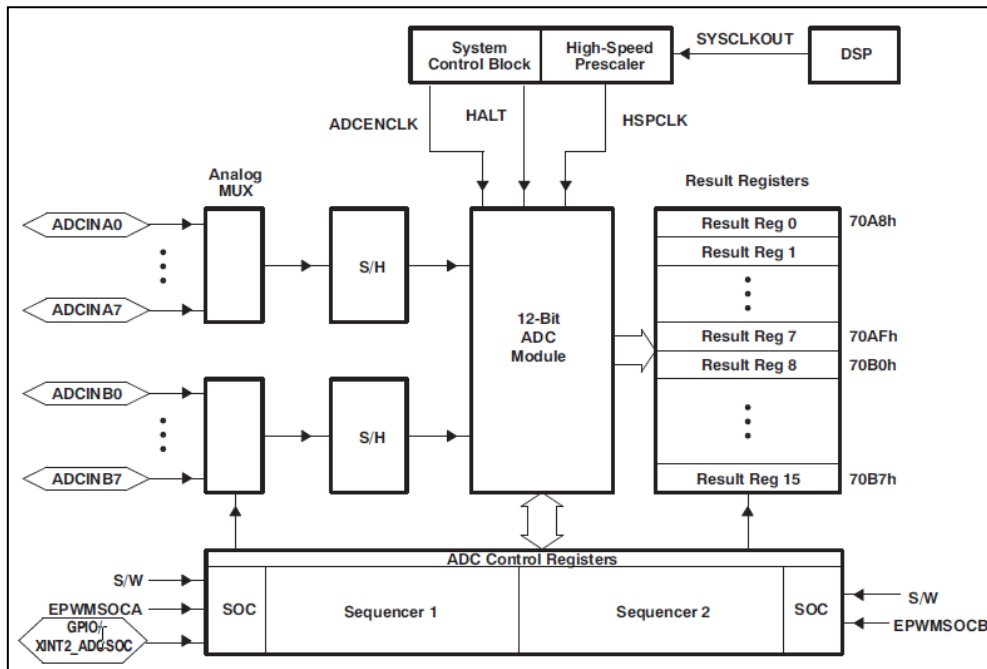


Figure 3.3 Schéma bloc de convertisseur analogique numérique (ADC) [22].

### 3.3 Direct Memory Access Controller (DMA)

Le contrôle d'accès direct à la mémoire est un procédé informatique qui permet le transfert direct des données de la source vers la destination (de convertisseur analogique numérique ADC vers la RAM) sans l'intervention de CPU. Ainsi, il élargit la bande d'opération du CPU pour le transfert des données qui reste une tâche fastidieuse. Le DMA (Figure 3.4) a été encarté dans la famille F2833x et a remplacé le gestionnaire d'événement de la famille F2812.

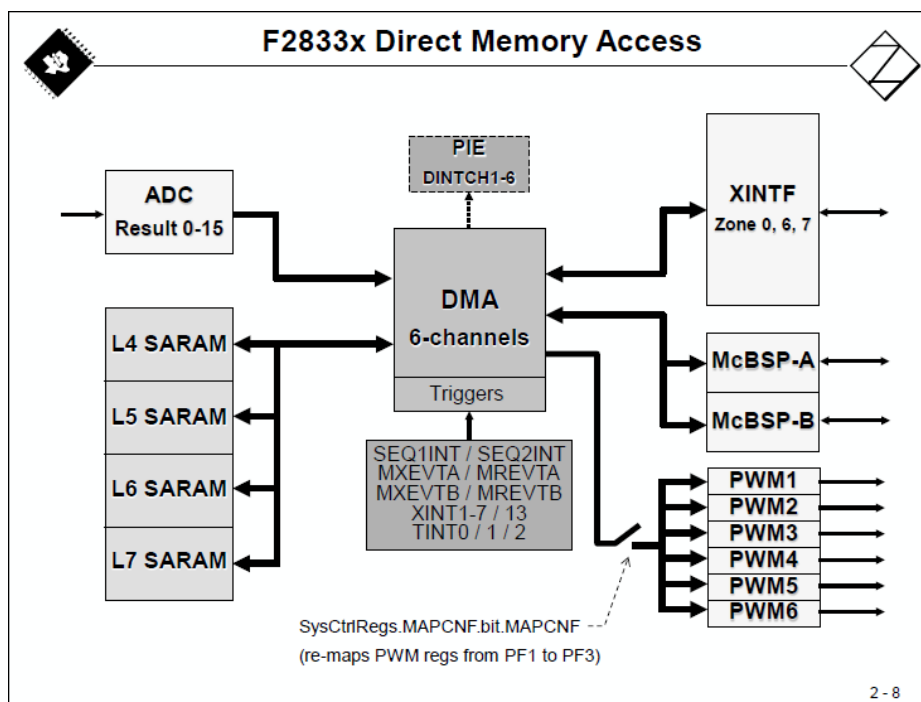


Figure 3.4 Schéma bloc de DMA [23]

Le DMA nécessite une interruption de périphérique pour commencer le transfert des données pour que le CPU comprenne que le transfert a commencé ou est terminé.

Les sources/destinations des données :

- L4-L7 SARAM.
- Toute la zone des interruptions XINTF
- Les registres des résultats de l'ADC.
- Les tampons (buffers) récepteurs, transmetteurs des McBSP-A et McBSP-B.
- Trois registres des périphériques EPWM 1-6/HRPWM1-6.

### 3.4 Les Interruptions

L'interruption, qui est une rupture de séquence asynchrone, est générée suite à un événement interne ou externe (le plus probable). Lors d'une interruption, le traitement courant du processeur est arrêté de manière à exécuter la tâche associée, il s'agit d'une routine d'interruption surveillée par le système contrôleur des interruptions qui autorise le service des routines d'interruptions (ISR) selon la priorité attribuée à chacune d'elles, et cela tout en sauvegardant les conditions et les contenus des registres du programme pour être restaurés lors du retour (d'interruption).

Le CPU 28x supporte une interruption non-maskable (NMI) et 16 interruptions masquables. Ces interruptions sont vectorisées selon des priorités et sont centralisées autour du module d'extension des interruptions périphériques PIE (peripheral interrupt expansion) qui contrôle les interruptions (96 interruptions) provenant des différents périphériques et d'autres broches externes. Le module PIE prend en compte les interruptions et les classe en 12 groupes selon la priorité (INT1 à INT12). Dans le Peripheral Vector Register (PIVR), on charge un code qui identifie chaque interruption afin que le ISR puisse différencier entre les interruptions se passant au même niveau. Le module PIE assure un contrôle complémentaire avant qu'une interruption n'atteigne le CPU.

Les interruptions externes peuvent également être forcées par programme grâce à l'instruction INTR. Par ailleurs, des interruptions internes peuvent être générées par des périphériques intégrés (le timer génère INTT, les ports série génèrent RINT0, XINT0, RINT1 et XINT1).

#### 3.4.1 Hiérarchie des interruptions

##### a) Le niveau de périphérique :

Il existe deux niveaux: Le bit d'interruption flag (drapeau) et le bit d'autorisation (ou enable) disponibles dans les registres de configuration des périphériques afin de faire correspondre à chaque événement une interruption.

Le bit drapeau (flag) est le premier bit à s'enclencher quand une interruption survient, alors que le bit d'autorisation (enable bit) opère comme une porte. Si ce bit est mis à 1 (Set), un signal d'autorisation d'interruption est généré qui passe à un niveau suivant et qui est ensuite multiplexé à travers le PIE (Peripheral Interrupt Expansion). Sinon aucun signal autorisant les interruptions n'est généré.

##### b) Le niveau PIE :

Le bloc PIE regroupe 12 interruptions, chaque groupe génère une seule interruption représentant huit (08) interruptions périphériques multiplexées pour le CPU. Par exemple, le groupe PIE 1 produit une interruption CPU 1 (INT1), ils existent pour chaque groupe un registre drapeau (PIEIFRx) et un registre autorisation (PIEIERx) dont (x=PIE groupe 1-PIE groupe 12) et y=1-8 correspond aux interruptions multiplexées par chaque groupe. Lorsque le bloc PIE reçoit une demande d'interruption, c'est-à-dire le bit PIEFIRx.y s'enclenche, il

vérifie si le CPU est prêt à recevoir une interruption à travers le bit PIEACKx envoie ensuite une demande au CPU.

**c) le niveau CPU :** Une fois la demande est reçue par le CPU, le bit (IFR) correspondant à INTx est activée, l'interruption n'est mise en service que si le bit correspondant dans le registre (IER) est activé.

La figure 3.5 montre comment s'opère le multiplexage des différentes sources d'interruptions pour les deux familles F28x and C28x.

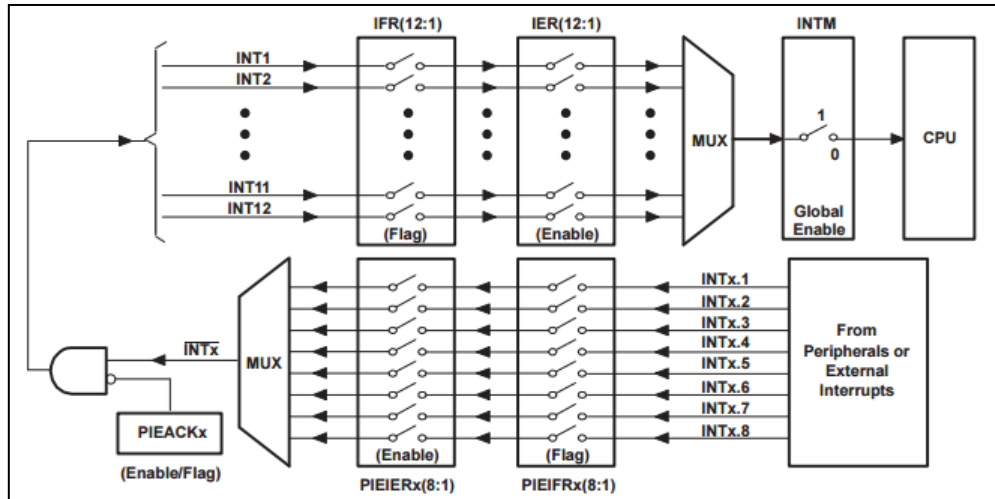


Figure 3.5 Multiplexage des sources d'interruption en utilisant le bloc PIE [24].

Après cela, la requête d'interruption doit être approuvée. Si l'interruption est masquable, un certain nombre de conditions doivent être respectées pour qu'elle soit approuvée, tandis que pour les interruptions matérielles non-masquables et les interruptions logicielles, l'approbation est immédiate.

### 3.4.2 Niveaux de priorités des interruptions du DSP:

Tableau 3.1 les interruptions suivant leur ordre de priorité et leurs descriptions

INTERRUPTION	Description	PRIORITE
RESET	RESET tous les registres	1
EMUINT	CPU Emulation interrupt	2
NMI	External non-maskable interrupt	3
RTOSINT	CPU real time OS interrupt	4
INT1	PIE groupe 1	5
INT2	PIE groupe 2	6
INT3	PIE groupe 3	7
INT4	PIE groupe 4	8
INT5	PIE groupe 5	9
INT6	PIE groupe 6	10
INT7	PIE groupe 7	11
INT8	PIE groupe 8	12
INT9	PIE groupe 9	13
INT10	PIE groupe 10	14
INT11	PIE groupe 11	15
INT12	PIE groupe 12	16
INT13	Interruption externe (XINT13) ou timer 1	17
INT14	Timer 2	18

### 3.4.3 Interrupt Flag Register (IFR)

IFR est un registre 16-bit et chaque bit correspond à une interruption. Ce registre est adressé en mémoire à 0006h. Il permet d'identifier et de valider l'interruption en cours au niveau du CPU et contient des bits drapeau pour interruptions masquables.

La mise à 1 de l'IFR se fait lorsqu'un seul signal d'interruption survient et parvient au niveau du CPU. Le bit drapeau particulier dépend de la priorité de l'interruption. Après cela, le bit correspondant à l'interruption dans l'IFR sera remis à 0.

### 3.4.4 Interrupt Mask Register (IMR)

L'IMR est similaire bit drapeau IFR à la différence que sa localisation dans la mémoire est à l'adresse 0004h. On y trouve aussi un bit de masque pour les 6 priorités d'interruption.

Quand un des bits de l'IMR est à "0", l'interruption qui lui correspond est masquée c'est-à-dire qu'elle sera interrompue au niveau du CPU, le processeur ne recevra pas le signal demandé indépendamment du statut du bit INTM. Par contre, si le bit est mise à "1" et avec la condition que le bit INTM est à "0", l'interruption sera reconnue et pourra être lue car l'IMR différencie entre celles qui sont masquées et celles qui ne le sont pas.

## 3.5 GP timers

Il existe deux temporisateurs à usage général (GP timers), chacun d'entre eux étant synchronisé à la fréquence du CPU ou à une fréquence présélectionnée.

Les temporisateurs sont utilisés pour sélectionner la période d'échantillonnage de l'ADC (amorcer le début de conversion) ou bien pour sélectionner la période de la commutation pour la génération des signaux MLI.

Chaque GP timer est constitué de :

- un registre compteur 16-bit TxCNT contenant la valeur instantanée du compteur.
- un registre comparateur 16-bit TxCMPR.
- un registre de période 16-bit TxPR.
- un registre de control 16-bit TxCON.
- horloge programmable présélectionnée.
- logique d'interruption.

Le temporisateur peut aussi être configuré pour la génération des interruptions ou bien l'amorçage des autres périphériques comme l'ADC.

### 3.5.1 Les entrée/sorties de GP timer

- Les entrées :

-l'horloge référence : elle peut être l'horloge interne du CPU ou bien déterminée par le registre TCLKINA/B.

-la direction de comptage : TDIRA/B quand le timer est actif en mode comptage/décomptage.

- signal Reset.

- Les sorties :

- sortie de comparaison TxCMP , x=1,2,3,4 .

- signal lancement de la séquence de conversion (connecté au module ADC).

- les signaux : dépassement (Overflow), atteint la valeur zéro (underflow), égalité (compare match).

-la mode de comptage.

Le registre (GPTCONA/B) fixe les actions de timer à chaque instant et spécifie le mode de comptage.

### 3.5.2 Les modes de comptage

1. échantillonnage/blocage (le temporisateur garde son état).

2. le mode de comptage continu (ce mode est utilisé pour la génération des signaux MLI asymétrique).

3. le mode de comptage/décomptage commandé (l'entrée TDIRA/B détermine le sens de comptage, quand TDIR A/B est au niveau haut (high) le comptage est mis en marche, en revanche si TDIRA/B est au niveau bas (low) le décomptage est mis en marche).

4. le mode de comptage /décomptage continu (ce mode est utilisé pour la génération des signaux MLI symétrique).

### 3.6 Les sorties MLI

le mode de comptage décrit une forme d'onde pour le temporisateur dans le sens où la valeur de TxCNT détermine la fréquence d'une onde de forme triangulaire asymétrique « dent de scie » ou bien triangulaire symétrique et qui définit la porteuse pour la génération des signaux MLI.

A chaque cycle d'horloge une comparaison est faite entre la valeur de comparaison enregistrée dans le registre TxCMPR (modulante) avec la valeur instantanée du compteur (porteuse). Quand ils auront la même valeur, la sortie (TxPWM) bascule du niveau haut vers le niveau bas ou bien le contraire (voir Figure 3.6). En variant la valeur du registre TxCMPR qui prend les valeurs d'un signal sinusoïdal, on génère la modulante sinusoïdale.

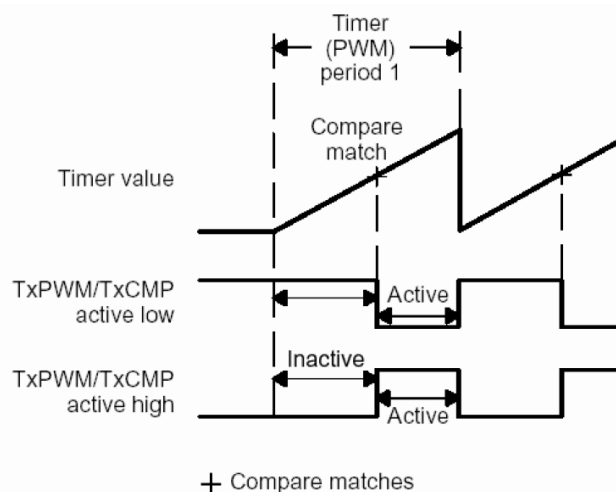


Figure 3.6 Compare match et les changements sur la broche TxPWM [25].

La polarité de la sortie TxPWM est configurée par le registre GPTCON A/B, si la sortie est configurée **active à l'état bas** alors elle va basculer du niveau haut vers le niveau bas lorsque le match est détecté, par contre si la sortie est configurée **active à l'état haut** alors elle va basculer du niveau bas vers le niveau haut.

*a) Génération d'une porteuse asymétrique (dent de scie) :*

On génère une porteuse asymétrique (voir Figure 3.7) lorsque le temporisateur est en mode de comptage continu, la sortie TxPWM change de niveau comme suit :

- 1. La sortie est à l'état inactif avant le début de comptage.
- 2. La sortie reste à l'état inactif jusqu'à la détection de match.
- 3. La sortie bascule à l'état actif après la détection de match.
- 4. La sortie garde l'état actif jusqu'à la fin de la période du temporisateur.
- 5. A la fin de période, la sortie est réinitialisée vers l'état inactif si la nouvelle valeur de registre comparateur n'est pas nulle.

