

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

**ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Électrotechnique

**Mémoire de projet de fin d'études**

pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Électrotechnique

---

Commande d'une cellule onduleur multiniveaux moyenne tension

---

**AOUN Cirine et HARABI Chaima**

Sous la supervision de : **Pr. Mekhaldi Abdelouahab** ENP

**Dr. Nacereddine Kamal** ENP

Présenté et soutenu publiquement le 24/06/2024

**Composition du jury :**

Président : Dr. Benmahamed Youcef ENP

Promoteur : Pr. Mekhaldi Abdelouahab ENP

Co-Promoteur : Dr. Nacereddine Kamal ENP

Examineur : Pr. Tegar Madjid ENP

ENP 2024



RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

**ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Électrotechnique

**Mémoire de projet de fin d'études**

pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Électrotechnique

---

Commande d'une cellule onduleur multiniveaux moyenne tension

---

**AOUN Cirine et HARABI Chaima**

Sous la supervision de : **Pr. Mekhaldi Abdelouahab** ENP

**Dr. Nacereddine Kamal** ENP

Présenté et soutenu publiquement le 24/06/2024

**Composition du jury :**

President : Dr. Benmahamed Youcef ENP  
Promoteur : Pr. Mekhaldi Abdelouahab ENP  
Co-Promoteur : Dr. Nacereddine Kamal ENP  
Examineur : Pr. Tegar Madjid ENP

ENP 2024

---

## ملخص

الهدف من هذا العمل هو التحكم في خلية عاكسة متوسطة الجهد متعددة المستويات. بدأت الدراسة بأحدث التطورات حول الهياكل متعددة المستويات والاهتمام بهذه الهياكل. بعد ذلك، تم تطوير عرض توضيحي للوحة التحكم (STM32) لتوليد إشارات PWM مخصصة للتحكم الرقمي للمحولات متعددة المستويات في جسر H متتالي. وأخيرا، تم اقتراح استراتيجيات مختلفة لتعديل PWM وتطبيقها على هذا الهيكل، ثم أجريت عمليات محاكاة تحت PROTEUS و MATLAB/SIMULINK لمعرفة ومقارنة أداء كل طريقة.

**كلمات مفتاحية:** محول جسر H متتالي، متعددة المستويات، SEPIC، PWM، STM32.

## Abstract

The objective of this work is to control a medium voltage multilevel inverter cell. The study was initiated by a state of the art on multi-level structures and the interest in these structures. Then, a presentation of the control board (STM32) was developed to generate PWM signals dedicated to the digital control of multilevel converters in cascaded H-bridge. Finally, different PWM modulation strategies were proposed and applied to this structure, then simulations under PROTEUS and MATLAB/SIMULINK were performed to see and compare the performance of each method.

**Keywords :** Cascaded H bridge CHB, multilevel, SEPIC, PWM, STM32.

## Résumé

L'objectif de ce travail consiste à la commande d'une cellule onduleur multiniveaux moyenne tension. L'étude a été entamée par un état de l'art sur les structures multi-niveaux et l'intérêt porté pour ces structures. Ensuite, une présentation de la carte de commande (STM32) a été élaborée pour générer des signaux PWM dédiés à la commande numérique des convertisseurs multiniveaux en pont H cascadié. En final, différentes stratégies de modulation PWM ont été proposées et appliquées à cette structure puis des simulations sous PROTEUS et MATLAB/SIMULINK ont été effectuées pour voir et comparer les performances de chaque méthode.

**Mots clés :** Convertisseur cascadié en pont H, multiniveaux, SEPIC, PWM, STM32.

## Remerciements

Qu'il nous soit d'abord permis de remercier et d'exprimer notre gratitude envers Allah, le tout puissant de nous avoir donné la volonté, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'études.

Nous souhaitons exprimer nos plus sincères remerciements à nos encadrants, le Professeur A. Mekhaldi et le Docteur K. Nacereddine, pour nous avoir confié ce sujet de recherche et pour leur patience inébranlable et leur assistance tout au long de ce travail.

Nous tenons également à remercier Monsieur Y. Benmahamed, Docteur à l'École Nationale Polytechnique, qui nous a fait l'honneur de présider le jury. Nos remerciements vont également au membre du jury Monsieur M. TEGUAR qui nous a fait l'honneur d'y participer et pour l'intérêt qu'il nous a bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'examiner et de ses conseils précieux qu'il nous a offerts durant ses cours de classe.

Notre gratitude va aussi à l'ensemble des enseignants de l'électrotechnique à l'École Nationale Polytechnique, de nous avoir suivis durant toute notre formation universitaire afin de nous assurer un apprentissage de qualité et de nous inculquer les valeurs d'un métier si noble.

Finalement, nous tenons à remercier toutes les personnes qui nous ont aidés, de près ou de loin, dans nos cursus.

## Dédicaces

*A la mémoire de ma tante docteur Hassiba HAMMADACHE, que Dieu  
l'accueille en son vaste paradis*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes chers parents pour tout leur amour, leur soutien et leurs prières tout  
au long de mes études*

*A ma sur Razane*

*A mes chères cousines Sabrina, Milia, Celia et Sarah*

*A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours  
universitaire*

*Je voudrais exprimer ma reconnaissance profonde envers mes précieuses  
amies, Sarah LAHMAR et Nesrine DJEDDOU*

*Je souhaite exprimer ma profonde gratitude envers les enseignants de l'ENP  
que j'ai eu la chance de rencontrer. Je tiens à remercier tout spécialement  
Monsieur TEGUAR, Monsieur BOUGHRARA, Monsieur IBTIOUEN et  
Monsieur MAHMMOUDI.*

*Je ne saurais omettre mes chers collègues électrotechniciens Salah,  
Abdenmour, Khaled, Anis, Karim, Nassim, Hadil, Imed, Mejddine,*

*Cirine.*

## Dédicaces

*Avant tout, je tiens à reconnaître que l'accomplissement de ce travail n'aurait été possible sans la volonté d'Allah, le Tout-Puissant.*

*Je souhaite exprimer ma profonde gratitude envers ma famille, notamment mon père, ma mère, mes frères et mes surs.*

*Je suis également éternellement reconnaissante envers ma Chère amie Cirine et ses parents bienveillants.*

*Je voudrais remercier chaleureusement ma précieuse amie Razane.*

*Ma reconnaissance va également aux éminents enseignants de l'ENP qui ont éveillé en moi la passion de poursuivre ma formation en tant que polytechniciennne. Je tiens à mentionner tout particulièrement Monsieur Tegar, qui a été pour moi un père, un professeur et un ami, ainsi que Monsieur Zebbadji et Monsieur Mahmoudi, qui m'ont initié aux subtilités de l'électronique de puissance.*

*Je suis infiniment reconnaissante envers Monsieur Benmehamed, Monsieur Adnane et Monsieur Sabri pour leur aide inestimable. Je n'oublierai jamais mes amis du laboratoire : Salah, Nassim, Imad, Abdennor, Majdo et Karim.*

*Les mots ne suffisent pas pour exprimer toute ma gratitude envers tous ceux qui m'ont soutenu, qu'ils soient mentionnés ici ou non. Je m'excuse humblement si j'ai omis quelqu'un et prie pour qu'Allah guide nos pas.*

*Chaima.*

# Table des matières

Liste des Tableaux

Liste des figures

Liste des acronymes

<b>Introduction générale</b>	<b>20</b>
<b>1 État de l'art sur les composants de l'électronique de puissance</b>	<b>23</b>
1.1 Introduction . . . . .	24
1.2 Généralité sur les convertisseurs statique . . . . .	24
1.2.1 Les commutateurs . . . . .	24
1.3 Convertisseurs DC-DC (Hacheur) . . . . .	26
1.3.1 Commande des Convertisseurs DC/DC . . . . .	27
1.3.2 Types de convertisseurs DC/DC . . . . .	27
1.3.2.1 Convertisseurs DC/DC non inductifs . . . . .	27
1.3.2.2 Convertisseurs DC/DC inductifs : . . . . .	28
1.3.2.3 Convertisseurs DC/DC à isolation galvanique . . . . .	28
1.4 Convertisseurs DC-AC (Onduleur) . . . . .	29
1.4.1 Onduleur monophasé . . . . .	29

1.4.2	Onduleur triphasé : . . . . .	30
1.5	Le concept des onduleurs multiniveaux . . . . .	30
1.5.1	Comparaison entre les onduleurs conventionnels et multiniveaux . . . . .	31
1.5.2	les topologies des onduleurs multi-niveaux . . . . .	32
1.5.2.1	Onduleur clampée par le neutre (Neutral Point Clamped NPC)	33
1.5.2.2	Onduleur de tension a condensateur Flottant (Flying Capacitor FC) . . . . .	34
1.5.2.3	Onduleurs en pont H cascadié (Cascaded H bridge CHB) . . . . .	36
1.5.3	Comparaison entre les topologies des onduleurs multiniveaux . . . . .	38
1.5.4	Différents types de commandes . . . . .	39
1.5.4.1	Techniques de Commande Avancées . . . . .	39
1.5.4.2	Matériels de Commande . . . . .	42
1.6	Conclusion . . . . .	43
<b>2</b>	<b>Etude du circuit de puissance</b>	<b>44</b>
2.1	Introduction . . . . .	45
2.2	Importance de l'Augmentation de la Tension et de la Puissance . . . . .	45
2.3	Particularité des convertisseurs de moyenne tension . . . . .	46
2.4	Présentation détaillée du circuit de puissance . . . . .	47
2.4.1	Présentation du prototype . . . . .	47
2.4.2	Description d'interrupteur bidirectionnel . . . . .	48
2.4.3	Convertisseur DC-DC SEPIC . . . . .	52
2.4.3.1	Principe de fonctionnement du convertisseur SEPIC . . . . .	52
2.4.3.2	Dimensionnement des composants pour convertisseur SEPIC . . . . .	54
2.4.4	Etude du circuit de l'onduleur en demi pont . . . . .	56
2.4.4.1	Paramètres de performance des onduleurs : . . . . .	58

2.4.5	Etude de l'onduleur en pont monophasé : . . . . .	60
2.4.5.1	Fonctionnement avec charge résistive . . . . .	60
2.4.5.2	Fonctionnement avec charge RL . . . . .	61
2.4.5.3	Analyse d'un onduleur en pont . . . . .	63
2.4.6	Onduleur en cascade : . . . . .	64
2.4.7	Modélisation de l'onduleur multiniveaux de type cascade : . . . . .	64
2.4.7.1	Onduleur en cascade à trois niveaux : . . . . .	64
2.4.7.1.1	Structure : . . . . .	64
2.4.7.1.2	Principe de fonctionnement : . . . . .	65
2.4.7.2	Onduleur à cinq niveaux de type cascade . . . . .	67
2.4.7.2.1	Structure . . . . .	67
2.4.7.2.2	Principe de fonctionnement . . . . .	68
2.5	Justification du choix de la topologie de conversion DC/DC et un pont H . . . . .	72
2.6	Conclusion . . . . .	73
<b>3</b>	<b>Etude du circuit de commande</b>	<b>74</b>
3.1	Introduction . . . . .	75
3.2	Les technologies embarquées : . . . . .	75
3.2.1	L'architecture des systèmes embarqués : . . . . .	76
3.2.2	Avantages et inconvénients des technologies embarquées : . . . . .	76
3.3	Justification du choix du microcontrôleur adopté le STM32 de ST : . . . . .	77
3.4	Description du fonctionnement du STM32 : . . . . .	78
3.4.1	Les ports GPIO : . . . . .	78
3.4.2	Les interruptions : . . . . .	79
3.4.3	Convertisseur analogique numérique (ADC) : . . . . .	80

3.4.4	Les timers . . . . .	81
3.4.4.1	Types de Timers : . . . . .	81
3.4.4.2	Les principaux registres des timers . . . . .	82
3.4.4.3	Les types de comptage : . . . . .	83
3.4.4.4	Synchronisation : . . . . .	84
3.4.4.5	Module PWM : . . . . .	85
3.4.4.6	Temps mort : . . . . .	86
3.4.4.7	La structure du programme : . . . . .	86
3.5	Les techniques de commande des convertisseurs moyenne tension . . . . .	87
3.5.1	Commande pleine onde . . . . .	88
3.5.2	Techniques de modulation intersective . . . . .	89
3.5.3	Techniques de modulation vectorielle . . . . .	91
3.6	Les stratégies de modulation développées pour les architectures d'onduleurs mult-niveau . . . . .	92
3.6.1	La stratégie PS (Phase Shifted) . . . . .	92
3.6.2	La stratégie Level shifted PWM (LS-PWM) . . . . .	92
3.6.3	La stratégie H (Hybrid) . . . . .	94
3.7	Présentation détaillée du circuits de commande . . . . .	95
3.7.1	La fréquence de commutation . . . . .	95
3.7.2	La carte STM32 . . . . .	95
3.7.2.1	Partie matérielle . . . . .	95
3.7.2.2	Partie logicielle . . . . .	97
3.7.3	Driver . . . . .	98
3.7.3.1	Les types de drivers : . . . . .	101

3.7.4	Génération des signaux de commande du convertisseur multiniveaux en pont H cascadié . . . . .	102
3.8	Conclusion . . . . .	103
<b>4</b>	<b>Simulation et exploitation des résultats</b>	<b>104</b>
4.1	Introduction . . . . .	105
4.2	Simulation avec le logiciel Proteus . . . . .	105
4.2.1	Simulation du convertisseur DC/DC SEPIC . . . . .	106
4.2.1.1	Commande du convertisseur SEPIC . . . . .	106
4.2.2	Simulation d'une cellule SEPIC/Onduleur . . . . .	109
4.2.3	Simulation d'une Cellule onduleur (H-Bridge) à trois niveaux . . . . .	110
4.2.4	Simulation d'une Cellule onduleur cascade (H-Bridge) à cinq niveaux : . . . . .	112
4.3	Simulation le logiciel MATLAB/SIMULINK . . . . .	113
4.3.1	Simulation du convertisseur DC/DC SEPIC . . . . .	113
4.3.1.1	Commande du convertisseur SEPIC avec la technique MPPT . . . . .	115
4.3.1.1.1	Simulation dans des conditions météorologiques variables	116
4.3.2	Simulation du convertisseur DC/AC en pont H a deux niveaux . . . . .	117
4.3.3	Simulation d'une cellule SEPIC/Onduleur . . . . .	118
4.3.3.1	Commande avec modulation sinusoïdale SPWM . . . . .	119
4.3.4	Simulation de l'onduleur cascade à cinq niveaux . . . . .	121
4.3.4.1	Commande pleine onde . . . . .	122
4.3.4.2	La stratégie phase shifted PWM (PS) . . . . .	123
4.3.4.3	La stratégie Level shifted PWM (LS-PWM) . . . . .	123
4.4	Conclusion . . . . .	125
	<b>Conclusion Générale</b>	<b>126</b>

**Bibliographie**

**129**

**Annexe**

**135**

# Liste des tableaux

1.1	Comparaison entre les convertisseurs multiniveaux et traditionnels [18] . . . . .	32
1.2	États de fonctionnement possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux . . . . .	33
1.3	États de fonctionnement possibles de l'onduleur FC à 3 niveaux . . . . .	35
1.4	États de fonctionnement possibles de l'onduleur H-bridge à 3 niveaux . . . . .	37
1.5	Comparaison des topologies pour 5-niveaux [21] . . . . .	39
2.1	Commande d'onduleur en pont H . . . . .	65
2.2	États de commutation dun onduleur cascade à 5 niveaux . . . . .	69
3.1	États de commutation pour une periode de 0.02s . . . . .	103
4.1	Dimensionnement du SEPIC pour une tension de 110 v . . . . .	106
4.2	Dimensionnement du SEPIC pour une tension de 600 v . . . . .	113
4.3	Caractéristiques réelles du panneau . . . . .	115
4.4	Analyse comparative des techniques de commande . . . . .	125

# Table des figures

1.1	Diagramme de répartition Les différents types de composants en fonction de la puissance et de la fréquence d'utilisation. . . . .	25
1.2	Diagramme de répartition Les différents types de composants en fonction de la puissance et de la fréquence d'utilisation. . . . .	26
1.3	Symbole et signaux du convertisseur DC-AC . . . . .	29
1.4	Onduleur triphase . . . . .	30
1.5	Une forme d'onde de sortie à 3-niveaux,5-niveaux et 7-niveaux à la fréquence de commutation fondamentale . . . . .	31
1.6	Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux. . . . .	32
1.7	Onduleur multi-niveau NPC [20] . . . . .	33
1.8	Onduleur multi-niveau à condensateur flottants [20] . . . . .	35
1.9	Onduleur multi-niveau H-bridge . . . . .	37
1.10	Principe de la commande par mode glissant . . . . .	41
1.11	Structure de base d'une commande à logique floue . . . . .	42
1.12	Principe de la commande numérique. . . . .	43
2.1	Montage d'une cellule . . . . .	48
2.2	Montage d'onduleur multiniveaux moyenne tension . . . . .	48
2.3	Caractéristique statique de l'interrupteur . . . . .	49

2.4	L'interrupteur bidirectionnel en courant . . . . .	49
2.5	Structure conceptuelle d'un IGBT montrant le MOSFET qui constitue la grille isolée et la structure du transistor bipolaire qui représente la section de tenue en puissance. . . . .	50
2.6	Schéma électrique du MOSFET . . . . .	50
2.7	Graphique montrant la résistance Drain/Source en fonction de la tension $V_{gs}$ . . . . .	51
2.8	Schéma de principe du hacheur SEPIC . . . . .	52
2.9	Convertisseur SEPIC Durant l'état ON. . . . .	53
2.10	Convertisseur SEPIC Durant l'état OFF. . . . .	53
2.11	Formes d'ondes de tensions d'un convertisseur SEPIC [44] . . . . .	54
2.12	Formes d'ondes de courants d'un convertisseur SEPIC [44] . . . . .	54
2.13	Onduleur Demi Pont [45] . . . . .	57
2.14	Formes d'onde de tension et de courant d'une charge résistive pour onduleur en demi-pont [45] . . . . .	57
2.15	(a) circuit à l'intervalle II ( $t_1 - t_2$ ) , (b) Equivalent du circuit à l'intervalle III ( $t_2 - t_3$ ) [45] . . . . .	57
2.16	(a) circuit à l'intervalle IV ( $t_3 - t_4$ ) , (b)circuit à l'intervalle I ( $t_0 - t_1$ ) [45] . . . . .	58
2.17	onduleur monophasé en pont complet [45] . . . . .	60
2.18	(a) Mode I (b) Mode II [45] . . . . .	61
2.19	(a) Mode I ( $t_1 - t_2$ ) (b) Mode II ( $t_2 - t_3$ ) [45] . . . . .	62
2.20	(a) Mode III ( $t_3 - t_4$ ) (b) Mode IV ( $t_4 - t_5$ ) ou ( $t_0 - t_1$ ) [45] . . . . .	62
2.21	Formes d'onde de tension et de courant pour onduleur en pont monophasé avec charge RL. [45] . . . . .	63
2.22	Onduleur en Pont H. . . . .	65
2.23	Onduleur en Pont H :Niveau+ $V_{DS}$ . . . . .	66
2.24	(a) Onduleur en Pont H : Niveau 0. . . . .	66

2.25 (b) Onduleur en Pont H : Niveau 0. . . . .	66
2.26 Onduleur en Pont H : Niveau $-V_{DS}$ . . . . .	67
2.27 Formes d'ondes d'un bras d'onduleur en cascade à trois niveaux . . . . .	67
2.28 Onduleur H-bridge à cinq niveaux. . . . .	68
2.29 Onduleur H-bridge à cinq niveaux : Niveau 0. . . . .	69
2.30 Onduleur H-bridge à cinq niveaux : Niveau $+V_{ds}$ . . . . .	70
2.31 Onduleur H-bridge à cinq niveaux : Niveau $+2V_{ds}$ . . . . .	70
2.32 Onduleur H-bridge à cinq niveaux : Niveau $-V_{DS}$ . . . . .	71
2.33 Onduleur H-bridge à cinq niveaux : Niveau $-2V_{DS}$ . . . . .	71
2.34 Formes d'ondes d'onduleur de type cascade à 5 niveaux . . . . .	72
3.1 L'architecture des systèmes embarqués . . . . .	76
3.2 La relation entre le contrôleur NVIC, le cur cortex-M et les périphériques STM32. . . . .	79
3.3 Interruption dun programme. . . . .	80
3.4 Prototype de lADC . . . . .	80
3.5 Les categories des timers . . . . .	82
3.6 Les différents modes de comptage [63] . . . . .	83
3.7 Diagramme de comptage pour les différents modes (PSC= 1, ARR = 3) . . . . .	84
3.8 Synchronisation en mode cascade . . . . .	84
3.9 Synchronisation en mode parallèle . . . . .	85
3.10 Synchronisation en mode déclencheur externe . . . . .	85
3.11 Signal de sortie OC1 . . . . .	86
3.12 Le temps mort . . . . .	86
3.13 Structure du programme . . . . .	87
3.14 Schéma de principe de l'ensemble du système commande-onduleur [64] . . . . .	88

3.15 (a)Tension de sortie de l'onduleur (b)Bipolar PWM (c)Unipolar PWM . . . . .	89
3.16 Principe de la génération de la MLI sinus-triangle . . . . .	90
3.17 Injection d'harmonique 3 . . . . .	91
3.18 Comparison of modulation signal and carriers in PS-PWM . . . . .	92
3.19 Stratégie de modulation PD . . . . .	93
3.20 Stratégie de modulation POD . . . . .	93
3.21 Stratégie de modulation APOD . . . . .	94
3.22 Stratégie de modulation H. . . . .	94
3.23 La carte NUCLÉO-F446RE . . . . .	96
3.24 Toutes les fonctionnalités de la carte F446 . . . . .	96
3.25 La carte Blue pill F103C6 . . . . .	97
3.26 Toutes les fonctionnalités de la blue pill . . . . .	97
3.27 keil uvision 5 . . . . .	98
3.28 STM32CubeIDE . . . . .	98
3.29 Programming STM32 with Simulink . . . . .	98
3.30 IGBT Gate Drive Optocoupler HCPL-3120 . . . . .	102
3.31 Driver HCPL-3120 . . . . .	102
3.32 Signaux de commande du du convertisseur cinq niveaux . . . . .	103
4.1 Fenêtre principale du logiciel Proteus professionnel. . . . .	105
4.2 Schéma d'un convertisseur SEPIC avec un microcontrôleur. . . . .	106
4.3 Tension de sortie du SEPIC pour $\alpha = 0.6$ . . . . .	107
4.4 Tension de sortie du SEPIC pour $\alpha = 0.5$ . . . . .	107
4.5 Tension de sortie du SEPIC pour $\alpha = 0.4$ . . . . .	107
4.6 La tension aux bornes de la bobine L1. . . . .	108

4.7	La tension aux bornes de la bobine L2. . . . .	108
4.8	La tension aux bornes du MOSFET. . . . .	108
4.9	La tension aux bornes de la charge. . . . .	108
4.10	Schéma complet dune cellule (onduleur monophasé en pont H + SEPIC) sur Proteus. . . . .	109
4.11	Signal de sortie de londuleur (aux bornes de la charge). . . . .	110
4.12	Structure de puissance de londuleur à trois niveaux. . . . .	111
4.13	Tension de sortie donduleur à trois niveaux. . . . .	111
4.14	Structure de puissance de londuleur à cinq niveaux de type cascade . . . . .	112
4.15	Signal de sortie de donduleur cascade à cinq niveaux. . . . .	112
4.16	Schéma du convertisseur DC/DC SEPIC réalisé dans Simulink . . . . .	113
4.17	Courant aux bornes de bobine L1, L2 . . . . .	114
4.18	Le Courant dans le condensateur de filtrage . . . . .	114
4.19	Le Courant dans la diode . . . . .	114
4.20	La tension dans MOSFET . . . . .	114
4.21	La tension et Le courant dans la charge . . . . .	114
4.22	Schéma dela simulation du convertisseur SEPIC commandé par la techniques MPPT . . . . .	115
4.23	Courbe de puissance PV et de la charge en conditions standard . . . . .	115
4.24	Courbe de tension PV et de la charge en conditions standard . . . . .	116
4.25	Courbe de puissance PV et la charge en variation du rayonnement solaire. . . .	116
4.26	Courbe de tension PV et de la charge en variation du rayonnement solaire . . . .	117
4.27	Schéma de londuleur monophasé en pont H . . . . .	117
4.28	Frome de la tension et le courant de sortie donduleur. . . . .	118
4.29	Schéma dune cellule SEPIC/Onduleur . . . . .	118

4.30	Forme de la Tension et le courant de sortie de la cellule SEPIC/Onduleur . . . . .	118
4.31	La Tension et le courant de charge . . . . .	119
4.32	Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur . . . . .	119
4.33	Spectre dharmoniques de tension de sortie donduleur . . . . .	119
4.34	Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de la charge . . . . .	120
4.35	Spectre dharmoniques de tension de sortie donduleur . . . . .	120
4.36	Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de la charge . . . . .	120
4.37	Schéma dun onduleur cascade à cinq niveaux . . . . .	122
4.38	Drome de la tension et le courant de sortie donduleur. . . . .	122
4.39	Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur . . . . .	122
4.40	Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur . . . . .	123
4.41	Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur . . . . .	123
4.42	Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur . . . . .	124
4.43	Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur . . . . .	124
4.44	Sélection de la carte appropriée. . . . .	136
4.45	Nomination du projet . . . . .	136
4.46	Interface montrant les pins de la carte. . . . .	137
4.47	système dhorloge. . . . .	137
4.48	configuration du HSE. . . . .	138
4.49	Configuration des chaines du timer. . . . .	138
4.50	Modifie le rapport cyclique. . . . .	139
4.51	Sélection et activation du mode dinterruption. . . . .	139
4.52	Configuration dun pin sélectionné. . . . .	140
4.53	Démarrage des canaux utilisés. . . . .	140

# Liste des acronymes

- **CC/CC (DD/DC)** : Continu/continu
- **CC/CA (DC/AC)** : Continu/alternatif
- **CHB** : Cascaded H bridge
- **MOSFET** : Metal-Oxyde Semi-conducteur Field Affect Transistor
- **IGBT** : Insulated Gate Bipolar Transistor)
- **MLI** : Multilevel inverter
- **SEPIC** : Single Ended Primary Inductor Converter
- **THD** : Taux de distorsion harmonique
- **ADC** : Convertisseur Analogique numérique
- **PWM (MLI)** : Modulation de largeur d'impulsion
- **SPWM** : Modulation de largeur sinus avec porteuse triangulaire

# Introduction générale

---

L'électronique de puissance, également appelée électronique de conversion d'énergie, vise à transformer l'énergie électrique pour l'utiliser avec un maximum de rendement. Les dernières décennies ont été marquées par une augmentation du coût et de la taille des convertisseurs. Avant les années 1960 l'utilisation des convertisseurs statiques se faisait rare à cause de leurs complexités et leurs coûts très élevés, durant les années 1980. Les avancées dans le domaine des interrupteurs électroniques ont permis de réduire cette tendance se créant une place importante dans la technologie moderne spécialement dans la maîtrise de l'énergie [1].

La discipline du génie électrique couvre différents domaines d'application, allant de quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts. Le développement et l'évolution des convertisseurs de puissance DC/AC dans les systèmes énergétiques, ainsi que la demande croissante et l'utilisation croissante des énergies renouvelables, ont conduit à l'élaboration de nouveaux convertisseurs de puissance à semi-conducteurs en constante évolution. La technologie de convertisseur multiniveaux est l'un des avantages en moyenne tension et haute tension notamment en termes de qualité de l'alimentation, d'efficacité énergétique, réduction des contraintes sur les composants et de flexibilité de conception. Ces avantages font des convertisseurs multiniveaux une technologie de choix pour les systèmes modernes de conversion d'énergie [2].

Ces progrès ont continué à poser de nouveaux défis, ce qui a conduit à d'autres améliorations des convertisseurs multiniveaux, telles que la disposition des interrupteurs de commutation qui permettent d'utiliser de nouvelles topologies, afin d'améliorer encore plus les formes d'ondes et le contenu harmonique des grandeurs de sortie [3].

Grâce aux avancées réalisées dans le domaine du hardware récemment et des commutateurs, des techniques de commande sophistiquées comme la modulation de largeur d'impulsion (PWM) et la modulation vectorielle spatiale (SVM) peuvent maintenant être mises en œuvre plus. Ces méthodes permettent un contrôle précis, optimisant ainsi la forme d'onde de sortie et l'efficacité énergétique [2].

L'objectif de notre étude est de relever les défis liés au domaine de la moyenne tension en ce qui concerne la qualité de l'énergie, la réduction des pertes et la robustesse du système. Nous chercherons à étudier et concevoir une commande numérique pour une cellule de moyenne tension. Le travail sera divisé en 4 chapitres :

- Une synthèse sur l'état de l'art de l'électronique de puissance est présentée dans le premier chapitre, en commençant par les commutateurs et leurs types et méthodes de commande. Il examine ensuite les onduleurs DC-AC et leurs configurations. Une attention particulière est portée aux onduleurs multiniveaux, qui offrent une meilleure qualité de tension et efficacité pour les applications de moyenne tension et haute puissance, avec une comparaison de leurs principales topologies NPC, FC et CHB.

- 
- Exploration de l'augmentation de la tension et de la puissance pour améliorer les performances des systèmes électriques. Nous discuterons de la nécessité et des avantages techniques et économiques de cette stratégie. dans le deuxième chapitre et nous examinerons les convertisseurs de moyenne tension et leurs avantages. Enfin, nous ferons l'étude en profondeur du circuit de puissance, en expliquant la structure, les éléments essentiels et les performances de chaque composant.
  - Dans le troisième chapitre nous ferons Une présentation complète du circuit de commande du convertisseur DC/DC ainsi que celui du DC/AC. En justifiant le choix du microcontrôleur STM32 de ST pour la commande numérique des deux convertisseurs moyenne tension avec un focus sur les stratégies de modulation pour les onduleurs multiniveaux.
  - Le quatrième chapitre sera consacré à la simulation de la cellule SEPIC/onduleur ainsi que le multiniveaux sur les deux logiciels PROTEUS et MATLAB/SIMULINK avec des stratégies de commande multiples commande pleine onde et modulation de largeurs d'impulsions de façon à générer une tension plus proche de la forme sinusoïdale. Avec une comparaison de leurs performances en matière de qualité afin de réduire les harmoniques, et d'assurer une commande précise.
  - Nous terminerons notre étude par une conclusion générale, où nous analyserons les enseignements tirés et explorerons les perspectives de développement de notre projet de fin d'études (PFE).

Chapitre **1**

État de l'art sur les composants de  
l'électronique de puissance

## 1.1 Introduction

Ce chapitre offre un état de l'art complet des composants clés de l'électronique de puissance. Nous commencerons par une vue d'ensemble des commutateurs, éléments fondamentaux qui permettent la conversion d'énergie et ajustent les niveaux de tension continue. Une attention particulière sera portée à leurs différents types et méthodes de commande.

Par la suite, nous nous pencherons sur les convertisseurs DC-AC, ou onduleurs, qui transforment le courant continu en courant alternatif. Nous examinerons leurs différentes configurations, chacune ayant ses propres avantages et applications.

Une partie substantielle de ce chapitre sera consacrée au concept innovant des onduleurs multi-niveaux, très répandus pour les applications de moyenne tension et haute puissance. Ils permettent de produire une tension découpée à leur sortie, avec au moins trois niveaux. Ces dispositifs avancés offrent une qualité de tension supérieure et une efficacité accrue par rapport aux onduleurs conventionnels. Nous comparerons leurs avantages, présenterons leurs principales topologies telles que NPC, FC et CHB, ou nous discuterons des avantages, inconvénient et domaine d'application de chaque topologie .

## 1.2 Généralité sur les convertisseurs statique

Pour ajuster l'énergie électrique aux besoins spécifiques, l'électronique de puissance fait usage de convertisseurs statiques munis d'interrupteurs électroniques, tels que le redresseur (pour la conversion AC → DC), l'onduleur (pour la conversion DC → AC) et le hacheur (pour la conversion DC → DC). Ces convertisseurs sont des dispositifs importants qui adaptent la tension électrique aux récepteurs fonctionnant à une tension continue différente ou alternative [4].

### 1.2.1 Les commutateurs

L'électronique de puissance exploite des composants semi-conducteurs pour effectuer la commutation, agissant comme des interrupteurs. Ces interrupteurs peuvent être constitués soit par un seul semi-conducteur, soit par un agencement en série ou en parallèle de plusieurs semi-conducteurs. Ils sont intégrés dans des convertisseurs qui ajustent les tensions et les courants en provenance d'un réseau de distribution, afin de répondre aux besoins spécifiques de la charge à alimenter.

Dans le fonctionnement des interrupteurs électroniques, ils peuvent être soit à l'état passant (fermé) soit à l'état bloqué (ouvert). La transition entre ces états, appelée commutation, s'ef-

fectue de manière périodique, avec  $T$  représentant cette période.

La fréquence de découpage  $f$  à laquelle le composant est soumis dépend du type du composant utilisé. En général, l'objectif est de maximiser cette fréquence, mais à mesure que la puissance nominale  $P_n$  d'un convertisseur augmente, la fréquence tend à diminuer.