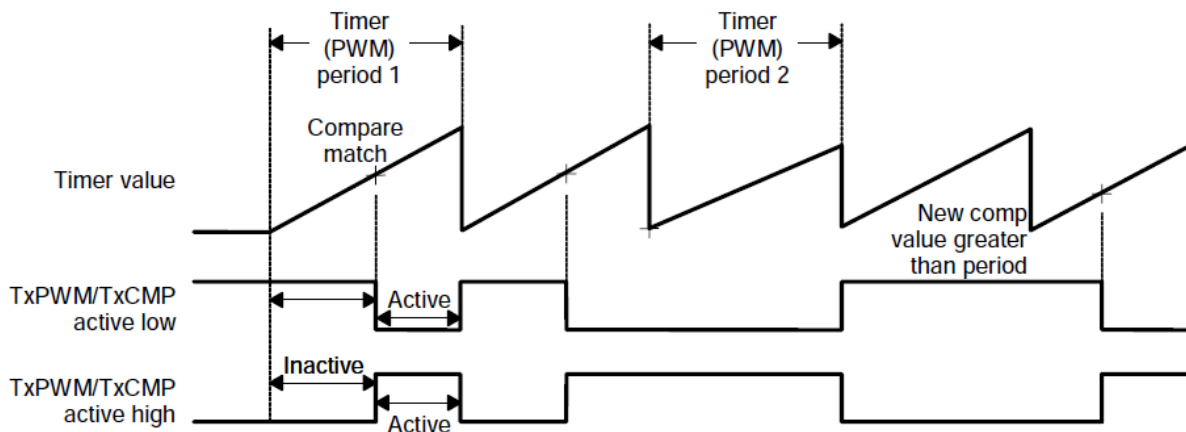


Figure3.7 Génération d'une porteuse asymétrique (dent de scie) par un temporisateur en mode de comptage continu [25].

La valeur de registre TxPR =  $\left[ \frac{\text{la période de la porteuse}}{\text{la période présélectionné de l'horloge}} - 1 \right]$

*b) Génération d'une porteuse symétrique (triangulaire) :*

On génère une porteuse symétrique (voir Figure 3.8) lorsque le temporisateur est en mode comptage/décomptage continu, la sortie TxPWM change de niveau comme suit :

1. La sortie est à l'état inactif avant le début de comptage.
2. La sortie reste à l'état inactif jusqu'à la détection de match.
3. La sortie bascule à l'état actif après la détection de premier match.
4. La sortie garde l'état actif jusqu'à la fin de la détection de second match.
5. La sortie bascule à l'état inactif après la détection de second match.
6. la sorite garde l'état inactif jusqu'à le prochain match.



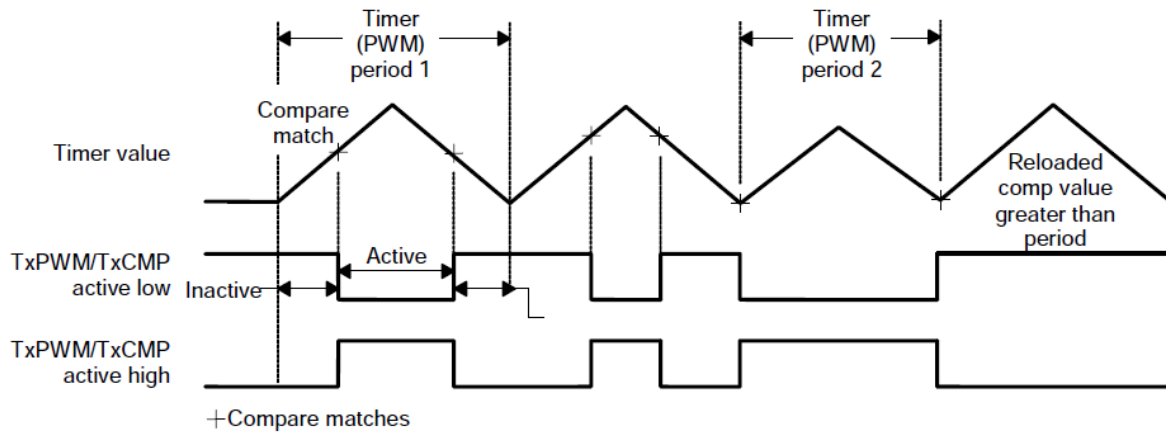


Figure 3.8 Génération d'une porteuse symétrique (triangulaire) par un temporisateur en mode comptage/décomptage continu [25].

La valeur de registre TxPR =  $\left[ \frac{\text{la période de la porteuse}}{2 * \text{la période présélectionné de l'horloge}} \right]$

### 3.6.1 Calcul des temps actif et inactif de la sortie TxPWM

Il serait nécessaire de programmer les angles de commutation et avoir le contrôle sur les temps de l'état actif et inactif pour l'implémentation des différentes techniques de MLI comme la MLI pré-calculée qui définit les largeurs d'impulsion sur une période.

Le principe de calcul est présenté ci-dessous pour les 2 types de porteuse symétrique et asymétrique :

a) *Porteuse asymétrique :*

Le temps d'impulsion active =  $[(TxPR) - (TxCMPR) + 1] \times (\text{la période d'un cycle d'horloge d'entrée présélectionnée})$

Le temps d'impulsion inactive =  $TxCMPR \times (\text{la période d'un cycle d'horloge d'entrée présélectionnée})$

-si la valeur de registre comparateur TxCMPR est nulle, alors la sortie reste à l'état actif toute la période.

- si la valeur de registre comparateur est supérieur à la valeur de registre de période ( $TxCMPR > TxPR$ ) alors la sortie reste à l'état inactif toute la période.

b) *Porteuse symétrique :*

-Le temps d'impulsion active =  $[(TxPR)-(TxCMPR)_{up} + (TxPR)-(TxCMPR)_{dn}] \times (\text{la période d'un cycle d'horloge d'entrée présélectionnée})$

### 3.6.2 Génération de temps morts

Le DSP F28335 génère un temps mort entre les sorties PWM dépendante et indépendante. Ce temps mort peut éliminer le problème de shoot through ou court circuit dans un bras d'onduleur. Les figures qui suivent illustrent l'addition d'un temps mort pour les deux sorties avec porteuse symétrique (Figure 3.9) et asymétrique (Figure 3.10). Les deux sorties basculent comme suit : la 1<sup>ère</sup> sortie bascule en premier PWM<sub>x+1</sub>, après un certain temps mort, puis la 2<sup>ème</sup> sortie PWM<sub>x</sub> bascule.

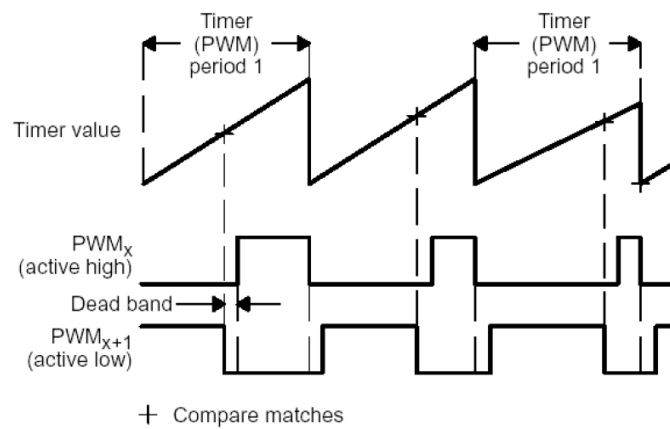


Figure 3.9 Temps mort avec une porteuse asymétrique [25].

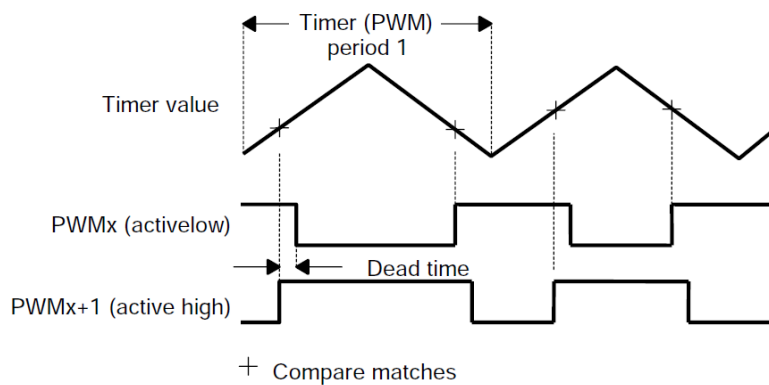


Figure 3.10 Temps mort avec une porteuse symétrique [25].

La valeur de temps mort est déterminée par la formule suivante :

$$(\text{Nombre de cycles de l'horloge de temps mort}) = \frac{\text{bit}[8 \rightarrow 11] \text{ de registre } DBTCONx}{\text{la valeur de l'horloge présélectionné}}$$

Le tableau ci-dessous montre les différents temps mort générés par les combinaisons de registre de contrôle DBTCONx :

Tableau 3.2 Le temps mort généré par les différentes combinaisons de registre DTCONx en (µs) [25]

DBTCONx	(DBTCONx bits [4-2])					
	110 and bits [11-8] 1x1 (P=32)	100 (P=16)	011 (P=8)	010 (P=4)	001 (P=2)	000 (P=1)
0	0	0	0	0	0	0
1	0.8	0.4	0.2	0.1	0.05	0.025
2	1.6	0.8	0.4	0.2	0.1	0.05
3	2.4	1.2	0.6	0.3	0.15	0.075
4	3.2	1.6	0.8	0.4	0.2	0.1
5	4	2	1	0.5	0.25	0.125
6	4.8	2.4	1.2	0.6	0.3	0.15
7	5.6	2.8	1.4	0.7	0.35	0.175
8	6.4	3.2	1.6	0.8	0.4	0.2
9	7.2	3.6	1.8	0.9	0.45	0.225
A	8	4	2	1	0.5	0.25
B	8.8	4.4	2.2	1.1	0.55	0.275
C	9.6	4.8	2.4	1.2	0.6	0.3
D	10.4	5.2	2.6	1.3	0.65	0.325
E	11.2	5.6	2.8	1.4	0.7	0.35
F	12	6	3	1.5	0.75	0.375

### 3.6.3 L'unité de comparaison

Le signal MLI peut être aussi généré de l'unité de comparaison. Contrairement au registre de comparaison de temporisateur, chaque unité de comparaison génère deux sorties qui basculent au même instant de match et qui sont complémentaires.

## 3.7 Les outils de développement logiciel

### 3.7.1 Code Composer Studio (IDE)

Le CCS (Figure 3.11) est un environnement de développement intégré (IDE), souple et facile à utiliser, qui incorpore une variété d'outils logiciels pour la génération du code exécutable à savoir : le compilateur, le linker, permet aussi l'émulation, le débogage du programme en temps réel et l'analyse des résultats produits. La programmation du DSP TMS 320F28335 est faite en langage C ou en langage assembleur.

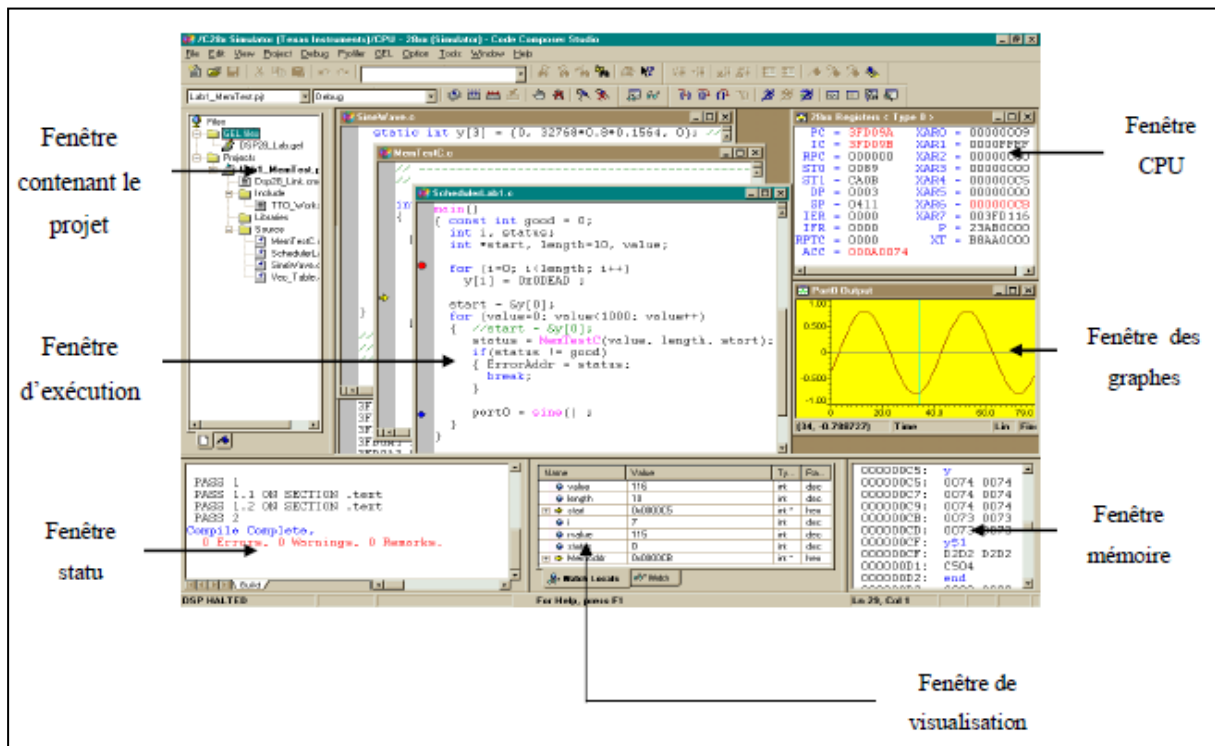


Figure 3.11 Capture d'écran relative à l'IDE Code Composer Studio [26].

### 3.7.2 Matlab/Simulink

La génération des codes programme peut être aussi effectuée avec le logiciel Matlab/Simulink. Il suffit d'installer le package «Support Package for Texas instrument C2000 Processors» pour spécifier le système cible (Target system) visé par les outils de développement, dans notre cas le système cible est la carte TMS320F28335. Ce package permet l'accès aux différents périphériques de la carte DSP : GPIO, CAN, ADC, PWM.

Pour n'importe quelle commande qui nécessite un calculateur, la combinaison entre les blocs Simulink classique et les blocs des périphériques de la carte DSP permettent de générer un code. Une fois le modèle de la commande désirée est simulé avec succès sur Simulink, le workshop génère un code pour « temps réel » avec langage C et crée un projet CCS. En suite, il faut ouvrir le CCS qui compile et effectue le lien (link) et le programme est transféré vers le système cible (F28335).

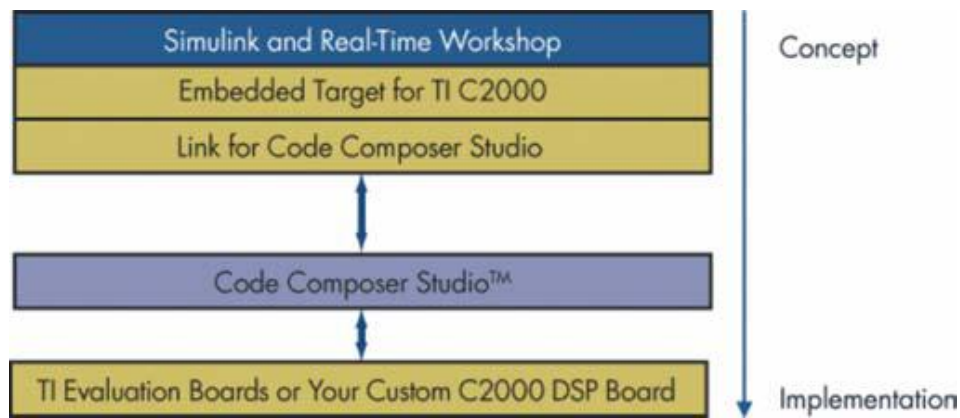
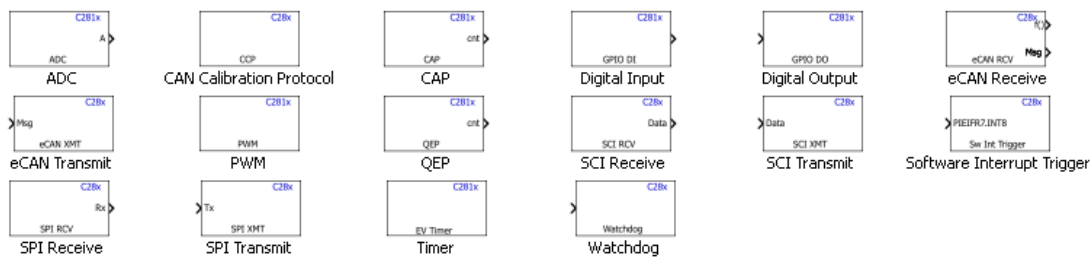


Figure 3.12 Les différentes couches de développement logiciel [27].

### 3.7.3 Exemple de configurations des périphériques de la DSP sur Simulink

L'ensemble de blocs que contient « Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors » est présenté ci-dessous :



Il contient aussi un ensemble dédié à la commande numérique des moteurs (C28X DMC) Digital Motor Control :



a) Bloc ePWM :

Pour générer des signaux MLI, il faut configurer le bloc ePWM qui est plus simple que la programmation en langage C ou langage assembleur.

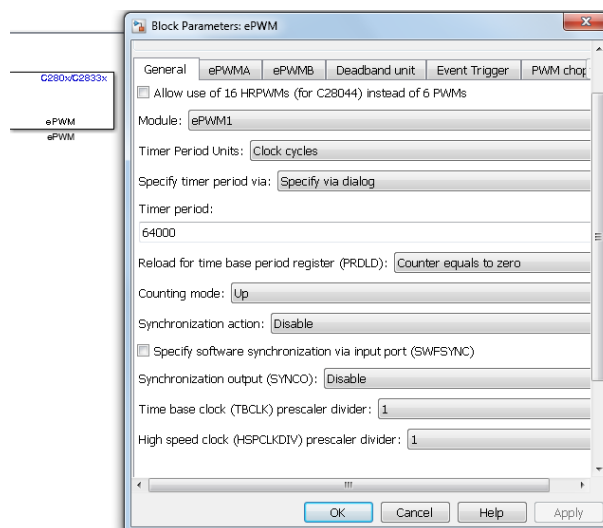


Figure 3.13 Bloc de paramètres ePWM.

Il faut configurer le temporisateur comme il a été décrit dans le sous-chapitre (1.5.1 GP timers) (la forme de la porteuse, l'horloge présélectionné...), spécifier quelle sortie utilisée (PWM1/PWM2) et le rapport cyclique, la logique utilisée (actif à l'état haut ou à l'état bas), spécifier la période de temps mort (deadband).

b) Bloc ADC :

Pour configurer le module ADC, il faut commencer par le choix de module A ou B ou bien les deux simultanément. Chaque module contient 8 canaux d'entrée selon le choix du module, ensuite il faut choisir le nombre de conversions et le canal d'entrée associé à chaque conversion.

-Le choix du module A affiche les canaux : ADCINA0, ADCINA1,...ADCINA7

-Le choix du module B affiche les canaux : ADCINB0, ADCINB1,...ADCINB7

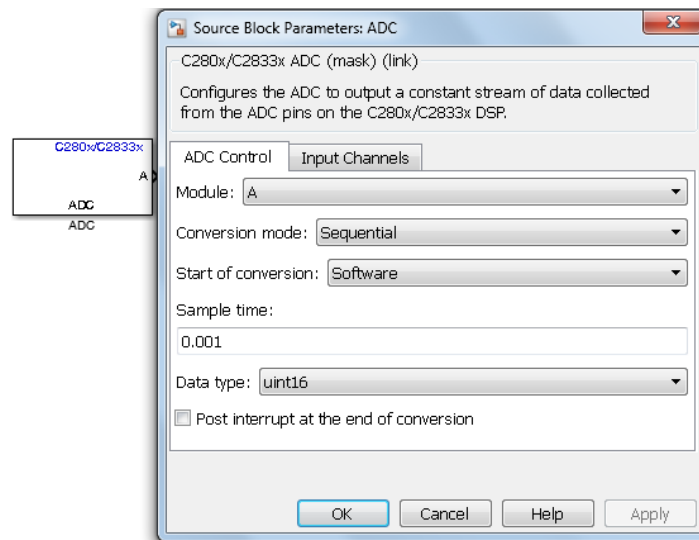


Figure 3.14 Bloc de paramètres ADC

c) Bloc GPIO :

Le bloc GPIO est divisé en deux sous blocs : entrée numérique (digital input), sortie numérique (digital output). Ce bloc facilite la génération de signal personnalisé (sinusoïdal, train d'impulsion..). Il suffit de choisir le port et le bit de la sortie où on veut récupérer le signal.

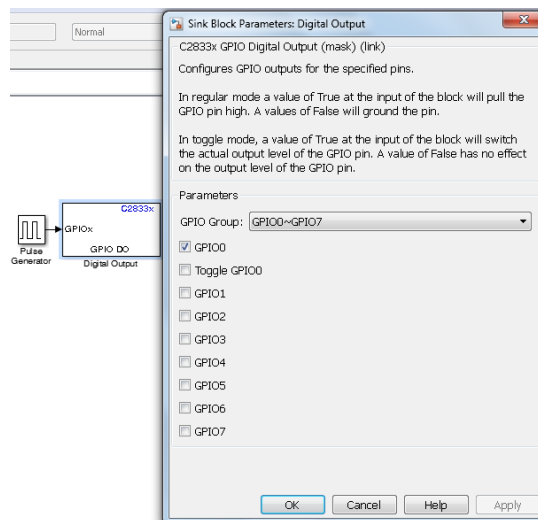


Figure 3.15 Bloc de paramètres Digital output

### **3.8 Conclusion**

Ainsi, le DSP F28335 peut être qualifié de bon calculateur pour la génération des signaux de commande grâce aux fonctionnalités et caractéristiques qu'ils possèdent, ainsi que les outils de développement logiciel qui ont facilité la mise en œuvre du DSP F28335.

---

**Chapitre 4 : Conception matérielle,  
Implémentation sur DSP et validation  
expérimentale**

---

### 4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous résumons le travail pratique effectué pour valider la technique de l'élimination des harmoniques étudiée précédemment. La première partie concerne la description de l'onduleur-redresseur SEMIKRON (SEMISTEACH B6CI-IGBT) et le circuit d'isolation entre la carte de développement et le circuit de puissance. Ensuite la partie de l'implémentation logicielle et la génération des signaux de commande pour la MLI sinusoïdale et la MLI pré-calculée à partir de la carte DSP est abordée. La dernière partie concerne la validation des résultats expérimentaux et leurs interprétations. La Figure 4.1 illustre le schéma synoptique de montage expérimental avec ses équipements (Table 4.1) et les câbles utilisés (Table 4.2)

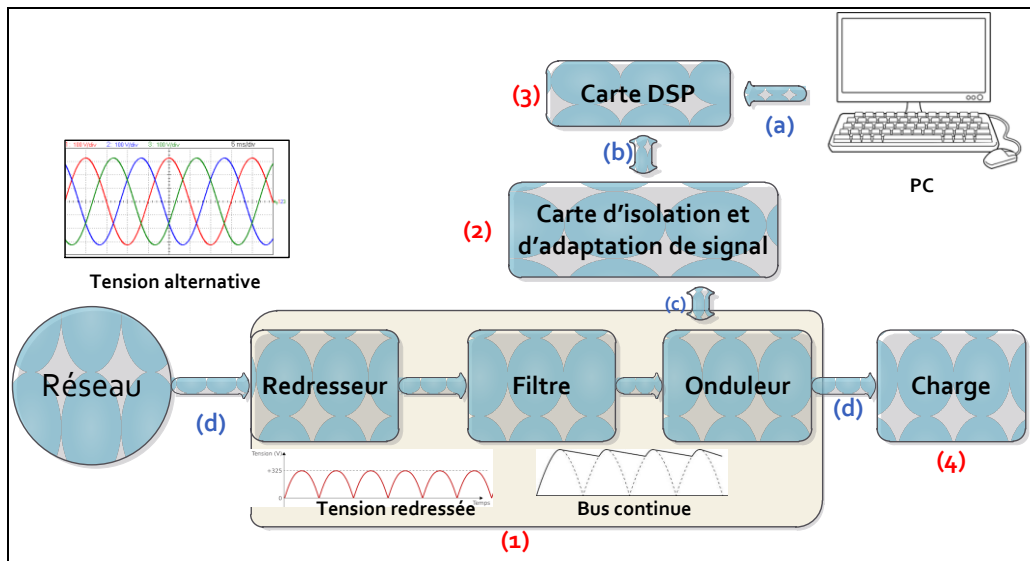


Figure 4.1 Schéma synoptique de montage expérimental

Tableau 4.1 les équipements de système et leur fonctionnalités

N°	Équipement	Fonction
(1)	SEMISTEACH B6CI	Convertisseur AC-DC /DC-AC
(2)	Carte d'isolation	Convertit les signaux MLI logique 3.3V au niveau de tension 15V avec isolation galvanique par photo-coupleur
(3)	Carte DSP F28335	La commande de système et la génération des signaux MLI
(4)	Charge	Charge RL ou un moteur à courant alternatif monophasé

Tableau 4.2 les câbles de système et leur fonctionnalités

Lettre	Type de câble	Fonction
(a)	USB-JTAG	permet la connexion entre le PC et la carte pour avoir le contrôle sur la carte à partir de l'ordinateur
(b)	fiche des broches	Transfert les signaux de la carte DSP vers la carte d'isolation
(c)	Câble coaxiale	Transfert les signaux MLI de la carte d'isolation vers les circuits pilotes de gâchettes des IGBT de l'onduleur. Permet la minimisation de la sensibilité aux perturbations électromagnétiques
(d)	Charge	Charge RL ou un moteur à courant alternatif



## 4.2 Le convertisseur statique SEMISTEACH B6CI

Le convertisseur SEMISTEACH (Figure 4.2) représente la partie puissance de notre système. Il Comporte un redresseur triphasé, un onduleur triphasé et un bras (IGBT plus une diode en série), ce dernier peut être utilisé comme un hacheur Buck - Boost. Le convertisseur est conçu à partir des modules IGBT SKM50GB123D de la société SEMIKRON qui sont pilotés par des drivers de référence SKHI22A fabriqués également par la société SEMIKRON [29].

Le redresseur triphasé est utilisé pour obtenir la tension d'entrée continue  $V_{dc}$  de notre onduleur. Il s'agit d'un redresseur à double alternance triphasé non commandé (à diodes), la tension de sortie  $V_{dc}$  moyenne s'écrit alors :

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}v_{eff}}{\pi} \quad (4.1)$$

Dans le cadre de notre travail, deux bras de l'onduleur seulement sont utilisés pour le faire fonctionner en onduleur monophasé. Chaque bras est piloté par un driver qui assure la protection contre les courts-circuits qui pourraient être générés par des impulsions intempestives provenant des interférences. De plus, une Protection supplémentaire consiste à créer un temps mort de  $4.3\mu s$  entre les deux IGBT d'un seul bras pour assurer la complémentarité entre ces deux IGBT et éviter de court-circuiter la source de tension continue  $V_{dc}$ .

Les IGBT sont placés sur un radiateur avec un ventilateur qui permet d'évacuer la chaleur.

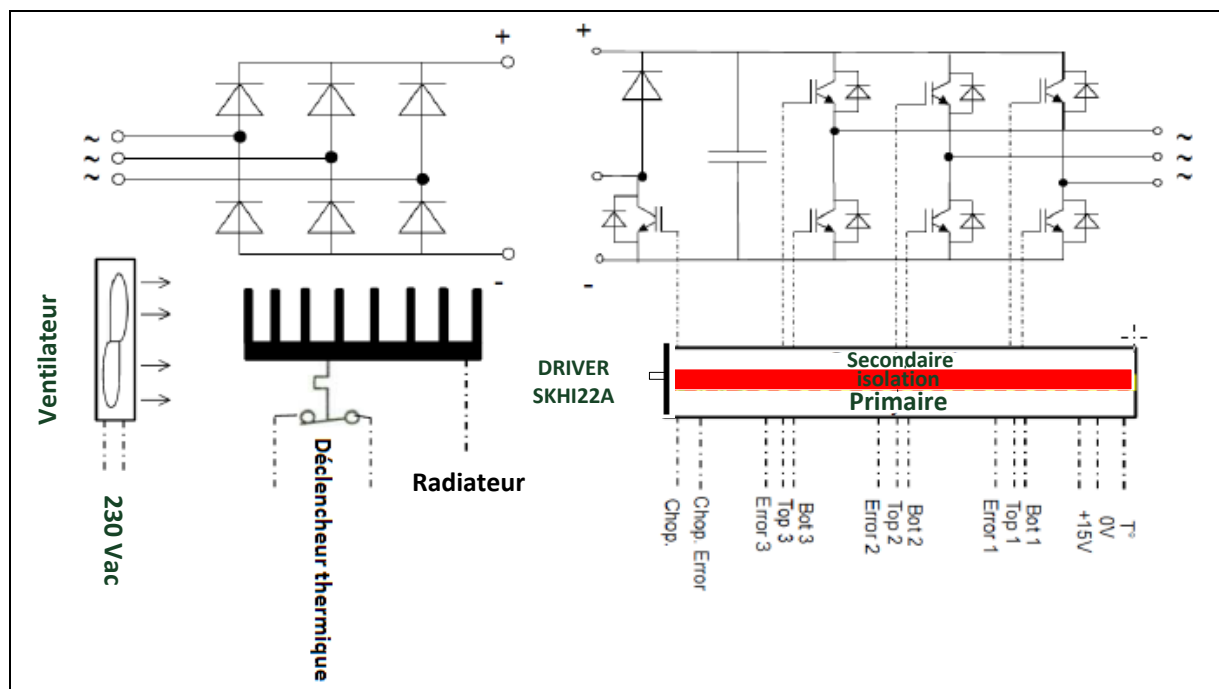


Figure 4.2 Schéma du montage Semisteach.

### 4.3 La carte d'isolation et d'adaptation de signal

#### 4.3.1 Le bloc d'alimentation

Les composants de la carte d'isolation doivent être alimentés par une alimentation stabilisée (Fig.4.3). Pour cela, nous avons utilisé un transformateur 220V /18V alimenté à partir de l'arrivée du réseau alternatif. Ensuite, un redresseur est inséré pour assurer la conversion AC/DC. Pour assurer une alimentation stabilisée de 15V pour les photo-coupleurs, un régulateur de tension 7815 avec une capacité de filtrage est placé entre le redresseur et la broche d'alimentation du photo-coupleur.

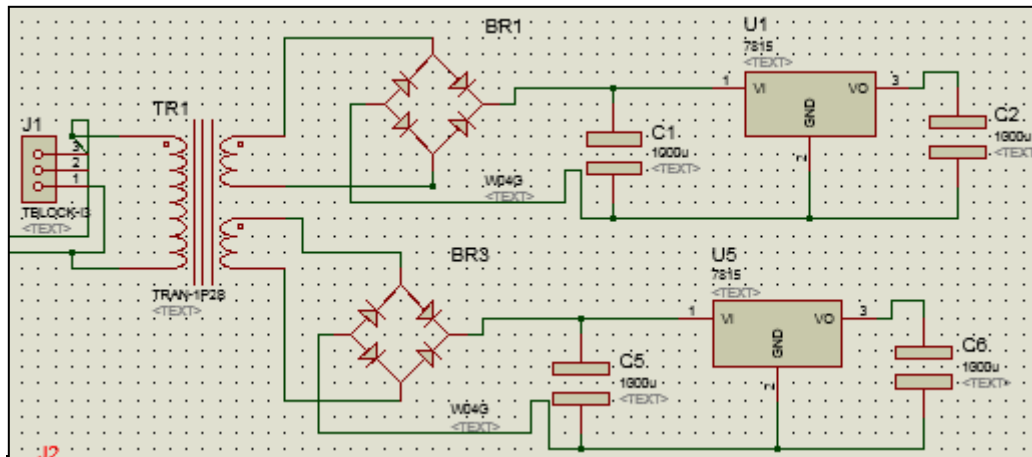


Figure 4.3 Le circuit d'alimentation de la carte d'isolation.

#### 4.3.2 L'isolation par photo-coupleur

Un photo-coupleur est un dispositif composé d'un photoémetteur (une diode LED) et d'un photorécepteur (phototransistor ou une photodiode) électriquement indépendant mais optiquement couplés. Autrement dit, il transmet l'information de commande et non pas l'énergie. Il est équipé d'un écran électrostatique qui lui confère une immunité aux perturbations de mode commun (réduction de la capacité parasite entre l'entrée et la sortie).

Certains photo-coupleurs sont destinés à la commande des semi-conducteurs de puissance. Ils sont capables de supporter des gradients de tension  $dV/dt$  de l'ordre de  $15kV/\mu s$  et ont une tension d'isolation supérieure à 1500 V.

Notre interface d'isolation réalisée (Figure 4.5) est constituée principalement de quatre photo-coupleurs du genre HCPL2200 (Figure 4.4) qui a les caractéristiques suivantes :

- Compatible avec les signaux LSTTL, TTL, et la logique CMOS.
- Un faible courant d'entrée (1.6 mA).
- Une large bande de  $V_{cc}$  entre 10-20V.
- Un temps de montée (rise time)  $t_r=55$  ns.
- Un temps de décroissance (fall time)  $t_f=15$  ns.

Une résistance de  $220\Omega$  est ajoutée à l'entrée des quatre photo-coupleurs afin de limiter le courant d'entrée, une autre résistance de  $75\Omega$  est insérée à la sortie des photo-coupleurs pour limiter le courant de sortie.

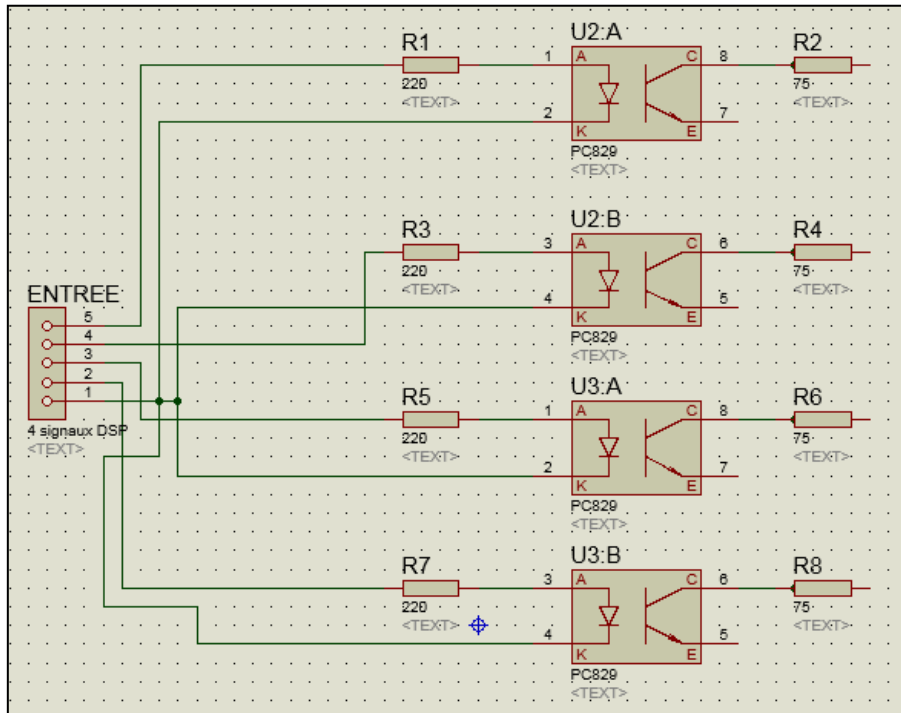


Figure 4.4 le circuit électronique de l'interface d'isolation.



Figure 4.5 la carte d'isolation et d'adaptation de signal.