Les commutateurs non commandés, qui assurent la commutation sans intervention extérieure, sont assurés par les diodes de puissance. Toutefois, lorsque des interventions extérieures sont nécessaires, des composants commandables tels que les thyristors, les transistors de puissance bipolaires ou les MOSFET entrent en jeu[5][6].

La puissance [KW] comme étant la fonction de puissance [KHz] peut être schématisée comme suit :

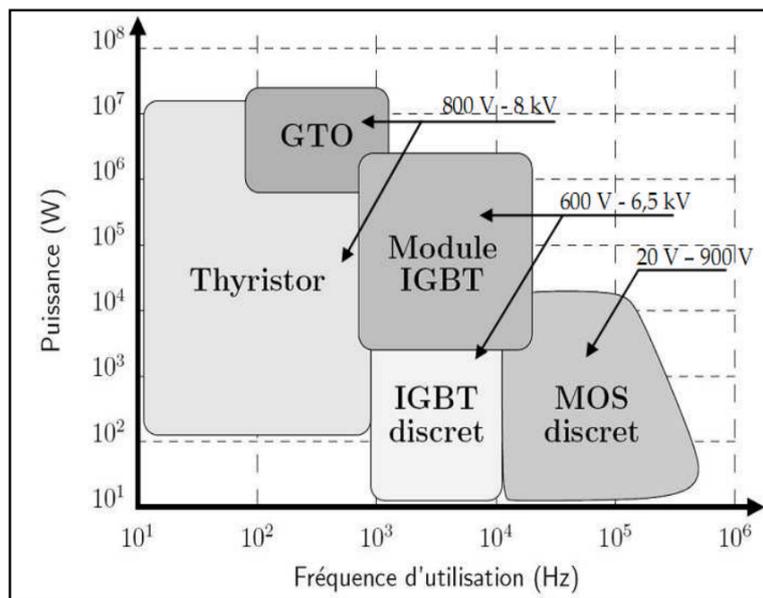


FIGURE 1.1 – Diagramme de répartition Les différents types de composants en fonction de la puissance et de la fréquence d'utilisation.

- Transistors MOSFET (transistor à effet champ), ces composants sont très rapides mais de puissance relativement faible.
- Transistor bipolaire , moins rapide que les MOSFET mais davantage plus puissants (quelque KHz à une dizaine de KW).
- Transistor IGBT , sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 KHz à des dizaines de KW).
- Les thyristors GTO, commutent très lentement les grandes puissances.
- Les thyristors, sont commandables à l'ouverture mais la fermeture dépend du circuit extérieur.

Les technologies de large bande interdite (WBG) comme le carbure de silicium (SiC) et le nitrure de gallium (GaN) sont en train de devenir les technologies préférées pour la conception

d'alimentation dans les véhicules électriques, les alimentations industrielles et les systèmes d'énergie solaire de la nouvelle génération.[7]

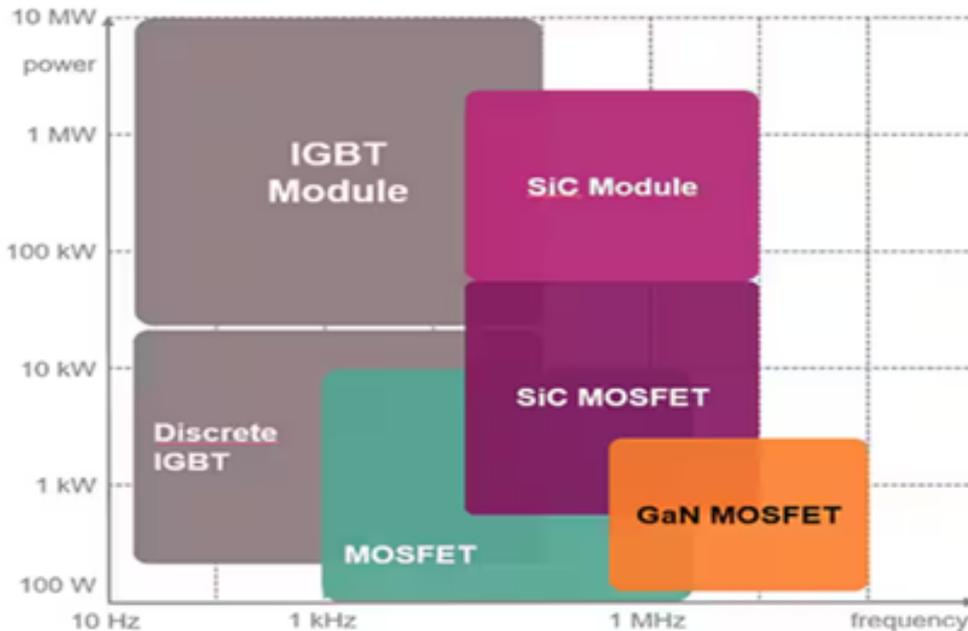


FIGURE 1.2 – Diagramme de répartition Les différents types de composants en fonction de la puissance et de la fréquence d'utilisation.

Ces matériaux, principalement composés de nitrure de gallium (GaN) et de carbure de silicium (SiC), viennent améliorer les technologies de semi-conducteurs contemporaines, telles que les transistors MOSFET silicium (Si) et les transistors IGBT (transistors bipolaires à grille isolée), en proposant des pertes réduites, des fréquences de commutation plus élevées, une température de fonctionnement plus élevée, une résistance dans les environnements difficiles et des tensions de claquage élevées. Ils sont particulièrement bénéfiques pour satisfaire les exigences du secteur en matière de batteries à capacité croissante et fonctionnant à haute tension, offrant des délais de charge plus courts et des pertes généralement réduites [8].

### 1.3 Convertisseurs DC-DC (Hacheur)

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de générer une tension continue variable à partir d'une source de tension fixe. Ils se composent de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance dans le cas idéal, c'est pour cette raison que les hacheurs ont de bons rendements.

Généralement le commutateur est un transistor MOSFET qui travaille en mode bloqué-saturé. Si le commutateur est bloqué, son courant est nul, il ne dissipe donc aucune puissance ; si est saturé, la chute de tension à ses bornes sera presque nulle et par conséquent la puissance perdue

sera très petite. Le commutateur du convertisseur est commandé par un signal MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), avec une fréquence de commutation  $f_s$  fixe et un rapport cyclique  $\alpha$  variable.

### 1.3.1 Commande des Convertisseurs DC/DC

Le MPPT (Maximum Power Point Tracking) est un composant essentiel d'un système photovoltaïque (PV) qui vise à optimiser le fonctionnement d'un générateur électrique non linéaire, tel qu'un générateur PV. Son algorithme repose sur la modulation du rapport cyclique du convertisseur continu-continu à l'aide d'un signal électrique approprié, en ajustant les paramètres d'entrée tels que le courant (I) et la tension (V), afin de maximiser la puissance que le générateur PV peut fournir, c'est-à-dire le point de puissance maximale (PPM). Cette méthode vise à garantir une maximisation continue de la puissance en sortie du panneau photovoltaïque[9][10]. Il existe de nombreux algorithmes utilisés pour trouver le point de puissance maximale (PPM) comme :

- Méthodes à contre-réaction de tension.
- Méthodes à contre-réaction de courant.
- Méthodes à contre-réaction de puissance.

### 1.3.2 Types de convertisseurs DC/DC

#### 1.3.2.1 Convertisseurs DC/DC non inductifs

Ces convertisseurs n'utilisent pas de composants inductifs comme les bobines ou les transformateurs. Ils reposent souvent sur des condensateurs pour le stockage et le transfert d'énergie[11][12].

#### Convertisseur charge-pompe (Charge Pump) :

- Utilise des condensateurs pour stocker et transférer l'énergie.
- Peut augmenter ou diminuer la tension d'entrée sans utiliser de bobines.

Pour alimenter des charges de faible puissance, il est utile d'utiliser des convertisseurs basés sur des condensateurs de commutation. L'utilisation de ces convertisseurs ne nécessite pas de composants câblés coûteux, ce qui permet de développer des unités d'alimentation abordables et compactes. Ces convertisseurs peuvent avoir une tension fixe ou réglable [13].

### 1.3.2.2 Convertisseurs DC/DC inductifs :

Ces convertisseurs utilisent des composants inductifs (bobines) mais ne fournissent pas d'isolation galvanique entre l'entrée et la sortie [11] [12].

#### **Convertisseur Buck (abaisseur) :**

- Réduit la tension d'entrée à une tension de sortie plus basse.
- Utilise une bobine pour stocker et transférer l'énergie.

#### **Convertisseur Boost (élevateur) :**

- Augmente la tension d'entrée à une tension de sortie plus haute.
- Utilise une bobine pour augmenter la tension.

#### **Convertisseur Buck-Boost :**

- Peut augmenter ou diminuer la tension d'entrée.
- Utilise une bobine pour ajuster la tension.

#### **Convertisseur Cuk :**

- Change la polarité de la tension de sortie par rapport à l'entrée.
- Utilise des bobines et des condensateurs pour le transfert d'énergie.

#### **Convertisseur SEPIC :**

- Peut produire une tension de sortie supérieure, inférieure ou égale à la tension d'entrée.
- Utilise deux bobines (ou une bobine avec un couplage) et des condensateurs.

Les convertisseurs sans isolation galvanique entre l'entrée et la sortie sont largement répandus. Ce convertisseur dispose d'une seule alimentation isolée. Selon la position de la clé, la tension peut être augmentée, diminuée ou inversée en une tension de polarité inverse. Les composants clés sont souvent des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) et des transistors à effet de champ (FET) de différents types [14].

### 1.3.2.3 Convertisseurs DC/DC à isolation galvanique

Ces convertisseurs offrent une séparation électrique entre l'entrée et la sortie, ce qui est essentiel pour des raisons de sécurité et pour éviter les interférences électriques[14].

#### **Convertisseur Flyback :**

- Utilise un transformateur pour fournir une isolation galvanique.
- Capable de fournir plusieurs tensions de sortie isolées.

#### **Convertisseur à résonance (souvent avec isolation) :**

- Utilise des techniques de commutation douce avec un transformateur pour l'isolation.
- Fréquemment utilisé dans des applications à haute fréquence et à haute puissance.

## 1.4 Convertisseurs DC-AC (Onduleur)

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs directs tension-courant qui fonctionnent en utilisant une source de tension continue, généralement réversible en courant, ce qui permet de fournir une tension alternative aux charges dont le comportement est similaire à celui d'une source de courant[15].

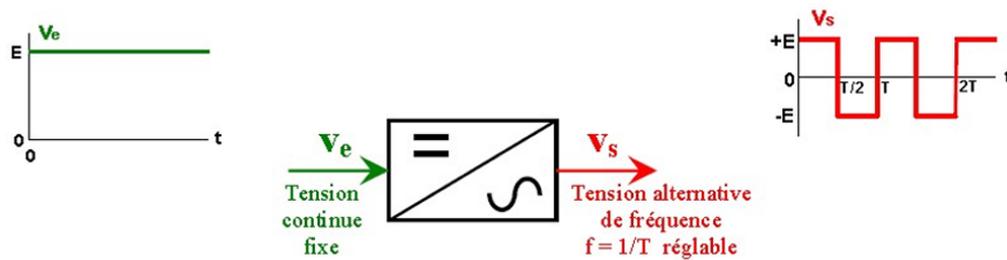


FIGURE 1.3 – Symbole et signaux du convertisseur DC-AC

La classification des onduleurs dépend de la nature de la source d'entrée et de la charge, on trouve [15] :

- Classification selon la source :
  - Onduleurs de source de tension (VSI), reliant une source de tension continue à une source de courant alternatif.
  - Onduleurs de source de courant (CSI), placés entre une source de courant continu et une source de tension alternative.
  - Onduleurs Z-source (source d'impédance).
- Classification selon la charge :
  - Onduleur monophasé.
  - Onduleurs triphasé.

### 1.4.1 Onduleur monophasé

Il existe deux type d'onduleur monophasé ,L'onduleur monophasé en pont complet ou pont en pont H qui est le plus couramment adopté est composé de quatre interrupteurs réversibles en courant, commandables à la fermeture et à l'ouverture[15]. ainsi qu'un onduleur monophasé en demi-pont qui dispose d'une source de tension continue a point milieu à l'aide de deux capacités à l'entrée et de 2 interrupteurs ceux-ci doivent être réversibles en courant et commandés de façon complémentaire [16].

### 1.4.2 Onduleur triphasé :

L'onduleur triphasé est composé de six transistors avec une diode antiparallèle pour chacun. Les transistors  $Q_1$  et  $Q_1$  comme  $Q_2$  et  $Q_2$  et  $Q_3$  et  $Q_3$  sont complémentaires c'est-à-dire que lorsque l'un des deux est ouvert l'autre est fermé et inversement. Mais cela n'est réalisable qu'en théorie car en commutations réelles la configuration la plus dangereuse est celle où les deux transistors dans un même bras sont fermés, ce qui induit un court-circuit. Et pour cela un temps mort est nécessaire entre l'ouverture et la fermeture de deux interrupteurs de puissance d'un bras de l'onduleur [16].

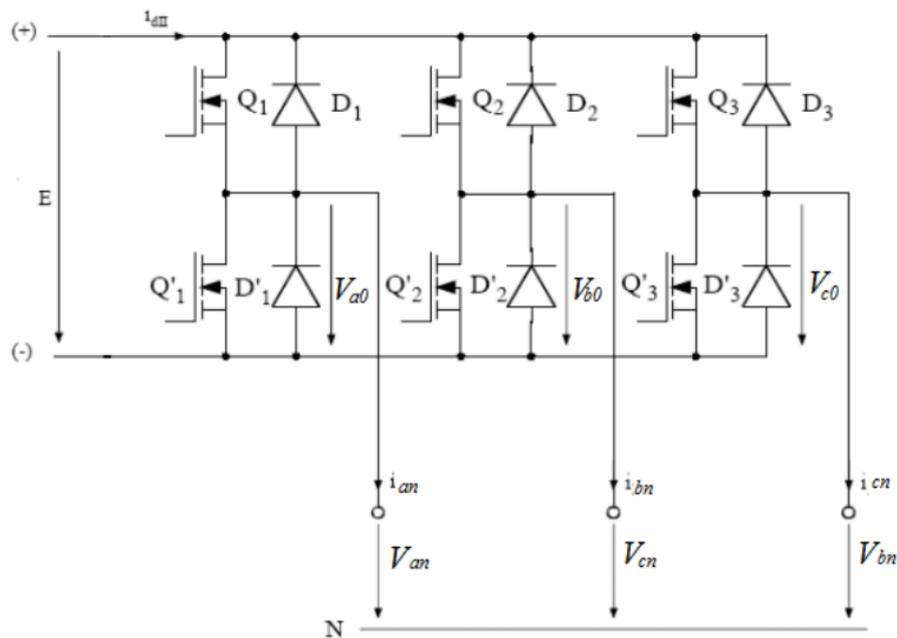


FIGURE 1.4 – Onduleur triphase

## 1.5 Le concept des onduleurs multiniveaux

La figure 1.5 illustre le concept de topologie d'onduleur multiniveau, où plusieurs niveaux de tension DC sont assemblés pour créer une forme d'onde de sortie plus douce. La forme d'onde de sortie obtenue a une valeur  $dv/dt$  et des distorsions harmoniques inférieures. L'augmentation des niveaux de tension rend la conception du circuit plus complexe [17].

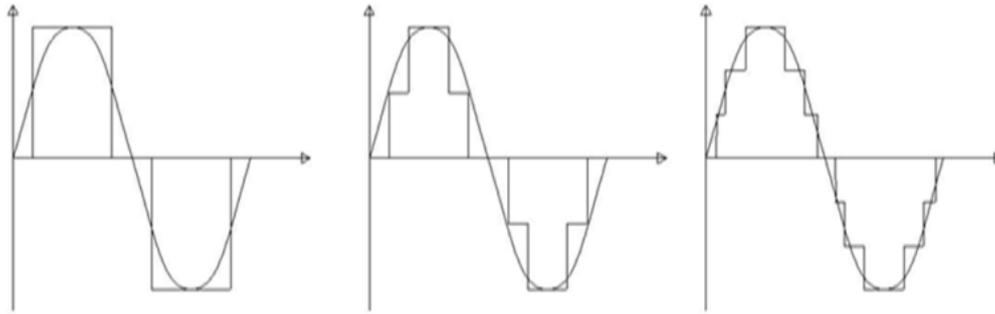


FIGURE 1.5 – Une forme d'onde de sortie à 3-niveaux, 5-niveaux et 7-niveaux à la fréquence de commutation fondamentale

En général, on peut affirmer que les onduleurs de tension multi-niveaux sont similaires aux synthétiseurs de tension, où la tension de sortie est obtenue à partir de plusieurs niveaux de tension discrets [3].

Les caractéristiques les plus intéressantes des onduleurs multi-niveaux sont les suivantes [17] :

- une THD réduite.
- Augmentation du nombre de niveau de tension .
- Fonctionne à la fois pour une fréquence de commutation fondamentale et aussi une fréquence élevée .
- Baisse des pertes de commutation.
- Meilleure compatibilité électromagnétique.
- Qualité de puissance supérieure.

Un des inconvénients spécifiques est la nécessité d'un grand nombre de commutateurs semi-conducteurs de puissance. Chaque commutateur a un circuit de commande de porte qui complique le système. Il est prévu que le système global soit plus cher. Des efforts sont actuellement déployés pour simplifier le circuit en réduisant le nombre de commutateurs électroniques de puissance et de circuits de pilote de porte [17].

### 1.5.1 Comparaison entre les onduleurs conventionnels et multiniveaux

Le tableau ci-dessous répertorie les différences entre les onduleurs traditionnels et multiniveaux. Il convient de noter que, dans ce contexte, le terme *in* convertisseur classique *z* désigne un convertisseur comportant moins de trois niveaux.

TABLE 1.1 – Comparaison entre les convertisseurs multiniveaux et traditionnels [18]

Article	Onduleur conventionnel	Onduleur multiniveau
Harmonique	La sortie a des harmoniques élevées	La sortie a de faibles harmoniques.
Tension	Son utilisation nest pas autorisée dans les applications haute tension.	Il peut être utilisé dans des applications haute tension.
Niveau de tension	Il n'est pas possible de générer des niveaux de tension élevés.	Il est possible de générer des niveaux de tension élevés.
Contraintes	Les contraintes de tension lors de la commutation sont plus importantes.	Les contraintes de tension lors de la commutation sont moindres.
Pertes de commutation	Augmentation des pertes de commutation.	Diminution des pertes de commutation.
Fréquence de commutation	La fréquence de commutation est élevée.	La fréquence de commutation est faible.
Taux de changement	Le taux de changement de tension est élevé.	Le taux de changement de tension est faible.

### 1.5.2 les topologies des onduleurs multi-niveaux

Il existe principalement trois convertisseurs multiniveaux différents les structures sont axées sur les applications industrielles :

- La topologie clampée par le neutre (Neutral Point Clamped NPC)
- La topologie à condensateur Flottant (Flying Capacitor FC).
- La topologie en pont H cascadi (Cascaded H bridge CHB)

La figure 1.6 représente les trois topologies principales des onduleurs multi-niveaux en fonction de leurs utilisations dans les conversions de puissance :

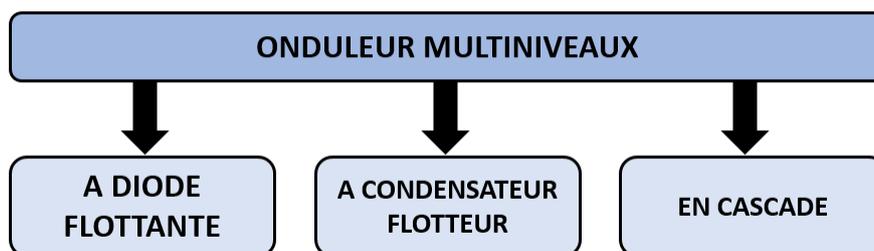


FIGURE 1.6 – Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.

Malgré le fait que cette partie ne couvre pas toutes les topologies des onduleurs multi-niveaux, elle aborde celles qui sont au cur des recherches. En raison de l'intérêt croissant pour ces trois types de structures multi-niveaux, nous allons présenter leurs principales caractéristiques.

### 1.5.2.1 Onduleur clampée par le neutre (Neutral Point Clamped NPC)

La figure 1.7 montre la structure d'onduleur multi-niveaux à diodes flottantes qui a été introduite par AKIRA Nabae et H. Akagi en 1981 [19]. Afin de réduire la contrainte sur les interrupteurs de puissance, on utilise des diodes pour transférer une quantité spécifique de tension. Ces diodes sont reliées au point de référence o capacitif [20]. Ce type d'onduleur est aussi connu sous le nom d'onduleur de tension à diodes de bouclage. On l'utilise pour les dispositifs de compensation, les entraînements électriques et les interconnexions de systèmes.

Généralement, l'onduleur clampé par le neutre ne possède qu'une seule source de courant continu, qui se divise en de petites quantités de tensions en utilisant des condensateurs. Le nombre requis de composants pour les niveaux n est calculé en utilisant respectivement les équations 1 , 2 et 3 [21] :

$$\text{No.d'interrupteur contrôlé} = (2n - 2) \quad (1)$$

$$\text{No. de Condensateurs de bus CC} = (n - 1) \quad (2)$$

$$\text{No. de diodes} = [(n - 1)(n - 2)] \quad (3)$$

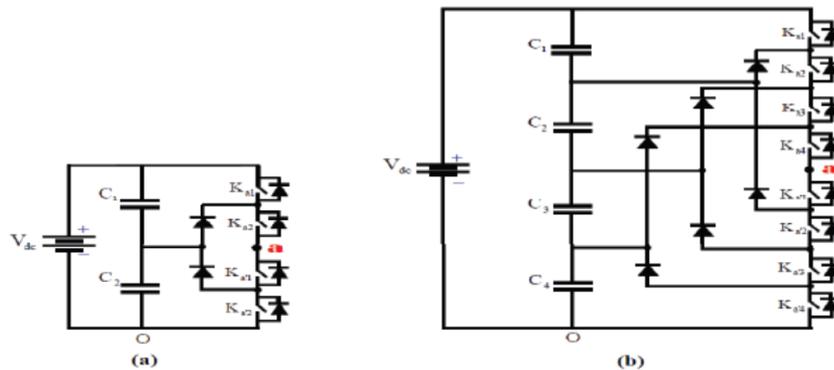


FIGURE 1.7 – Onduleur multi-niveau NPC [20]

#### Principes de fonctionnement :

TABLE 1.2 – États de fonctionnement possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux

Tension de sortie	$k_{a1}$	$k_{a2}$	$k'_{a1}$	$k'_{a2}$
$\frac{V_{dc}}{2}$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	1	1

### Avantages de la topologie NPC :

- La tension à travers le commutateur est seulement la moitié de la tension de liaison CC [17].
- Une tension de sortie possédant une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur conventionnel [19].
- la technique de contrôle est basique et elle utilise des onduleurs dos à dos [3].

### Inconvénients de la topologie NPC :

- L'augmentation du nombre de niveaux engendre l'élévation excessive du nombre de diodes de clamp [3].
- En raison de la connexion en série des diodes, la complexité de la conception est une préoccupation majeure [22].

### Domaine d'application :

- Énergie Renouvelable : Les onduleurs NPC assurent une conversion efficace de l'énergie renouvelable avec une faible distorsion harmonique, ce qui est essentiel pour l'intégration au réseau.
- Systèmes d'Entraînement par Moteur : Ils permettent un contrôle précis de la vitesse et du couple, améliorant les performances des moteurs tout en réduisant les pertes de puissance.
- Compensateur Statique Synchrone (STATCOM) : Les onduleurs NPC offrent une excellente gestion de la puissance réactive, stabilisant efficacement la tension du réseau électrique.
- Lignes de Transmission HVDC/AC : Ils sont utilisés pour la conversion et la régulation de haute tension avec une efficacité élevée, ce qui est crucial pour les transmissions sur de longues distances [23].

#### 1.5.2.2 Onduleur de tension à condensateur Flottant (Flying Capacitor FC)

La figure 2.8 montre la structure de l'onduleur de tension à condensateurs flottants qui a été proposée par T. Meynard et H. Foch en 1992 [20]. Cette configuration d'onduleur est également connue sous le nom d'onduleur multi-niveaux à cellules imbriquées. On propose cette structure comme solution pour équilibrer les tensions et réduire le nombre excessif de diodes. [3].

Dans cette topologie des condensateurs CC sont connectés en série à des commutateurs clampés, ils communiquent la quantité de tension contrôlée aux commutateurs dans laquelle la tension sur chaque condensateur diffère de celle du condensateur suivant. Dans ce cas la variation de tension entre deux condensateurs adjacents détermine la tension de sortie [24].

De même l'Onduleur de tension à condensateurs flotteurs se compose des condensateurs auxiliaires, des commutateurs commandés et des condensateurs comme sources. Le nombre requis de composants pour les niveaux  $n$  est calculé en utilisant respectivement les équations 4, 5 et 6 [21] :

$$\text{No. de Condensateur d'équilibrage par phase} = \frac{[(n-1)(n-2)]}{2} \quad (4)$$

$$\text{No. d'interrupteur contrôlé} = (2n - 2) \quad (5)$$

$$\text{No. de Condensateurs de bus CC} = (n - 1) \quad (6)$$

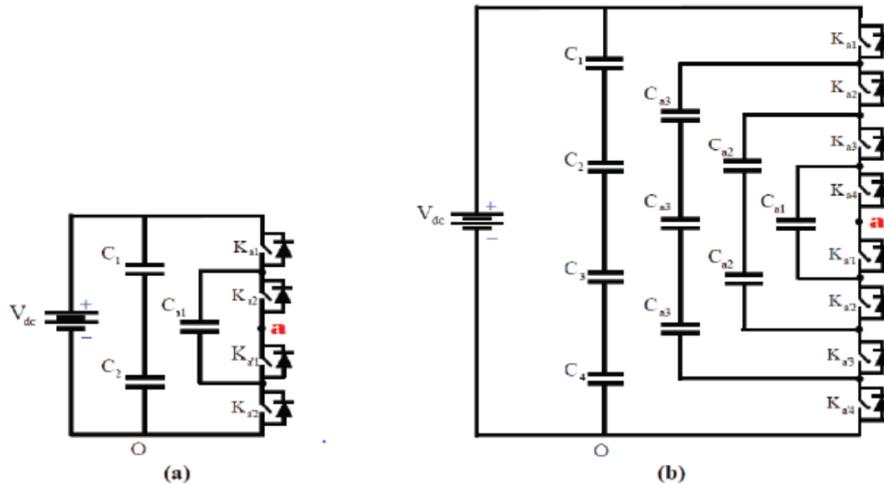


FIGURE 1.8 – Onduleur multi-niveau à condensateur flotteurs [20]

### Principes de fonctionnement :

TABLE 1.3 – États de fonctionnement possibles de l'onduleur FC à 3 niveaux

Tension de sortie	$k_{a1}$	$k_{a2}$	$k'_{a1}$	$k'_{a2}$
$\frac{V_{dc}}{2}$	1	1	0	0
0	1	0	1	0
	0	1	0	1
$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	1	1

Dans cette topologie, le condensateur  $C1$  est chargé lorsque  $k_{a1}$  et  $k_{a2}$  sont allumés; et est déchargé lorsque  $k'_{a1}$  et  $k'_{a2}$  sont allumés. Par conséquent, l'amplitude de tension de  $C1$  peut être équilibrée .

### Avantages de la topologie FC :

- Les séquences de fonctionnement contiennent des redondances de commutation, ce qui permet d'utiliser les états pour maintenir l'équilibre de la tension aux bornes des condensateurs [19].
- Atténue les contraintes en tension  $\frac{dv}{dt}$  aux bornes des composants [3].

- La présence de plusieurs états de commutation supplémentaires permet de maintenir l'équilibre de charge dans les condensateurs [17].

**Inconvénients de la topologie FC :**

- Les diodes sont moins chères que les condensateurs [17].
- Nécessité d'un contrôle plus complexe pour maintenir les tensions aux bornes des condensateurs flottants à leurs niveaux de fonctionnement cible [3].

**Domaine d'application :**

- Énergie renouvelable : Les onduleurs FC permettent une conversion efficace et stable de l'énergie renouvelable en courant alternatif, minimisant les pertes d'énergie.
- Système d'entraînement par moteur : Ils offrent un contrôle précis de la vitesse et du couple des moteurs, améliorant les performances et réduisant les contraintes mécaniques.
- Compensateur statique synchrone (STATCOM) : Les onduleurs FC fournissent une réponse rapide et flexible pour stabiliser la tension du réseau électrique en temps réel.

**1.5.2.3 Onduleurs en pont H cascadié (Cascaded H bridge CHB)**

La figure 2.9 montre la structure d'un onduleur en pont H cascadié (Cascaded H bridge CHB) qui a été proposée en 1975 comprenant la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasés [20]. Le pont H est composé de quatre commutateurs semi-conducteurs de puissance et une source de tension continue séparée (SDCS) [25], Selon l'amplitude de la source DC, cette structure peut être classée comme :

- **Symétrique** : Si les sources DC ont la même valeur, alors il est appelé symétrique CHB-MLI .
- **Asymétrique** : sil a une valeur de source multiple intégrée alors il est appelé asymétrique CHB-MLI.

Pour construire une telle structure, il faut avoir connaissance du nombre de ponts, d'interrupteurs et de sources nécessaires. Les équations 7,8 et 9 donnent une idée du nombre de ponts, des commutateurs contrôlés et des sources DC comptent respectivement pour n niveaux [21].

$$\text{No. H-ponts} = \frac{(n-1)}{2} \quad (7)$$

$$\text{No. d'interrupteur contrôlé} = (2n - 2) \quad (8)$$

$$\text{N. Condensateurs de bus CC} = \frac{(n-1)}{2} \quad (9)$$

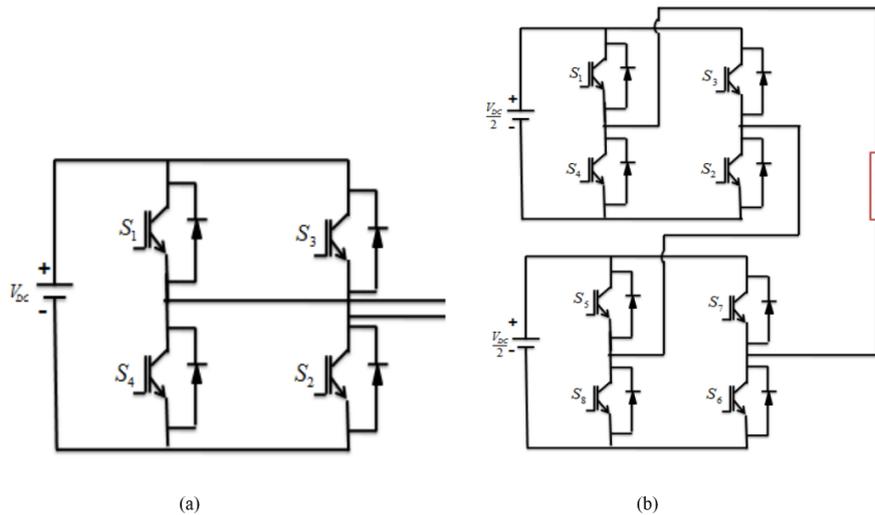


FIGURE 1.9 – Onduleur multi-niveau H-bridge

Pour  $n^{me}$  d'un MLI la sortie est [25] :

$$V_0 = V_{01} + V_{02} + \dots + V_{0m}$$

avec :

$m$  : No. H-ponts.

$V_{01}$  :La sortie du 1<sup>ere</sup> cellule.

$V_{02}$  :La sortie du 2<sup>eme</sup> cellule.

$V_{0m}$  :La sortie du  $m^{eme}$  cellule.

### Principes de fonctionnement :

TABLE 1.4 – États de fonctionnement possibles de l'onduleur H-bridge à 3 niveaux

Tension de sortie	S1	S2	S3	S4
$V_{dc}$	1	1	0	0
0	1	0	1	0
	0	1	0	1
$-V_{dc}$	0	0	1	1

### Avantages de la topologie CHB :

- La distorsion harmonique totale est très faible dans la forme d'onde de sortie sans aucun circuit de filtre [17].
- Possibilité d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basse tension [3].

- Possibilité de délivrer deux fois plus de puissance puisqu'il sagit de  $-V_{dc}$  et  $+V_{dc}$  comme valeurs extrêmes de tension de sortie et non pas  $-V_{dc}/2$  et  $+V_{dc}/2$  [3].
- Fonctionne aux deux fréquences de commutation fondamentales [17].

#### **Inconvénients de la topologie CHB :**

- Nécessité d'un grand nombre de tension continues DC isolées pour chaque pont, ce qui limite l'expansion industrielle de cette structure car en pratique, ces sources continues isolées sont réalisées à l'aide d'un transformateur multi-secondaires, nécessitant un entretien régulier en plus d'être coûteux et volumineux [3].
- Pour assurer des tensions constantes des condensateurs, il est essentiel de mettre en place un contrôle supplémentaire et d'augmenter le nombre de commutations [17].