#### 4.4 Implémentation sur DSP

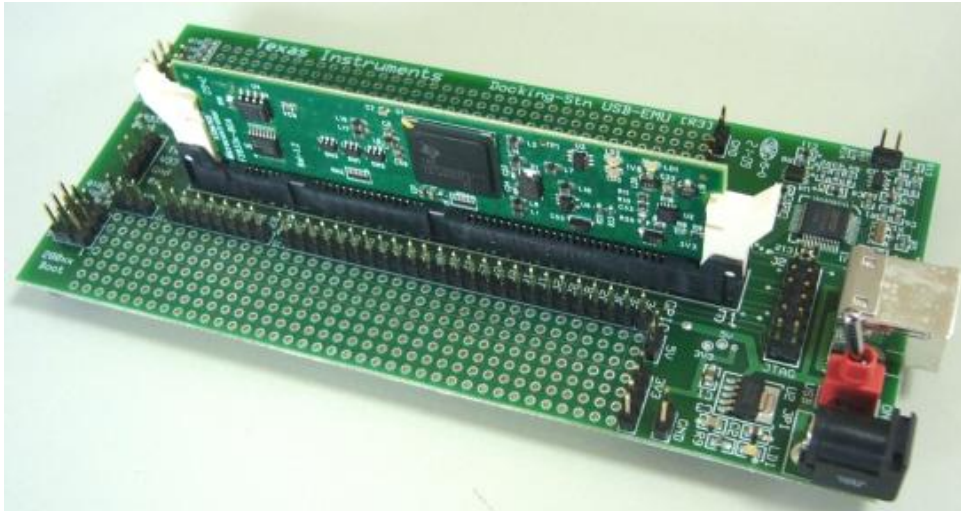


Figure 4.6 La carte à DSP TMS320F28335

Le projet implémenté dans la carte (Figure 4.6) est composé essentiellement des modules header, module d'initialisation et module routine de service d'interruption PWM (ISR).

Le programme d'initialisation :

La partie concernant l'initialisation est essentielle pour l'organisation intrinsèque et le bon fonctionnement de tous les périphériques et les modules de la carte. Elle permet d'initialiser les périphériques (ADC, DMA, CPU Timers, la table vecteur d'interruption PIE..) et configurer les broches du GPIO ainsi que de désigner la fonction de chacune d'elles.

Dans notre programme, nous avons choisi une période du temporisateur de 10 $\mu$ s.

Le programme d'interruption :

- La routine de service d'interruption (ISR) est exécutée après que le GP timer génère une interruption (qui doit être acceptée ou reconnue) par laquelle l'ISR est chargée d'empiler dans les registres CMPB les nouvelles valeurs qui sont spécifiées via une porte externe du bloc ePWM.
- Le changement des valeurs de registre de CMPB à chaque période nous permet de changer le rapport cyclique des impulsions et ainsi permet de faire une modulation de largeur d'impulsions MLI.
- La configuration des registres CMPB est faite à partir des pourcentages par rapport à la période du temporisateur. Par exemple, S'il est chargé avec un pourcentage de 100%, il génère une impulsion pleine avec une période de 10  $\mu$ s.

Les quatre signaux de gâchettes sont générés à partir de Matlab. Il suffit juste d'échantillonner les quatre signaux en respectant le théorème d'échantillonnage (théorème de Shannon) qui énonce que **“La représentation discrète d'un signal exige des échantillons régulièrement espacés à une fréquence d'échantillonnage supérieure au double de la fréquence maximale présente dans ce signal”**.

$$F_e > 2 \times F_{\max}$$

La période d'échantillonnage doit être égale à la période du temporisateur pour la synchronisation lors de la reconstitution de signal à partir de la carte, ainsi  $T_e=10 \mu s$  ( $F_e=100Khz$ ). Pour la MLI sinusoïdale, la fréquence de la porteuse triangulaire ne dépasse pas les 2KHz. Cela satisfait la condition de Shannon.

Lorsque le signal de commande est échantillonné, on obtient un tableau de valeurs (0,1). Ce tableau va définir le pourcentage de chaque impulsion par rapport à la période du temporisateur, ainsi il va attaquer la porte externe du module ePWM pour charger à chaque période la valeur de registre CMPB. La Figure 4.7 résume les étapes nécessaires pour la programmation de la carte DSP.

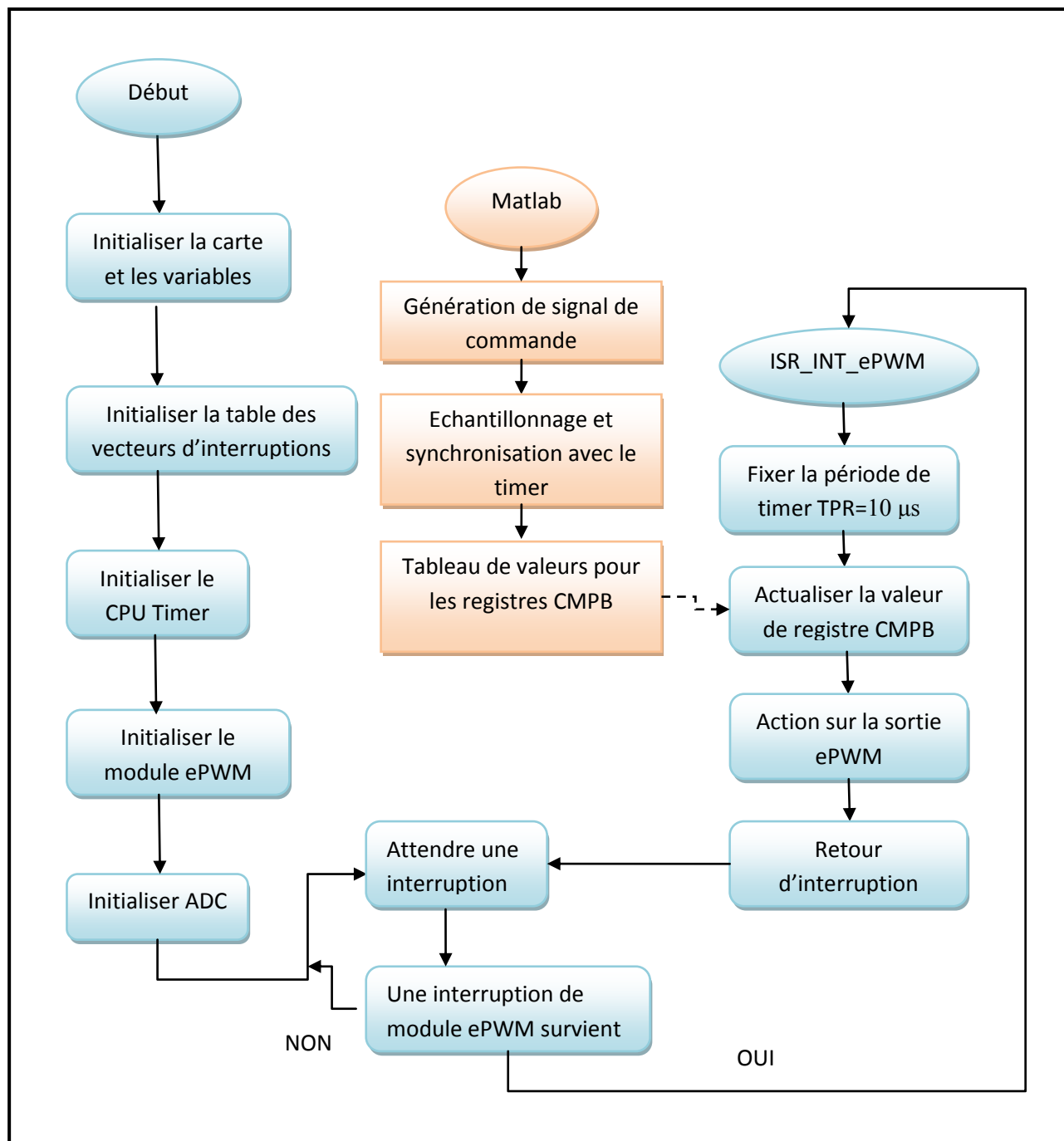


Figure 4.7 Organigramme de Programme



## 4.5 Résultats pratiques et de simulation

Dans cette partie, nous présentons et interprétons les résultats pratiques obtenus au moyen du montage expérimental (Figure 4.8) et de simulation pour les deux méthodes de modulation : la MLI triangulo-sinusoidale et la MLI pré-calculée. Ces résultats nous permettent d'analyser les performances des techniques de modulation en se basant sur les facteurs suivants :

- Gain en tension.
- Spectre d'harmoniques.
- THD : distorsion harmonique totale.

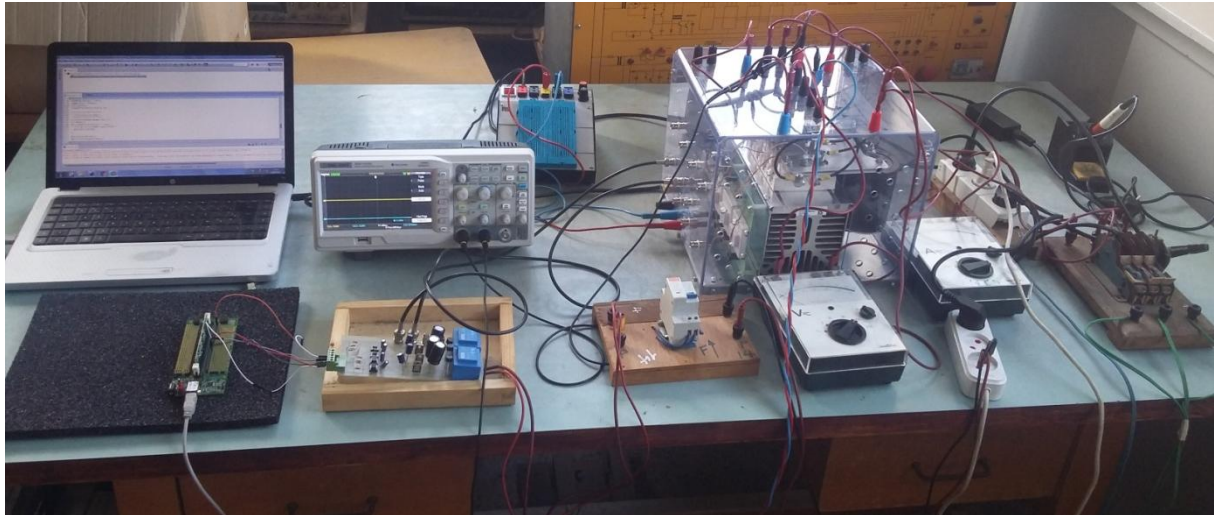


Figure 4.8 Montage expérimental

Les résultats pratiques et de simulation sont obtenus au borne d'une charge R-L et avec une tension d'entrée  $V_{dc}$  (voir Table 4.3).

Tableau 4.3 les valeurs de la tension d'entrée  $V_{dc}$  et la charge R-L

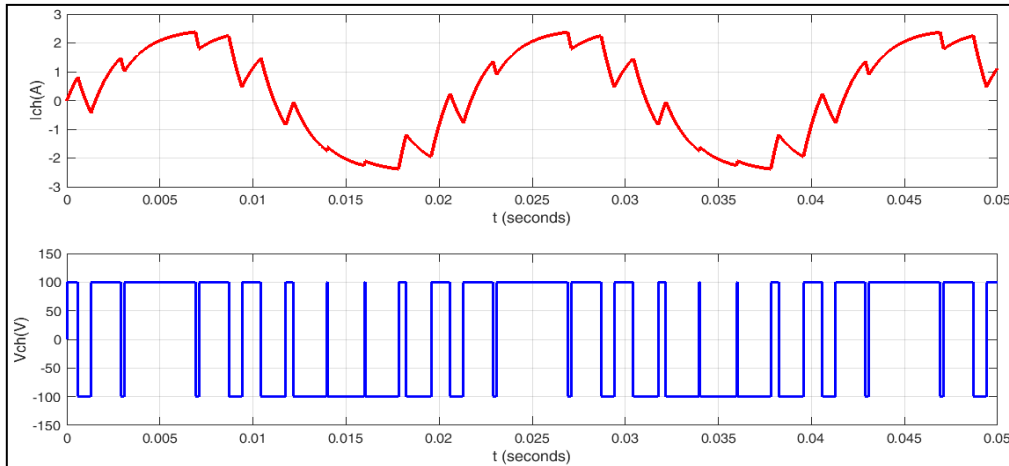
R (ohm)	40
L (mH)	60
$V_{dc}$ (V)	100

Remarque : pour les relevés de courant à l'aide de l'oscilloscope, nous avons pris la tension aux bornes de la résistance, donc il suffit de diviser la valeur maximale de cette tension par la valeur de la résistance pour trouver la valeur maximale du courant  $I_{max} = \frac{V_{max}}{R}$  en tenant compte d'une atténuation de 10 de la sonde.

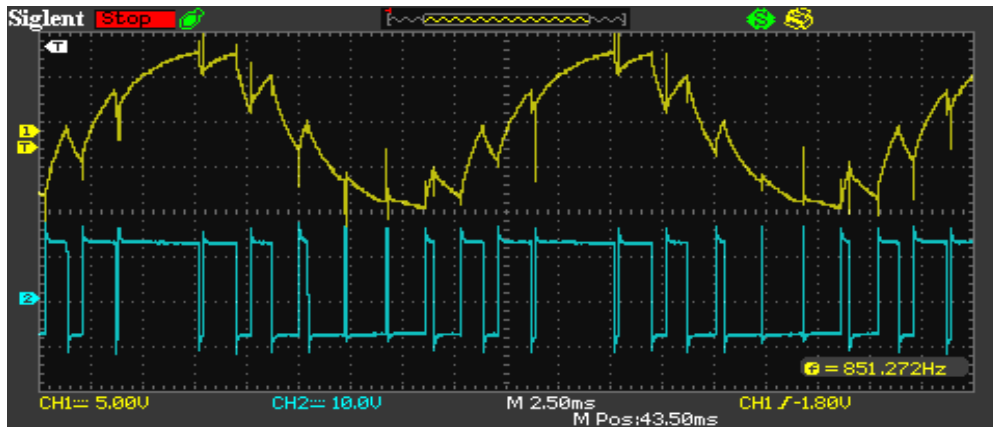
### 4.5.1 Application de la MLI triangulo-sinusoidale :

#### A) Variation de l'indice de modulation $m$ :

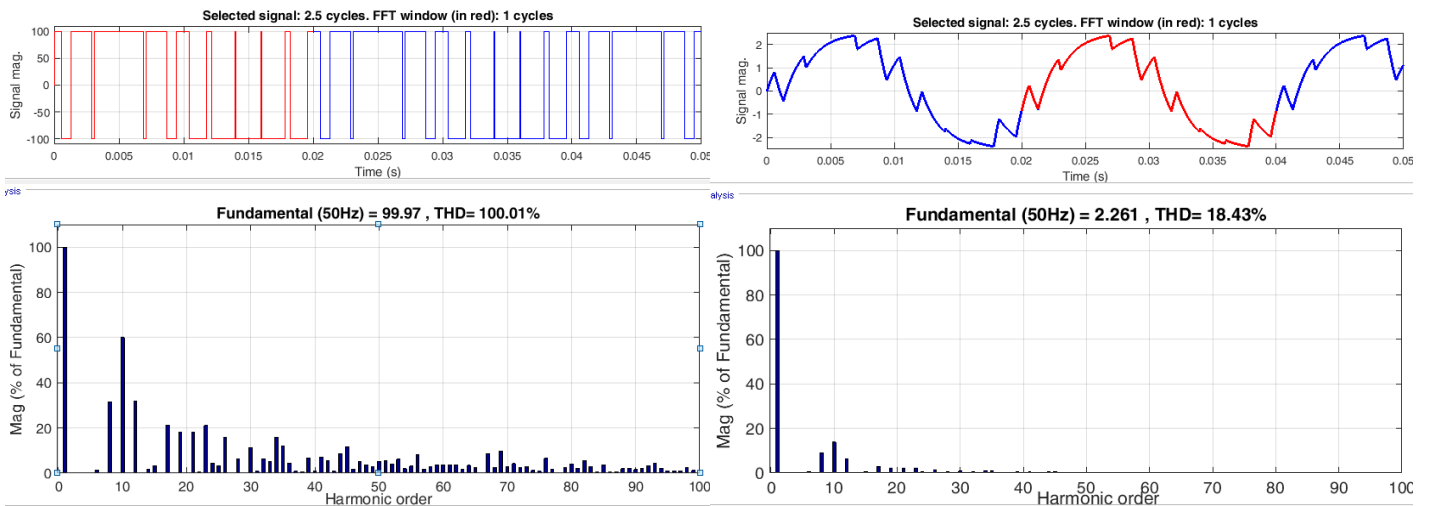
Dans les résultats pratiques et de simulations des Figures (4.9, 4.10, 4.11) nous avons fixé le taux de modulation à  $r = 1$  et nous avons varié l'indice de modulation  $m$  pour voir l'effet de ce dernier sur les ondes de courant et de la tension de sortie et leurs spectres d'harmoniques.



(a)

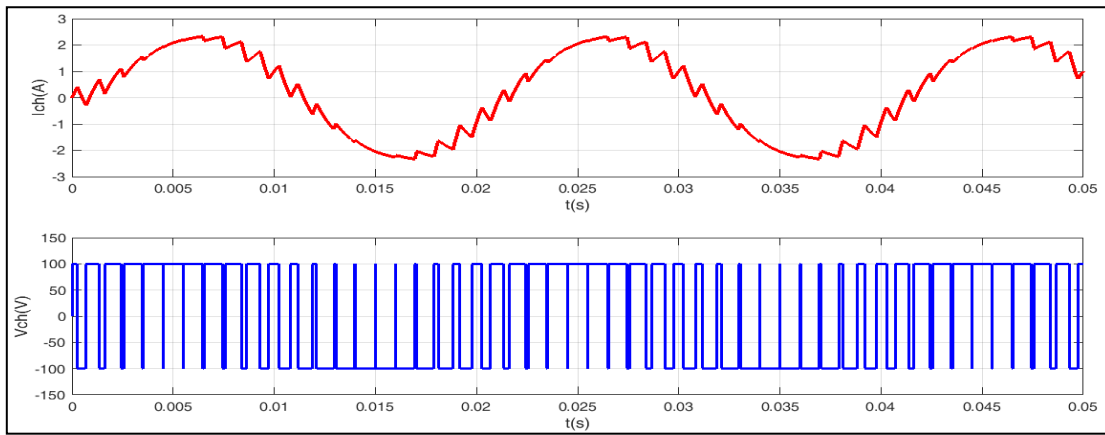


(b)

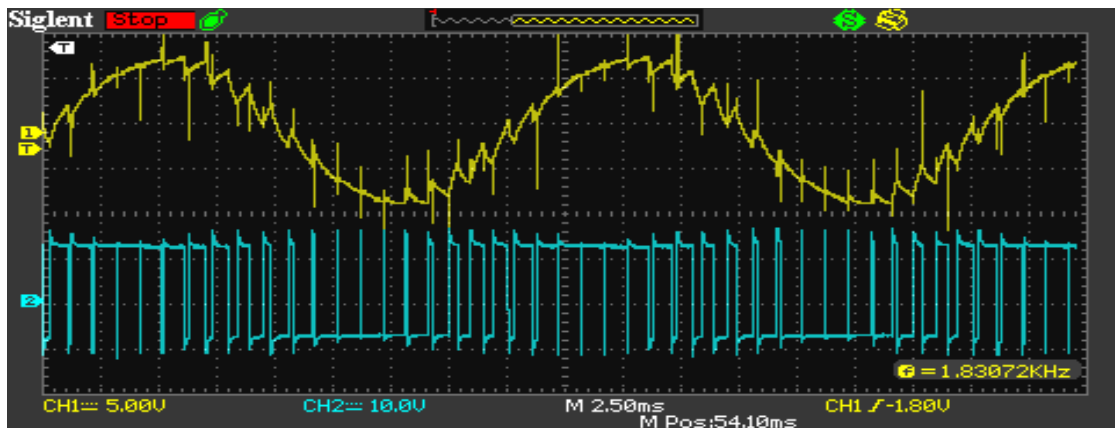


(c)

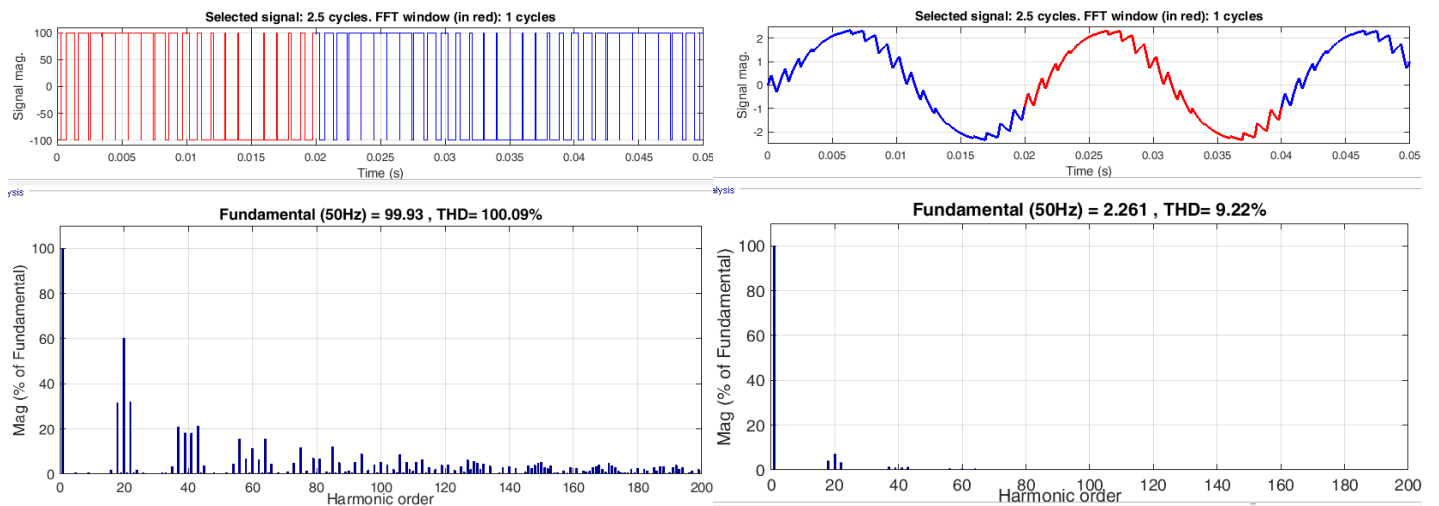
Figure 4.9 courant et tension de sortie pour  $r=1$  et  $m=10$  (a) Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.



(a)



(b)

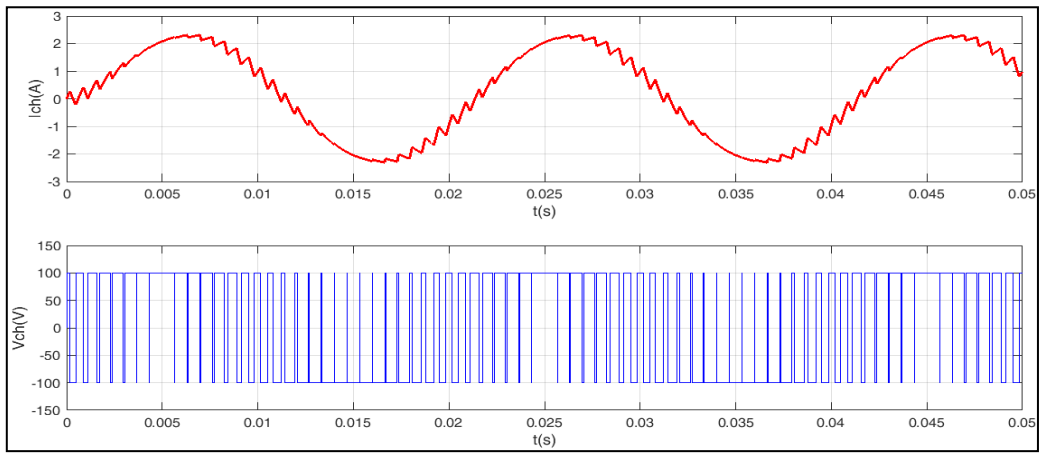


(c)

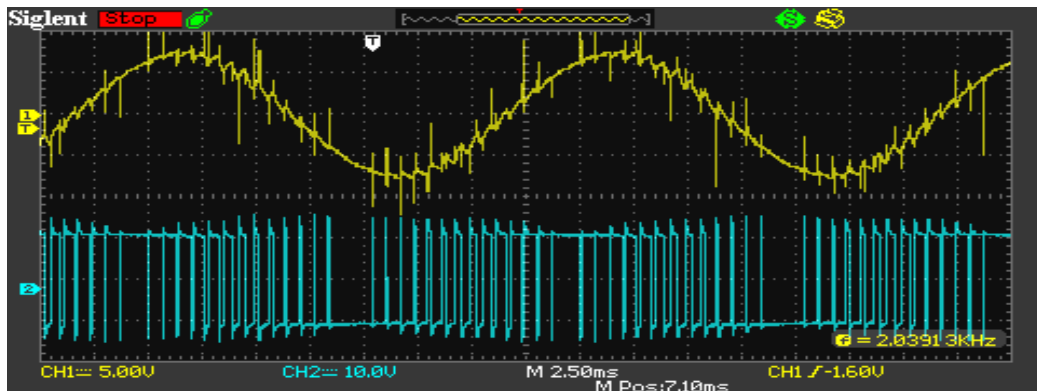
Figure 4.10- courant et tension de sortie pour  $r=1$  et  $m=20$  (a)Simulation (b) essais Pratiques

(c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.

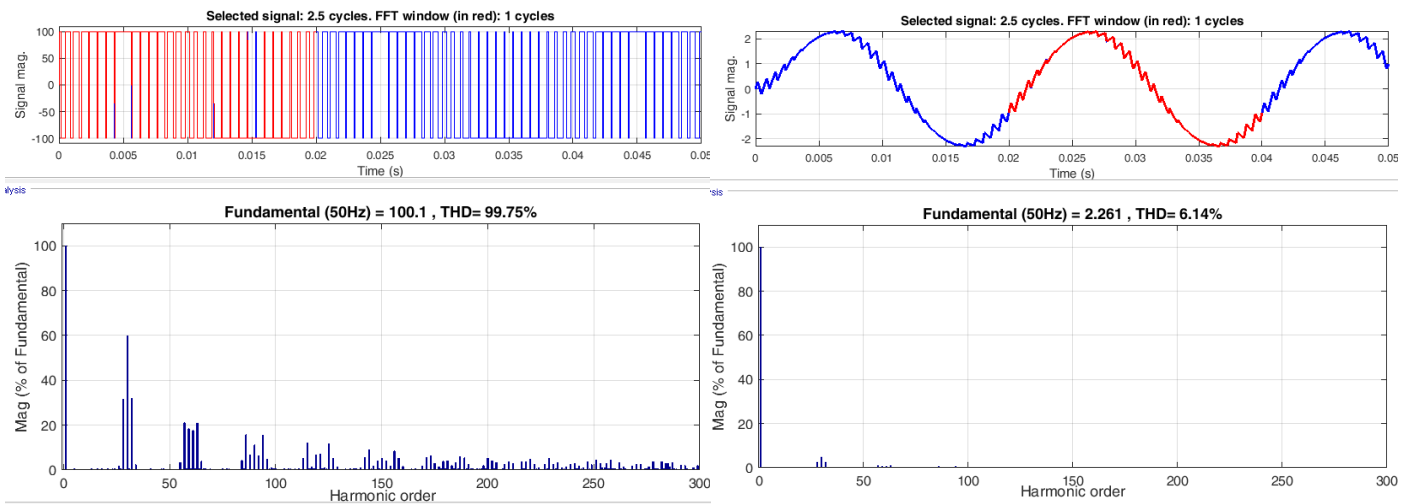




(a)



(b)



(c)

Figure 4.11- courant et tension de sortie pour  $r=1$  et  $m=30$  (a)Simulation (b) essais Pratiques

(c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.

Les Figures 4.9, 4.10 et 4.11 montrent que :

- la valeur maximale de la composante fondamentale désirée est atteinte et celle-ci ne dépend pas de  $m$  mais seulement de  $r$  (taux de modulation), tel que  $V_{1max} = r \times V_{dc} = 100V$ .

- les harmoniques d'amplitude non négligeable peuvent être représentées par familles :

- La famille centrée sur l'harmonique  $(2n+1)m$  c'est-à-dire  $(m, 3m, 5m, \dots)$  et contenant :

L'harmonique de rang  $(2n+1)m$ .

Les harmoniques  $(2n+1)m-2$  et  $(2n+1)m+2$ .

Les harmoniques  $(2n+1)m-4$  et  $(2n+1)m+4$ .

- La famille centrée sur l'harmonique  $(2n)m$  c'est-à-dire  $(2m, 4m, 6m, \dots)$  et contenant :

Les harmoniques  $(2n)m-1$  et  $(2n)m+1$ .

Les harmoniques  $(2n)m-3$  et  $(2n)m+3$ .

- le THD de la forme d'onde MLI tension de sortie est égal à 100% et ne dépend pas de  $m$  (l'augmentation de  $m$  ne change pas la valeur de THD, mais permet de déplacer les harmoniques non négligeables vers les fréquences élevées et ainsi facilite le filtrage). Ce qui confirme l'expression de THD simplifiée qui s'écrit :

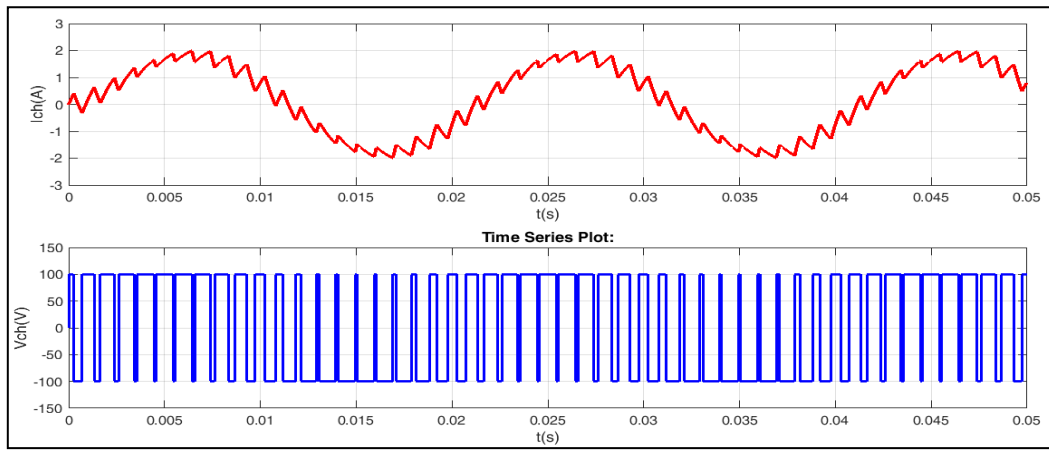
$$THD = \frac{\sqrt{V_{eff}^2 - V_{1eff}^2}}{V_{1eff}} = \sqrt{\frac{2}{r^2} - 1} = 1$$

- la distribution spectrale d'harmoniques de courant de sortie à la même famille d'harmoniques que celles de la tension de sortie mais avec faible amplitude.

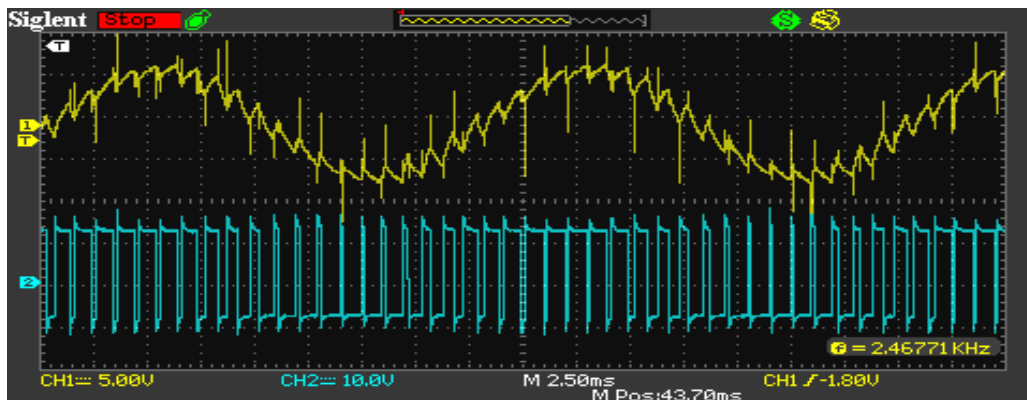
- l'augmentation de  $m$  permet de lisser le courant et diminuer son THD.

### **B) variation de taux de modulation $r$ :**

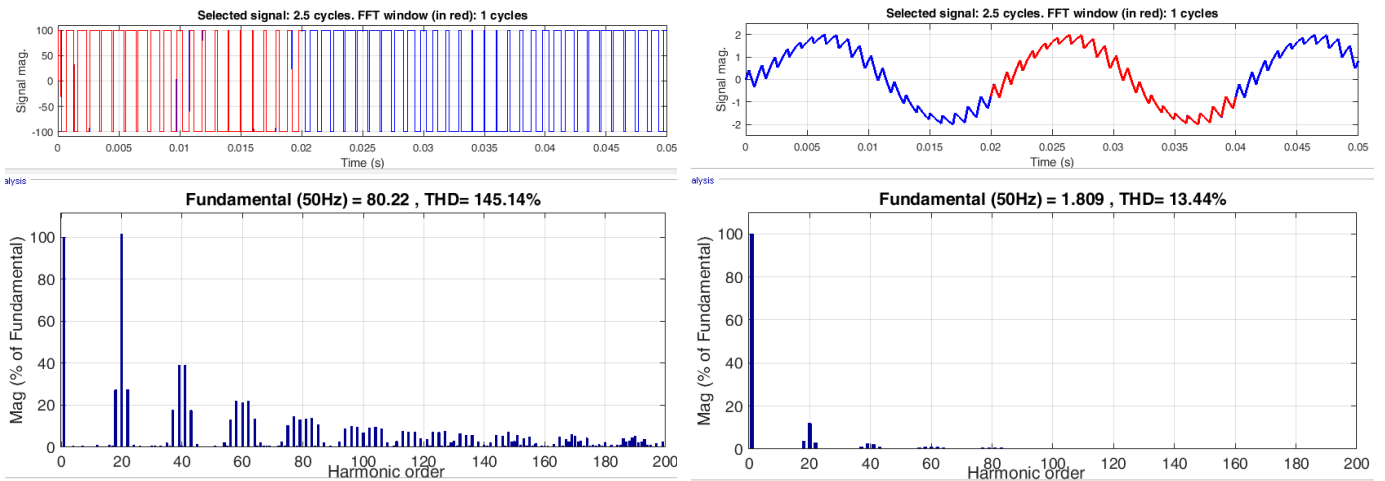
Dans les résultats pratiques et de simulations des Figures (4.12, 4.13, 4.14) nous avons fixé l'indice de modulation à  $m=20$  et nous avons varié le taux de modulation  $r$  pour voir l'effet de ce dernier sur les ondes du courant et de la tension de sortie et leurs spectres d'harmoniques.