#### **Domaine d'application :**

- Système de batterie à énergie renouvelable : Le CHB est idéal pour les systèmes de batterie à énergie renouvelable car il offre une modularité et une efficacité élevée tout en améliorant la qualité de la puissance grâce à une faible distorsion harmonisée.
- Système d'entraînement moteur : Le CHB est utilisé dans les systèmes d'entraînement moteur pour assurer un contrôle précis avec une réduction de la distorsion harmonique, ce qui permet de diminuer les vibrations et la chaleur, ce qui améliore la longévité des moteurs.
- Compensateurs de facteur de puissance : Le CHB présente de nombreux avantages pour les compensateurs de facteur de puissance, car il diminue les harmoniques, améliore la qualité de la puissance et s'ajuste rapidement aux variations de charge afin de garantir une compensation efficace.
- Entraînements de véhicules électriques : Le CHB est particulièrement adapté aux entraînements de véhicules électriques grâce à son efficacité énergétique élevée, sa haute densité de puissance, et ses faibles interférences électromagnétiques, ce qui améliore l'autonomie et la fiabilité des véhicules.

### **1.5.3 Comparaison entre les topologies des onduleurs multiniveaux**

Le tableau ci-dessous expose l'évaluation des topologies des onduleurs multi-niveaux en fonction de leur configuration de circuit. Il énumère brièvement les composants nécessaires pour les onduleurs multi-niveaux 5. Il est indéniable que la topologie CHB génère un niveau d'exigence de composant de sortie moins élevé que les deux autres topologies. Par ailleurs, la structure CHB ne rencontre aucun problème d'équilibrage de tension du condensateur. On peut également

constater que la structure CHB produit une sortie qui est exactement opposée à celle de la source DC d'entrée, et ce, pour les trois autres topologies d'onduleurs multi-niveaux. L'onduleur CHB a une configuration de circuit simple et en raison de sa fabrication et le dépannage devient facile et rapide [17].

TABLE 1.5 – Comparaison des topologies pour 5-niveaux [21]

Parameter/ Topology	Diode Clamped MLI	Flying Capacitor MLI	Cascade H-Bridge MLI
No. d'interrupteur	08	08	08
No. de diodes	12	00	00
No. de condensateurs	04	10	00

La comparaison des différents onduleurs multiniveaux est basée sur les critères suivants :

- Nombre de dispositifs de semi-conducteurs dans chaque jambe de phase.
- Nombre de condensateurs de bus DC présents .
- Amplitude des composants harmoniques
- Nombre de condensateurs déquillage dans chaque jambe de phase.
- Distorsion harmonique totale dans la tension de sortie.
- Contrôler la complexité en fonction des commutateurs dalimentation et déséquilibres de tension .
- Estimation des coûts associés au circuit dalimentation .

## 1.5.4 Différents types de commandes

Dans le passé, la gestion des convertisseurs de puissance était basée sur des méthodes analogiques, qui, bien que solides, étaient restreintes en termes de souplesse et de complexité de gestion. Grâce à l'émergence des microprocesseurs et des technologies numériques, il est désormais envisageable de mettre en place des stratégies de contrôle beaucoup plus avancées et adaptatives. La manipulation numérique présente de nombreux avantages importants par rapport aux méthodes analogiques classiques, tels que la précision et la flexibilité, la possibilité d'exécuter des algorithmes complexes en temps réel, ainsi que l'intégration de fonctions de communication et de diagnostic.

### 1.5.4.1 Techniques de Commande Avancées

Les systèmes de conversion d'énergie utilisent des techniques de commande avancées afin d'améliorer leurs performances, leur efficacité énergétique, leur solidité et leur flexibilité. Ces méthodes

utilisent les compétences des contrôleurs numériques contemporains afin de mettre en place des algorithmes complexes qui ne seraient pas possibles avec des méthodes analogiques classiques.

- **Commande Vectorielle** : Principalement utilisée dans les systèmes d'entraînement de moteurs à courant alternatif (AC), sa mise en uvre et son utilisation effective ont été possibles qu'avec les avancées en microélectronique.

Cette méthode nécessite des calculs complexes tels que la transformée de Park, l'évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, et des régulations, ce qui était impossible en pure analogique.

Elle offre une Haute précision dans le contrôle de la vitesse et du couple ainsi qu'une dynamique rapide. Cependant la Complexité de sa mise en uvre et le besoin de capteurs ou d'observateurs de flux constitue un inconvénient remarquable [26].

- **Direct Torque Control (DTC)** : La commande directe de couple (DTC) des machines à induction est une méthode de contrôle elle propose une approche simplifiée et directe, à la différence des méthodes traditionnelles qui reposent sur la modulation de largeur d'impulsions (MLI) et le découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique.

La capacité de la commande DTC à contrôler directement le flux et le couple du moteur est l'une des principales caractéristiques, sans avoir besoin de transformer des coordonnées complexes. Elle est moins complexe que la commande vectorielle, tout en garantissant une performance suffisante. Toutefois, elle n'est pas sans contraintes. La DTC est souvent critiquée pour ses fluctuations élevées du couple et du flux, ce qui peut avoir un impact sur la stabilité de la réponse. Même si la commande vectorielle (FOC) permet d'obtenir une découpe plus précise du flux et du couple, la DTC continue de susciter un intérêt grandissant.

Depuis son introduction, plusieurs initiatives ont été mises en place afin d'améliorer la DTC, en particulier en diminuant l'oscillation du couple et en stabilisant la fréquence de commutation de l'onduleur. L'objectif de ces améliorations est d'accroître la compétitivité et la fiabilité de la DTC pour une utilisation dans différentes applications industrielles [1].

- **Commande prédictive a base de modele (MPC)** : La commande prédictive est une technique avancée de contrôle automatique dont la philosophie se résume à utiliser un modèle pour prévoir le comportement futur du système et choisir la meilleure décision en fonction d'un certain critère de coût tout en respectant les contraintes imposées.

La stratégie de la commande prédictive consiste à optimiser le comportement futur anticipé du système à partir des entrées actuelles.

Cette technique est particulièrement utile pour contrôler des systèmes complexes avec

plusieurs entrées et sorties, où un régulateur PID classique serait insuffisant. Elle est idéale pour les systèmes présentant des retards importants, des réponses inverses et de nombreuses perturbations. Les principaux secteurs utilisant la commande prédictive incluent les raffineries de pétrole, l'industrie chimique et agroalimentaire, la métallurgie et l'aérospatiale.

- **Commande en Mode Glissant (SMC - Sliding Mode Control)** Les méthodes de contrôle traditionnelles sont extrêmement performantes pour gérer les systèmes linéaires à paramètres constants. Cette méthode de contrôle est inadéquate pour les systèmes linéaires (ou non linéaires) avec des paramètres non constants. Ainsi, il est nécessaire de recourir aux méthodes de commande appelées à structure variable. Ces méthodes résistent aux changements des paramètres des systèmes, aux perturbations et aux anomalies des systèmes, Un inconvénient majeur du phénomène de chattering lié à la commande par mode glissant est qu'il peut stimuler la dynamique de la commutation à haute fréquence, ce qui le rend indésirable [27].

La commande par mode glissant repose principalement sur l'attraction de l'état du système dans une zone spécifiquement choisie (cette zone est appelée la surface de glissement),

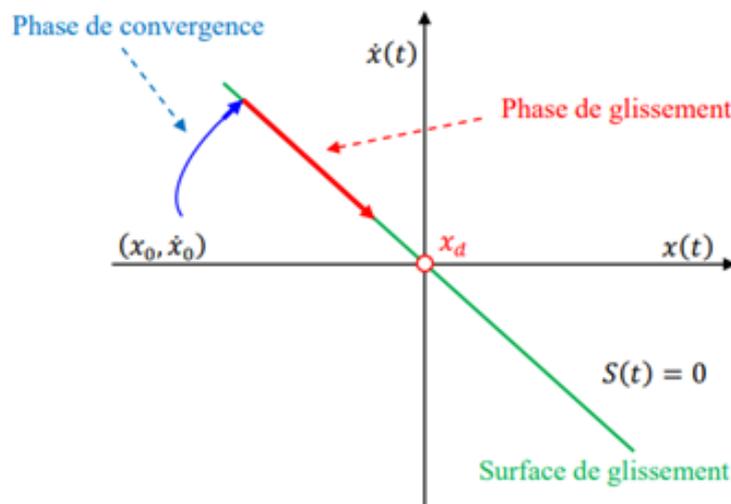


FIGURE 1.10 – Principe de la commande par mode glissant

- **Commande Adaptative** : On définit la commande adaptative comme une commande qui permet au régulateur de s'ajuster lui-même aux modifications du processus. Par conséquent, elle vise à ajuster automatiquement les boucles de commande en ligne et en régulant les paramètres du procédé à commander, afin de garantir ou de maintenir un niveau de performances donné, même lorsque les paramètres du procédé à commander varient dans

le temps (en général, réduire l'erreur entre la consigne et la sortie) [28].

La Commande Adaptative présente un grand avantage en ce qu'elle peut s'adapter aux fluctuations des conditions de fonctionnement sans avoir besoin de retuning manuel. Cette méthode présente également un inconvénient en raison de sa complexité de mise en uvre et de la nécessité de mécanismes d'identification en temps réel solides.

- **Commande à Logique Floue** : La logique floue est une discipline des mathématiques qui développe toute une série de concepts fondamentaux. Ces concepts offrent la possibilité de légitimer et de prouver certains principes fondamentaux. L'essentiel pour comprendre le principe du réglage par la logique floue est de comprendre les éléments suivants :

- Les variables floues
- Les règles d'inférences
- Les fonctions d'appartenance

La commande floue a l'avantage de ne pas nécessiter la connaissance des modèles mathématiques du système, contrairement aux commandes classiques. Cependant, il est nécessaire d'établir un ensemble de règles qui reposent principalement sur la connaissance d'un opérateur qualifié qui utilise le système.

La conception du contrôleur flou (FLC) passe par quatre principales étapes distinctes, comme le montre la figure 4. [29]

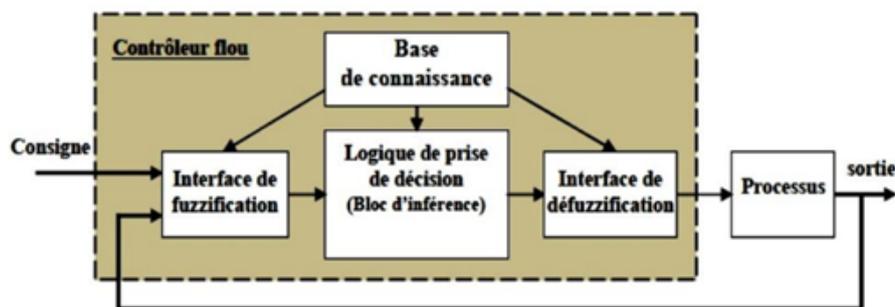


FIGURE 1.11 – Structure de base d'une commande à logique floue

#### 1.5.4.2 Matériels de Commande

La gestion numérique des convertisseurs de puissance de moyenne tension utilise des éléments matériels avancés qui permettent de mettre en uvre des algorithmes de contrôle complexes en temps réel. Grâce aux avancées réalisées dans le domaine du hardware récemment.

Selon les exigences particulières de l'application, le choix du matériel de commande pour les convertisseurs de moyenne tension varie en fonction des contraintes de coût, de performance, de complexité et de flexibilité.

- Les systèmes qui font appel à des processeurs tels que le microcontrôleur, le PIC (Programmable Interrupt Contrôler) ou le DSP (Digital Signal Processor), ainsi qu'une carte ARDUINO ou STM32. La particularité de ces circuits réside dans le fait que la programmation peut être réalisée soit en langage assembleur, soit en langage "C". Étant donné que le constructeur a déjà réalisé l'architecture de ces composants, il suffit de modifier le programme afin d'adapter le composant à la commande désirée du convertisseur de puissance.
- Les systèmes intégrés programmables directement de type FPGA (Field Programmable Gate Array). La principale particularité de ces circuits réside dans le fait que la programmation est généralement réalisée en langage VHDL (Very High Density Language). L'utilisateur élabore lui-même l'architecture de son élément en anticipant les fonctions de commande et de contrôle désirées.

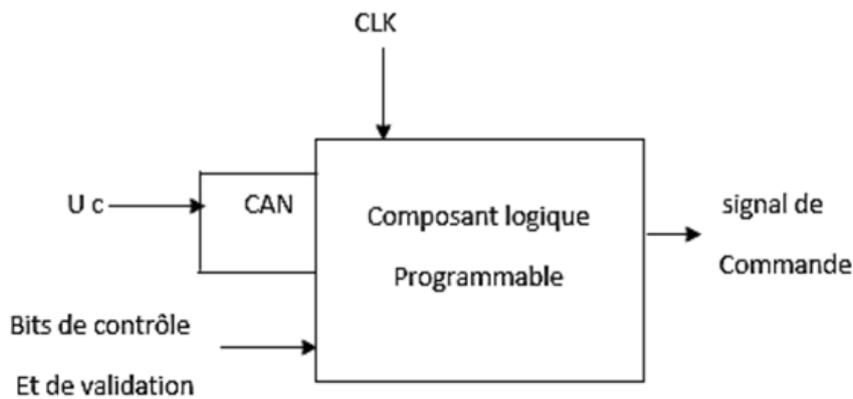


FIGURE 1.12 – Principe de la commande numérique.

## 1.6 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a offert un état de l'art des composants d'électronique de puissance, en se concentrant sur les convertisseurs statiques. Nous avons examiné les convertisseurs DC-DC et DC-AC, mais l'accent a été mis sur les onduleurs multiniveaux. Leurs topologies (NPC, FC, CHB) et techniques de commande avancées. celles-ci représentent les topologies de base et à partir de ces topologies ont été créées de nouvelles topologies appelées topologies dérivées comme la topologie ANPC, NPC raccordé au réseau Z-source et la topologie hybride.

La topologie H-CHB servira de base pour les chapitres suivants, elle représente une solution avancée pour les systèmes d'alimentation électrique, offrant des performances supérieures en termes d'efficacité, de fiabilité et de qualité de l'énergie produite. Son adoption croissante dans divers domaines, notamment dans les installations photovoltaïques, témoigne de son potentiel et de son importance dans le développement des technologies d'énergie renouvelable.

# Chapitre 2

Etude du circuit de puissance

## 2.1 Introduction

Au cours de ce chapitre, nous examinerons en détail les éléments essentiels concernant l'augmentation de la tension et de la puissance, un sujet crucial pour améliorer les performances des systèmes électriques. Nous commencerons par échanger sur la nécessité d'accroître la tension et la puissance, en mettant en évidence les bénéfices techniques et économiques que cette stratégie présente dans différents contextes d'application.

Nous examinerons ensuite les spécificités des convertisseurs de moyenne tension, en soulignant leurs caractéristiques uniques et les bénéfices qu'ils offrent par rapport à d'autres technologies de conversion de puissance.

Finalement, nous exposerons une description approfondie du circuit de puissance, en examinant sa structure, ses éléments essentiels et ses performances. Grâce à cette présentation, il sera possible de saisir le rôle de chaque composant du circuit dans la réalisation des objectifs de conversion de puissance et de hausse de tension.

## 2.2 Importance de l'Augmentation de la Tension et de la Puissance

La nécessité de monter en tension et en puissance pour s'adapter à la demande croissante est un enjeu crucial pour les réseaux électriques modernes. L'augmentation de la demande énergétique, due à l'urbanisation, à l'industrialisation et à l'électrification accrue de divers secteurs, impose des défis considérables aux infrastructures existantes.

L'adaptation des infrastructures électriques à la demande croissante en électricité est essentielle grâce aux onduleurs multiniveaux. Grâce à ces dispositifs, il est possible de transformer efficacement l'énergie continue (DC) en énergie alternative (AC), ce qui entraîne une amélioration de la qualité de l'onde et une diminution des pertes [30] [31].

### - Réduction des pertes en ligne :

Les conducteurs subissent des pertes d'énergie sous forme de chaleur en fonction de l'intensité du courant ( $P_{pertes} = I^2R$ , où  $R$  est la résistance du conducteur). La tension augmentée permet de diminuer le courant requis pour transmettre la même quantité de puissance, ce qui permet de diminuer les pertes en ligne. [32] [33].

### - Amélioration de l'efficacité de transmission :

Les lignes à haute tension offrent la possibilité de transporter de grandes quantités d'éner-

gie avec des pertes minimales, ce qui est essentiel pour les centrales de production vers les zones de consommation [32] [33].

- **Capacité à répondre à la demande accrue :**

La croissance de la puissance permet de satisfaire une demande croissante en électricité causée par l'urbanisation, l'industrialisation et l'utilisation croissante des appareils électriques. Il est essentiel d'avoir des systèmes capables de gérer des puissances plus élevées afin de garantir une alimentation fiable de l'énergie à un nombre croissant de consommateurs [32] [33].

- **Économie d'échelle :**

Les générateurs, transformateurs et autres équipements de haute puissance peuvent être plus économiquement efficaces à grande échelle. Un équipement de plus grande capacité peut être plus coûteux à fabriquer, mais les coûts d'exploitation par unité de puissance produite ou transportée peuvent être inférieurs, ce qui améliore l'efficacité économique du réseau électrique [32] [33].

- **Flexibilité et stabilité du réseau :**

Un réseau qui peut faire face à des tensions et des puissances plus élevées est plus résistant et adaptable. Il a la capacité de prendre en charge de manière plus efficace les variations de la demande et de la production [32] [33].

- **Intégration des Énergies Renouvelables :** Les sources d'énergie renouvelable comme l'éolien et le solaire sont souvent décentralisées et variables. Des infrastructures adaptées avec une capacité accrue de gestion de la tension sont nécessaires pour intégrer efficacement ces sources d'énergie dans le réseau [32] [33].

## 2.3 Particularité des convertisseurs de moyenne tension

Un réseau qui peut faire face à des tensions et des puissances plus élevées est plus résistant et adaptable. Il a la capacité de prendre en charge de manière plus efficace les variations de la demande et de la production, et facilite l'intégration des sources d'énergie renouvelables intermittentes telles que l'éolien et le solaire.

- **Plage de Tension et de Puissance :** Les convertisseurs de moyenne tension opèrent généralement dans une plage de tension comprise entre 1 kV et 35 kV. Ils sont conçus pour des applications nécessitant des niveaux de tension supérieurs à ceux des convertisseurs basse tension (jusqu'à 1 kV) mais inférieurs à ceux des convertisseurs haute tension

(au-delà de 35 kV), Ils peuvent gérer des puissances élevées, généralement de plusieurs mégawatts,

- **Réduction des Pertes et Efficacité Globale :** En travaillant à des niveaux de tension plus élevés, les convertisseurs de moyenne tension réduisent les pertes résistives (effet Joule) dans les conducteurs. Cela permet de transmettre la puissance de manière plus efficace sur des distances plus longues.
- **Robustesse et Fiabilité :** Leur construction a pour objectif de les protéger contre des conditions de fonctionnement difficiles, souvent rencontrées dans les environnements industriels et énergétiques, tels que les variations de charge, les surtensions et les conditions environnementales extrêmes.
- **Modularité et Flexibilité :** Les convertisseurs de moyenne tension sont fréquemment élaborés de manière modulaire, ce qui rend leur entretien, leur amélioration et leur adaptation à des exigences particulières en termes de puissance et de tension plus simples.
- **Applications Industrielles :** Utilisés dans les domaines industriels afin de fournir de l'énergie aux moteurs de moyenne tension, aux compresseurs, aux pompes et à d'autres équipements à grande puissance.
- **Production et Distribution d'Énergie :** Cruciaux pour les applications de production d'énergie, y compris les centrales électriques, les énergies renouvelables (éoliennes et solaires), et les systèmes de distribution d'énergie.
- **Onduleurs Multiniveaux :** Pour améliorer la qualité de la forme d'onde de sortie, de nombreux convertisseurs de moyenne tension utilisent des onduleurs multiniveaux, ce qui permet de réduire les harmoniques et les pertes de commutation, et de fonctionner à des tensions plus élevées avec des composants de tension plus faible [34].
  - o Réduction des Harmoniques et Amélioration de la Qualité de l'Énergie .
  - o Réduction des Contraintes sur les Composants .
  - o Adaptabilité à des Tensions et des Puissances Élevées.
  - o Flexibilité et Modularité .

## 2.4 Présentation détaillée du circuit de puissance

### 2.4.1 Présentation du prototype

Dans cette partie, nous allons examiner notre système de distribution de puissance, qui joue un rôle essentiel dans notre étude. Il s'agit d'un convertisseur DC/DC SEPIC qui est connecté à un onduleur en pont. Ce montage est le premier composant de notre onduleur multiniveaux à

moyenne tension, spécialement conçu pour offrir une alimentation performante et stable à des charges qui requièrent des niveaux de tension plus élevés et une qualité de signal améliorée.

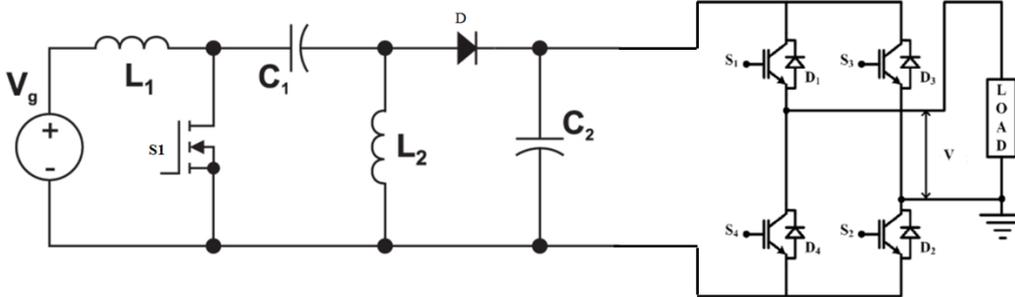


FIGURE 2.1 – Montage d’une cellule

Pour des applications à tension moyenne, il est possible qu’une seule cellule de conversion ne suffit pas . C’est ainsi que nous optons pour une configuration à plusieurs niveaux. Dans cette configuration, on utilise simultanément plusieurs cellules SEPIC et des onduleurs en pont afin d’accroître la tension de sortie globale. Cette méthode offre de nombreux bénéfices.

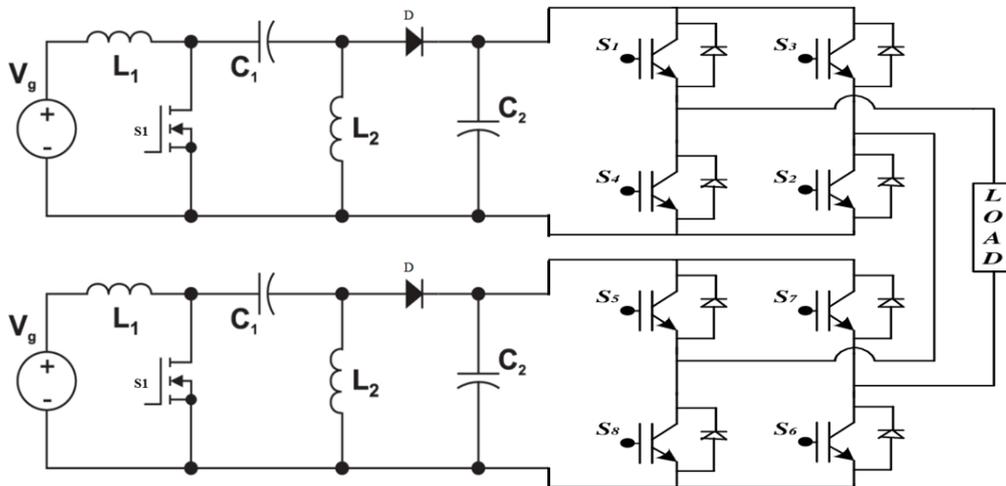


FIGURE 2.2 – Montage onduleur multiniveaux moyenne tension

### 2.4.2 Description d'interrupteur bidirectionnel

Le convertisseur DC/AC est réversible en courant, et l'interrupteur électronique doit assurer la circulation d'un courant aussi bien négatif que positif. Ainsi, comme le courant  $I$  change de sens après commutation, les interrupteurs doivent être unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant (réversibles en courant). Donc commandés à l'amorçage avec un blocage spontané (interrupteurs à trois segments) [35].

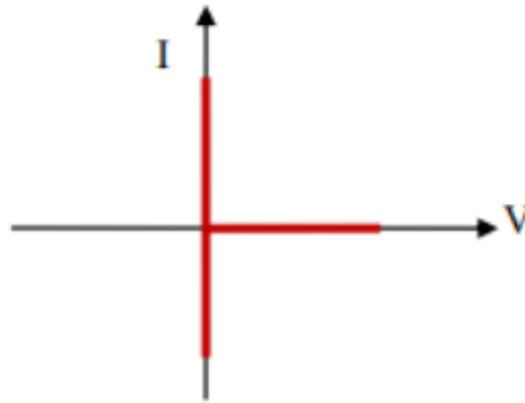


FIGURE 2.3 – Caractéristique statique de l'interrupteur

La solution technologique qui permet d'obtenir directement ce type de caractéristiques statique représentée sur la Figure :

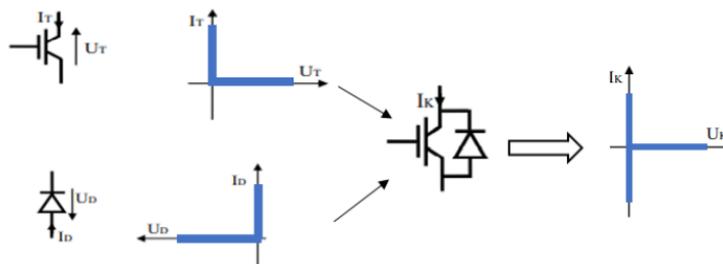


FIGURE 2.4 – L'interrupteur bidirectionnel en courant

**LIGBT** : LIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), est un composant hybride combinant les caractéristiques des transistors bipolaires et des MOSFET. Son fonctionnement repose sur une structure d'entrée similaire à celle d'un MOSFET, offrant un temps de commutation réduit mais des pertes en conduction plus élevées, augmentant avec  $V_{DS}$ . Malgré cela, les caractéristiques de sortie de LIGBT sont semblables à celles d'un transistor bipolaire, avec de faibles pertes en conduction mais un temps de commutation élevé. Cette conception unique permet à LIGBT de combiner la facilité de commande caractéristique du transistor à effet de champ, similaire au transistor MOSFET, avec la capacité de gérer des courants élevés et de minimiser les pertes par conduction propres au transistor bipolaire [36].

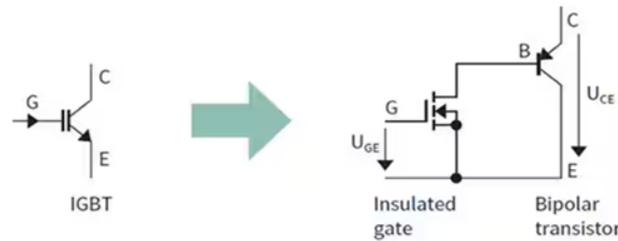


FIGURE 2.5 – Structure conceptuelle d’un IGBT montrant le MOSFET qui constitue la grille isolée et la structure du transistor bipolaire qui représente la section de tenue en puissance.

- **Le transistor MOSFET :** Le transistor MOSFET (Metal-Oxyde Semi-conducteur Field Affect Transistor) est un élément trans-conducteur, cest à dire un composant actif destiné à fournir une variation de courant circulant entre deux bornes Source (S) et Drain (D), à partir dune faible variation de tension appliquée sur un électrode de commande Grille (G).

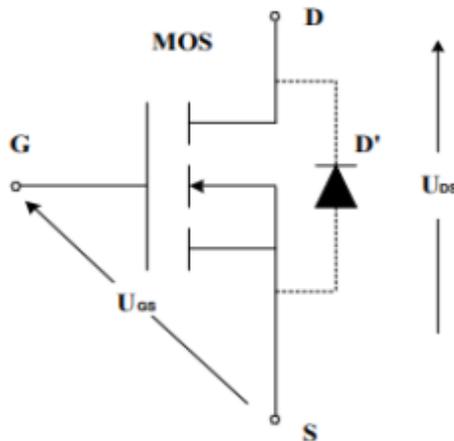


FIGURE 2.6 – Schéma électrique du MOSFET

Ce transistor à effet de champ possède par construction une diode D’ en parallèle inverse pour assurer la circulation du courant dans le sens contraire.

- **Analyse du comportement statique et dynamique des transistors MOSFET et IGBT** Les transistors MOS sont généralement utilisés pour des applications à faible puissance et à hautes fréquences. Leur conduction unipolaire entraîne des pertes de commutation réduites, mais une chute de tension élevée en mode de conduction à haute tension de blocage.

Le principal inconvénient du MOSFET réside dans la relation directe entre sa résistance à l’état passant ( $R_{DS(on)}$ ) et la tension de blocage ( $V_{BR}$ ) qu’il peut supporter à l’état bloqué. Cela entraîne des pertes de conduction élevées lorsque la tension de blocage augmente, limitant ainsi son utilisation à des applications de très faible puissance.

Le MOSFET a une vitesse de commutation plus élevée que l’IGBT.

En conclusion, le MOSFET est privilégié dans les applications nécessitant une faible puissance et une haute fréquence de commutation ( $> 40$  kHz), mais il devient inefficace lorsqu'il doit bloquer des tensions importantes. En revanche, dès que la puissance augmente et pour des fréquences inférieures à 50 kHz, l'IGBT est nettement plus recommandé [37].

- **Comment sélectionner un MOSFET pour un circuit de puissance :** Les MOSFET jouent un rôle crucial en garantissant une alimentation stable, une commutation rapide et des pertes minimales dans diverses applications. Comme il peut être tentant de croire qu'il existe un MOSFET idéal pour tout, il n'existe pas de MOSFET objectivement "meilleur" pour chaque système. Certains MOSFET ont une orientation spécifique vers des produits, des applications ou des industries. Certains se concentrent sur le créateur de haute puissance ou de basse puissance .

Différentes dimensions peuvent servir à comparer les MOSFET, allant des paramètres électriques de base à la performance en haute fréquence [38].

- o **Courant de Drain ( $I_d$ ) :** Il s'agit sans doute de la spécification la plus fréquemment employée pour choisir les meilleurs MOSFETs. Lorsqu'une résistance à l'état ON dépasse la limite de courant, la dissipation de chaleur dans le canal s'accélère et le composant échoue rapidement.
- o **Tension de Drain-Source ( $V_{ds}$ ) :** Le MOSFET doit pouvoir supporter la tension maximale qui peut apparaître entre le drain et la source.
- o **Résistance à l'état ON :** Une résistance minimale à l'état passant réduit les pertes de conduction et augmente l'efficacité. Il est essentiel de sélectionner un MOSFET offrant une  $R_{ds(on)}$  minimale afin de respecter les contraintes de coût et de dissipation thermique.

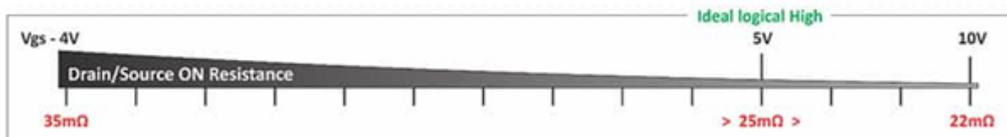


FIGURE 2.7 – Graphique montrant la résistance Drain/Source en fonction de la tension  $V_{gs}$

- o **Dissipation de Puissance et Gestion Thermique :** Il est nécessaire que le MOSFET puisse dissiper la chaleur produite pendant son fonctionnement. Il faut prendre en compte les caractéristiques thermiques du MOSFET ainsi que la capacité de refroidissement du circuit (radiateurs, ventilation, etc.).
- o **Mode d'amélioration vs mode d'appauvrissement :** Cela ne fait que déterminer la manière dont la grille est réglée afin de déclencher l'activation ou la désactivation du MOSFET lors du fonctionnement.

- **Temps de montée :** Pour les applications de commutation, telles que les convertisseurs à commutation, il est essentiel de prendre en compte le temps de montée. En utilisant un pilote d'impulsion PWM, il est recommandé que le temps de montée soit plus court que les impulsions fournies à la grille.
- **Tension de claquage :** Cela indique simplement la tension nécessaire pour amener la diode de corps en polarisation inverse. La plupart du temps, ces tensions sont assez élevées, mais elles demeurent significatives dans les systèmes de haute puissance qui pourraient fonctionner à polarité négative.

### 2.4.3 Convertisseur DC-DC SEPIC

Un convertisseur SEPIC est un convertisseur DC-DC indirect non réversible à stockage capacitif qui permet d'abaisser ou d'élever la tension de sortie. Le SEPIC est similaire au convertisseur buck-boost, mais il présente l'avantage d'avoir une sortie non inversée, ce qui signifie que la tension de sortie a la même polarité que la tension d'entrée. La tension de sortie du SEPIC dépend du rapport cyclique appliqué à l'interrupteur. Sa topologie est particulièrement adaptée aux applications de charge de batteries et à la correction du facteur de puissance (PFC), notamment grâce à l'inductance en série avec la source [39][40].