(a)



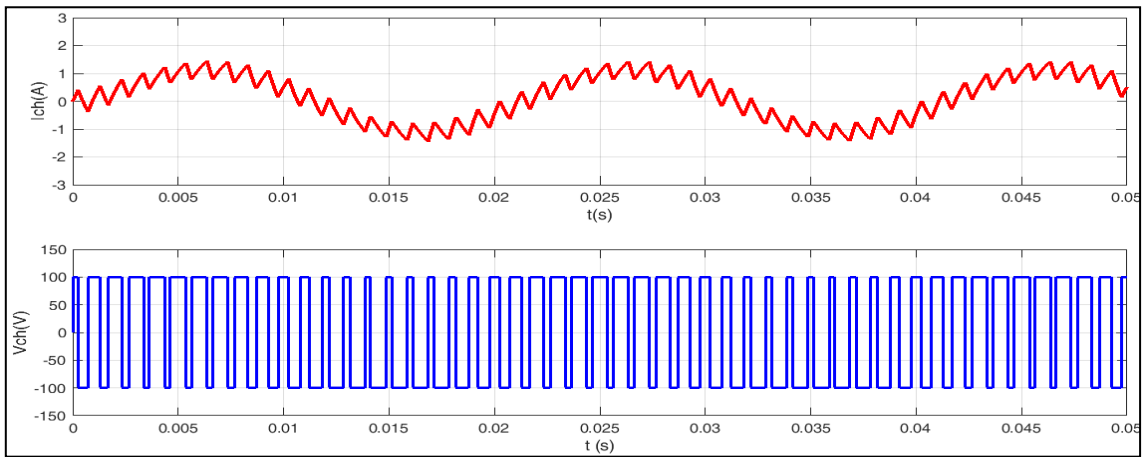
(b)



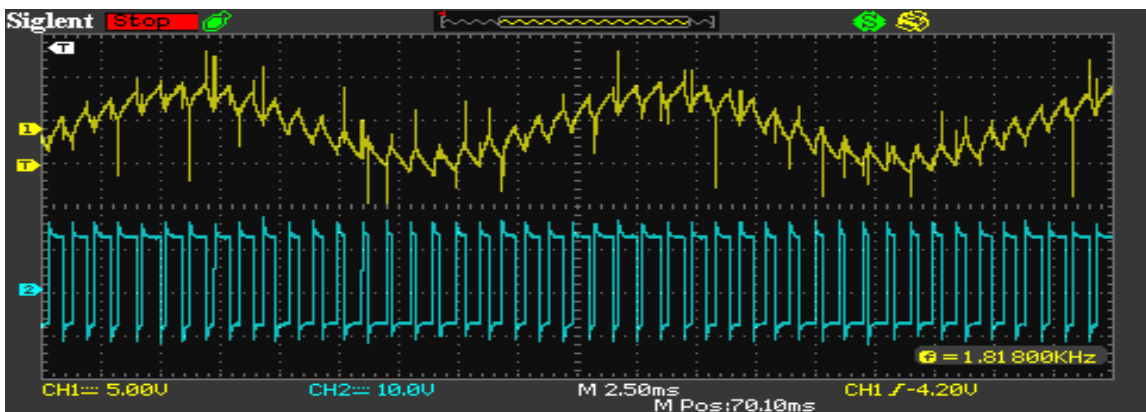
(c)

Figure 4.12- courant et tension de sortie pour  $r=0.8$  et  $m=20$  (a)Simulation (b) essais Pratiques

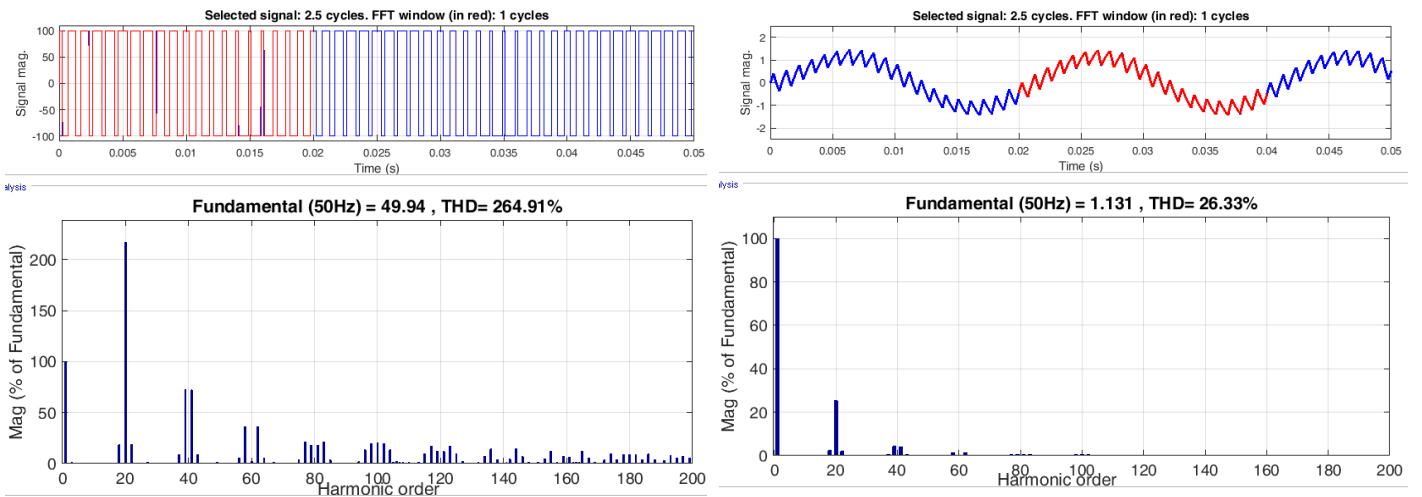
(c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.



(a)



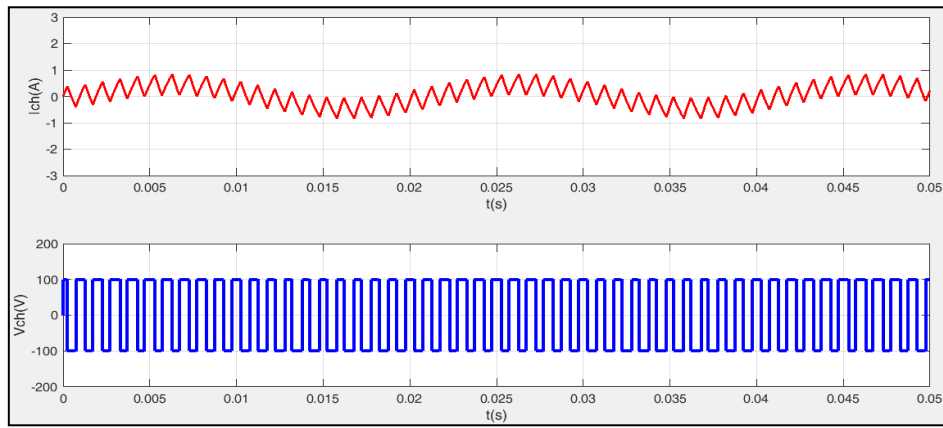
(b)



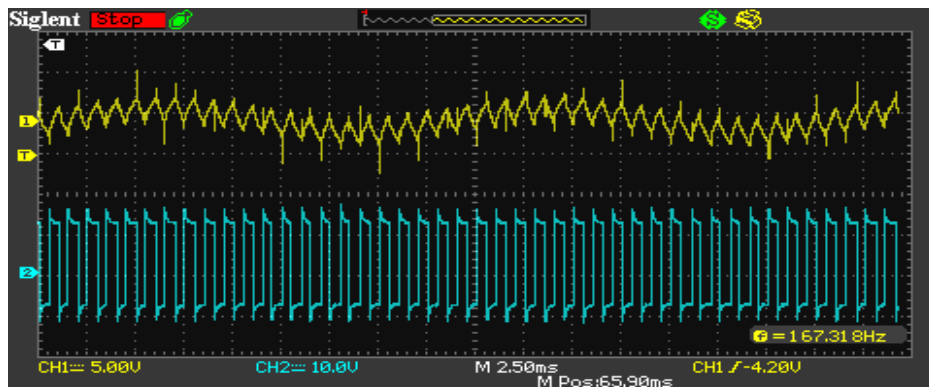
(c)

Figure 4.13- courant et tension de sortie pour  $r=0.5$  et  $m=20$  (a)Simulation (b) essais Pratiques

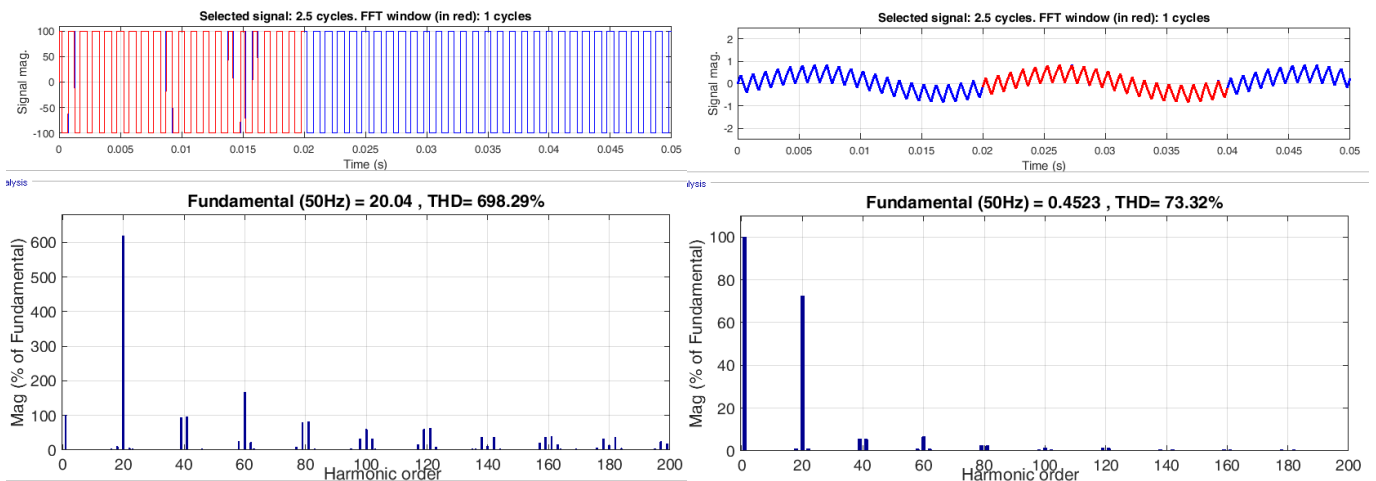
(c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.14- courant et tension de sortie pour  $r=0.2$  et  $m=20$  (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.

Les Figures 4.12, 4.13 et 4.14 montrent que :

- lorsque on change le taux de modulation  $r$ , on remarque que la tension du fondamentale atteint la valeur désirée suivant l'équation de réglage  $V_{1max} = r \times V_{dc}$ .
- la valeur maximale du courant diminue avec le taux de modulation  $r$ , ceci est dû à la diminution de la tension du fondamentale.
- le THD de la tension de sortie est inversement proportionnel au taux de modulation  $r$  et vérifie donc l'expression simplifiée qui s'écrit:  $THD = \sqrt{\frac{2}{r^2} - 1}$ .
- les harmoniques non négligeables se regroupent autour des harmoniques de rang  $n \times m$  ( $n$  est un entier).
- la distribution spectrale d'harmoniques de courant de sortie à la même famille d'harmoniques que celles de la tension de sortie mais avec une atténuation d'amplitude, ceci est dû à la charge R-L qui fait le filtrage « naturel » (filtre passe-bas).

#### 4.5.2 Application de La MLI pré-calculée

##### A) variation du nombre d'angles de commutation (harmoniques à éliminer) :

La résolution des systèmes d'équations (2.40) pour  $M=3$ ,  $M=5$ ,  $M=7$  et un taux de modulation fixé à  $r=1$  permet de calculer les angles de commutation (Table 4.4, 4.5 et 4.6) et ainsi tracer l'onde de la tension de sortie et déduire les signaux de commande pour les 4 IGBT. Les résultats pratiques et de simulations sont présentés dans les Figures 4.15, 4.16 et 4.17.

Tableau 4.4 les trois angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7 et  $r=1$

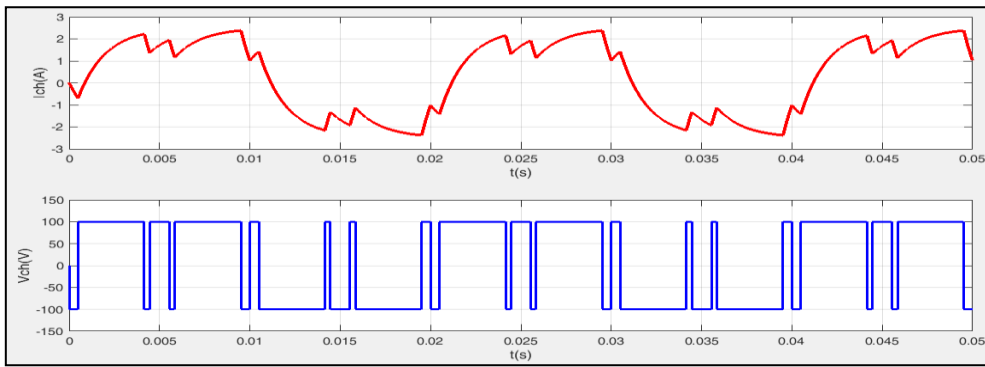
Angles	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$
Valeur (degrés°)	8.61	74.13	80.24

Tableau 4.5 les Cinq angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et  $r=1$

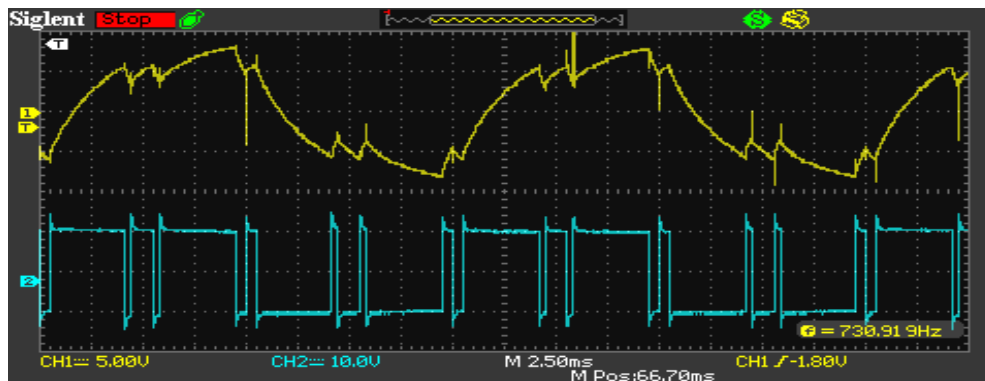
Angles	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$
Valeur (degrés°)	10.59	23.24	29.41	46.40	50.27

Tableau 4.6 les sept angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13, 17,19 et  $r=1$

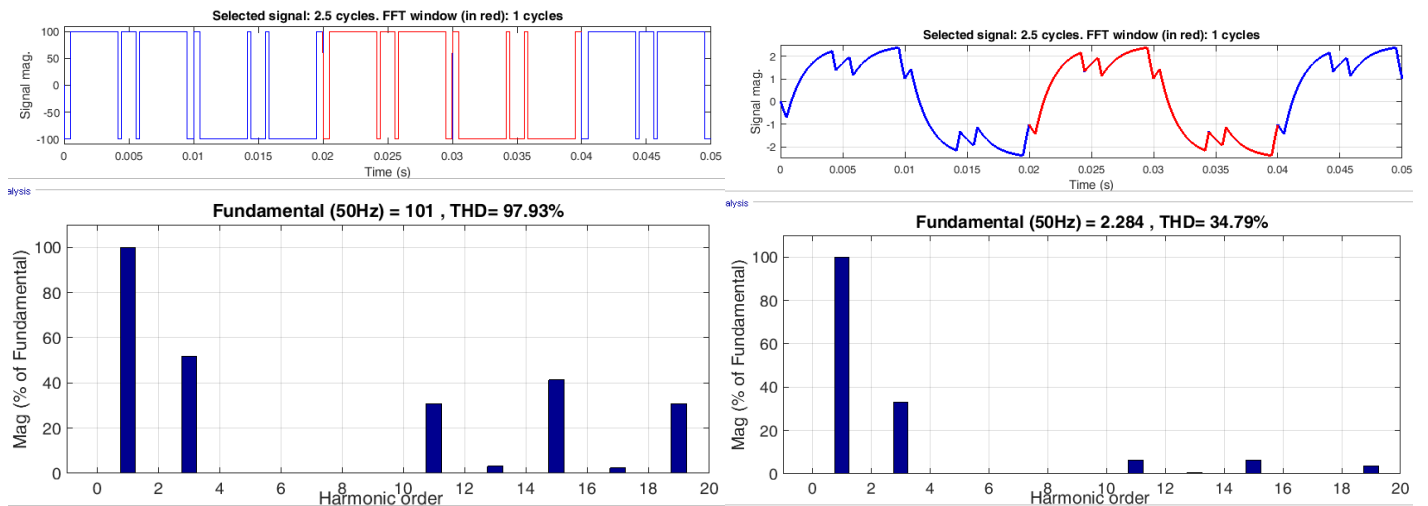
Angles	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$	$\alpha_7$
Valeur (degrés°)	5.58	17.49	22.68	33.67	37.26	67.01	69.66



(a)



(b)

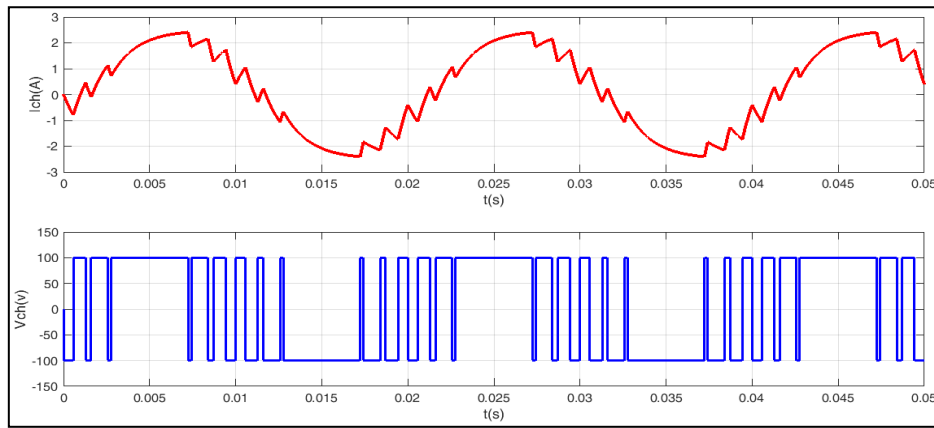


(c)