La Fig.1.3 donne le schéma de principe du hacheur SEPIC :

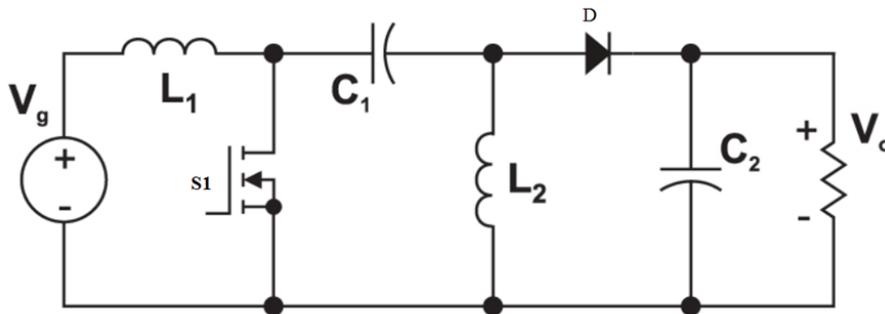


FIGURE 2.8 – Schéma de principe du hacheur SEPIC

#### 2.4.3.1 Principe de fonctionnement du convertisseur SEPIC

L'étude se divise en deux phases en fonction de l'état de conduction de l'interrupteur Q.

- **Phase de conduction [0 à  $\alpha T$ ] :** Durant cette phase, S1 se trouve en état passant (TON), ce qui entraîne une accumulation d'énergie. La tension aux bornes de l'inductance L1 est égale à  $V_e$ , tandis que le courant traversant L1 augmente de manière linéaire. Le condensateur C1 est en parallèle avec L2, et la tension aux bornes de L2 est identique à la tension du condensateur, égale à  $(-V_e)$ . La diode D est en polarisation inverse, donc

bloquée. Le courant de la charge est fourni par le condensateur  $C_2$ . Pendant cette période, le courant est stocké en  $L_1$  via l'entrée et en  $L_2$  via  $C_1$ .

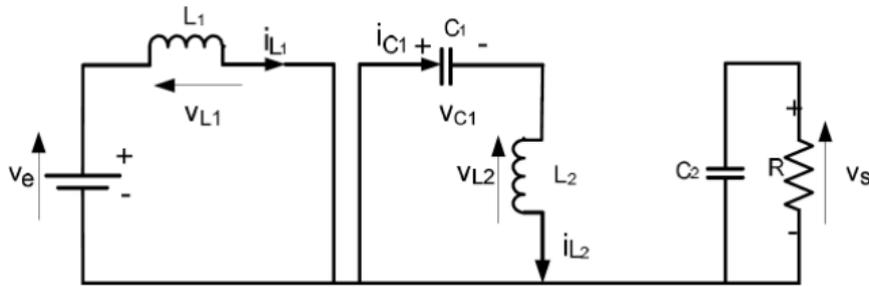


FIGURE 2.9 – Convertisseur SEPIC Durant l'état ON.

- **État de récupération**  $[\alpha T \text{ à } T]$  : Lorsque l'interrupteur  $S_1$  s'ouvre, la diode  $D$  commence à conduire. Pendant la phase de récupération,  $S_1$  est en état bloqué (OFF), et le courant dans  $L_1$  continue à circuler à travers  $C_1$  et la diode  $D$ , puis dans le condensateur  $C_2$ . Durant cet intervalle, le condensateur  $C_1$  se charge et se prépare pour le prochain cycle. De plus, le courant stocké dans  $L_2$  circule dans  $C_2$  et dans la charge, rendant  $C_2$  prêt pour le prochain cycle [41][42].

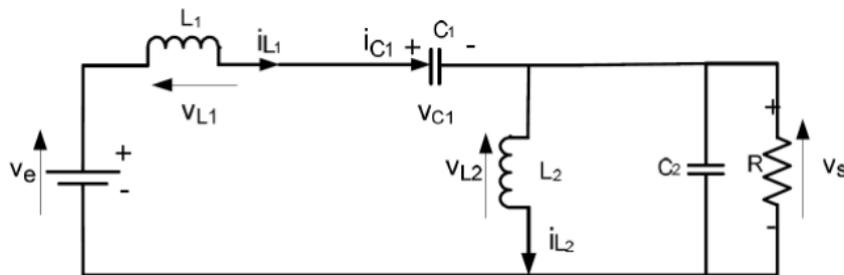


FIGURE 2.10 – Convertisseur SEPIC Durant l'état OFF.

La relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie du hacheur SEPIC est donnée par l'équation suivante :

$$V_s = \frac{\alpha}{1 - \alpha} V_e$$

Où  $\alpha$  représente le rapport cyclique. En négligeant les pertes, trois cas peuvent être distingués :

- Pour  $\alpha < 0.5$ , dans ce cas  $V_s < V_e$ , il s'agit d'un abaisseur.
- Pour  $\alpha > 0.5$ , dans ce cas  $V_s > V_e$ , il s'agit d'un élévateur.
- Pour  $\alpha = 0.5$ , dans ce cas  $V_s = V_e$ . [43]

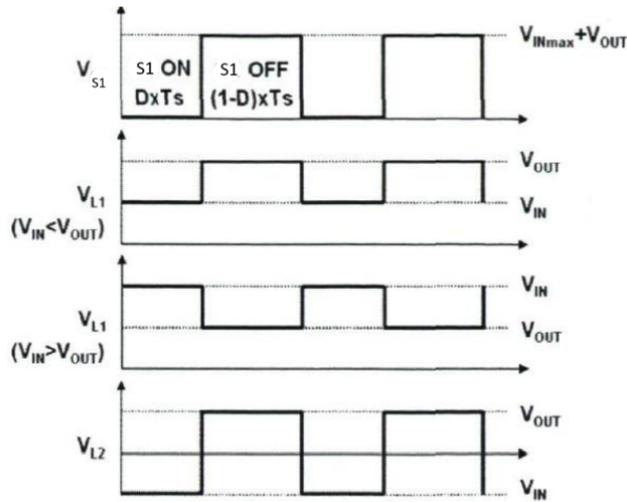


FIGURE 2.11 – Formes d’ondes de tensions d’un convertisseur SEPIC [44]

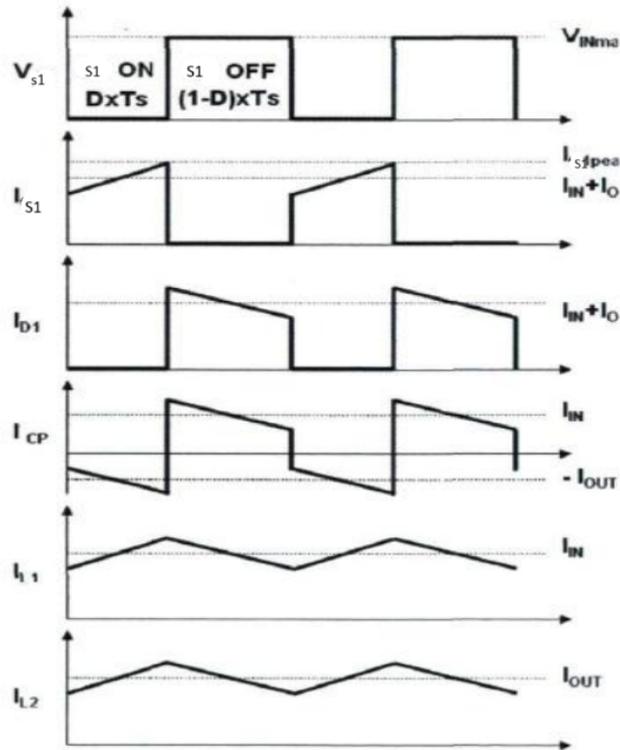


FIGURE 2.12 – Formes d’ondes de courants d’un convertisseur SEPIC [44]

### 2.4.3.2 Dimensionnement des composants pour convertisseur SEPIC

Rapport cyclique :

$$\alpha = \frac{V_{out} + V_D}{V_{out} + V_{in} + V_D} \quad (2.1)$$

**Inductances :** On autorise une ondulation de  $\Delta I$  le courant d'entrée maximal pour la tension d'entrée minimale. L'ondulation de courant est :

$$\Delta I_L = I_{IN} * \Delta I = I_{out} * \frac{V_{out}}{V_{IN(min)}} * \Delta I \quad (2.2)$$

Soit les valeurs d'inductances calculées par :

$$L1 = L2 = L = \frac{V_{IN(min)}}{\Delta I_L * f} * \alpha_{max} \quad (2.3)$$

Avec  $f$  : la fréquence de découpage.

Pour s'assurer que le courant dans l'inductance ne sature pas, le courant crête est donné par :

$$I_{L1(peak)} = I_{out} * \frac{V_{out} + V_D}{V_{IN(min)}} * \left(1 + \frac{\Delta I}{2}\right) \quad (2.4)$$

$$I_{L2(peak)} = I_{out} * \left(1 + \frac{\Delta I}{2}\right) \quad (2.5)$$

Si les inductances  $L1$  et  $L2$  sont bobinées sur le même circuit magnétique, les valeurs d'inductances sont remplacées par  $2L$  à cause de la mutuelle inductance. Les valeurs d'inductances sont alors :

$$L1' = L2' = \frac{L}{2} = \frac{V_{IN(min)}}{\Delta I_L * f * 2} * \alpha_{max} \quad (2.6)$$

**Condensateur de couplage :** Le condensateur de couplage doit être capable de laisser passer le courant efficace donné par :

$$I_{C1(rms)} = I_{out} * \sqrt{\frac{V_{out} + V_D}{V_{IN(min)}}} \quad (2.7)$$

Le condensateur est dimensionné à partir de l'ondulation de tension crête à crête voulue définie par  $\Delta V$  :

$$C1 = \frac{I_{out} * \alpha_{max}}{\Delta V * v_{IN} * f} \quad (2.8)$$

**Condensateur de filtrage :** Le condensateur  $C2$  à la sortie du convertisseur SEPIC permet de filtrer la tension et de maintenir celle-ci constante. La formule permettant de dimensionner

le condensateur est donnée par :

$$C2 = \frac{I_{out} * \alpha_{max}}{V_{ripple} * V_{out} * 0.5 * f} \quad (2.9)$$

Avec  $I_{out}$  le courant dans la charge,  $V_{ripple}$  l'ondulation de tension.

**Transistor :** Le transistor doit être capable de supporter une tension  $V_k = V_{in} + V_{out}$ , et être traversé par un courant crête égal à :

$$I_{k(peak)} = I_{L1(peak)} + I_{L2(peak)} \quad (2.10)$$

Le courant efficace est donné par :

$$I_{k(rms)} = I_{out} \sqrt{\frac{(V_{out} + V_{in(min)} + V_D) * (V_{out} + V_D)}{(V_{in(min)})^2}} \quad (2.11)$$

Il faudra veiller à ce que la puissance dissipable par le transistor soit inférieure aux pertes par conduction et par commutations (voir Radiateur).

**Diode :** La diode possède les mêmes contraintes que le transistor, elle doit supporter un courant  $I_{D(peak)} = I_{k(peak)}$ . Elle doit résister à une tension inverse de  $V_D = V_{in(max)} + V_{out(max)}$ . Le courant moyen dans la diode est égal au courant de sortie  $I_{out}$ . Il faudra veiller à ce que la puissance dissipable par la diode soit inférieure aux pertes par conduction et par commutations (voir Radiateur). Il est recommandé de choisir des diodes Schottky pour limiter ses pertes.

#### 2.4.4 Etude du circuit de l'onduleur en demi pont

La configuration est connue sous le nom de configuration demi-pont.

Le transistor Q1 est passant pendant un temps  $T_0/2$ , ce qui rend la tension instantanée aux bornes de la charge  $V_o = V_{12}$ .

Si le transistor Q2 est rendu passant à l'instant  $T_0/2$  en désactivant Q1, alors  $-V/2$  apparaît aux bornes la charge.

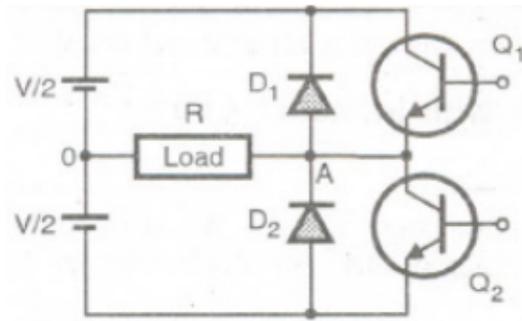


FIGURE 2.13 – Onduleur Demi Pont [45]

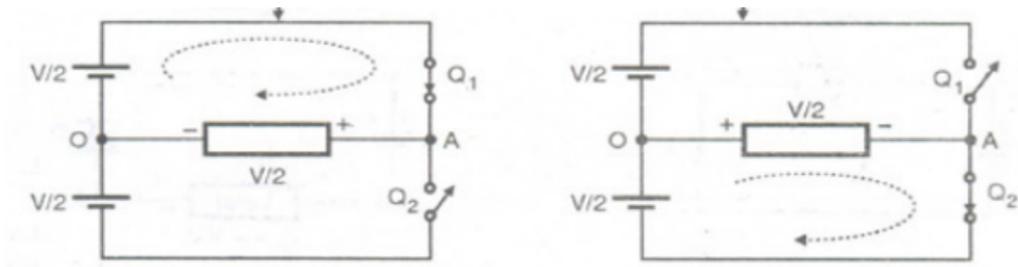


FIGURE 2.14 – Formes d'onde de tension et de courant d'une charge résistive pour onduleur en demi-pont [45]

Divisons l'opération en quatre intervalles. Nous commençons l'explication à partir du deuxième intervalle de temps II à  $t_2$  car au début de cet intervalle le transistor  $Q_1$  commencera à conduire.

- **Intervalle II ( $t_1 - t_2$ )** :  $Q_1$  est passant à l'instant  $t_1$ , la tension de charge est égale à  $+V/2$  et le courant de charge positif augmente progressivement. A l'instant  $t_2$ , le courant de charge atteint la valeur maximale. Le transistor  $Q_1$  est bloqué à cet instant. En raison de la même polarité de tension de charge et de courant de charge, l'énergie est stockée par la charge.

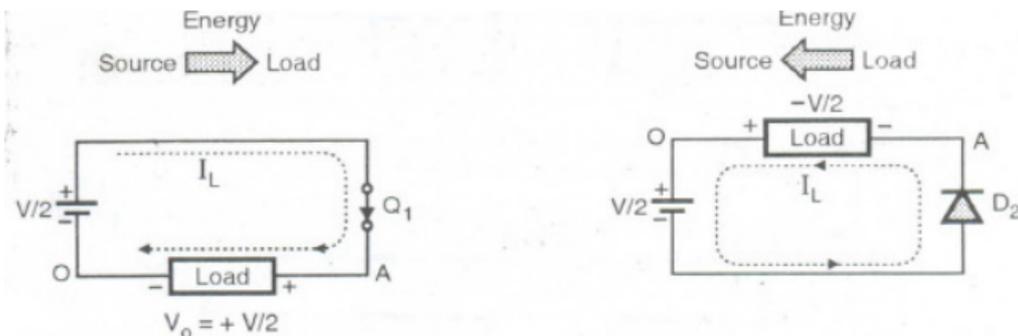


FIGURE 2.15 – (a) circuit à l'intervalle II ( $t_1 - t_2$ ), (b) Equivalent du circuit à l'intervalle III ( $t_2 - t_3$ ) [45]

- **Intervalle III ( $t_2 - t_3$ )** : En raison de la charge inductive, la direction du courant de charge restera la même même après la désactivation de  $Q_1$ . La tension auto-induite aux

bornes de la charge sera négative. Le courant de charge traverse la moitié inférieure de l'alimentation et D2, comme indiqué sur la figure 2.16 (b). Dans cet intervalle, l'énergie stockée dans la charge est renvoyée vers la moitié inférieure de la source et la tension de charge est fixée à  $-V/2$ .

- **Intervalle IV ( $t_3 - t_4$ ) :**

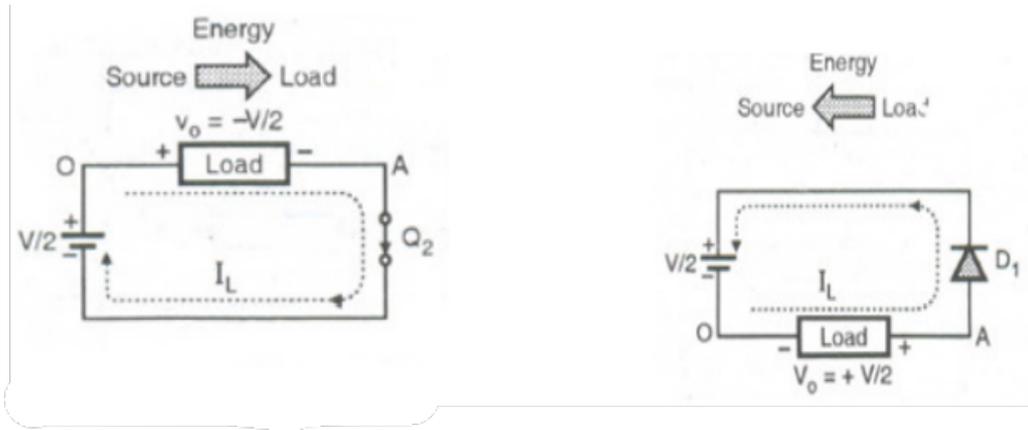


FIGURE 2.16 – (a) circuit à l'intervalle IV ( $t_3 - t_4$ ) , (b) circuit à l'intervalle I ( $t_0 - t_1$ ) [45]

À l'instant  $t_3$ , le courant de charge passe à zéro, indiquant que toute l'énergie stockée a été restituée à la moitié inférieure de l'alimentation. A l'instant  $t_3$   $Q_2$  est activé. Cela produira une tension de charge négative  $v_0 = -V/2$  et un courant de charge négatif. Le courant de charge atteint un pic négatif à la fin de cet intervalle.

- **Intervalle I ( $t_4 - t_5$ ) ou ( $t_0 - t_1$ ) :** La période de conduction des transistors dépend du facteur de puissance de charge. Pour une charge purement inductive, un transistor ne conduit que pendant  $T_0/2$  ou  $90^\circ$ . En fonction du facteur de puissance de la charge, cette période de conduction du transistor variera entre  $90^\circ$  et  $180^\circ$  ( $180^\circ$  pour une charge purement résistive).

#### 2.4.4.1 Paramètres de performance des onduleurs :

La sortie des onduleurs pratiques contient des harmoniques et la qualité d'un onduleur est normalement évalué en termes de paramètres de performance suivants :

- Facteur harmonique de la nième harmonique.
- Distorsion harmonique totale.
- Facteur de distorsion.
- Harmonique d'ordre le plus bas.

#### Facteur harmonique de la nième harmonique :

Le facteur harmonique est une mesure de la contribution des harmoniques individuelles. Il est

défini comme le rapport entre la tension efficace d'un composant harmonique particulier et la valeur efficace du composant fondamental.

$$HF_n = \frac{V_{on \text{ rms}}}{V_{o1 \text{ rms}}} \quad (2.12)$$

Où :  $V_{on \text{ rms}}$  = Rms value of the  $n^{\text{th}}$  harmonic of output voltage.

et :  $V_{o1 \text{ rms}}$  = Rms value of the fundamental component.

**Distorsion harmonique totale :**

La distorsion harmonique totale est une mesure de l'amplitude totale des harmoniques présentes dans la sortie de l'onduleur à l'exception de la composante fondamentale. En d'autres termes, c'est une mesure de la ressemblance en forme entre une forme d'onde et sa composante fondamentale.

La THD est définie comme :

$$THD = \frac{1}{V_{01 \text{ rms}}} \left( \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \text{ on rms} \right)^{1/2} \quad (2.13)$$

$$= \frac{1}{V_{01 \text{ rms}}} \left( V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots \right)^{1/2} \quad (2.14)$$

où  $V_2, V_3, \dots$  sont les tensions efficaces aux fréquences harmoniques de deuxième, troisième ordre, etc. La DHT donne ainsi le contenu harmonique total.

**Facteur de distorsion :**

La THD donne le contenu harmonique total mais n'indique pas le niveau de chaque composante harmonique.

Si un filtre est utilisé à la sortie de l'onduleur, les harmoniques d'ordre supérieur seraient atténuées plus efficacement. Par conséquent, il est important de connaître à la fois la fréquence et l'amplitude de chaque harmonique.

Le facteur de distorsion indique la quantité de distorsion harmonique qui reste dans une forme d'onde particulière après que les harmoniques de cette forme d'onde aient été soumis à une atténuation du second ordre (c'est-à-dire divisée par  $n^2$ ).

Ainsi, le facteur de distorsion est une mesure de l'efficacité dans la réduction des harmoniques indésirables sans avoir à spécifier les valeurs d'un filtre de charge de second ordre. Le facteur de distorsion (FD) est défini comme :

$$FD = \frac{1}{V_{01 \text{ rms}}} \left[ \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left( \frac{V_n \text{ on rms}}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.15)$$

$$= \frac{1}{V_{01 \text{ rms}}} \left[ \left( \frac{V_2}{2^2} \right)^2 + \left( \frac{V_3}{3^2} \right)^2 + \left( \frac{V_4}{4^2} \right)^2 + \dots \right]^{1/2} \quad (2.16)$$

### Harmonique d'ordre le plus bas

L'harmonique d'ordre le plus bas est la composante harmonique dont la fréquence est la plus proche de celle de la composante fondamentale et dont l'amplitude est supérieure ou égale à 3% de la composante fondamentale.

### 2.4.5 Etude de l'onduleur en pont monophasé :

Un onduleur en pont monophasé est illustré à la Fig.2.18. Il se compose de quatre transistors. Ces transistors sont activés et désactivés par paires de Q1, Q2 et Q3 Q4.

Afin de développer une tension positive  $+ V$  aux bornes de la charge, les transistors Q1 et Q2 sont activés simultanément alors que pour avoir une tension négative  $- V$  aux bornes de la charge, nous devons allumer les appareils Q3 et Q4.

Les diodes D1, D2, D3 et D4 sont connues sous le nom de diodes de rétroaction, car la rétroaction d'énergie se fait par ces diodes lorsque la charge est inductive.

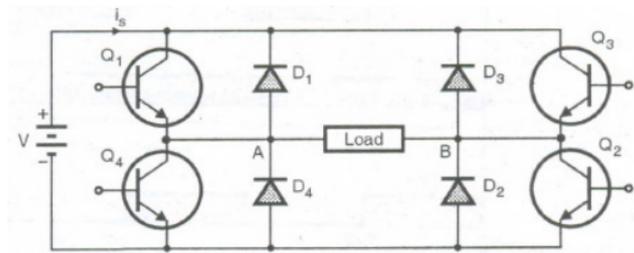


FIGURE 2.17 – onduleur monophasé en pont complet [45]

#### 2.4.5.1 Fonctionnement avec charge résistive

Avec la charge purement résistive, l'onduleur en pont fonctionne à deux intervalles différents dans un cycle de sortie.

- **Mode I (0 -  $T_0/2$ )** : Les transistors Q1 et Q2 conduisent simultanément dans ce mode. La tension de charge est de  $+ V$  et le courant de charge circule de A à B. Le circuit équivalent pour le mode 1 est tel qu'illustré sur la Fig.8.8 (a). À  $t = T_0/2$ , Q1 et Q2 sont désactivés et Q3 et Q4 sont activés.

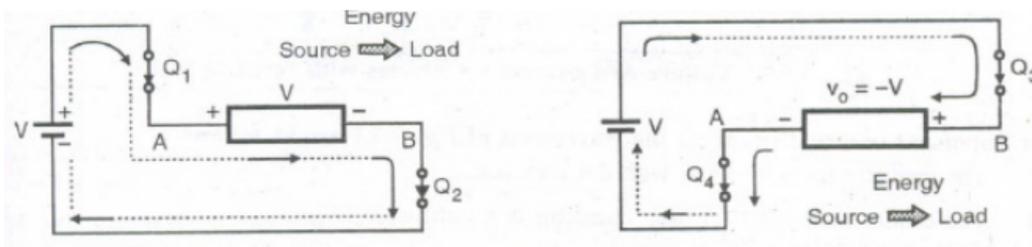


FIGURE 2.18 – (a) Mode I (b) Mode II [45]

- **Mode II ( $T_0/2 - T_0$ ) :**

- o À  $t = T_0/2$ , Q3 et Q4 sont activés et Q1 et Q2 sont désactivés. La tension de charge est de  $V$  et le courant de charge circule de B vers A. Le circuit équivalent pour le mode II est illustré sur la figure 2.19(b).
- o À  $t = T_0$ , Q3 et Q4 sont désactivés et Q1 et Q2 sont réactivés.
- o La charge étant résistive, elle ne stocke aucune énergie. Les diodes de rétroaction ne sont donc pas efficaces ici.

Les observations sont les suivantes :

- Le courant de charge est en phase avec la tension de charge.
- La période de conduction pour chaque transistor est de  $1t$  radians ou 180°.
- Courant de crête à travers chaque transistor =  $V/R$ .
- Courant moyen à travers chaque transistor =  $V/2R$ .
- Tension directe de crête aux bornes de chaque transistor =  $V$  volts.

**2.4.5.2 Fonctionnement avec charge RL**

Le fonctionnement du circuit peut être divisé en quatre intervalles ou modes.

- **Mode I ( $t_1 - t_2$ ) :**

A l'instant  $t_1$ , la paire de transistors Q1 et Q2 est rendue passante. Les transistors sont considérés comme des commutateurs idéaux. Par conséquent, le point A est connecté au point positif de la source  $V$  via Q, et le point B est connecté au point négatif de l'alimentation d'entrée.

La tension de sortie  $V_o = + V$  comme indiqué sur la figure 2.20 (a). Le courant de charge commence à augmenter de façon exponentielle en raison de la nature inductive de la charge.

Le courant instantané traversant Q1 et Q2 est égal au courant de charge instantané. L'énergie est stockée dans la charge inductive pendant cet intervalle de fonctionnement.

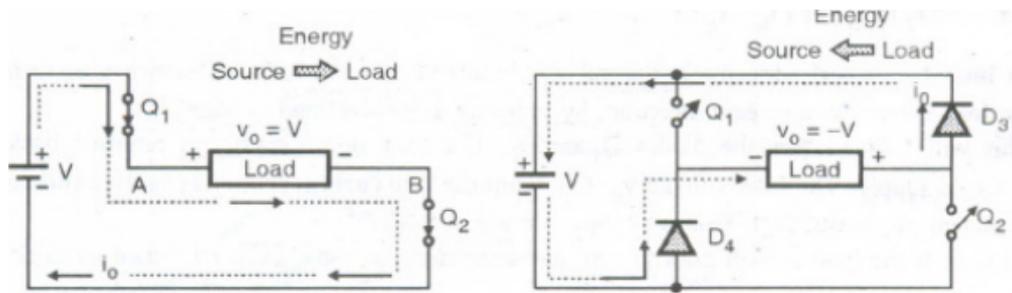


FIGURE 2.19 – (a) Mode I ( $t_1 - t_2$ ) (b) Mode II ( $t_2 - t_3$ ) [45]

- **Mode II ( $t_2 - t_3$ ) :**

A l'instant  $t_2$ , les transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  sont bloqués. Mais le courant de charge ne tombe pas instantanément à 0, en raison de sa nature inductive.

Ainsi, afin de maintenir le flux de courant dans la même direction, il existe une tension auto-induite aux bornes de la charge. La polarité de cette tension est exactement opposée à celle du mode précédent.

Ainsi, la tension de sortie devient négative égale à  $-V$ . Mais le courant de charge continue maintenant dans la même direction, via  $D_3$  et  $D_4$ .

Ainsi, l'énergie stockée dans l'inductance de charge est renvoyée à la source dans ce mode. Les diodes  $D_1$  à  $D_4$  sont donc appelées diodes de rétroaction.

Le courant de charge diminue de façon exponentielle et passe à 0 à l'instant  $t_3$  lorsque toute l'énergie stockée dans la charge est renvoyée à l'alimentation.  $D_3$  et  $D_4$  sont éteints à  $t_3$ .

- **Mode III ( $t_3 - t_4$ ) :**

A l'instant  $t_3$ ,  $Q_3$  et  $Q_4$  sont allumés simultanément. La tension de charge reste négative égale à  $-V$  mais le sens du courant de charge s'inversera et deviendra négatif.

Le courant augmente de façon exponentielle dans le sens négatif. Et la charge stocke à nouveau de l'énergie) dans ce mode de fonctionnement. Ceci est comme le montre la figure 2.21(a).

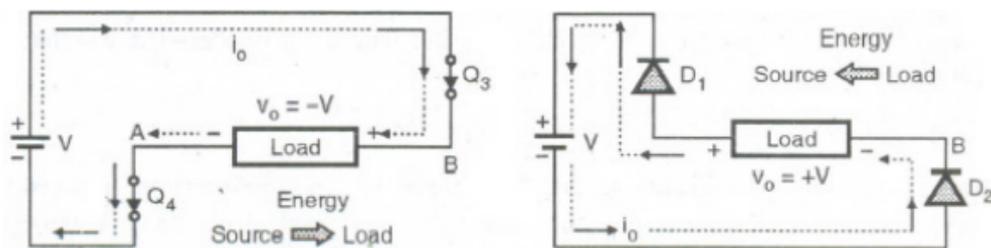


FIGURE 2.20 – (a) Mode III ( $t_3 - t_4$ ) (b) Mode IV ( $t_4 - t_5$ ) ou ( $t_0 - t_1$ ) [45]

- **Mode IV ( $t_4 - t_5$ ) ou ( $t_0 - t_1$ ) :**

A l'instant  $t_4$  ou bien les transistors  $Q_3$  et  $Q_4$  sont bloqués. L'inductance de charge tente

de maintenir le courant de charge dans le même sens, en induisant une tension de charge positive.

Cela polarisera en direct les diodes D1 et D2. L'énergie stockée par la charge est renvoyée à l'alimentation CC d'entrée. La tension de charge  $V_o = +V$  mais le courant de charge reste négatif et diminue de façon exponentielle vers 0. Ceci est comme le montre la Fig. 2.21(b).

À  $t_5$  ou  $t_1$ , le courant de charge passe à zéro et les transistors Q1 et Q2 peuvent être à nouveau passants.

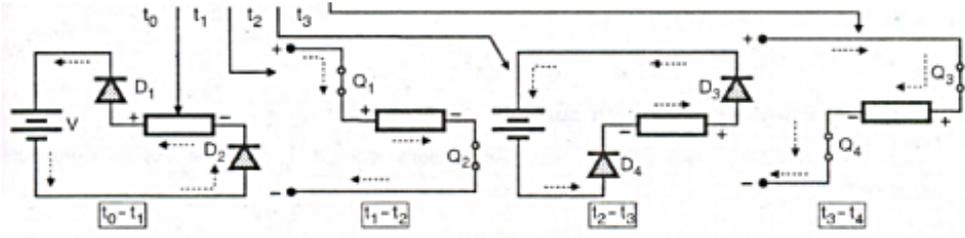


FIGURE 2.21 – Formes d'onde de tension et de courant pour onduleur en pont monophasé avec charge RL. [45]

### 2.4.5.3 Analyse d'un onduleur en pont

#### Tension efficace de sortie :

La tension efficace de sortie peut être trouvée à partir de la forme d'onde de la tension de sortie comme :

$$V_{\text{rms}} = \left[ \frac{1}{T_0/2} \int_0^{T_0/2} v^2 dt \right]^{1/2} \quad (2.17)$$

$$V_{\text{rms}} = \left[ \frac{2V^2}{T_0} \left( \frac{T_0}{2} - 0 \right) \right]^{1/2} = V \text{ volts} \quad (2.18)$$

#### Représentation en série de Fourier :

- La tension de sortie instantanée peut être exprimée en série de Fourier comme suit :

$$v_o(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \sin n\omega t \quad (2.19)$$

Ce qui signifie :

$$v_o(\omega t) = \left( \frac{4V}{\pi} \sin \omega t + \frac{4V}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{4V}{5\pi} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (2.20)$$

Cette équation indique les choses suivantes :

1. La forme d'onde de la tension de sortie contient uniquement des composantes harmoniques

d'ordre impair, c'est-à-dire 1, 3, 5, 7, ...

2. Les harmoniques d'ordre pair (c'est-à-dire  $n = 2, 4, 6, \dots$ ) sont automatiquement annulés.

### Impédance et amplitude harmonique :

Impédance et amplitude harmonique :

Dans cette équation  $Z_n = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}$  est l'impédance offerte par la charge à la  $n^{\text{ème}}$  composante harmonique et  $\frac{4V}{n\pi}$  est l'amplitude de crête de la  $n^{\text{ème}}$  tension harmonique.

Et  $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$ .

### 2.4.6 Onduleur en cascade :

La stabilisation du plasma a été l'une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont en 1988. Cette méthode modulaire a également été élargie pour englober les systèmes triphasés. Il est indéniable que les difficultés et le coût des sources isolées pour chaque pont ne constituent pas un désavantage majeur, car ils sont compensés par les bénéfices de la construction modulaire. Le principal bénéfice de cette méthode réside dans la simplicité de la maintenance de ce type d'onduleur, en plus de fournir une méthode très pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système.

### 2.4.7 Modélisation de l'onduleur multiniveaux de type cascade :

#### 2.4.7.1 Onduleur en cascade à trois niveaux :

**2.4.7.1.1 Structure :** L'architecture d'un convertisseur cascade multi-niveaux repose sur la série d'onduleurs monophasés. Les cellules y sont reliées en étoile, mais elles peuvent aussi être reliées en triangle.

La configuration en étoile est courante dans les applications où l'on a besoin d'un neutre, par exemple dans les systèmes triphasés pour équilibrer les charges. Cependant il est courant d'utiliser la configuration en triangle dans les systèmes où une forte puissance est requise et où l'équilibre des phases est plus facile à gérer. La source continue alimente chaque cellule de l'onduleur, constituée de quatre interrupteurs unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Il est essentiel d'isoler les sources les unes des autres de manière galvanique. Cela est crucial pour éviter les court-circuit lorsqu'elles sont mises en série, c'est-à-dire lorsqu'elles sont connectées de manière à ce que le courant passe d'une source à l'autre en suivant un chemin continu sans interférence [46].

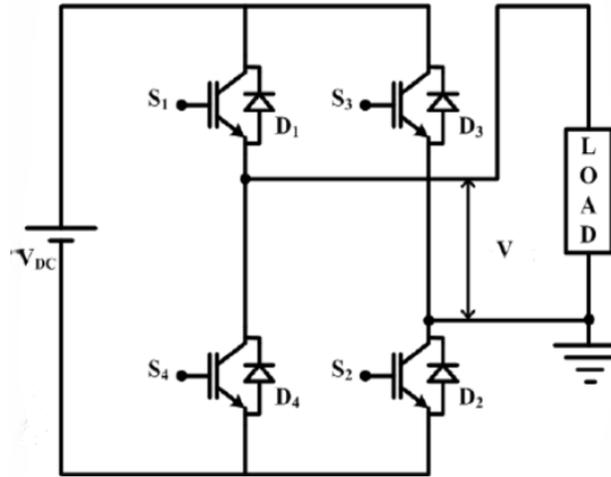


FIGURE 2.22 – Onduleur en Pont H.

**2.4.7.1.2 Principe de fonctionnement :** Afin d’approfondir notre compréhension du fonctionnement de la cascade à trois niveaux de tension, nous allons restreindre notre étude à sa structure monophasée.

Un bras d’onduleur à trois niveaux de type cascade présente la même structure que celle d’un onduleur monophasé classique en pont complet, Toutefois, la méthode de contrôle diffère, ce qui donnera accès aux trois niveaux de tension.

les interrupteurs d’un convertisseur en cascade ont un temps de conduction réduit par rapport à celui des interrupteurs d’un convertisseur classique à deux niveaux, chaque interrupteur bloque une tension de  $V_{DS}/2$  dans le cas d’un onduleur en cascade à trois niveaux, plutôt que  $E$  pour l’onduleur classique à deux niveaux. Chaque fois que le niveau de tension change, deux interrupteurs se déplacent. Il est donc moins fréquent de solliciter les interrupteurs d’un onduleur en série que ceux d’un onduleur à deux niveaux. Un autre aspect crucial est que chaque fois que le niveau de tension change, un seul interrupteur change d’état. Cela diminue grandement les pertes liées aux commutations.

L’objectif visé est donc de définir les valeurs que la tension  $V$  peut prendre pour les différents états des interrupteurs, afin de présenter les séquences de conductions des interrupteurs.[47]

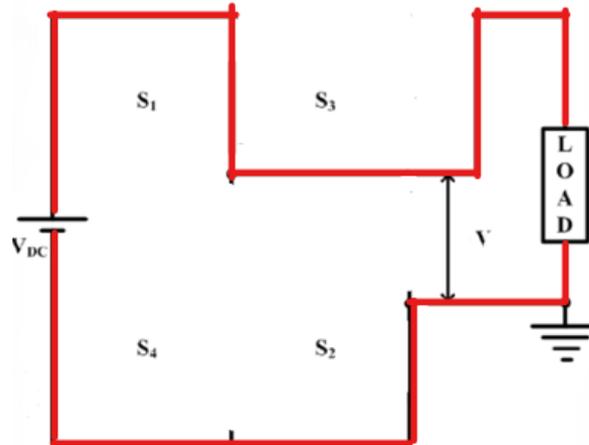
Tension de sortie	S1	S2	S3	S4
$+V_{DS}$	1	1	0	0
0	1	0	1	0
	0	1	0	1
$-V_{DS}$	0	0	1	1

TABLE 2.1 – Commande d’onduleur en pont H

- **Séquences 1** : : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, les interrupteurs :  $S_1, S_2$  sont passants et  $S_3, S_4$  sont bloqués comme le montre la figure. Et la tension de sortie  $V_s = +V_{DS}$ .

FIGURE 2.23 – Onduleur en Pont H : Niveau  $+V_{DS}$ .



- **Séquences 2** : Génération du niveau intermédiaire

Dans ce cas, les interrupteurs  $S_4, S_2$  sont passants et  $S_1, S_3$  sont bloqués, ou  $S_1, S_3$  sont passants et  $S_2, S_4$  sont bloqués. Et la tension de sortie  $V = 0$ .

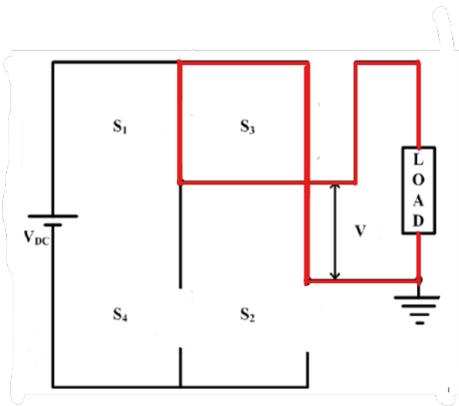


FIGURE 2.24 – (a) Onduleur en Pont H : Niveau 0.

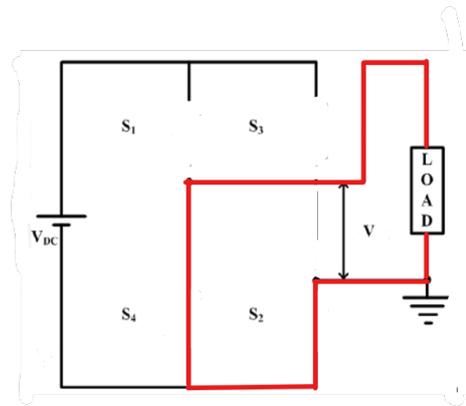


FIGURE 2.25 – (b) Onduleur en Pont H : Niveau 0.

- **Séquences 3** : Génération du niveau minimum

Dans ce cas : les interrupteurs  $S_1, S_2$  sont bloqués et  $S_3, S_4$  sont passants comme le montre la figure. Et la tension de sortie  $V = -V_{DS}$ .

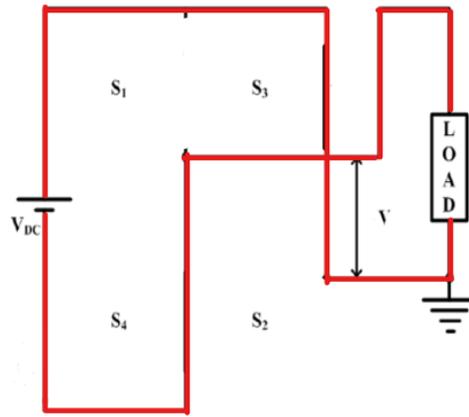


FIGURE 2.26 – Onduleur en Pont H : Niveau  $-V_{DS}$ .

Pour visualiser les séquences de fonctionnement, la forme d'onde de la tension de sortie et les états des interrupteurs sont représentés sur la figure 3.29 :

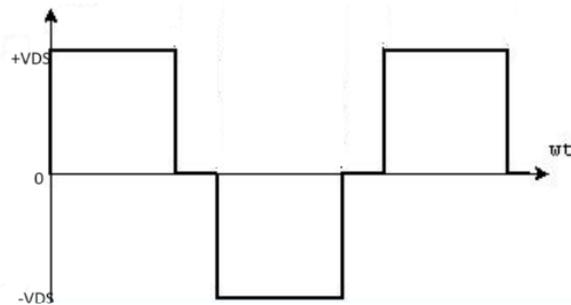


FIGURE 2.27 – Formes d'ondes d'un bras d'onduleur en cascade à trois niveaux

## 2.4.7.2 Onduleur à cinq niveaux de type cascade

**2.4.7.2.1 Structure** La structure d'un bras d'onduleur de tension en cascade à cinq niveaux est représentée par la figure

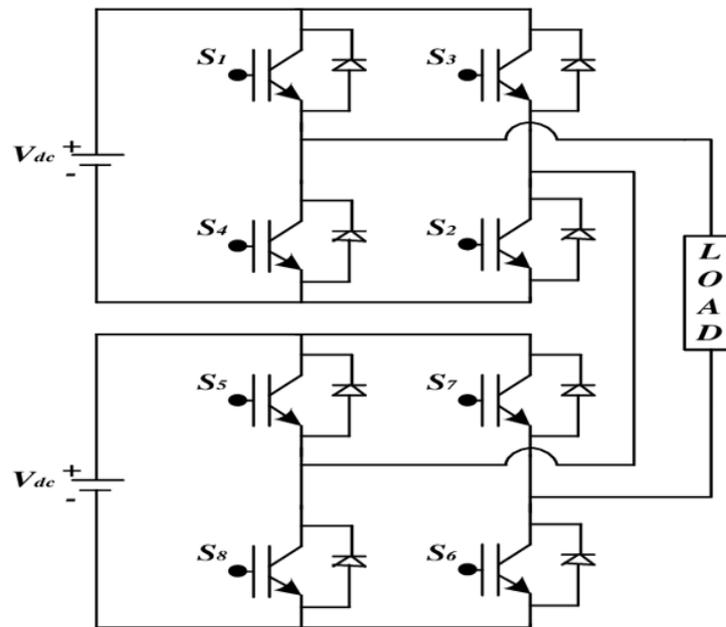


FIGURE 2.28 – Onduleur H-bridge à cinq niveaux.

**2.4.7.2.2 Principe de fonctionnement** La structure d'un convertisseur en cascade à cinq niveaux, qui consiste en deux ponts en H disposés en série, est illustrée sur le schéma. Cette configuration permet d'obtenir une tension de sortie qui est la somme des tensions générées par chacun des deux onduleurs classiques.

Le signal de la tension de sortie obtenue présente plus de paliers dans ce cas que celui à trois niveaux. Ce qui implique logiquement un signal plus proche d'une sinusoïdale.

Un autre point important est qu'à chaque changement de niveau de tension, nous avons deux interrupteurs qui changent d'états alors que dans le cas de l'onduleur trois niveaux on a seulement une seule commutation à chaque changement de niveau.

L'augmentation du nombre de niveaux, ramène la tension de sortie à plusieurs paliers sous forme d'escalier. Ceci permet de mieux approcher de la sinusoïde. La tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux suggère des tensions plus élevées pour des applications de forte puissance.

Les cinq états de commutation sont résumés au tableau suivant :

TABLE 2.2 – États de commutation dun onduleur cascade à 5 niveaux

Interrupteurs	0	$V_{ds}$	$2V_{ds}$	$V_{ds}$	0	$-V_{ds}$	$-2V_{ds}$	$-V_{ds}$
S1	1	1	1	1	1	0	0	0
S2	0	1	1	1	0	0	0	0
S3	1	0	0	0	1	1	1	1
S4	0	0	0	0	0	1	1	1
S5	1	1	1	1	1	1	0	1
S6	0	0	1	0	0	0	0	0
S7	1	1	0	1	1	1	1	1
S8	0	0	0	0	0	0	1	0

Comme pour le cas de trois niveaux, nous avons les cinq séquences de fonctionnements suivantes pour le convertisseur en cascade à cinq niveaux de tensions :

- **Séquences 1 :**

Les interrupteur S1, S3, S5, S7 sont passants et S4,S2,S6,S8 sont bloqués, On a alors 0 en tension de sortie dans les deux ponts haut et bas. Donc la tension de sortie du pont en H est :  $V_s = 0$ .

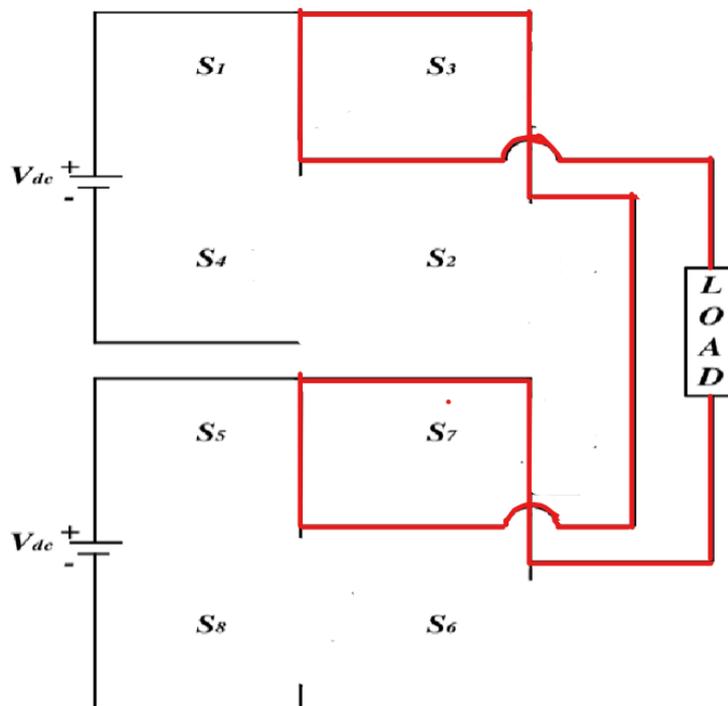


FIGURE 2.29 – Onduleur H-bridge à cinq niveaux : Niveau 0.

- **Séquence 2 :**

Les interrupteurs S1, S2, S5, S7 sont passants et S3, S4,S6, S8 sont bloqués, On a  $+V_{ds}$  à la sortie du premier pont, mais 0 à la sortie du second pont. D'où la tension  $V_s = +V_{ds}$

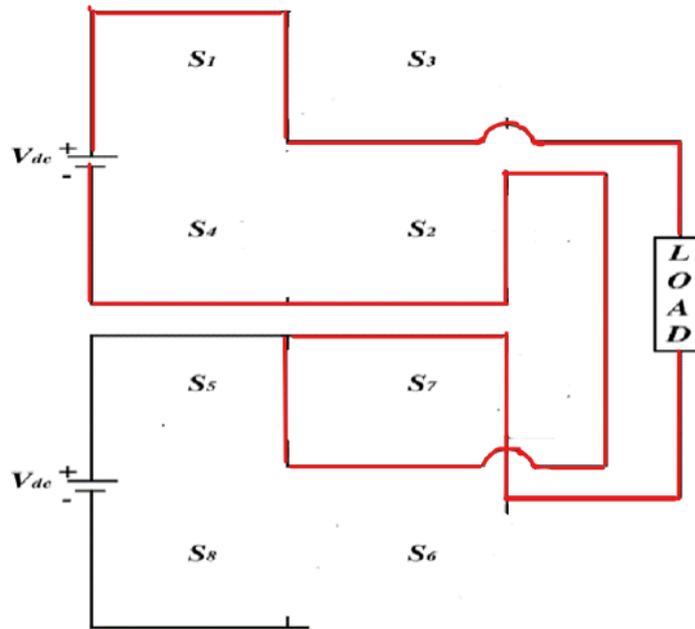


FIGURE 2.30 – Onduleur H-bridge à cinq niveaux : Niveau  $+V_{ds}$ .

- Séquence 3 :

Les interrupteurs S1, S2, S5, S6. Sont passants et S3, S4, S7, S8 sont bloqués. Dans ce cas le premier pont du haut fournit une tension de sortie  $+V_{ds}$  avec celui du bas. D'où la tension de sortie :  $V_s = +V_{ds} + V_{ds} = +2V_{ds}$ .

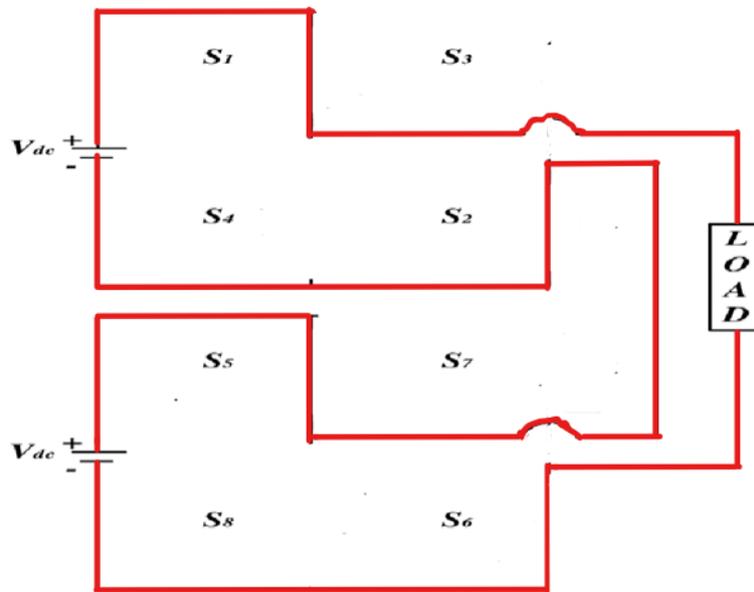


FIGURE 2.31 – Onduleur H-bridge à cinq niveaux : Niveau  $+2V_{ds}$ .

- Séquences 4 :

Les interrupteurs S3, S4, S5, S7 sont passants et S1, S2, S6, S8 sont bloqués, On a  $-V_{ds}$  à la sortie du premier pont, mais 0 à la sortie du second pont. D'où la tension  $V_s = -V_{ds}$ .

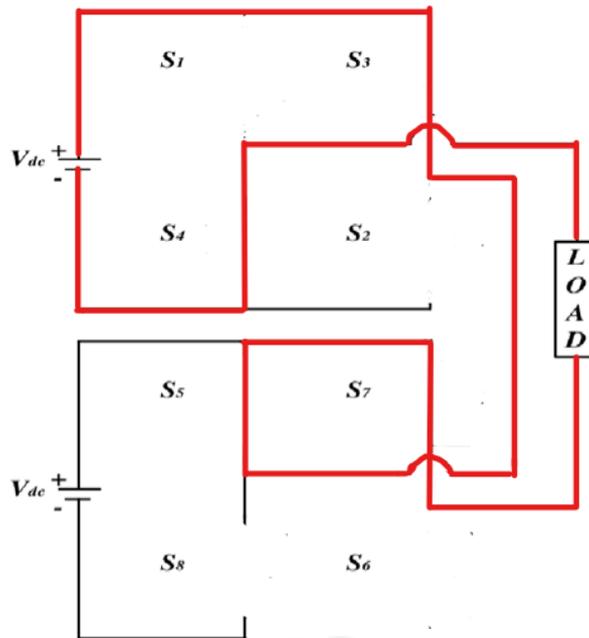


FIGURE 2.32 – Onduleur H-bridge à cinq niveaux : Niveau  $-V_{DS}$ .

- **Séquences 5** : Niveau  $-2V_{DS}$ .

Les interrupteurs S3, S4, S7, S8. Sont passants et S1, S2, S5, S6 sont bloqués. Dans ce cas le premier pont du haut fournit une tension de sortie  $-V_{DS}$ . avec celui du bas. D'où la tension de sortie :  $V_s = -V_{DS} - V_{DS} = -2V_{DS}$ .

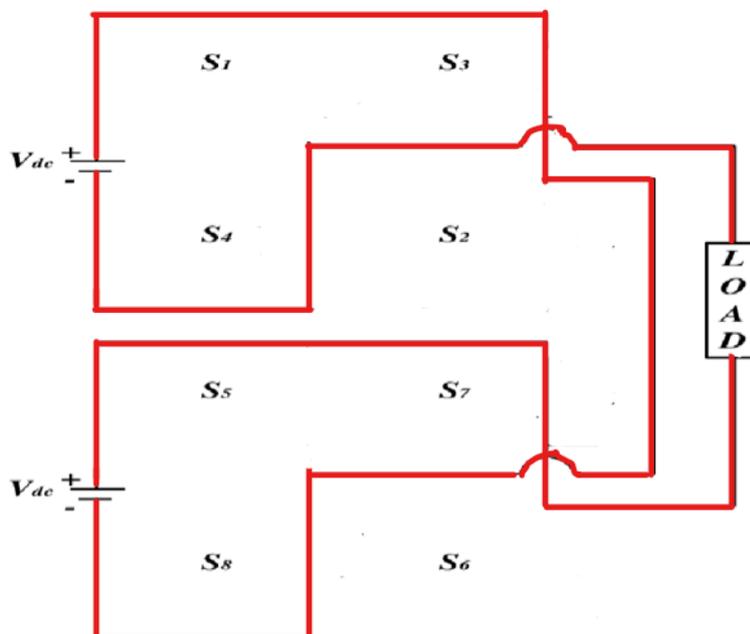


FIGURE 2.33 – Onduleur H-bridge à cinq niveaux : Niveau  $-2V_{DS}$ .

Le signal de tension de sortie du modèle à plusieurs niveaux dépasse celui à trois niveaux, offrant ainsi une forme d'onde plus proche d'une sinusoïde. La relation entre la forme de la tension de sortie et les états des interrupteurs est illustrée dans la figure.

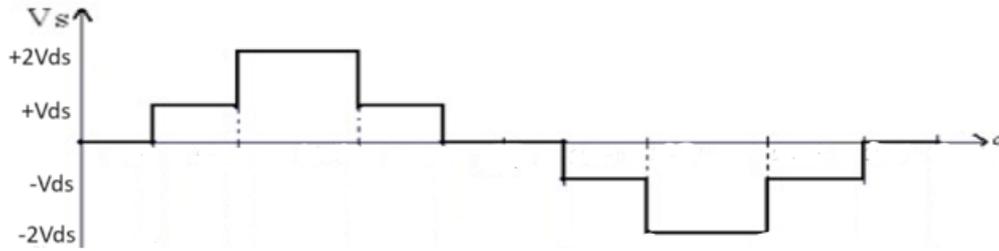


FIGURE 2.34 – Formes d’ondes d’onduleur de type cascade à 5 niveaux

## 2.5 Justification du choix de la topologie de conversion DC/DC et un pont H

Pour créer un onduleur multiniveau, il est possible d’utiliser une configuration combinant un convertisseur DC/DC SEPIC et un pont H. Cette décision repose sur des éléments techniques particuliers qui visent à améliorer les performances de l’onduleur, tout en satisfaisant aux exigences de fiabilité et de souplesse. La combinaison du convertisseur SEPIC et du pont en H complète offre une solution particulièrement avantageuse pour la conception d’un onduleur multiniveau performant et flexible. Cette approche modulaire présente de nombreux avantages techniques et pratiques .

- **Flexibilité du rapport de conversion de tension** : Le SEPIC facilite l’adaptation du niveau de tension d’entrée afin d’alimenter le pont en H de manière optimale, que ce soit pour augmenter ou réduire la tension. Grâce à cette capacité, il est possible de choisir avec grande liberté les niveaux de tension désirés en sortie de l’onduleur, ce qui facilite la conception et l’optimisation du système.
- **Réduction des ondulations de courant** : Les ondulations de courant du SEPIC sont très faibles en entrée et en sortie, ce qui réduit les pertes et les contraintes sur les éléments du pont en H. Cette caractéristique joue un rôle important dans l’amélioration du rendement global du système ainsi que de la qualité de la tension de sortie.
- **Modularité et indépendance des étages de conversion** : Le SEPIC associé au pont en H présente des avantages importants tels que sa modularité et son autonomie dans les étages de conversion. La division en deux niveaux distincts simplifie la conception et le contrôle autonome de chaque composant du système. De plus, cette méthode modulaire rend la maintenance plus facile et permet de réaliser des mises à niveau futures de manière plus efficace.

- **Optimisation du nombre de composants :** Grâce à cette configuration, il est possible de concevoir un onduleur multiniveau avec un nombre de composants plus faible que dans d'autres configurations. Cela conduit à une conception plus compacte, à un coût éventuellement plus bas et à une fiabilité accrue du système.
- **Facilité de contrôle et de mise en uvre :** Les techniques de contrôle pour ces deux composants sont bien établies et documentées, ce qui simplifie la mise en uvre du système global. De plus, les algorithmes de modulation de largeur d'impulsion (MLI) peuvent être appliqués de manière standard pour générer des formes d'onde de sortie de haute qualité, offrant ainsi une grande flexibilité dans la conception et le contrôle du système.
- **Bon rendement sur une grande plage de charge :** Le SEPIC offre généralement un bon rendement sur une grande plage de charges, ce qui est important pour une application onduleur où la charge peut varier de manière significative.

## 2.6 Conclusion

En bref, ce chapitre a souligné la nécessité d'accroître la tension et la puissance dans les systèmes électriques contemporains. Nous avons observé comment cette hausse peut augmenter l'efficacité énergétique, diminuer les pertes et satisfaire aux demandes croissantes des applications industrielles et commerciales.. Ainsi quau rôle que joue les convertisseurs de moyenne tension dans la gestion de l'énergie et la conversion de puissance.

Enfin, grâce à une analyse approfondie du circuit de puissance, nous avons pu comprendre les défis de la conception des circuits de puissance et les avancées nécessaires pour améliorer leur fonctionnement. Nous avons montre que le convertisseur DC/DC SEPIC est un convertisseur indirect non réversible à stockage capacitif qui peut réduire ou augmenter la tension de sortie. Nous avons fourni les différentes équations qui permettent de dimensionner ce convertisseur Mais aussi faire létude complète des convertisseurs DC/AC pour la topologie classique de base et la topologie cascade pour le trois niveaux et le cinq niveaux .

# Chapitre 3

Etude du circuit de commande

## 3.1 Introduction

Dans ce chapitre, notre étude commence par une exploration des technologies embarquées, en examinant leur architecture, leurs avantages et leurs défis. Celle-ci va nous permettre de justifier notre choix du microcontrôleur STM32 de ST. Nous nous focaliserons ensuite dans les détails de ce microcontrôleur, qui joue un rôle central dans notre projet. Nous commençons par examiner les GPIO (General Purpose Input/Output), qui sont utilisés comme interface entre le microcontrôleur et les périphériques externes. Ensuite, nous explorons le contrôleur d'interruption vectoriel imbriqué (NVIC), un composant essentiel pour gérer les interruptions et les priorités des événements. Nous poursuivons en présentant le convertisseur analogique numérique (ADC), qui permet de convertir des signaux analogiques en données numériques exploitables par le microcontrôleur. Puis, nous nous intéresserons aux fonctionnalités des timers, essentiels pour le contrôle précis des convertisseurs de puissance, notamment la PWM et la génération de temps mort.

La seconde moitié du chapitre offre un état de l'art de la commande numérique des convertisseurs moyenne tension. Nous passons en revue diverses techniques, de la commande pleine onde aux méthodes de modulation intersective et vectorielle, chacune offrant des avantages uniques. Un accent particulier est mis sur les stratégies de modulation développées spécifiquement pour les onduleurs multi-niveaux, telles que PS, CD et H, reflétant la complexité et la sophistication croissantes de ces systèmes.

Enfin, nous entrons dans le vif du sujet avec une présentation détaillée du circuit de commande. Chaque composant est examiné minutieusement : la carte STM32, tant sur le plan matériel que logiciel, et les drivers, dont le rôle est critique pour interfacier le microcontrôleur avec les MOSFETs de puissance. Nous explorons leurs exigences en termes de tension, de courant, de vitesse, d'isolation et de protection, soulignant l'importance d'un pilotage sûr et efficace.

## 3.2 Les technologies embarquées :

Les systèmes embarqués désignent les systèmes informatiques qui utilisent des microprocesseurs et qui sont intégrés dans des produits afin de réaliser des tâches spécifiques. À la différence des ordinateurs de bureau et des serveurs, les systèmes embarqués nécessitent l'intégration de matériel et de logiciels dans le produit. L'application fonctionne sur un microcontrôleur ou un microprocesseur. Selon la puissance de calcul et les interfaces requises, comme les bus de communication, les écrans et les mesures analogiques, il est important de choisir la plateforme appropriée. En règle générale, ces systèmes disposent d'une mémoire restreinte et doivent ac-

complir leurs tâches avec précision dans des délais stricts, tout en optimisant l'encombrement, la mémoire, la consommation d'énergie et les coûts [48][49].

### 3.2.1 L'architecture des systèmes embarqués :

L'architecture des systèmes embarqués se distingue par l'utilisation de microcontrôleurs, qui intègrent généralement la RAM, la ROM et les E/S sur une seule puce. Un système embarqué traite des données d'entrée pour produire des actions en sortie. Une fois les données recueillies et traitées, le logiciel prend une décision exécutée par le matériel.

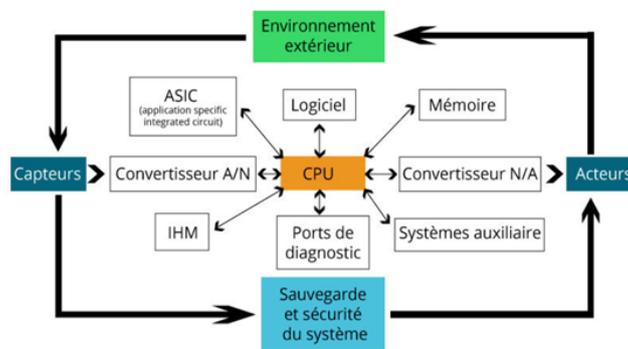


FIGURE 3.1 – L'architecture des systèmes embarqués

### 3.2.2 Avantages et inconvénients des technologies embarquées :

Les systèmes embarqués présentent à la fois des avantages et des inconvénients. Voici quelques-uns des principaux points à considérer [50][51] :

#### Avantages :

- Faible consommation d'énergie : Les systèmes embarqués sont conçus pour être économes en énergie, ce qui les rend particulièrement adaptés aux applications mobiles ou alimentées par batterie.
- Taille compacte : Grâce à leur conception miniaturisée, les systèmes embarqués peuvent être intégrés dans des espaces restreints ou des appareils portables.
- Coût réduit : En général, les systèmes embarqués utilisent des composants simples et peu coûteux, ce qui en fait une solution économique pour de nombreuses applications.
- Temps de réponse rapide : Étant dédiés à des tâches spécifiques, les systèmes embarqués peuvent offrir des temps de réponse plus rapides que les systèmes généraux.

**Inconvénients :**

- Ressources limitées : Les systèmes embarqués disposent généralement de ressources limitées en termes de mémoire, de puissance de calcul et de stockage, ce qui peut restreindre leurs capacités.
- Cycle de vie limité : Les systèmes embarqués sont souvent liés à un produit ou une application spécifique, ce qui peut entraîner une obsolescence plus rapide.
- Maintenance et mise à jour difficiles : La mise à jour des systèmes embarqués peut être complexe et coûteuse, car ils sont souvent intégrés dans des produits physiques.
- Sécurité : Les systèmes embarqués peuvent être vulnérables aux attaques et aux menaces de sécurité s'ils ne sont pas correctement conçus et protégés.

### 3.3 Justification du choix du microcontrôleur adopté le STM32 de ST :

Depuis leur introduction sur le marché, la commande moderne des convertisseurs de puissance repose sur des solutions numériques en perpétuelle évolution. Les microcontrôleurs STM32 de STMicroelectronics, qui reposent sur un système de base de l'industrie et sont équipés d'une large gamme d'outils et de logiciels, offrent la solution parfaite pour une variété de projets, allant des petits projets individuels aux décisions de plate-forme à grande échelle. Cette technologie est couramment employée dans les systèmes embarqués en raison de ses multiples bénéfices [52].

- **Architecture ARM puissante** : Les microcontrôleurs STM32 sont basés sur l'architecture ARM Cortex-M, offrant une puissance de calcul élevée pour des applications embarquées exigeantes.
- **Faible consommation d'énergie** : Grâce à des techniques d'économie d'énergie avancées, les STM32 permettent une faible consommation, ce qui est crucial pour les systèmes alimentés sur batterie ou à faible puissance.
- **Gamme étendue de périphériques intégrés** : Les STM32 disposent d'une large gamme de périphériques intégrés tels que des convertisseurs analogique-numérique, des interfaces de communication (UART, SPI, I2C), des contrôleurs DMA, etc. Cela facilite l'intégration et réduit le nombre de composants externes.
- **Écosystème complet** : STMicroelectronics fournit un écosystème complet avec des outils de développement, des bibliothèques logicielles, des exemples de code et une large communauté de support, facilitant le développement de systèmes embarqués avec les STM32.

- **Large gamme de modèles** : La famille STM32 propose une gamme étendue de microcontrôleurs avec différentes capacités de mémoire, de puissance de calcul et de périphériques, permettant de choisir le modèle le mieux adapté à chaque application.
- **Support pour divers systèmes d'exploitation temps réel** : Les STM32 sont compatibles avec divers systèmes d'exploitation temps réel (RTOS) tels que FreeRTOS, embOS, etc., facilitant le développement d'applications embarquées complexes.