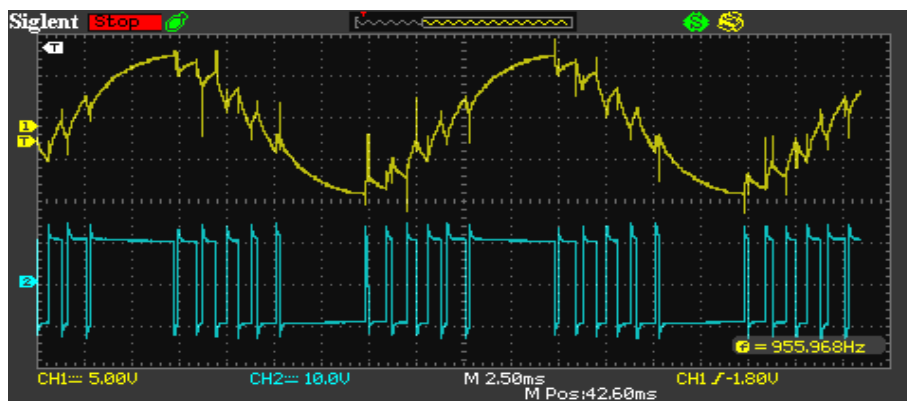
Figure 4.15- courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7 et  $r=1$

(a)Simulation (b) essais Pratiques

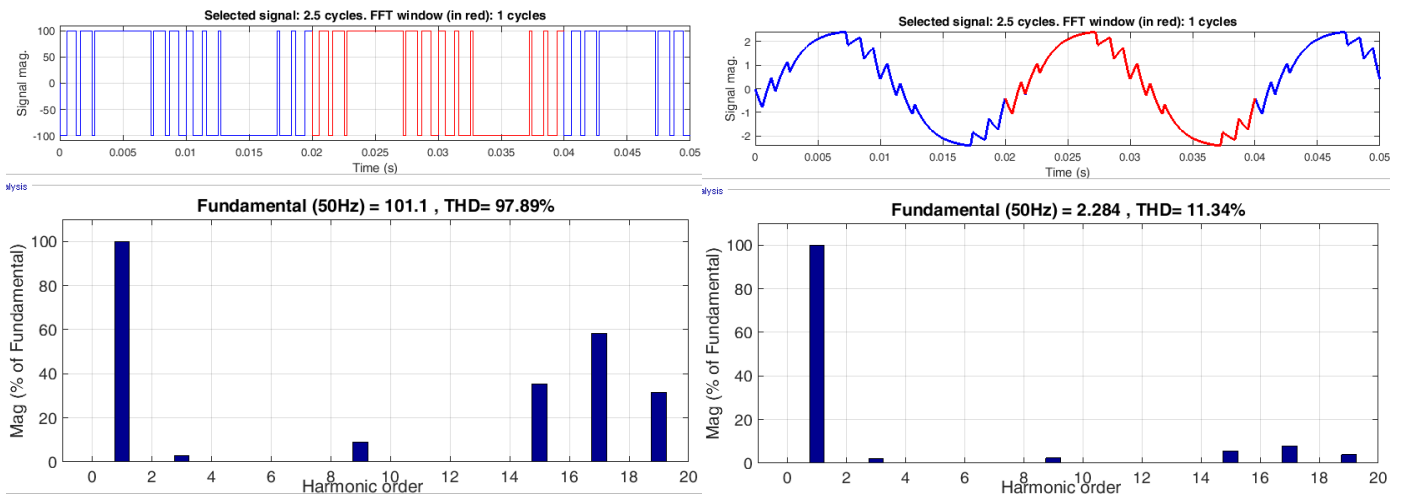
(c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.



(a)



(b)



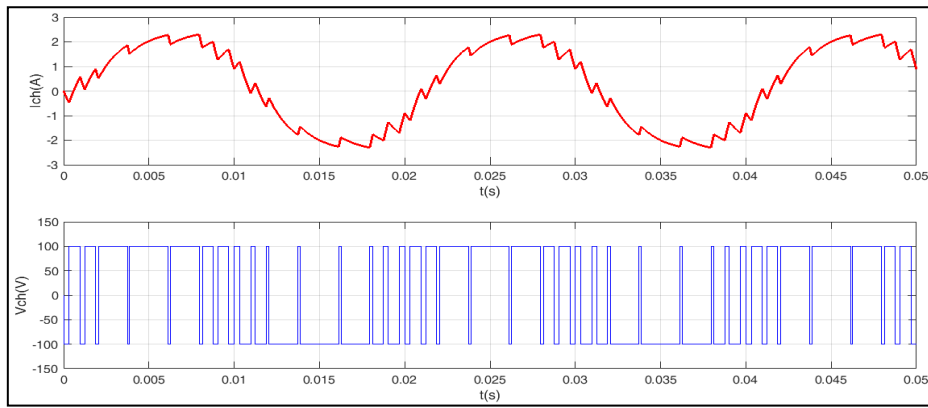
(c)

Figure 4.16- courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et r=1

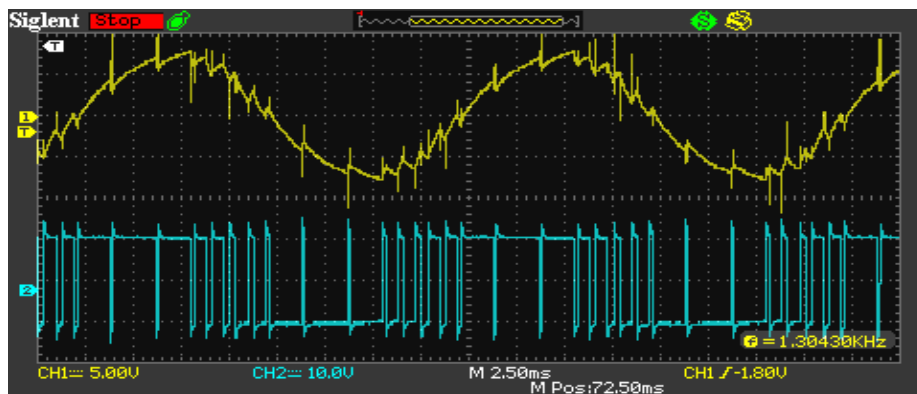
(a)Simulation (b) essais Pratiques

(c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.

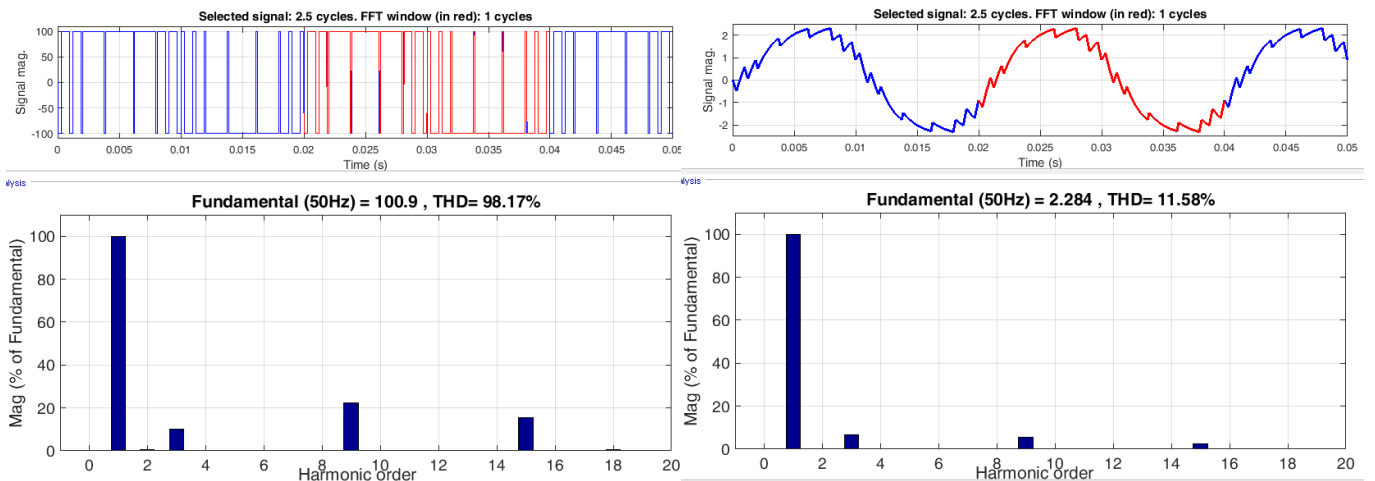




(a)



(b)



(c)

Figure 4.17- courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13, 17, 19 et  $r=1$  (a) Simulation (b) essais Pratiques

(c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.

Les Figures 4.15, 4.16 et 4.17 montrent que :

- la valeur du fondamental désirée est atteinte et suit parfaitement l'équation de réglage  $V_{1max} = r \times V_{dc}=100V$ .
- les harmoniques indésirables sont sélectionnées et éliminées pour les différents angles de commutation.
- le THD de la tension de sortie égal à 100% et ne dépend pas du nombre d'angles de commutation (l'augmentation du nombre d'angles de commutation ne change pas la valeur de THD, mais permet de déplacer les harmoniques non négligeables vers les fréquences élevées et ainsi facilite le filtrage). Ce qui confirme l'expression de THD simplifiée qui s'écrit :

$$THD = \frac{\sqrt{V_{eff}^2 - V_{1eff}^2}}{V_{1eff}} = \sqrt{\frac{2}{r^2} - 1} = 1$$

- plus le nombre d'angles de commutation augmente plus la forme de courant se rapproche d'une sinusoïde (le THD de courant diminue).

**B) variation de taux de modulation r :**

La résolution des systèmes d'équations (2.40) pour  $r=0.6$ ,  $r=1$ ,  $r=1.17$  et  $M=5$  permet de calculer les angles de commutation (Table 4.7, 4.8 et 4.9) et ainsi tracer l'onde de la tension de sortie et déduire les signaux de commande pour les 4 IGBT. Les résultats pratiques et de simulations sont présentés dans les Figures 4.18, 4.19 et 4.20.

Tableau 4.7 les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et  $r=0.6$ .

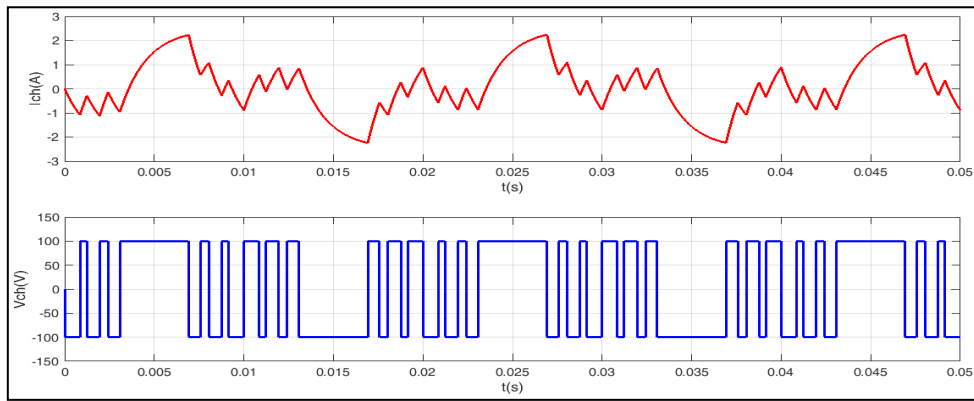
Angles	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$
Valeurs (degrés°)	14.62	22.54	34.30	44.22	54.67

Tableau 4.8 les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et  $r=1$

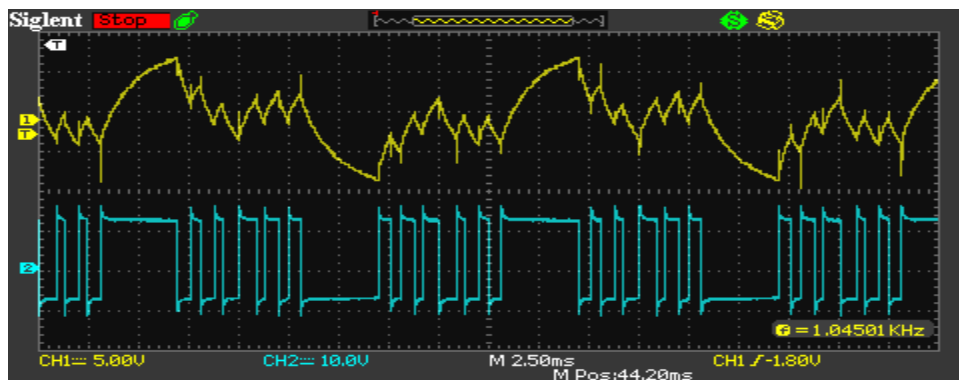
Angles	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$
Valeurs (degrés°)	10.59	23.24	29.41	46.40	50.27

Tableau 4.9 les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et  $r=1.17$

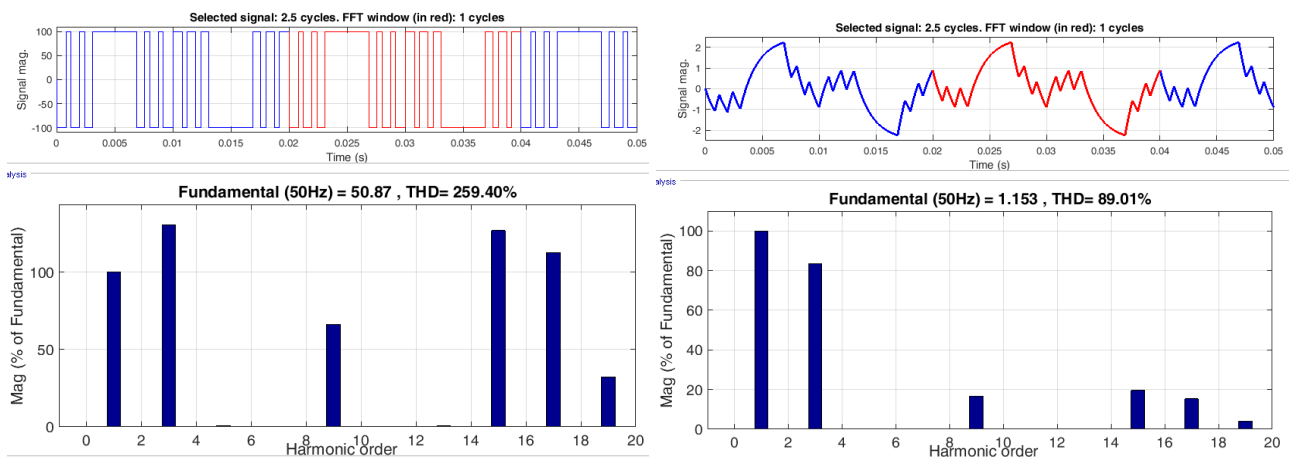
Angles	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$
Valeurs (degrés°)	7.75	19.95	23.67	38.88	39.89



(a)



(b)

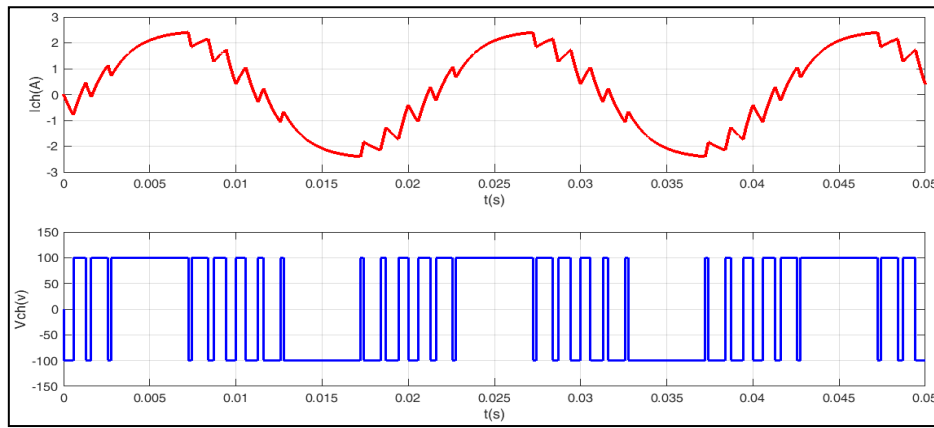


(c)

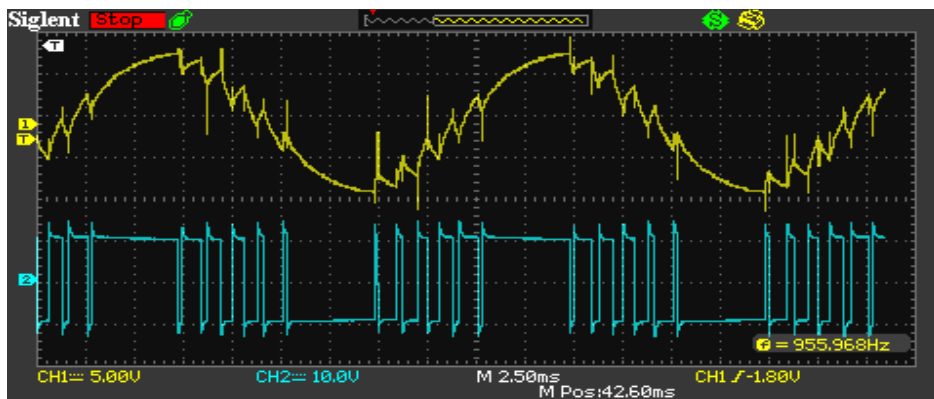
Figure 4.18- courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et  $r=0.6$

(a)Simulation (b) essais Pratiques

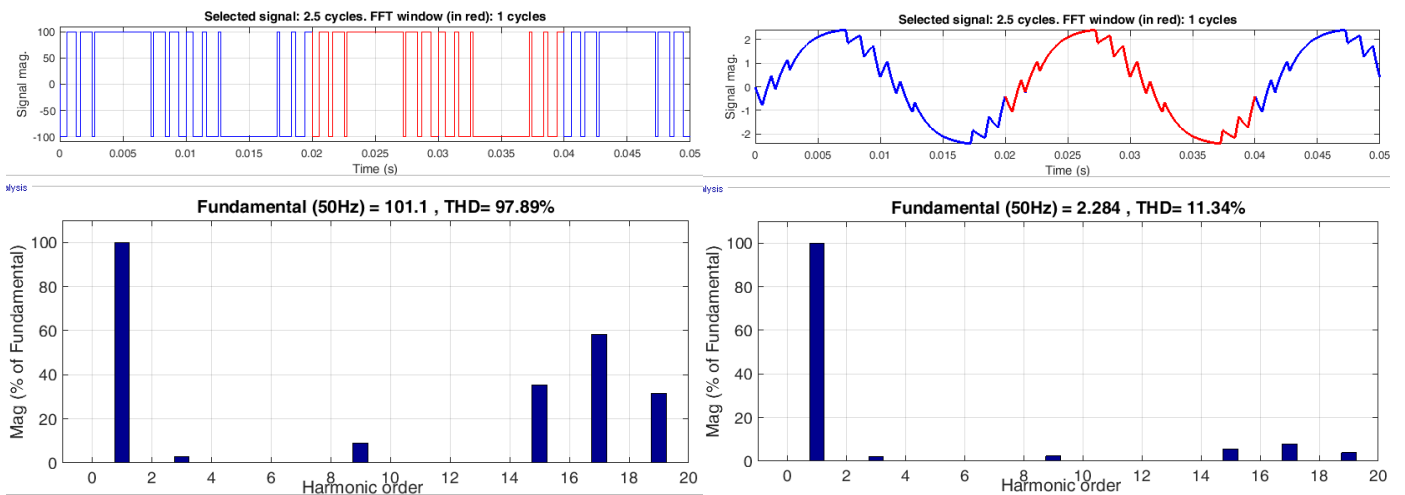
(c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.