Grâce à ces caractéristiques, les microcontrôleurs STM32 sont devenus un choix populaire pour de nombreuses applications embarquées. Ils offrent des cartes de développement performantes et polyvalentes, avec de nombreuses fonctionnalités pour la conception de systèmes embarqués complexes. De plus, leur prix abordable en fait une option intéressante en termes de rapport qualité-prix.

### 3.4 Description du fonctionnement du STM32 :

Le microcontrôleur STM32, conçu par STMicroelectronics et basé sur l'architecture ARM Cortex-M, est un dispositif polyvalent qui propose une gamme de produits 32 bits combinant très hautes performances, capacités en temps réel et efficacité énergétique, tout en maintenant une intégration complète et une facilité de développement. Il intègre sur une seule puce un processeur, de la mémoire flash et RAM, ainsi qu'une large gamme de périphériques tels que des convertisseurs analogique-numérique, des interfaces de communication série, des contrôleurs DMA et des minuteries. La famille STM32 est spécialement conçue pour offrir de nouveaux degrés de liberté aux utilisateurs de microcontrôleurs [53].

#### 3.4.1 Les ports GPIO :

Les GPIO, ou broches d'entrée/sortie (pin), offrent aux microcontrôleurs la possibilité de communiquer avec des éléments électroniques externes. On désigne ces broches sous le nom de GPIO, qui sont réparties en 5 groupes de ports (GPIO A, B, C, D et E), chacun étant constitué de 16 pins [7].

Tous ces pins peuvent être configurés de différentes manières :

- **Entrée (0 / 3,3V)** : semblable à des entrées analogiques pour l'utilisation d'une ADC (Analog to Digital Converter).
- **Sortie à (l'instar des sorties Push-Pull)** : les connecteurs peuvent fournir une tension de 0V ou 3,3V, avec un courant maximum d'environ 20mA.
- **Sortie** : PWM.

- **Éntrée** : trigger externe.

### 3.4.2 Les interruptions :

L'interruption est une situation asynchrone qui entraîne l'interruption prioritaire de l'exécution du code en cours (plus l'interruption est importante, plus sa priorité est élevée, ce qui entraînera la suspension d'une interruption de moindre priorité). L'interruption est traitée par un code nommé Interrupt Service Routine (ISR).

Les interruptions peuvent être causées à la fois par le matériel et par le logiciel. Les deux catégories sont identifiées par l'architecture ARM : les interruptions du matériel et les exceptions du logiciel (par exemple, un accès à un emplacement mémoire invalide). En termes d'ARM, une interruption est une forme d'exception [54].

Les processeurs Cortex-M offrent une unité spécialement conçue pour gérer les exceptions c'est ce qu'on désigne par le contrôleur d'interruptions vectoriel imbriqué (NVIC) .

La figure illustre les interactions entre l'unité NVIC, le cur du processeur et les périphériques. Il est important de distinguer deux catégories de périphériques : ceux qui sont externes au noyau Cortex-M mais internes au MCU STM32 (comme les timers, les UART, etc.) et ceux qui sont externes au MCU [55][56].

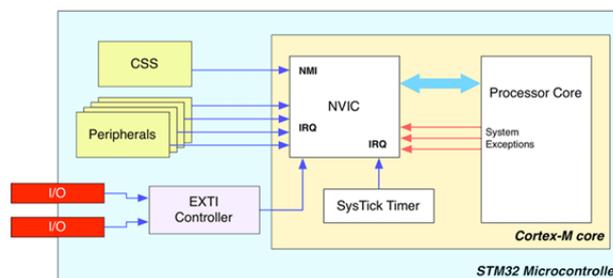


FIGURE 3.2 – La relation entre le contrôleur NVIC, le cur cortex-M et les périphériques STM32.

Les Entrées et sorties MCU, qui peuvent être configurées à la fois comme des E/S à usage général ou pour piloter un périphérique externe avancé, sont responsables des interruptions provenant du dernier type de périphérique. L'interconnexion entre les signaux d'E/S externes et le contrôleur NVIC est assurée par un contrôleur programmable spécifique, appelé External Interrupt/Event Controller (EXTI).

Le NVIC comprend les fonctionnalités suivantes [57] :

- 16 niveaux de priorités programmables (4 bits de priorité d'interruption sont utilisés).
- Gestion des exceptions et des interruptions à faible latence.
- Contrôle de la gestion de l'alimentation.

La figure suivante représente l'interruption d'un programme :

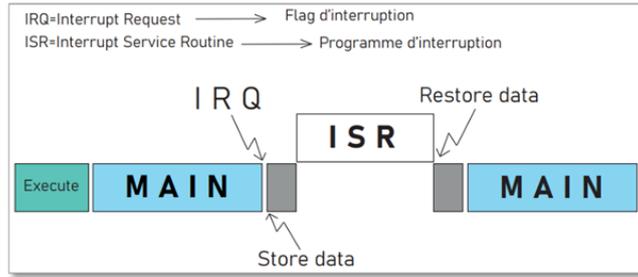


FIGURE 3.3 – Interruption d'un programme.

### 3.4.3 Convertisseur analogique numérique (ADC) :

Un convertisseur analogique-numérique (ADC) ou plus simplement A/D est un dispositif électronique qui permet de convertir une grandeur analogique en une valeur numérique (codée sur plusieurs bits), en fonction du rapport entre la grandeur analogique d'entrée et la valeur maximale du signal [58].

La figure ci-dessous montre le prototype de l'ADC :

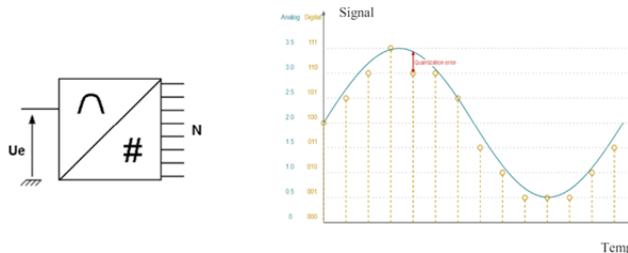


FIGURE 3.4 – Prototype de l'ADC

L'ADC comprend les fonctionnalités suivantes :

- Une ADC contient 16 entrées analogiques qui sont les PINs d'E/S du microcontrôleur. Ces 16 PINs permettent de effectuer 16 conversions consécutives pour chaque ADC.
- Il contient aussi un multiplexeur (Analog Mux) qui abrite trois entrées supplémentaires pour permettre la mesure de la température, de la puissance et des lignes de référence de la puce.
- L'ADC écrit le résultat de la conversion dans un registre de données régulier (ADCx DR) où x représente l'indice de l'ADC utilisé.

Le convertisseur analogique-numérique offre plusieurs modes de conversion, notamment la conversion unique, la conversion continue, la conversion par balayage et la conversion discontinue. En outre, il existe deux autres modes appelés mode interleaved et mode de déclenchement alterné.

### 3.4.4 Les timers

Les timers sont des composants électroniques qui mesurent le temps écoulé entre deux événements. Les microcontrôleurs STM32 intègrent divers types de timers, notamment un timer haute résolution, les timers avancés pour le contrôle de moteurs, des timers généraux, timers de base et des timers basse consommation. Chaque type de timer propose des fonctionnalités spécifiques adaptées aux besoins de différentes applications. Ainsi, les timers sont des éléments essentiels dans les microcontrôleurs STM32 pour la gestion du temps et le contrôle précis des tâches chronométrées [59].

Les Timers ont un rôle très important comme la génération d'événement de période fixe et la génération des signaux PWM .

#### 3.4.4.1 Types de Timers :

**Timers de base :** Les timers de cette catégorie représentent la forme la plus simple des temporisateurs dans les microcontrôleurs STM32. Ce sont des temporisateurs de 16 bits utilisés comme générateurs de base de temps et n'ont pas de broches d'entrée/sortie [60] .

**Timers à usage general :** Ce sont des timers de 16 ou 32 bits (selon la série STM32) qui offrent les fonctionnalités classiques qu'un timer d'un microcontrôleur moderne devrait implémenter. Ils peuvent être utilisés dans diverses applications telles que la comparaison de sortie (pour la génération de temporisation et de retard), le mode One-Pulse, la capture d'entrée (pour la mesure de fréquence de signaux externes), et l'interface de capteur (comme les encodeurs ou les capteurs à effet Hall) [61].

**Timers avancés :** Ces timers sont les plus complets des microcontrôleurs STM32. En plus des caractéristiques d'un timer à usage général, ils incluent plusieurs fonctionnalités spécifiques aux applications de commande de moteur et de conversion de puissance numérique : des signaux complémentaires avec insertion de temps mort, et une entrée d'arrêt d'urgence [57][56].

Les timers avancés (TIM1, TIM8) peuvent être considérés comme des générateurs PWM triphasés multiplexés sur 6 canaux, offrant des sorties PWM complémentaires avec des temps morts programmables. Ils peuvent également être utilisés comme des timers polyvalents complets.

**Timers à haute résolution :** Le HRTIM est un timer de haute résolution conçue pour générer des signaux numériques précis tels que les PWM ou les impulsions décalées en phase.

Il se compose d'un timer principal et de timers esclaves avec des sorties de haute résolution, ainsi que des entrées pour la protection et la gestion des événements externes. Utilisant un noyau numérique fonctionnant à une fréquence en MHz et avec des lignes de retard contrôlées, il offre une haute résolution . Les timers esclaves peuvent être combinés pour contrôler des

convertisseurs complexes ou fonctionner de manière indépendante. Le HRTIM prend en charge de nombreuses topologies et peut également être utilisé comme timer polyvalent [62].

Les Timers ont un rôle très important comme la génération d'événement de période fixe et la génération des signaux PWM .

Type du timer	Timer	La résolution du compteur	Le type du compteur	DMA	Les canaux	Les canaux complémentaires	Horloge max (MHz)	La synchronisation	
								master	slave
Avancé	TIM1 TIM8	16-bit	Up,down, Up/Down	Oui	4	3	240	Oui	Oui
General purpose	TIM2 TIM5	32-bit	Up,down, Up/Down	Oui	4	0	240	Oui	Oui
	TIM3 TIM4	16-bit	Up,down, Up/Down	Oui	4	0	240	Oui	Oui
	TIM12	16-bit	Up	Non	2	0	240	Non	Oui
	TIM13 TIM14	16-bit	Up	Non	1	0	240	Oui	Non
	TIM15	16-bit	Up	Oui	2	0	240	Non	Oui
	TIM16 TIM17	16-bit	Up	Oui	1	0	240	Oui	Non
	De base	TIM6 TIM7	16-bit	Up	Oui	0	0	240	Oui
Haute résolution	HRTIM1	16-bit	Up	Oui	10	10	480	Oui	Oui

FIGURE 3.5 – Les categories des timers

### 3.4.4.2 Les principaux registres des timers

Chaque timer possède six registres principaux pour son fonctionnement :

- **Registre Prescaler (TIMxPSC)** : Ce registre permet de diviser l'horloge de référence, agissant comme le pré-diviseur du compteur.
- **Registre Auto-reload (TIMxARR)** : Ce registre contient la valeur maximale du comptage du timer avant sa remise à zéro. Il définit également la période du timer.
- **Registre de répétition du compteur (TIMxRCR)** : Utilisé pour ajouter le nombre de comptages nécessaires à l'obtention du drapeau de signalisation. Ce registre est présent uniquement dans les timers avancés et est crucial pour les interruptions au début de chaque période.
- **Registre d'activation des canaux (TIMxCCER)** : Ce registre permet l'activation des canaux d'un timer et détermine la polarité d'un canal (High : Vcc ou Low : GND).
- **Registre de comparaison du compteur (TIMxCCRy)** : Contient la valeur limite du compteur pour le changement d'état de la polarité, qui peut être alternée selon le mode PWM choisi (mode 1 ou mode 2).
- **Registre de comptage (TIMxCNT)** : Un registre de 16 ou 32 bits dédié au comptage du timer, en lien avec les registres d'auto-recharge et de comparaison. Ce compteur change de valeur selon trois types de comptage.

### 3.4.4.3 Les types de comptage :

Les registres de comptage peuvent s'incrémenter, se décrémenter ou faire les deux. Ils se rechargent automatiquement grâce au registre TIMxARR.

- **Mode Up** : Dans ce mode, le compteur compte de 0 jusqu'à la valeur définie dans le registre TIMxARR. Ensuite, il recommence à 0 et génère un événement de dépassement (Update Event - UEV).
- **Mode Down** : Le compteur décrémente de la valeur seuil (TIMxARR) jusqu'à 0, puis recommence si la répétition est activée (TIMxRCR).
- **Mode Up/Down** : Dans ce mode, le compteur compte de 0 à la valeur du registre TIMxARR, génère un événement de dépassement, puis décompte jusqu'à 1 et génère un événement de sous-dépassement. Ensuite, le compteur recommence le comptage à partir de 0.

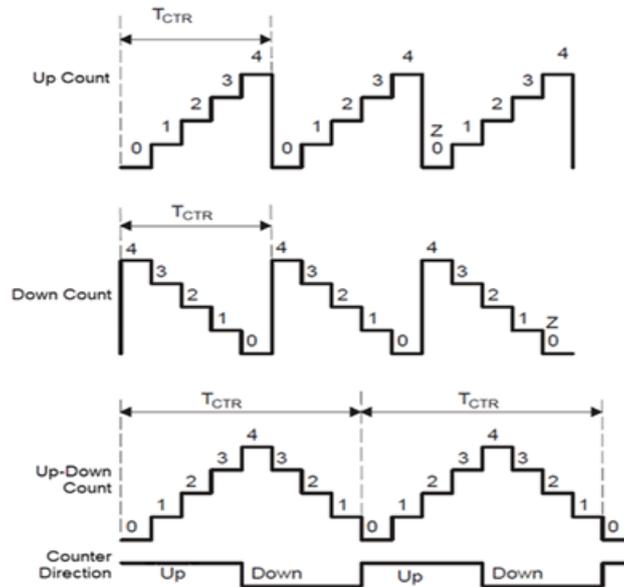


FIGURE 3.6 – Les différents modes de comptage [63]

la valeur de la période de comptage ARR est calculée comme suite pour les différents modes (Fe : la période d'échantillonnage) :

- Pour les deux modes Up et Down :

$$ARR = \frac{SystemCoreClock}{Fe * (PSC + 1)} - 1$$

- Pour le mode Center-Aligned :

$$ARR = \frac{SystemCoreClock}{(2 * Fe * (PSC + 1))}$$

La figure ci-dessous présente le diagramme de comptage pour les différents modes de comptage avec  $TIMxPSC = 1$  (horloge interne divisée par 2) et  $TIMxARR = 3$ .

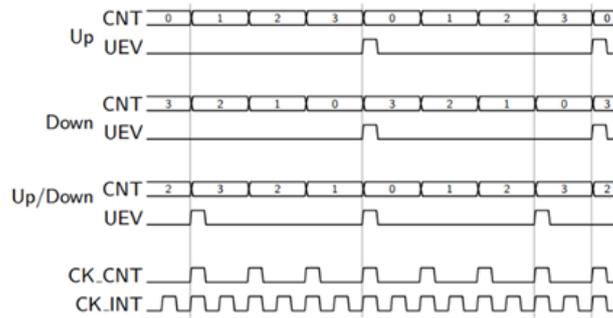


FIGURE 3.7 – Diagramme de comptage pour les différents modes (PSC= 1, ARR = 3)

#### 3.4.4.4 Synchronisation :

La synchronisation des timers implique de permettre à plusieurs timers de fonctionner en même temps ou à des moments spécifiques. Cela s'assure d'une coordination précise et d'une exécution sans erreur des tâches planifiées.

La synchronisation Master/Slave (maître/esclave) est un mécanisme de communication interne ou externe permettant de démarrer tous les timers en même temps. Le maître envoie un signal de remise à zéro à tous les timers esclaves.

Il existe deux types de synchronisation Master/Slave :

- Synchronisation interne (ITR - Internal Trigger).
- Synchronisation externe (ETR - External Trigger).

Trois modes de synchronisation existent :

- **Mode cascade** : Par exemple, dans ce cas, le Timer2 intermédiaire joue le rôle desclave pour le Timer3 et de maître pour le Timer15.

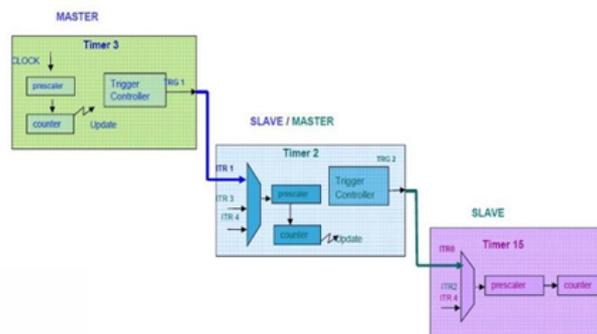


FIGURE 3.8 – Synchronisation en mode cascade

- **Mode parallèle** : Dans ce mode, tous les timers esclaves sont synchronisés par un seul maître.

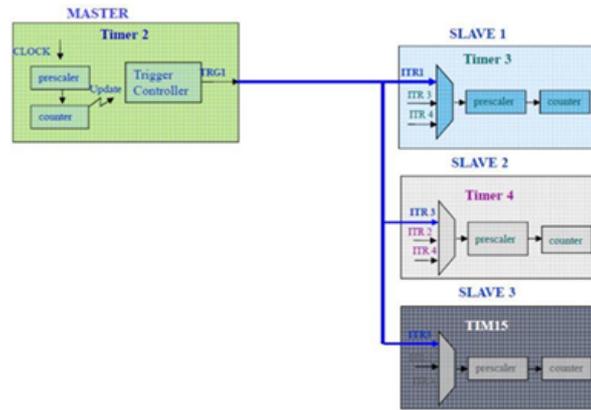


FIGURE 3.9 – Synchronisation en mode parallèle

- **Mode déclencheur externe** : Dans ce cas, les timers sont synchronisés par un signal provenant d'une broche externe.

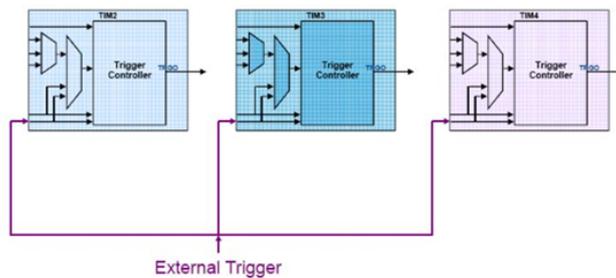


FIGURE 3.10 – Synchronisation en mode déclencheur externe

### 3.4.4.5 Module PWM :

Le timer peut également générer un signal dont la fréquence et le rapport cyclique sont contrôlables via des registres. Le registre TIMxARR (compteur) définit la fréquence, tandis que le registre TIMxCCR<sub>x</sub> contrôle le rapport cyclique :

- **Modes** : Il existe deux modes PWM (mode 1 et mode 2) dans les cas de comptage et de décomptage :
  - o **Cas de comptage** :
    - Dans le mode 1 de PWM (actif à inactif), le canal (OC<sub>y</sub>) est actif tant que  $CNT < CCR_y$ , sinon il est inactif.
    - Dans le mode 2 de PWM (inactif à actif), le canal est inactif tant que  $CNT < CCR_y$ , sinon il est actif.
  - o **Cas de décomptage** :
    - Dans le mode 1 de PWM, le canal est inactif tant que  $CNT > CCR_y$ , sinon il est actif.

— Dans le mode 2 de PWM, le canal est actif tant que  $CNT > CCRy$ , sinon il est inactif.

- **Polarité** : La dernière étape pour configurer une sortie en mode PWM consiste à spécifier la polarité de la broche de sortie : High (haut) ou Low (bas).

La figure ci-dessous illustre le mode de sortie pour le signal OC1 en mode PWM1 avec une polarité basse.

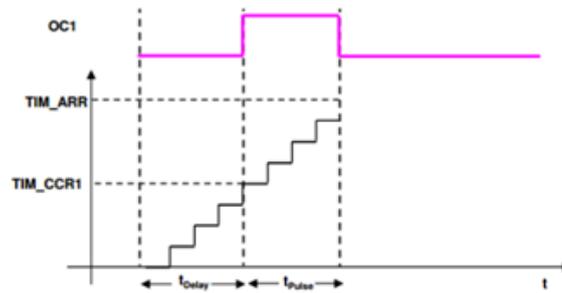


FIGURE 3.11 – Signal de sortie OC1

#### 3.4.4.6 Temps mort :

Le temps mort est calculé comme suit :

$$Tempsmort = \frac{DeadTime}{SystemCoreClock}$$

Avec : SystemCoreClock est l'horloge principale du Timer.

Si par exemple on veut générer un temps mort de 2us pour une fréquence de SystemCoreClock = 168 MHz, on choisit le DeadTime = 336.

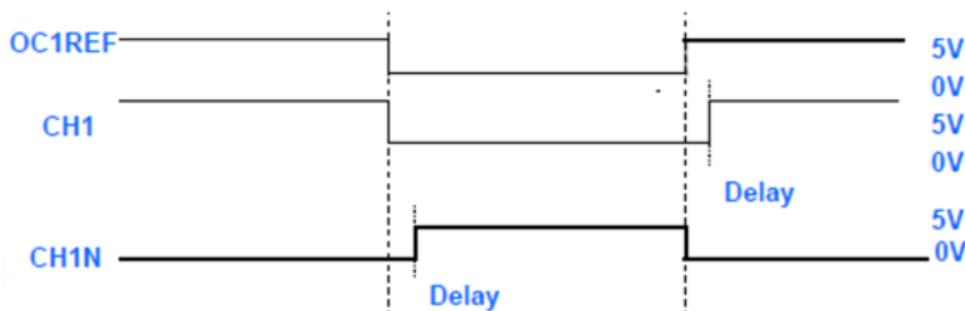


FIGURE 3.12 – Le temps mort

#### 3.4.4.7 La structure du programme :

La programmation de la carte STM32 se fait à partir de cette structure :

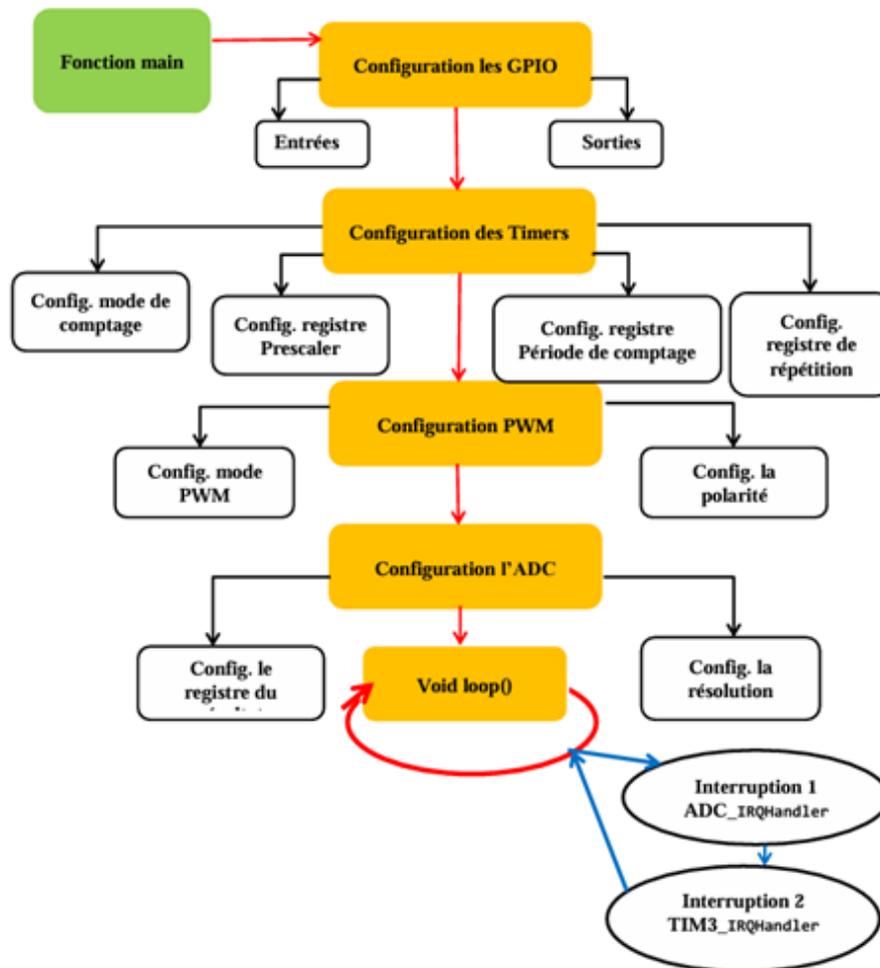


FIGURE 3.13 – Structure du programme

### 3.5 Les techniques de commande des convertisseurs moyenne tension

Un onduleur de tension est vu comme étant une source de tension contrôlable en amplitude et en fréquence. Il reçoit les ordres de commande à travers le bloc de stratégie de modulation ayant des grandeurs de références issues d'une boucle d'asservissement appelée aussi "bloc de contrôle" comme illustré dans la figure 3.14 :

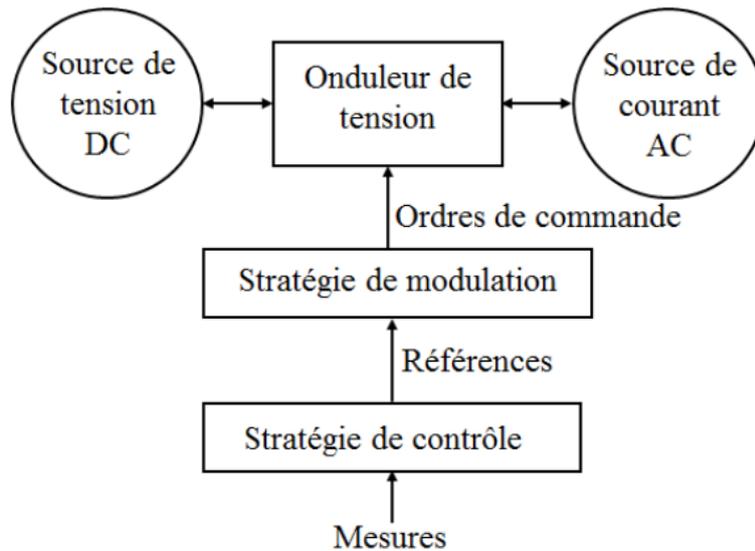


FIGURE 3.14 – Schéma de principe de l'ensemble du système commande-onduleur [64]

De nombreux auteurs ont proposé différentes stratégies de commande pour obtenir une tension de sortie proche de la sinusoïde.[65] D'un côté, la complexité supplémentaire liée à la gestion de plusieurs appareils électroniques de puissance à contrôler, et d'un autre côté, la possibilité de bénéficier des niveaux de liberté supplémentaires offerts par les hiérarchies de commutation supplémentaires engendrées par le développement des topologies de l'onduleur à plusieurs niveaux.[3] Les stratégies de modulation utilisées pour les MLI sont classées par rapport à plusieurs facteurs comme la fréquence de commutation, telle que la fréquence de conversion fondamentale et la fréquence de conversion élevée [21] :

- **A faibles fréquences**, ils sont pilotés à pleine onde incluant le contrôle vectoriel spatial et l'élimination sélective des harmoniques.
- **A fréquence élevée**, Le transfert d'énergie est contrôlé par la modulation de la largeur des impulsions (MLI).

### 3.5.1 Commande pleine onde

Cette commande est appelée aussi "commande type 180°" ou "commande symétrique ". Le principe de cette commande consiste en la conduction de chaque interrupteur pendant toute la demi-période, où l'on se contente d'utiliser purement les deux niveaux de tension disponibles par bras ou la fermeture d'un interrupteur coïncide avec l'ouverture de l'autre interrupteur placé sur le même bras, ce qui donne des signaux de commande complémentaire pour fournir un système de tensions alternatives de forme "rectangulaire" en sortie de l'onduleur [66]. Ce type de fonctionnement est certainement le plus évident, le plus simple, offre la possibilité d'utiliser la

source de tension continue de manière optimale en ce qui concerne l'amplitude du fondamental, ainsi que pour les faibles pertes par commutation induites au sein des interrupteurs, puisqu'il y a moins de commutations par période du fondamental. par contre la tension de sortie est très riche en harmonique de rang faible et donc de fréquence faible ceci gêne le transfert de l'énergie de la source vers la charge [67].

### 3.5.2 Techniques de modulation intersective

Les techniques de modulation intersective représentent des méthodes sophistiquées pour déterminer les impulsions qui doivent être appliquées aux interrupteurs à chaque cycle de commutation. nées d'une approche de commande à base d'ondes porteuses et d'ondes modulantes [67]. Ou l'on compare un signal triangulaire Haute Fréquence (HF) appelé porteuse, qui détermine la période de découpage, à un signal de référence Basse Fréquence (BF) appelé modulante dont le fondamental est à la fréquence désirée (contrôle l' amplitude et la fréquence de la tension de sortie (D.Holmes, 2003).). L'issue de cette comparaison se traduit en un signal de commande qui est injecté aux bras d'onduleur afin de commander ses interrupteurs. L'intérêt de cette méthode est d'obtenir, durant une période de découpage, une tension moyenne en sortie de l'onduleur directement proportionnelle à la valeur de la modulante utilisée [64] Il existe deux méthodes de modulation, la modulation unipolaire et la modulation bipolaire. Pour la modulation unipolaire, la tension de sortie de l'onduleur passe de  $+v_{DC}$  à 0 ou de  $-v_{DC}$  à 0. Pour la modulation bipolaire, la tension de sortie est soit  $+v_{DC}$  ou  $-v_{DC}$  [68].

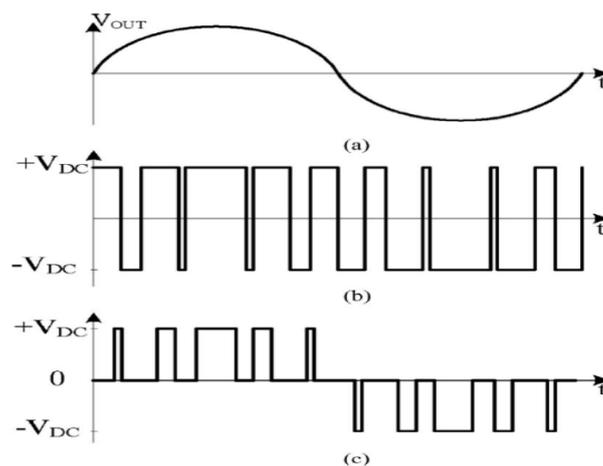


FIGURE 3.15 – (a)Tension de sortie de l'onduleur (b)Bipolar PWM (c)Unipolar PWM

1. **la modulation sinusoïdale (La MLI sinus avec porteuse triangulaire)(SPWM) :**  
 cette stratégie est appelée la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (MLI-S), ou en anglais Sinusoidal Pulse-Width Modulation (SPWM).

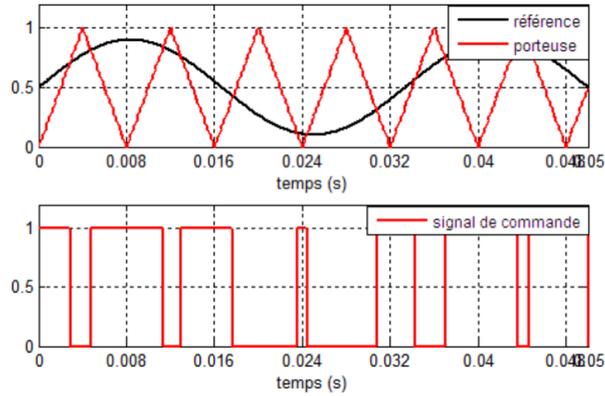


FIGURE 3.16 – Principe de la génération de la MLI sinus-triangle

Afin de déterminer les instants de commutation. Cette stratégie de commande est caractérisée par :

- L'indice de modulation  $m$  (rapport de fréquences) :  $m_f = \frac{f_p}{f_m}$ .
- Le coefficient de réglage en tension  $r$  (rapport d'amplitudes) :  $r = \frac{V_m}{V_p}$ .

avec :

$V_m$  et  $V_p$  sont respectivement les valeurs crête de la modulante et de la porteuse.

$f_m$  et  $f_p$  sont respectivement les fréquences de la modulante et de la porteuse.

Plus l'amplitude instantanée de la modulante est élevée (Dans le fonctionnement normal, l'amplitude de la modulante ne doit pas dépasser l'amplitude de la porteuse.), plus la durée de l'impulsion est élevée : le train d'impulsions est une "découpe" du signal modulant à la fréquence élevée de la porteuse, ou fréquence de commutation [67].

Ce type de MLI est applicable aussi pour les onduleurs multiniveaux [64]. Il existe deux extensions principales dans la SPWM. La première est la PWM à décalage de niveaux (Level Shifted LS-PWM), qui est mise en œuvre par G.Carrara et al., en 1992 [68], et la seconde qui est le PWM à décalage de phase (Phase Shifted PS-PWM) présente le seul véritable système de modulation commercial utilisé dans la CHB et la FC [69].