(a)



(b)

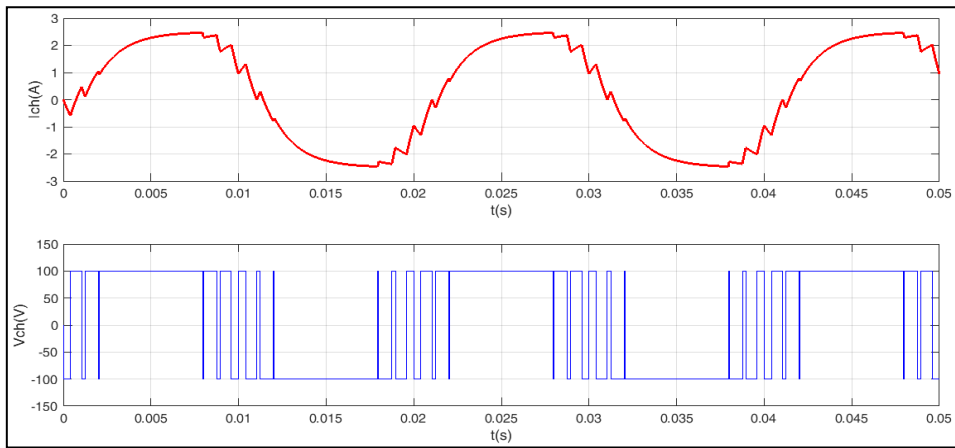


(c)

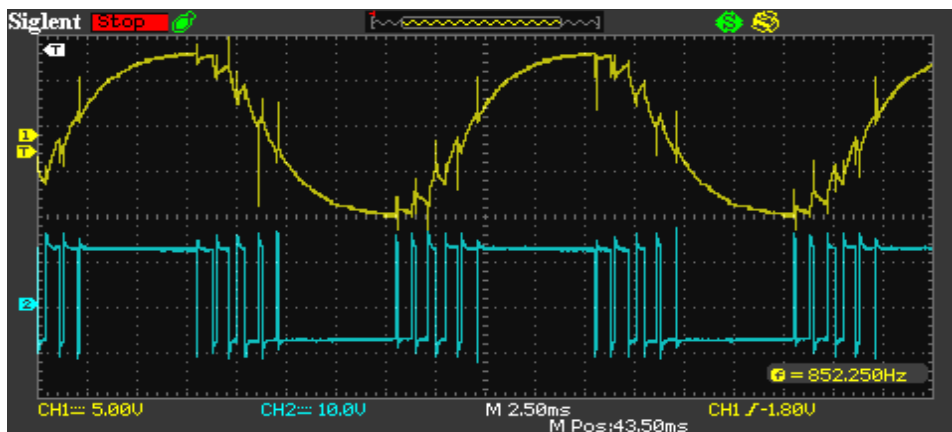
Figure 4.19- courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et  $r=1$

(a)Simulation (b) essais Pratiques

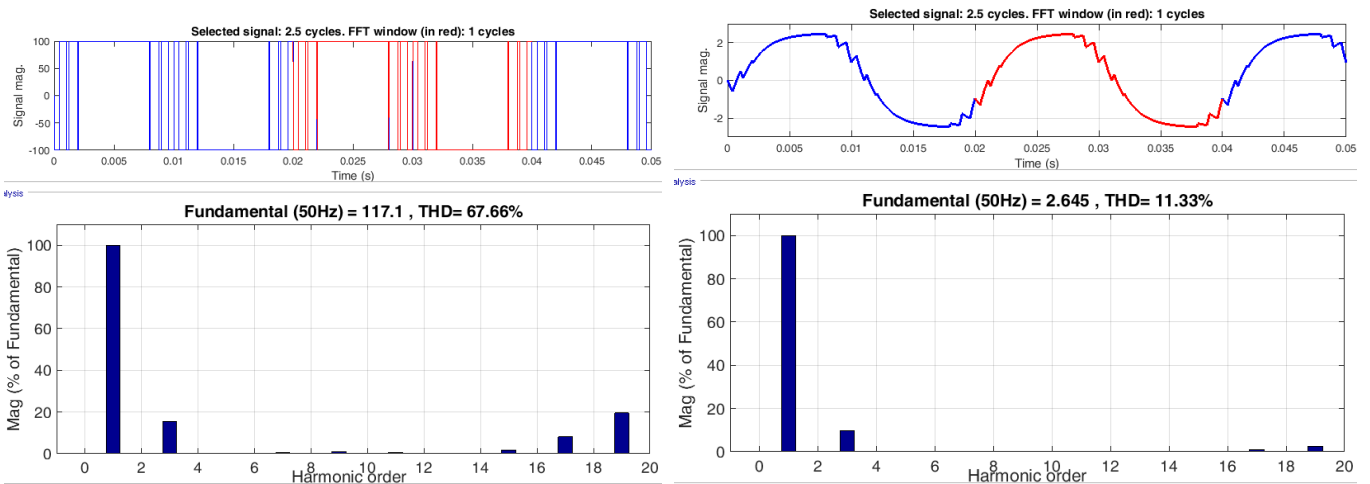
(c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.20- courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et  $r=1.17$

(Sur-modulation) (a)Simulation (b) essais Pratiques

(c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.

Les Figures 4.18, 4.19 et 4.20 montrent que :

- la valeur du fondamental désirée est atteinte et suit parfaitement l'équation de réglage  $V_{1max} = r \times V_{dc}$ .
- les harmoniques indésirables sont sélectionnées et éliminées pour les différents angles de commutation.
- la valeur maximale du courant augmente avec le taux de modulation  $r$  puisque la valeur du fondamental de la tension augmente avec le  $r$ .
- le THD de la tension de sortie est inversement proportionnel au taux de modulation  $r$  et vérifie donc l'expression simplifiée qui s'écrit:  $THD = \sqrt{\frac{2}{r^2} - 1}$ .
- la distribution spectrale d'harmoniques de courant de sortie a la même famille d'harmoniques que celles de la tension de sortie mais avec une atténuation d'amplitude. Ceci est dû à la charge R-L qui assure un filtrage « naturel » (filtre passe-bas).

#### 4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les essais pratiques effectués sur le banc d'essai. A l'issue de ces tests et résultats, nous avons constaté que les signaux de commande sont parfaitement générés à partir de la carte DSP pour les deux techniques de modulation. Les relevés expérimentaux de courant et de la tension sont similaires avec ceux des résultats de simulation. Sauf les fronts de tension générés par l'onduleur à cause de la nature inductive de la charge qui délivre son énergie électromagnétique instantanément lors de la commutation forcée (changement de polarité de la charge), et ainsi des pics de courant apparaissent lors du changement de polarité de la charge.

Les deux techniques de modulation présentent un bon réglage de la tension du fondamental et un spectre d'harmoniques plus dense vers les fréquences élevées. Cela facilite leur filtrage qui demeure nécessaire pour la tension de sortie découpée. En revanche, la MLI pré-calculée présente des avantages comme la sur-modulation qui élargit la plage de variation de la tension du fondamental et la réduction de la fréquence de commutation et donc moins de pertes par commutation. L'inconvénient pour les deux méthodes est l'implémentation logicielle qui nécessite un microprocesseur et de plus, un calcul des angles de commutation est essentiel pour la MLI pré-calculée.

Les résultats obtenus peuvent être qualifiés d'acceptables et de satisfaisants.

---

## **Conclusion générale**

---

## Conclusion générale

Au cours de ce travail nous avons étudié et implémenté la technique MLI pré-calculée sur un onduleur « SEMISTEACH B6CI-IGBT » à l'aide d'une carte DSP F28335 en vue d'éliminer les harmoniques indésirables du courant et de la tension de sortie.

Pour Cela nous avons utilisé les équations établies par H.S. Patel afin de calculer les angles de commutation exacts permettant l'élimination des harmoniques et le réglage de la tension du fondamental. D'autre part, nous avons exploité les procédures numériques disponibles dans le logiciel MATLAB pour résoudre les systèmes d'équations non linéaires et déterminer ces angles de commutation. Ces angles de commutation sont calculés hors fonctionnement du système et stockés en mémoire (off-line) dans la carte DSP F28335 qui est utilisée pour générer le train d'impulsions à appliquer aux gâchettes des interrupteurs électroniques de puissance (IGBT). Nous avons aussi donné un aperçu global sur les éléments et les fonctionnalités de base de cette carte que nous avons étudié afin de mieux exploiter ses caractéristiques dans la réalisation de notre projet.

Dans le travail pratique effectué, nous avons implémenté les deux techniques de modulation : la MLI pré-calculée et la MLI triangulo-sinusoïdale en vue de la validation pratique des résultats de simulation. Ces résultats nous ont permis d'analyser les performances de ces techniques de modulation en se basant sur les facteurs suivants : le gain en tension, le spectre d'harmoniques et la distorsion harmonique totale (THD).

Ces deux techniques présentent un bon réglage de la tension du fondamental et repoussent les harmoniques d'ordre bas vers les fréquences élevées. Cela facilite leur filtrage qui demeure nécessaire pour la tension de sortie découpée. En revanche, la MLI pré-calculée présente des avantages comme la sur-modulation qui élargit la plage de variation de la tension du fondamental et la réduction de la fréquence de commutation, aspect utile dans les applications de moyenne et grande. L'inconvénient pour les deux méthodes est l'implémentation logicielle qui nécessite un microprocesseur et de plus, un calcul préalable (off-line) des angles de commutation est nécessaire pour la MLI pré-calculée.

L'élaboration de ce travail nous a permis de nous introduire dans le domaine de la conception matérielle lors de la conception de la carte d'isolation et d'adaptation de signal et d'améliorer nos connaissances dans la programmation et le monde des microcontrôleurs. Le long de ce projet, nous avons eu l'occasion de travailler avec plusieurs logiciels à savoir : le Code Composer Studio v6 (CCS IDE) qui permet la compilation et le débogage du programme en temps réel, l'outil Matlab/Simulink pour la simulation et la génération des codes, le logiciel (ISIS/ARES) utilisé pour la conception du circuit imprimé de la carte d'isolation galvanique des gâchettes des IGBT.

Étant donné que notre onduleur n'a pas été exploité de ses trois phases, il est certain qu'il puisse faire objet de plusieurs travaux de recherches et validations pratiques, ainsi que notre carte DSP qui n'a pas été exploitée au maximum de ses capacités. En perspective, nous espérons que notre banc d'essai sera suivi d'extensions et d'amélioration comme : la commande en boucle fermée des moteurs alternatifs triphasés, la mise en série et/ou parallèle de deux onduleurs, l'intégration des sources d'énergies renouvelables (panneaux solaires et/ou éolienne) et leurs systèmes de gestion de l'énergie. Ces derniers restent nécessaires et incontournables même urgent afin de suivre la transition énergétique vers les énergies renouvelables et limiter la dépendance aux énergies fossiles.



---

## **Bibliographie**

---

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] VASCA, Francesco et IANNELLI, Luigi. Dynamics and control of switched electronic systems. Advanced Perspectives for Modeling, Simulation and Control of Power Converters, 2012. 494p.
- [2] BLACK, H.S.: Modulation Theory. Van Nostrand Reinhold, New York (1953) 3. Black, H.S.: Modulation Theory. Van Nostrand Reinhold, New York (1953).
- [3] E.M.BERKOUK, "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects .Application gradateurs et onduleurs multiniveaux."Thèse de doctorat. C.N.A.M., Paris 1992.
- [4] LAVABRE, Michel. Electronique de puissance: conversion de l'énergie: cours et exercices résolus, BTS électronique-BTS électrotechnique-DUT génie électrique et informatique industrielle-Classes préparatoires physique-Sciences de l'ingénieur-Ecoles d'ingénieurs. Ed. Casteilla, 1998.
- [5] B. BOURAHLA, A. BOUABNANI « Commande par différentes MLI d'un moteur asynchrone», PFE Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf juin 2004.
- [6] A. BOUMAARAF, M. D. DRAOU et S. A. CHIKHI, "Un Nouveau concept de la commande PWM Destiné au système du pompage photovoltaïque" Rev. Enger .Ren. Vol 5 p.139 – 147 Station d'Expérimentation des Equipements Solaires en Milieu Saharien, Adrar Algérie (2002).
- [7] THEKKEVALAPPIL, Soniya NOORMUHAMED. *Hysteretic Pulse Width Modulation with Internally Generated Carrier for a Boost Dc-dc Converter*. Diss. University of Florida, 2005.
- [8] F. G. TURNBULL, "Selected Harmonic Reduction in Static DC—AC Inverters", IEEE, pp.374-378, July 1964.
- [9] H. S. PATEL and R. G. HOFT, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I-Harmonic Elimination", IEEE TRANSACTIONS.I.A, Vol. IA-9, No. 3, pp. 310-317, May/June 1973.
- [10] H. PATEL and R. G. HOFT, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II-Voltage Control Techniques", IEEE TRANSACTIONS.I.A, Vol. IA-10, No.5, pp.666-673, September/October 1974.
- [11] S. R. BOWES, "Advanced Regular-Sampled PWM Control Techniques for Drives and Static Power Converters", IEEE, pp. 367-373, VOL. 42, NO. 4, AUGUST 1995.
- [12] RAY, Rup Narayan, CHATTERJEE, Debashis, et GOSWAMI, Swapan Kumar. An application of PSO technique for harmonic elimination in a PWM inverter. Applied soft computing, 2009, vol. 9, no 4, p. 1315-1320.
- [13] Stefan Laurentiu CAPITANEANU, «Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux." Thèse de doctorat » ENSEEIHT , Toulouse 2002.
- [14] MASWOOD, A. I., WEI, Shen, et RAHMAN, M. A. A flexible way to generate PWM-SHE switching patterns using genetic algorithm. In : Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE. IEEE, 2001. p. 1130-1134.

- [15] V. G. AGELIDIS, A. BALOUKTSIS and I. BALOUKTSIS, "On Applying a Minimization Technique to the Harmonic Elimination PWM Control: The Bipolar Waveform", IEEE Power Electronics letters, vol. 2, No. 2, June 2004.
- [16] R. EL IDRISSE ; A.SEMPLALI, A.AGHMADI," Réalisation d'un onduleur monophasé autonome commandé par PIC 16F877."Projet de fin d'études. Ecole supérieur de Technologie-Berrechid, Université Hassan 1er-Settat, 2014.
- [17] RASHID, Muhammad H. *Power electronics: circuits, devices, and applications*. Pearson Education India, 2009.
- [18] BAUSIÈRE, Robert, LABRIQUE, Francis, et SÉGUIER, Guy. *Power electronic converters*. Springer, 1993.
- [19] Guy SEGUIER, *Electronique de puissance « Les formations de base et leurs principales application »* Dunod, 7<sup>ème</sup> édition, Paris, 1999.
- [20] Brichant, F. *Electronique de Puissance*. Agence Parisienne de Distribution, 1977.
- [21] FACCANONI, Gloria. Recueil d'exercices corrigés et aide-mémoire. Annales, 2016, vol. 2013, p. 303.
- [22] Texas instruments " TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs) " June 2007 revised October 2016.
- [23] Frank Bormann, Architecture of the TMS320F28335, OpenStax-CNX module: m36737.
- [24] TMS320x2833x, 2823x System Control and Interrupts, Reference Guide September 2007– Revised March 2010.
- [25] TOLIYAT, Hamid A. et CAMPBELL, Steven G. DSP-based electromechanical motion control. CRC press, 2003.
- [26] Kamel BOUDJIT, «Commande synchrone en vitesse de deux moteurs à courant continu à base de DSP », mémoire de magister, USTHB, 2008.
- [27] DOBRA, Petru, DUMA, Radu, MOGA, Daniel, et al. Digital control applications using TI digital signal controller. WSEAS Transactions on Systems and Control, 2008, vol. 3, no 6, p. 558-568.
- [28] FARID, BERREZZEK. Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone. 2006. Thèse de doctorat. Université Badji Mokhtar d'Annaba.
- [29] [www.semikron.com](http://www.semikron.com)