## 2. La MLI avec injection d'harmonique 3 (THIPWM) :

Depuis les années 1970, plusieurs recherches ont été entreprises pour améliorer l'utilisation des onduleurs utilisant la source de tension continue par le biais de la stratégie de modulation (MLI) [3]. La méthode d'injection d'harmonique trois a pour but d'augmenter l'amplitude de la tension en sortie de l'onduleur sans altérer les tensions de phase, en intégrant une composante homopolaire qui a une fréquence trois fois plus élevée que la fréquence du signal de référence. Cela conduit à une hausse de 15% de la tension de

sortie par rapport à celle générée par une modulation sinusoïdale, tout en préservant l'intégrité des formes d'onde de la tension de phase, sans aucune distorsion [64]. en d'autres termes, l'effet de la troisième harmonique est annulé dans le spectre de tension de sortie. Le gain est augmenté par l'ajout d'une troisième composante harmonique au fondamental [70].

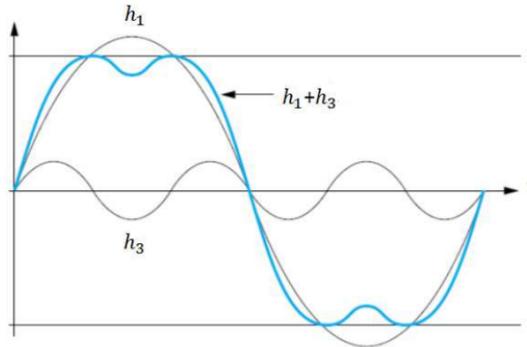


FIGURE 3.17 – Injection d'harmonique 3

### 3.5.3 Techniques de modulation vectorielle

Le concept de Space Vector PWM a été introduit par Hotz et al en 1987, puis modifié par Van der Broeck et al en 1988 [3]. Cette technique consiste à approximer la trajectoire du vecteur spatial de tension en commutant séquentiellement des dispositifs électroniques de puissance. Pendant cette opération, le vecteur de référence en rotation continue est échantillonné à une fréquence spécifique. Pendant ce processus, le vecteur de référence est considéré comme constant. De plus, cette méthode implique le calcul des temps de commutation pour chaque état de commutation. Le principe de la SVPWM peut être étendu à des niveaux de tension de sortie plus élevés ainsi qu'à différents types d'onduleurs multi-niveaux. Comparé à la technique SPWM, le taux d'utilisation de la tension du SVPWM est environ 15% plus élevé. Cette caractéristique rend les convertisseurs appropriés pour les applications nécessitant des tensions et des puissances élevées [71].

## 3.6 Les stratégies de modulation développées pour les architectures d'onduleurs multiniveau

### 3.6.1 La stratégie PS (Phase Shifted)

Le PWM à décalage de phase appelé aussi modulation de largeur d'impulsion à porteuses entrelacées (MLI-PEL), ou dans sa version anglaise Phase Shift Pulse-Width Modulation (PSPWM) [64], applique plusieurs porteuses triangulaires qui ont la même fréquence et la même amplitude de crête, avec un déphasage entre chaque deux ondes porteuses adjacentes. Pour  $m$  niveaux de tension,  $(m-1)$  des signaux porteurs sont nécessaires et ils sont déphasés avec un angle de  $\theta = \frac{2\pi}{m-1}$  [72].

On présente un exemple d'un onduleur en H à 5 niveaux [64], illustré dans la figure 21 :

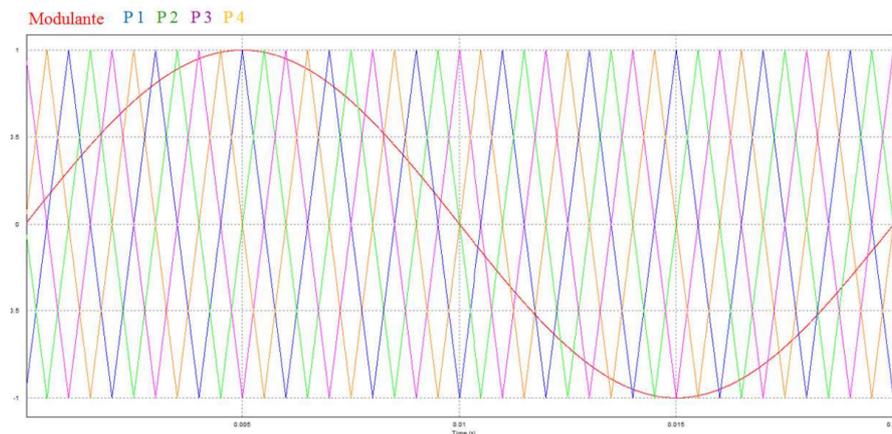


FIGURE 3.18 – Comparison of modulation signal and carriers in PS-PWM

### 3.6.2 La stratégie Level shifted PWM (LS-PWM)

Selon la disposition des ondes porteuses, le LS PWM peut être divisé en trois principaux types, c'est-à-dire :

- Disposition de phase (PD).
- Opposition de phase disposition (POD).
- Disposition d'opposition en phase alternative (APOD).

#### 1. Disposition de phase (PD) :

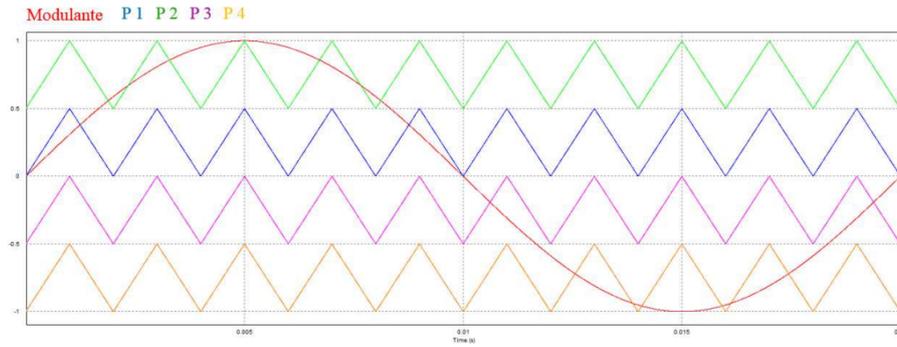


FIGURE 3.19 – Stratégie de modulation PD

Dans cette méthode, tous les signaux porteurs au-dessus et en dessous de la référence zéro sont dans la même phase [70]. La méthode PD affiche le taux de distorsion harmonique (TDH) le plus faible par rapport aux autres méthodes MLI pour les valeurs de l'indice de modulation proches de 1, avec une concentration de l'énergie harmonique significative à la fréquence de la porteuse [64].

**2. Opposition de phase disposition (POD) :**

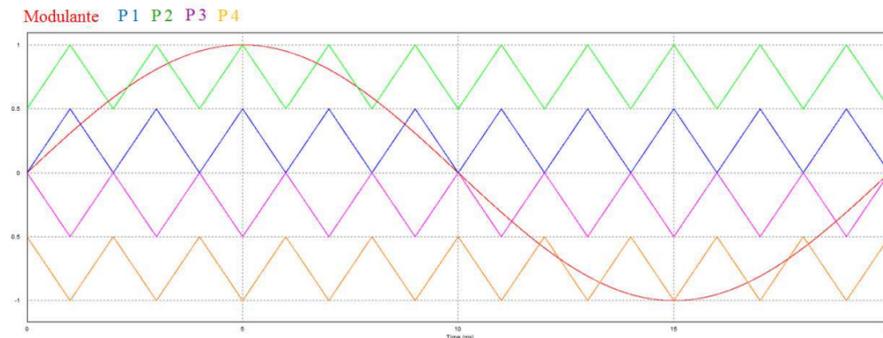


FIGURE 3.20 – Stratégie de modulation POD

Dans cette méthode, toutes Les porteuses situées au-dessus de la référence zéro partagent la même phase, tandis que celles situées en dessous de la référence zéro partagent également la même phase, mais décalée de 180 degrés par rapport aux porteuses situées au-dessus, rajoutant a cela que toutes les porteuses de cette approche ont une amplitude égale et une fréquence identique [70]. Pour les faibles valeurs de l'indice de modulation, cette méthode affiche une meilleure performance harmonique que la méthode PD [64].

**3. Disposition dopposition en phase alternative (APOD) :**

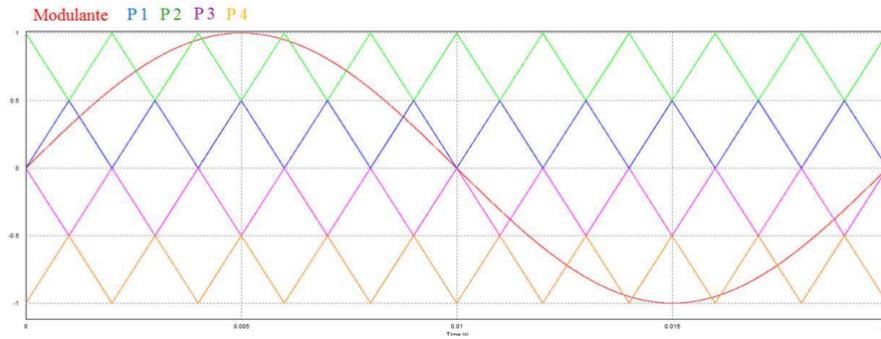


FIGURE 3.21 – Stratégie de modulation APOD

Dans cette méthode, toutes les porteuses ont la même amplitude et fréquence. Les porteuses alternées sont en phase, tandis que les autres sont déphasées de 180 degrés. De plus, elles présentent des amplitudes crête-à-crête différentes [70].

Pour cette approche, l'énergie harmonique significative est focalisée autour de la bande latérale de la fréquence porteuse. Bien qu'elle produise des résultats similaires à ceux de la méthode POD, la différence principale réside dans une augmentation de l'harmonique d'ordre 3. Cependant, cette augmentation n'est pas problématique car elle est compensée dans la tension de ligne. En fin de compte, cette méthode permet d'obtenir un taux de distorsion harmonique total (TDH) inférieur pour la tension de phase comparativement à la méthode POD [64].

### 3.6.3 La stratégie H (Hybrid)

Cette méthode fusionne les principes de la modulation de phase (PS) et de la commutation de doubleur (CD). Les deux porteuses au-dessus de zéro partagent la même amplitude crête-à-crête et fréquence  $f_p$ , mais elles sont déphasées de 180 degrés entre elles. De manière similaire, les deux porteuses en dessous de zéro suivent la même configuration de déphasage. Lorsque le nombre de niveaux de conversion augmente, les porteuses sont ajustées en conséquence pour maintenir la cohérence du processus de  $\frac{2\pi}{N-1}$  ( $N$ =nombre de niveaux) [64].

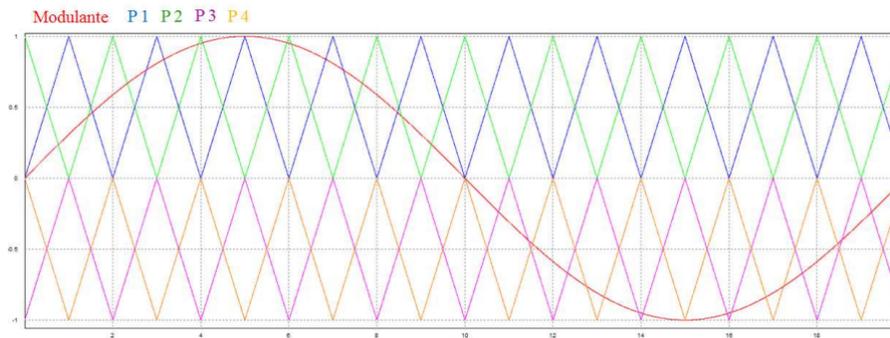


FIGURE 3.22 – Stratégie de modulation H.

## 3.7 Présentation détaillée du circuits de commande

Dans cette partie, nous allons simuler un montage ayant pour rôle la conversion numérique-analogique des impulsions générées par la carte STM32, afin d'assurer une tension suffisante pour attaquer la grille des MOSFETs ou IGBTs de notre carte.

### 3.7.1 La fréquence de commutation

Dans les convertisseurs de puissance utilisant des MOSFET ou des IGBT, le choix de la fréquence de commutation est un équilibre crucial entre le coût des composants et l'efficacité énergétique. Cette fréquence, qui définit le nombre de fois par seconde que l'interrupteur s'ouvre et se ferme, est inversement liée à la taille des inductances et condensateurs : plus elle est élevée, plus ces composants peuvent être petits et économiques, car l'énergie est transférée plus fréquemment. Cependant, chaque commutation entraîne des pertes lors des transitions, et ces pertes augmentent proportionnellement à la fréquence. Ainsi, un compromis s'impose : une haute fréquence réduit les coûts des composants mais accroît les pertes, tandis qu'une basse fréquence fait l'inverse.

Dans notre projet, ce principe est illustré par le choix de 100 kHz pour le SEPIC, permettant des composants plus compacts dans un convertisseur DC-DC de moindre puissance, et de 10 kHz pour l'onduleur plus puissant, où la priorité est de limiter les pertes de commutation. Ce choix judicieux de fréquences équilibre efficacement le coût total, en tenant compte de la taille des composants, de l'efficacité énergétique et des exigences spécifiques de chaque application [73].

### 3.7.2 La carte STM32

#### 3.7.2.1 Partie matérielle

Dans notre projet, nous avons pu travailler avec deux types de STM32, nous allons les présenter ci-dessous :

- **La carte NUCLÉO STM32F446RE :**

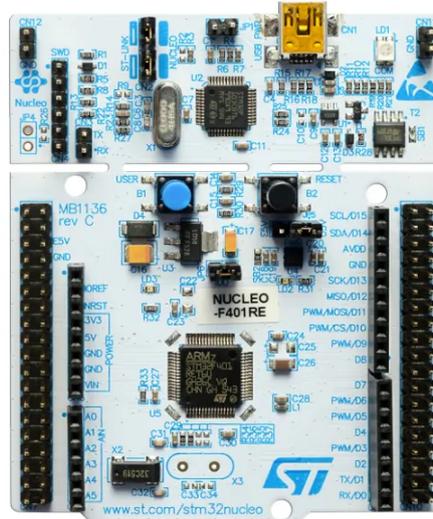


FIGURE 3.23 – La carte NUCLEÓ-F446RE

<b>System</b>	<b>Chrom-ART Accelerator™</b>	
Power supply 1.2 V internal regulator POR/PDR/PVD	<b>ART Accelerator™</b>	
Xtal oscillators 32 kHz + 4 ~ 26 MHz	180 MHz Arm® Cortex®-M4 CPU	<b>Connectivity</b>
Internal RC oscillators 32 kHz + 16 MHz	Floating Point Unit (FPU)	4x SPI (3x with I²S)
PLL	Nested Vector Interrupt Controller (NVIC)	Camera interface
Clock control	JTAG/SW debug	4x I²C
RTC/AWU	Embedded Trace Macrocell (ETM)	2x CAN 2.0B
1x SysTick timer	Memory Protection Unit (MPU)	1x USB 2.0 OTG FS/HS
2x watchdogs (independent and window)	Multi-AHB bus matrix	1x USB 2.0 OTG FS
50/63/81/114 I/Os	16-channel DMA	1x SDMMC
Cyclic Redundancy Check (CRC)	True random number generator (RNG)	4x USART + 2 UART LIN, smartcard, IrDA, modem control
96-bit unique ID	Up to 512-Kbyte Flash memory	2x SAI (Serial Audio Interface)
Voltage scaling	128-Kbyte SRAM	HDMI CEC
	External memory interface W/SDRAM support	SPDIF input x4
	80-byte + 4-Kbyte backup data	
	512 OTP bytes	<b>Analog</b>
	Dual Quad SPI	2-channel 2x 12-bit DAC
<b>Control</b>		Up to 3x 12-bit ADC 2.4 MSPS
2x 16-bit motor-control PWM synchronized AC timer		Up to 24 channels 7.2 MSPS
10x 16-bit timers 2x 32-bit timers		Temperature sensor

FIGURE 3.24 – Toutes les fonctionnalités de la carte F446

- La carte Blue pill STM32F103C6 :

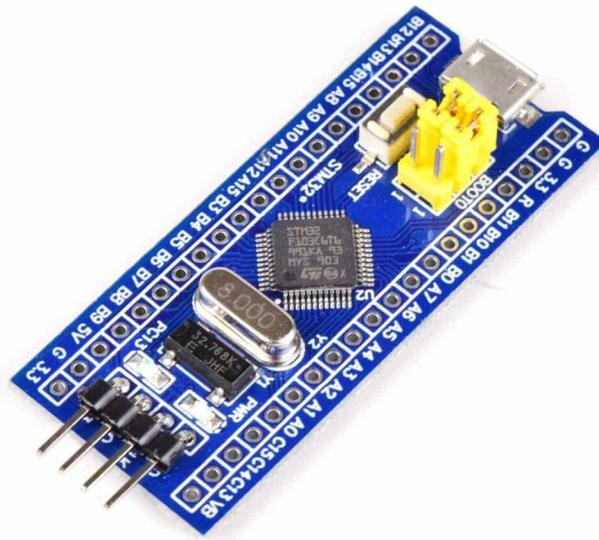


FIGURE 3.25 – La carte Blue pill F103C6

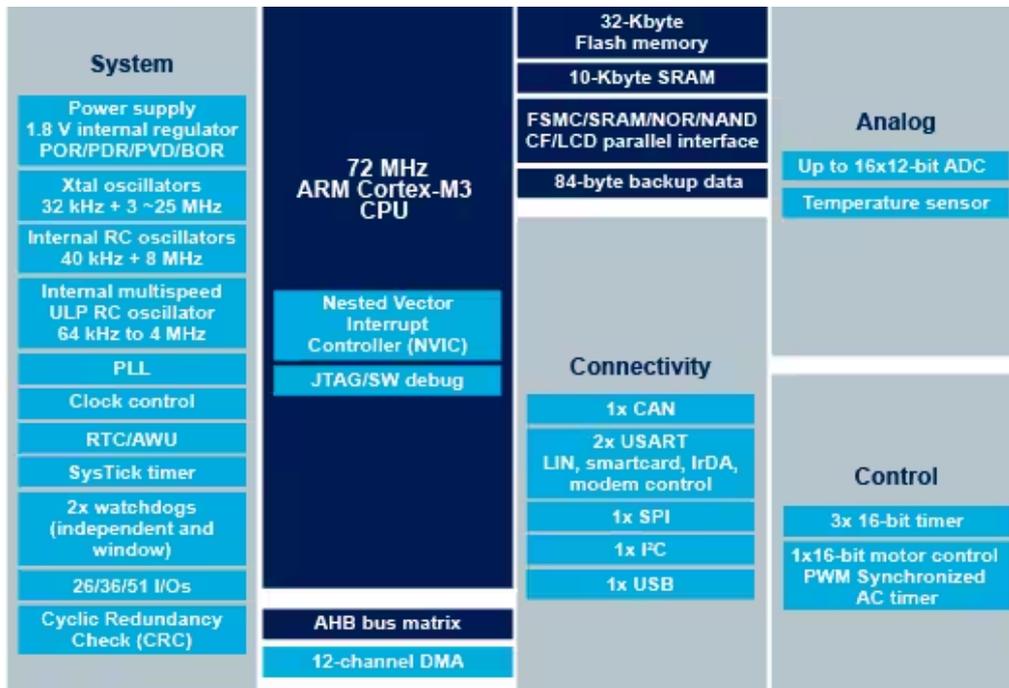


FIGURE 3.26 – Toutes les fonctionnalités de la blue pill

### 3.7.2.2 Partie logicielle

Les dispositifs STM32 offrent une gamme incomparable de dispositifs basés sur un noyau standard de l'industrie, ainsi qu'une large sélection d'outils et de logiciels, ce qui en fait le choix parfait pour les petits projets et les décisions de plate-forme entières.



FIGURE 3.27 – keil uvision 5



FIGURE 3.28 – STM32CubeIDE

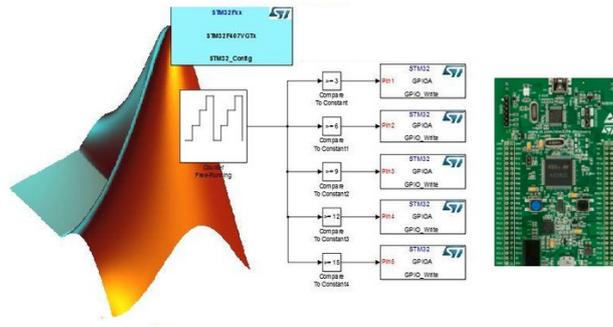


FIGURE 3.29 – Programming STM32 with Simulink

On va utiliser l'interface STM32CubeIDE pour programmer. L'outil de développement multi-OS tout-en-un STM32CubeIDE fait partie de l'écosystème logiciel STM32Cube. Les microcontrôleurs et microprocesseurs STM32 peuvent utiliser STM32CubeIde, une plateforme de développement C/C++ avancée, qui offre des fonctionnalités de configuration périphérique, de génération de code, de compilation de code et de débogage. Le Framework Eclipse/CDT et la chaîne d'outils GCC sont utilisés pour le développement, tandis que GDB est utilisé pour déboguer. Celui-ci autorise l'incorporation de nombreux plugins déjà existants qui enrichissent les fonctionnalités de l'IDE Eclipse.

Il intègre aussi des caractéristiques de débogage standard et avancées, telles que des analyses des registres du cur du processeur, des mémoires et des registres périphériques, ainsi qu'une surveillance en temps réel des variables, une interface Serial Wire Viewer ou un analyseur de défauts [3].

### 3.7.3 Driver

Un driver (pilote) est un dispositif électronique qui adapte les signaux de commande aux besoins spécifiques des semi-conducteurs de puissance, tels que les MOSFETs ou les IGBTs. Sa fonction principale est de convertir les signaux logiques de faible puissance, généralement issus d'un microcontrôleur ou d'un circuit de contrôle, en signaux de commande appropriés pour activer ou désactiver efficacement et en toute sécurité ces composants de puissance [74].

Les raisons de cette adaptation sont multiples :

**Niveau de tension :**

Les microcontrôleurs fournissent typiquement des signaux de 3,3V ou 5V, alors que les grilles des MOSFETs ou des IGBTs peuvent nécessiter des tensions plus élevées, souvent entre 10V et 20V, pour une commutation optimale [73].

**Courant de grille :**

Les sorties du microcontrôleur ne peuvent fournir que quelques milliampères, insuffisants pour charger et décharger rapidement les capacités de grille des semi-conducteurs de puissance. Un driver peut délivrer de quelques centaines de milliampères à plusieurs ampères [75].

**Vitesse de commutation :**

Les drivers sont conçus pour fournir des impulsions de courant rapides, permettant des transitions rapides entre l'état bloqué et l'état passant, ce qui réduit les pertes de commutation [75].

**Isolation galvanique :**

Dans de nombreuses applications, le circuit de commande doit être isolé électriquement du circuit de puissance pour des raisons de sécurité et de fiabilité. Les drivers utilisent souvent des optocoupleurs, des transformateurs d'impulsions ou des condensateurs pour assurer cette isolation [75].

La carte STM32 produit un signal de type 5V logique, ce qui nécessite une isolation entre la carte de commande et le reste du circuit (les drivers et la partie puissance). L'isolation est réalisée en utilisant des optocoupleurs ou des optoisolateurs.

Un optocoupleur, est un dispositif optoélectronique qui transmet des informations logiques ou analogiques sous forme de signal électrique, via une voie optique qui isole électriquement l'entrée de la sortie [76].

**Protection :**

Les MOSFET sont des dispositifs sensibles qui peuvent être endommagés de manière irréversible en cas de surintensités excessives. Ces surintensités peuvent être provoquées par divers scénarios, tels que des courts-circuits accidentels, des charges inductives élevées, des défauts internes ou des conditions de fonctionnement anormales. Sans une protection adéquate, ces événements peuvent entraîner la destruction des MOSFET, entraînant un dysfonctionnement complet de l'onduleur et des coûts de remplacement élevés. Un court-circuit, qu'il soit interne au circuit de puissance ou provoqué par un défaut externe, crée un chemin de très faible impédance, permettant la circulation de courants extrêmement élevés et potentiellement destructeurs pour les composants [75].

C'est pour cette raison que les drivers modernes intègrent diverses fonctions de protection, telles que la détection de sous-tension (UVLO), la protection contre les courts-circuits, la détection de désaturation (DESAT) pour les IGBT, et la protection thermique. Ces fonctions évitent d'endommager les semi-conducteurs en cas de défaut.

**Solutions de protection envisagées :**

Pour faire face aux risques de surintensités identifiés, plusieurs approches de protection peuvent être envisagées, impliquant des solutions matérielles, logicielles ou une combinaison des deux.

**Protections matérielles (Au niveau matériel)**, différents circuits de protection peuvent être mis en place pour détecter et limiter rapidement les surintensités avant qu'elles n'endommagent les MOSFET.

- **la détection du courant** , Des capteurs de courant sont placés à différents endroits du circuit avec utilisation de gate drivers qui ont la fonctionnalité de shutdown comme IR2110.

Bien que le capteur de courant informe le microcontrôleur d'un défaut pour qu'il puisse arrêter les impulsions de commande des composants de puissance (IGBT, MOSFET), il existe un délai cumulé non négligeable dans cette chaîne de protection. Si ce délai total dépasse les très courts temps de protection des composants contre les surintensités, ceux-ci risquent d'être endommagés avant d'avoir pu être effectivement protégés. Ainsi, ces délais inhérents au système de protection peuvent s'avérer trop longs pour prévenir la défaillance des composants en cas de défaut sévère. Bien que la protection par capteur de courant et arrêt des commandes par le contrôleur soit utilisée, son temps de réaction est plus lent que les protections intégrées directement aux circuits de commande de grille (gate drivers).

- **Gate drivers avec protection intégrée** : De nombreux circuits de commande de grille (gate drivers) intègrent des fonctionnalités de protection contre les surintensités. Ils peuvent inclure des limiteurs de courant de grille, des circuits de désaturation ou des mécanismes de coupure en cas de défaut. ces gate drivers détecte par eux-même les défauts et arrête les impulsions de la porte et peut informer le microconroleur que cela s'est produit pour une réinitialisation, Cela pourrait donc être plus rapide.
- **Protections logicielles** En complément des protections matérielles, des stratégies de protection logicielle peuvent être implémentées pour une surveillance et un contrôle plus contrôlé.
- **Surveillance des courants et températures** : Les courants traversant les MOSFET et leur température sont surveillés en temps réel. Si des seuils critiques sont dépassés, des actions correctives sont engagées.
- **Algorithmes de limitation de courant** : Des algorithmes logiciels peuvent être utilisés pour limiter le courant en ajustant le rapport cyclique ou la modulation des signaux de commande des MOSFET [40].

Il est souvent recommandé de combiner les protections matérielles et logicielles. Les circuits matériels offrent une réaction rapide face aux événements critiques, tandis que les protections logicielles permettent une surveillance et une gestion plus sophistiquées.

### 3.7.3.1 Les types de drivers :

Il existe effectivement plusieurs types de drivers pour contrôler des convertisseurs ou d'autres dispositifs de puissance :

- **Driver unique sans optocoupleur** : C'est le type le plus simple. Il utilise un seul composant (souvent un transistor ou un MOSFET) pour contrôler directement la charge.
- **Driver avec optocoupleur** : Utilise un optocoupleur pour isoler électriquement le circuit de commande du circuit de puissance.
- **Driver unique avec optocoupleur et protection** : Combine un optocoupleur pour l'isolation avec des circuits de protection supplémentaires.

Pour cette conception, On utilise un pilote HCPL-3120 en tant que pilote isolé à canal unique (Isolated Single-Channel). Le circuit intégré prend le signal PWM entrant du microcontrôleur, puis pilote une sortie pour commander soit un MOSFET haut, soit un MOSFET bas.

Le HCPL-3120 est en fait un hybride entre un optocoupleur et un driver. Il est classé dans la catégorie des "Optocoupeurs avec sortie MOSFET de puissance" ou plus communément appelé "Driver de grille à isolation optique" [77].

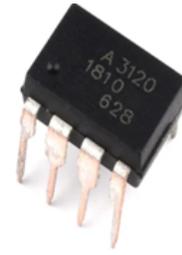
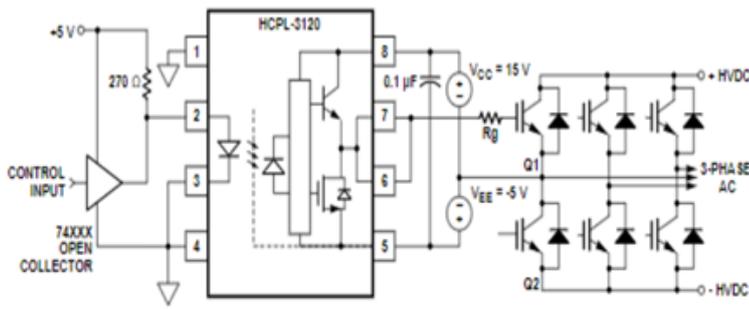


FIGURE 3.31 – Driver HCPL-3120

FIGURE 3.30 – IGBT Gate Drive Optocoupler HCPL-3120

### 3.7.4 Génération des signaux de commande du convertisseur multi-niveaux en pont H cascadié

Pour commander les 8 MOSFETs de notre onduleur à 5 niveaux, il y a plusieurs combinaisons possibles pour générer les 5 niveaux de tension ( $-2V_{ds}$ ,  $-V_{ds}$ ,  $0$ ,  $V_{ds}$ ,  $2V_{ds}$ ). Nous avons choisi la combinaison du tableau qui permet de répartir la charge équitablement sur les 8 MOSFET, afin d'éviter d'utiliser uniquement les MOSFET d'un seul onduleur.

Étant donné que les signaux des MOSFETs n'ont pas un rapport cyclique fixe, nous ne pouvons pas utiliser uniquement les signaux PWM générés par les timers. C'est pourquoi nous avons eu recours à des interruptions.

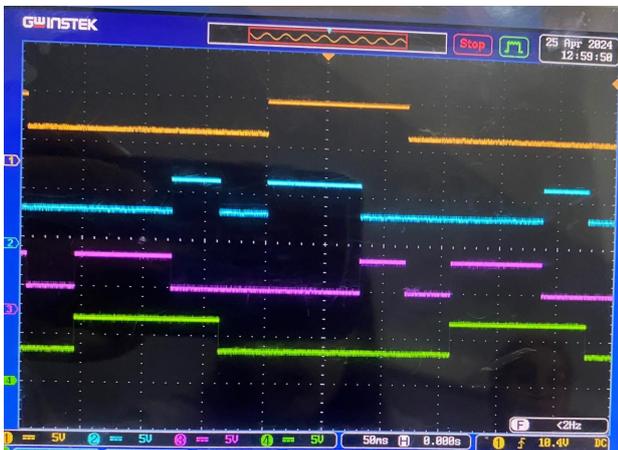
Le concept est simple : sur une période donnée, les MOSFET ont des temps précis pour s'ouvrir et se fermer. Pour cela, nous utilisons des interruptions qui, à des moments précis, interrompent le processus pour changer le cycle de cyclique (duty cycle) de la PWM.

Pour une période de 0,02 seconde (50 Hz), nous la divisons en 8 intervalles de temps, chacun correspondant aux huit tensions souhaitées sur cette période. Ainsi, toutes les 2,5 millisecondes, une interruption est générée pour changer le cycle de service (duty cycle) d'un MOSFET précis de 0 % à 100 % ou de 100 % à 0 %.

TABLE 3.1 – États de commutation pour une periode de 0.02s

	Vs	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
Entre 0 et $1 \times 2\pi/8$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Entre $1 \times 2\pi/8$ et $2 \times 2\pi/8$	+V	1	1	0	0	1	0	1	0
Entre $2 \times 2\pi/8$ et $3 \times 2\pi/8$	+2V	1	1	0	1	1	0	0	0
Entre $3 \times 2\pi/8$ et $4 \times 2\pi/8$	+V	1	0	1	0	1	1	0	0
Entre $4 \times 2\pi/8$ et $5 \times 2\pi/8$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Entre $5 \times 2\pi/8$ et $6 \times 2\pi/8$	-V	0	0	1	1	0	1	0	1
Entre $6 \times 2\pi/8$ et $7 \times 2\pi/8$	-2V	0	0	1	1	0	0	1	1
Entre $7 \times 2\pi/8$ et $8 \times 2\pi/8$	-V	0	1	0	1	0	0	1	1

La génération de ces signaux s'est faite en utilisant la carte NUCLEO-STM32F446,



(a) Signaux de commande de la premiere cellule



(b) Signaux de commande du la deuxieme cellule

FIGURE 3.32 – Signaux de commande du du convertisseur cinq niveaux

### 3.8 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a disséqué le cur intelligent des convertisseurs de puissance modernes : le circuit de commande. En explorant le microcontrôleur STM32, ses timers polyvalents, et les stratégies de modulation avancées pour onduleurs multiniveaux, nous avons révélé une synergie croissante entre matériel embarqué et algorithmes sophistiqués. L'accent mis sur l'intégration harmonieuse avec les drivers souligne que chaque composant, de la génération de signaux à l'interface de puissance, joue un rôle critique. Cette fusion technologique ouvre la voie à des convertisseurs plus efficaces et fiables, répondant aux défis énergétiques actuels.

Chapitre **4**

Simulation et exploitation des résultats

## 4.1 Introduction

Dans ce chapitre, Nous allons faire la simulation de la cellule SEPIC/onduleur ainsi que le multiniveaux sur les deux logiciels PROTEUS et MATLAB/SIMULINK avec des stratégies de commande multiples commande pleine onde et modulation de largeurs d'impulsions (PSPWM et LSPWM- POD, PD, ET APOD ) de façon à générer une tension plus proche de la forme sinusoïdale. La tension de sortie a cinq niveaux et le spectre harmonique correspondant sont présentés pour chaque méthode Avec une comparaison de leurs performances en matière de qualité afin de réduire les harmoniques, et d'assurer une commande précise.

## 4.2 Simulation avec le logiciel Proteus

Proteus ISIS est un logiciel de développement et de simulation d'applications via un environnement graphique simple et interactif. Le logiciel ISIS de Proteus est principalement connu pour l'édition de schémas électriques. Il permet également de simuler ces schémas, facilitant ainsi la détection d'erreurs dès l'étape de conception. Grâce à des modules additionnels, ISIS peut aussi simuler le comportement d'un microcontrôleur (PIC, ARDUINO, STM32.) et son interaction avec les composants environnants.

Nous avons effectué la simulation sur ISIS Proteus afin de vérifier le schéma final avant de le tester sur une plaque d'essai et d'imprimer le circuit de l'onduleur monophasé en pont H simulé sur la plaque finale.

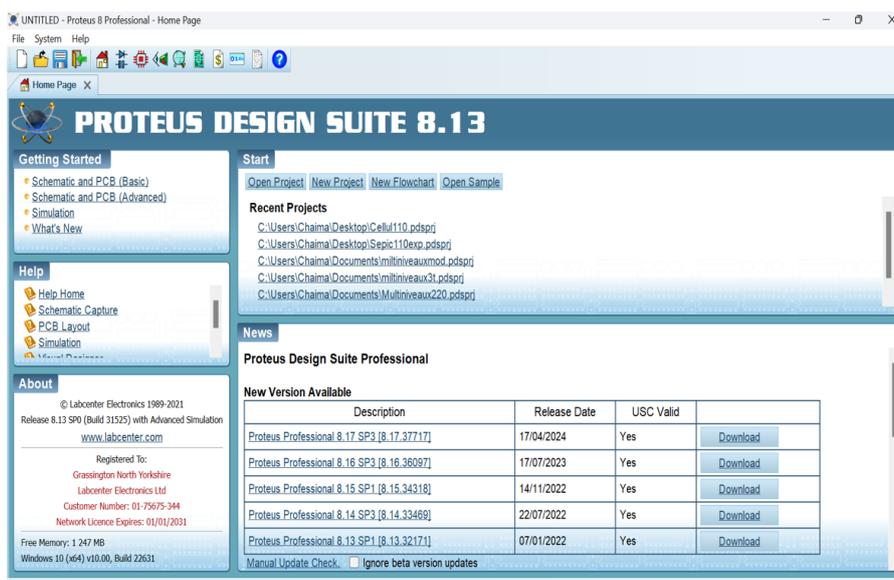


FIGURE 4.1 – Fenêtre principale du logiciel Proteus professionnel.

### 4.2.1 Simulation du convertisseur DC/DC SEPIC

Les valeurs des composants et des paramètres pour le dimensionnement du convertisseur SEPIC pour une tension de 110V sont représentées dans le tableau 4.1 :

TABLE 4.1 – Dimensionnement du SEPIC pour une tension de 110 v

Description	Estimation
Inductance (L1)	81.69 $\mu$ H
Inductance (L2)	81.69 $\mu$ H
Condensateur (C1)	1.85 $\mu$ F
Condensateur (C2)	66.87 $\mu$ F
Courant et tension que supporte le MOSFET (k)	27.3A et 183.8v
Charge Résistive (R)	12.1
Courant et tension que supporte la Diode de puissance	27.3A et 183.8v
Fréquence de commutation	100kHz

#### 4.2.1.1 Commande du convertisseur SEPIC

Notre circuit est compose de Mosfet ( IRFP27N60K), d'un driver HCPL-3120 , un STM32 ainsi que d'autres composants électroniques comme montrer dans la figure ci-dessous :

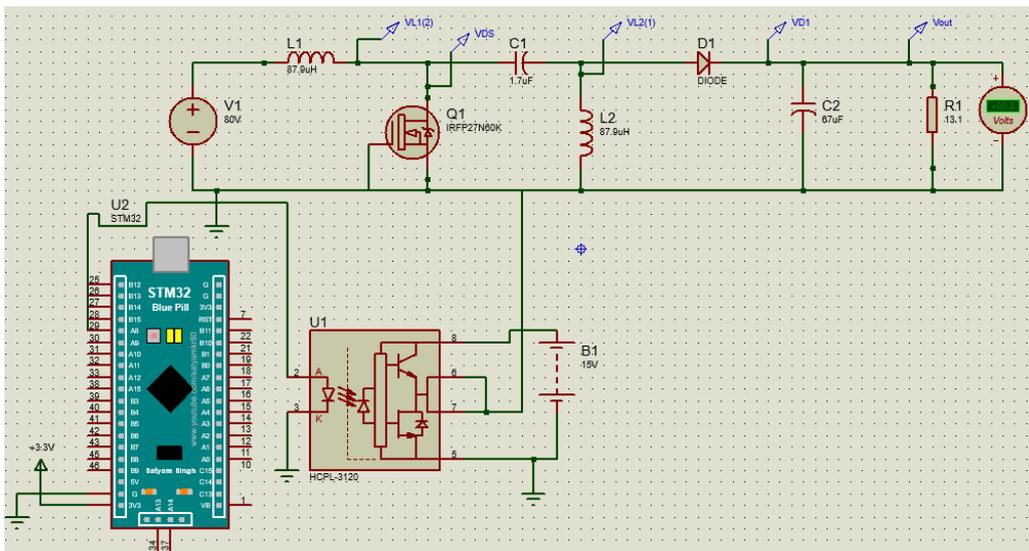


FIGURE 4.2 – Schéma d'un convertisseur SEPIC avec un microcontrôleur.

A laide de ce circuit, on a fait une simulation pour le Hacheur SEPIC avec différent rapport cyclique  $\alpha$  ( $\alpha < 0.5$  ,  $\alpha > 0.5$  et  $\alpha = 0.5$ ) et tension dentrée fixe ( $V_{in} = 120$ ). pour assurer le

fonctionnement de notre sepic en convertisseur élévateur et abaisseur.

Les résultats sont montrés dans la figure ci-dessous :

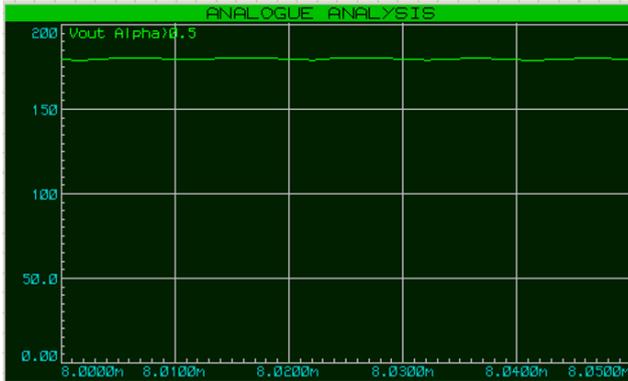


FIGURE 4.3 – Tension de sortie du SEPIC pour  $\alpha = 0.6$



FIGURE 4.4 – Tension de sortie du SEPIC pour  $\alpha = 0.5$



FIGURE 4.5 – Tension de sortie du SEPIC pour  $\alpha = 0.4$

Le SEPIC est un convertisseur DC/DC qui peut produire une tension de sortie supérieure ou inférieure à la tension d'entrée, ce qui le rend très polyvalent.

- Avec un rapport cyclique de 0,6 (60%), on obtient une tension de sortie de 180V. Cela signifie que le SEPIC a fonctionné en mode élévateur de tension (boost), amplifiant la tension d'entrée de 120V à 180V.
- Avec un rapport cyclique de 0,5 (50%), on obtient une tension de sortie de 122V, ce qui est très proche de la tension d'entrée de 120V.
- Avec un rapport cyclique de 0,4 (40%), on obtient une tension de sortie de 83V. Cela signifie que le SEPIC a fonctionné en mode abaisseur de tension (buck), réduisant la tension d'entrée de 120V à 83V.

Les résultats obtenus dans la figure 4.3, la figure 4.4 et la figure 4.5 montrent que le convertisseur SEPIC simulé fonctionne correctement, avec une plage de rapports cycliques allant de 0,4 à 0,6. Les tensions de sortie mesurées sont cohérentes avec la théorie du fonctionnement du SEPIC. Cependant, il est important de noter qu'il y a de petits écarts entre les valeurs

théoriques et les valeurs simulées, ce qui est normal en raison des pertes et des imperfections du circuit.

Maintenant, on fixe la tension d'entrée  $V_{in}$  à 80V et le rapport cyclique  $\alpha$  à 0,6 pour obtenir une tension de sortie  $V_{out}$  de 120V. Et on analyse les graphes de L1, L2, VDS et  $V_{out}$ .



FIGURE 4.6 – La tension aux bornes de la bobine L1.



FIGURE 4.7 – La tension aux bornes de la bobine L2.

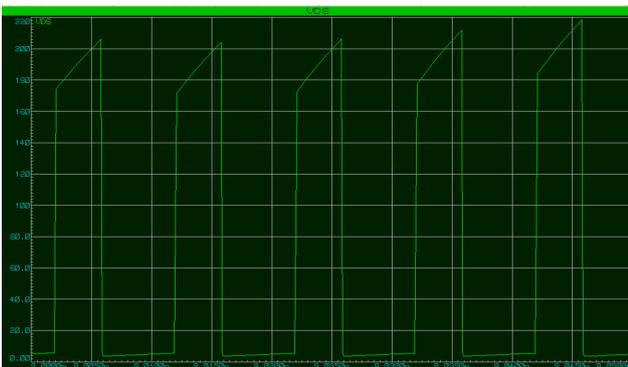


FIGURE 4.8 – La tension aux bornes du MOS-FET.

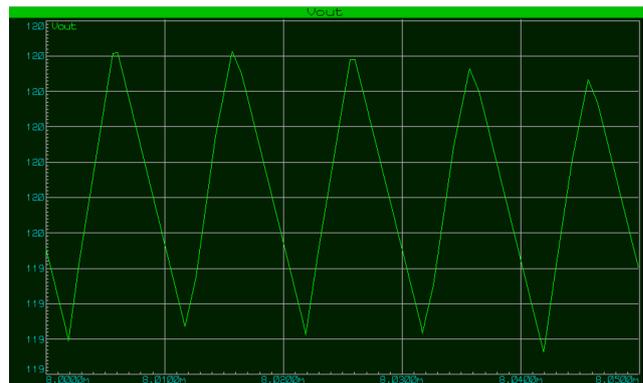


FIGURE 4.9 – La tension aux bornes de la charge.

D'après les graphes de la **figures 4.6**, la **figures 4.7**, la **figures 4.8** et la **figures 4.9** on remarque le fonctionnement du convertisseur SEPIC en mode élévateur de tension (boost), où une tension d'entrée de 80V est convertie en une tension de sortie de 120V avec un rapport cyclique de 0,6. Les formes d'onde des tensions aux bornes des inductances L1 et L2, ainsi que la tension VDS du MOSFET, sont conformes au fonctionnement théorique du SEPIC. La tension de sortie  $V_{out}$  présente des ondulations autour de la valeur moyenne souhaitée, ce qui est typique des convertisseurs à découpage.

## 4.2.2 Simulation d'une cellule SEPIC/Onduleur

Le schéma de l'onduleur monophasé en pont H, alimenté par un SEPIC est commandé par un STM32, avec des drivers HCPL-3120, des MOSFET IRF640 et IRFP27N60K, ainsi que les autres composants électroniques, est présenté dans la figure ci-dessous :

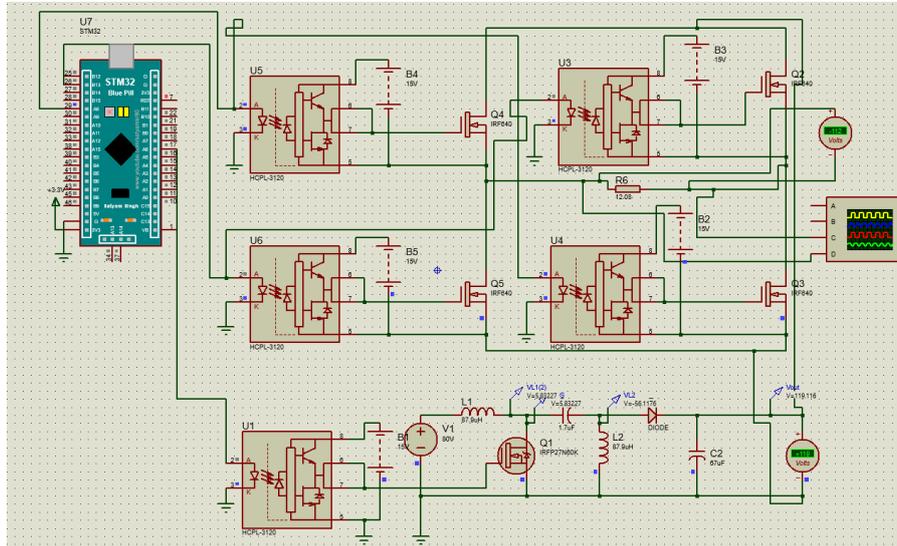


FIGURE 4.10 – Schéma complet d'une cellule (onduleur monophasé en pont H + SEPIC) sur Proteus.

### Explication du circuit :

- Onduleur : Pour ce montage on a utilisé quatre MOSFET IRF640.
- Alimentations : Les alimentations de 120V délivrées par le SEPIC alimentent le pont en H de l'onduleur. Les alimentations de 15V sont principalement dédiées aux drivers, leur permettant de commander les MOSFET en amplifiant la puissance du signal PWM, Cela permet d'activer les MOSFET qui nécessitent une tension  $V_{GS} > 12V$ .
- Génération du signal de commande : Les MOSFETs constituant notre onduleur fonctionnent par un jeu de commutation commandé à l'aide de deux signaux générés par une carte STM32. La broche A8 génère le signal PWM1 (TIM1 CHANNEL1), qui a pour rôle de commander Q4 et Q3, imposant ainsi la génération de l'alternance positive aux bornes de la charge. La broche B13 génère le signal PWM1N, le complémentaire de PWM1, afin de commander les MOSFET Q5 et Q2, ce qui impose la génération de l'alternance négative.

Les résultats obtenus lors de la simulation de l'onduleur sont illustrés dans la figure 4.11.

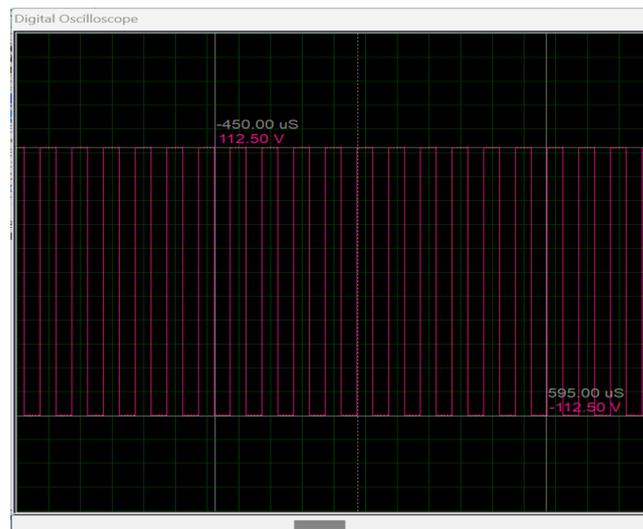


FIGURE 4.11 – Signal de sortie de l'onduleur (aux bornes de la charge).

D'après la figure 4.11, le signal affiché par l'oscilloscope montre une forme d'onde carrée ou rectangulaire, typique d'un signal généré par un onduleur en pont H. Le signal oscille entre des valeurs positives +112.50 V et négatives -112.50 V. À partir de la source continue et via les signaux de commande PWM1 et PWM1N, nous avons pu générer une tension alternative avec les caractéristiques attendues.

### 4.2.3 Simulation d'une Cellule onduleur (H-Bridge) à trois niveaux

Proteus est principalement un simulateur de circuits, et non un simulateur complet de microcontrôleurs. Par conséquent, il peut y avoir certaines limitations dans la simulation des interruptions et de l'ADC, notamment pour les fonctionnalités avancées ou les cas d'utilisation complexes. C'est pourquoi nous ne pouvons pas générer les signaux qui commandent les MOSFETs d'un onduleur multiniveaux avec STM32 dans Proteus. Nous utilisons donc des pulses, tandis que dans la réalisation, nous utilisons les signaux que nous avons générés avec notre microcontrôleur.

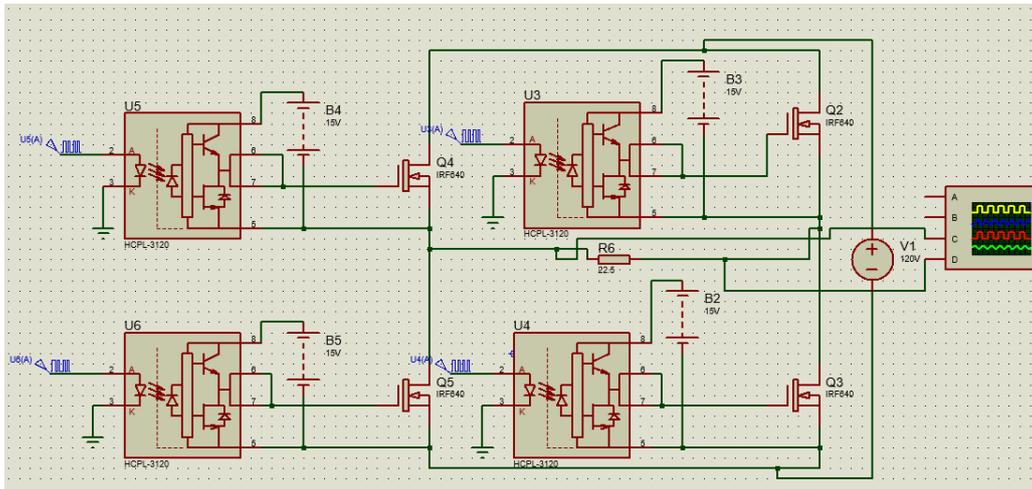


FIGURE 4.12 – Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux.



FIGURE 4.13 – Tension de sortie l'onduleur à trois niveaux.

D'après la figure 4.13, la forme d'onde affichée sur l'oscilloscope de Proteus est une forme d'onde en escalier avec trois niveaux de tension distincts de +115 V et -115 V ( positif, zéro et négatif). Cela permet d'obtenir une forme d'onde de sortie plus lisse et avec moins de distorsions harmoniques par rapport à un onduleur classique à deux niveaux (positif et négatif seulement).

#### 4.2.4 Simulation d'une Cellule onduleur cascade (H-Bridge) à cinq niveaux :

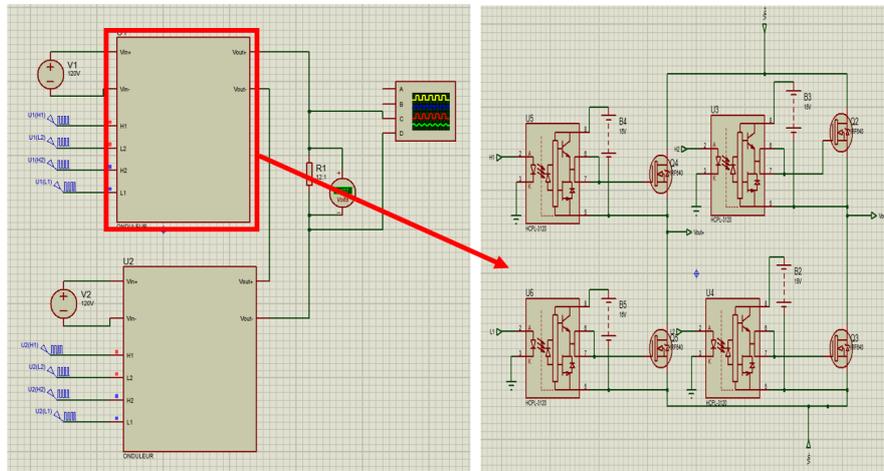


FIGURE 4.14 – Structure de puissance de l'onduleur à cinq niveaux de type cascade



FIGURE 4.15 – Signal de sortie de l'onduleur cascade à cinq niveaux.

D'après la figure 4.15, la forme d'onde affichée est un signal en escalier avec cinq niveaux de tension distincts entre +210 V et -210 V. Cela signifie que la tension passe par cinq états différents : deux niveaux positifs (+210v et +105v), un niveau zéro (0), et deux niveaux négatifs (-210v et -105v) permettant une meilleure approximation d'une onde sinusoïdale, réduisant les harmoniques et améliorant la qualité du signal par rapport aux onduleurs classique à deux niveaux.

## 4.3 Simulation le logiciel MATLAB/SIMULINK

### 4.3.1 Simulation du convertisseur DC/DC SEPIC

Les valeurs des composants et des paramètres pour le dimensionnement du convertisseur SEPIC pour une tension de 600V sont représentées dans le tableau 4.2 :

TABLE 4.2 – Dimensionnement du SEPIC pour une tension de 600 v

Description	Estimation
Inductance (L1)	400 $\mu$ H
Inductance (L2)	400 $\mu$ H
Condensateur (C1)	0.375 $\mu$ F
Condensateur (C2)	60 $\mu$ F
Courant et tension que supporte le MOSFET (k)	30.02A et 1000v
Charge Résistive (R)	12
Courant et tension que supporte la Diode de puissance	30.02A et 1000v
Fréquence de commutation	100kHz

Nous allons nous rapprocher du fonctionnement réel et vérifier le dimensionnement de l'hacheur SEPIC, avec  $\alpha = 60\%$ . Les valeurs des composants sont celles calculées précédemment.

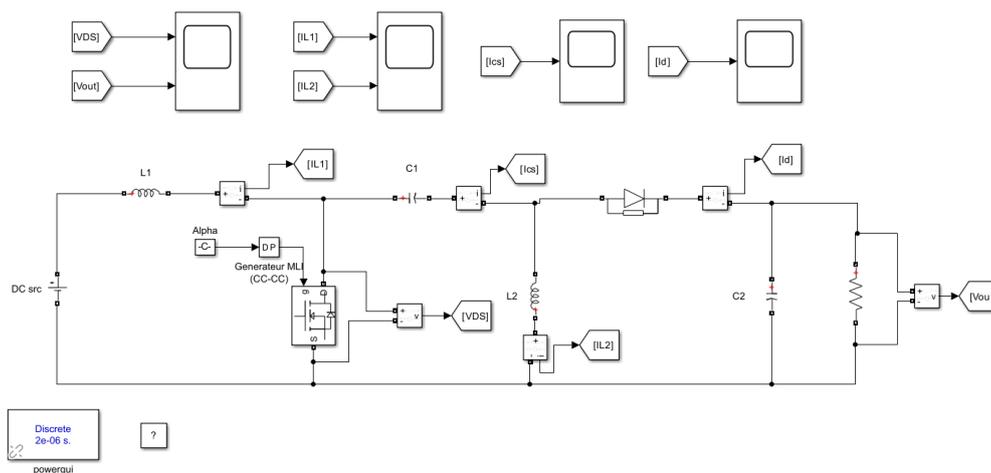


FIGURE 4.16 – Schéma du convertisseur DC/DC SEPIC réalisé dans Simulink

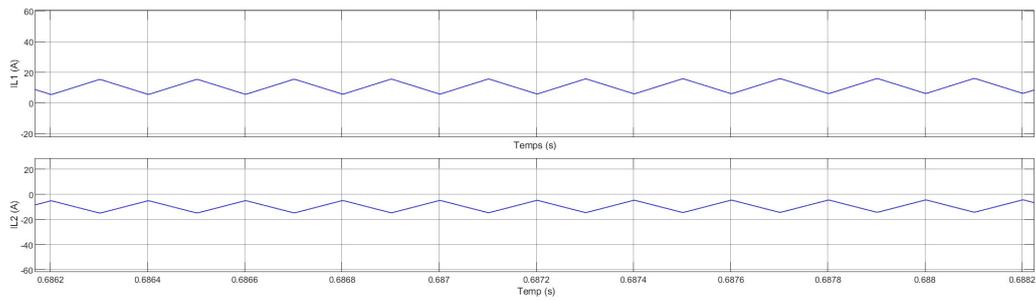


FIGURE 4.17 – Courant aux bornes de bobine L1, L2

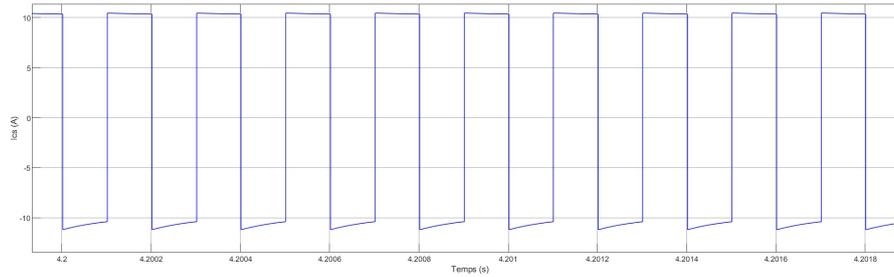


FIGURE 4.18 – Le Courant dans le condensateur de filtrage

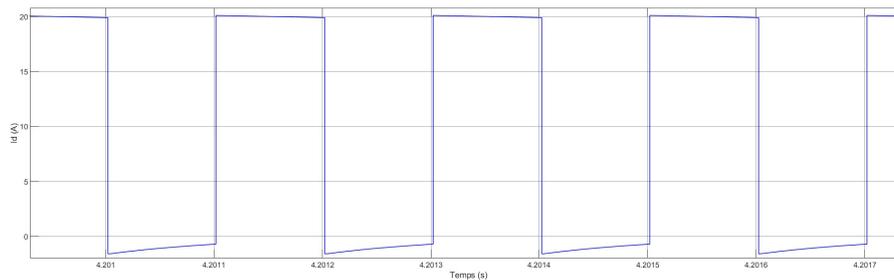


FIGURE 4.19 – Le Courant dans la diode

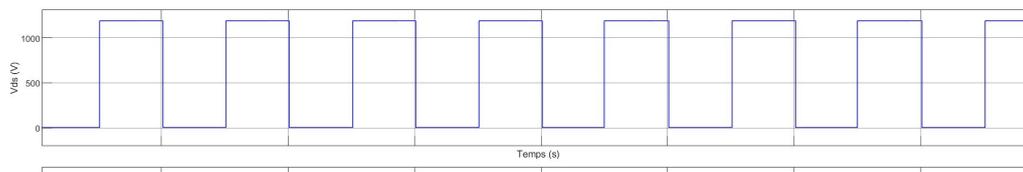


FIGURE 4.20 – La tension dans MOSFET

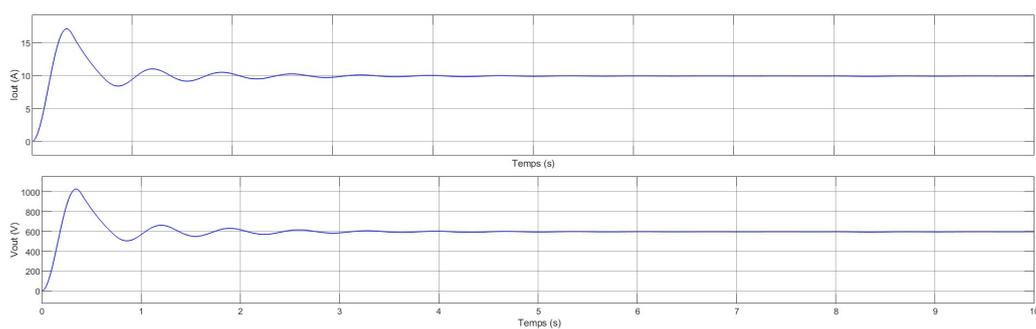


FIGURE 4.21 – La tension et Le courant dans la charge

### 4.3.1.1 Commande du convertisseur SEPIC avec la technique MPPT

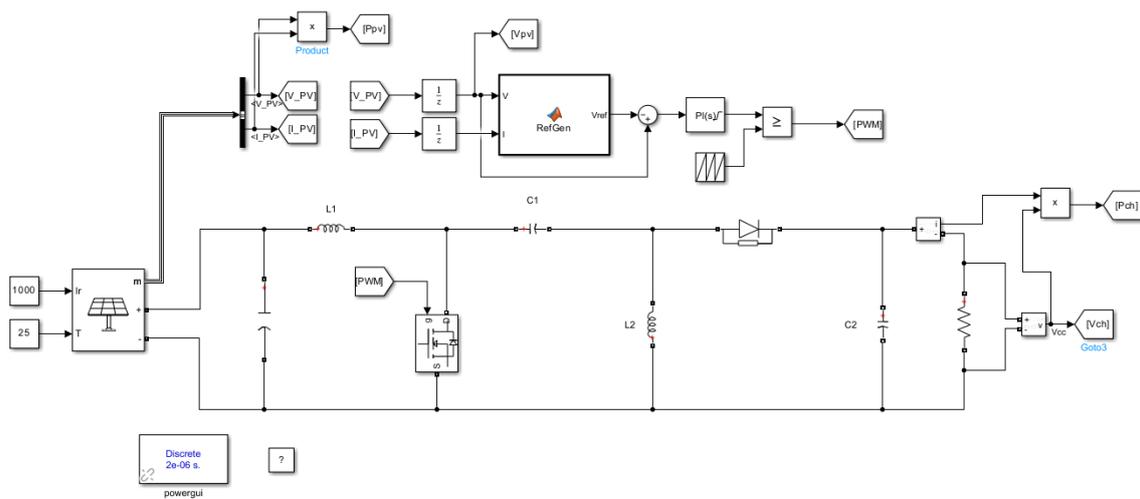


FIGURE 4.22 – Schéma de la simulation du convertisseur SEPIC commandé par la technique MPPT.

Nous simulons le système photovoltaïque en utilisant un convertisseur SEPIC fonctionnant en mode Buck et dans des conditions standard (Irradiation = 1000 W/m<sup>2</sup> et température = 25 °C). Les paramètres du système sont présentés dans le tableau.

TABLE 4.3 – Caractéristiques réelles du panneau

<b>Puissance maximal</b>	$P_{max}$	4049 W
<b>Tension à point maximal</b>	$V_{MPP}$	551 V
<b>Courant à puissance maximal</b>	$I_{MPP}$	139.65 A
<b>Tension de circuit ouvert</b>	$V_{CO}$	689.7 V
<b>Courant de court-circuit</b>	$I_{CC}$	148.96 A

Les résultats des simulations présentés sur les figures suivantes

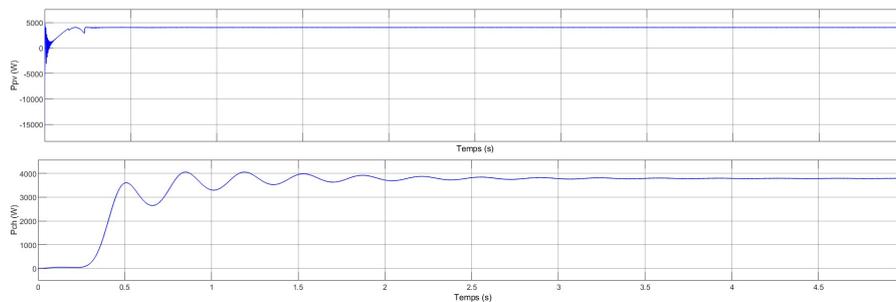


FIGURE 4.23 – Courbe de puissance PV et de la charge en conditions standard

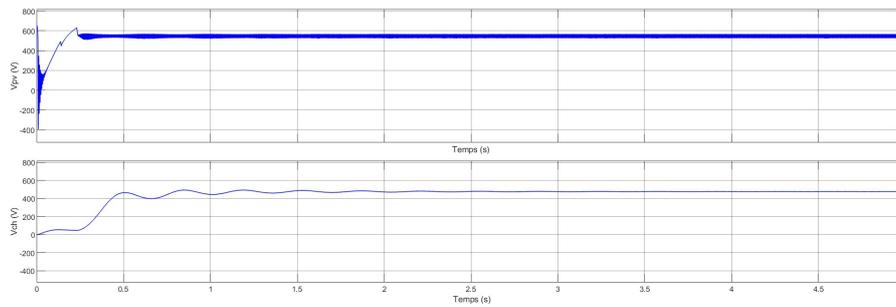


FIGURE 4.24 – Courbe de tension PV et de la charge en conditions standard

Après observation de la figure 4.23 et la figure 4.24 on constate que :

- La puissance d'entrée montre initialement des fluctuations, puis se stabilise autour de 4042 W, ce qui correspond au point de puissance maximale du module photovoltaïque.
- La puissance de sortie quant a elle augmente rapidement jusqu'à atteindre un pic, puis oscille légèrement avant de se stabiliser. Cette stabilité démontre que le principe de contrôle MPPT a été vérifié, permettant de maximiser la puissance extraite.
- Pour La tension d'entrée du panneau photovoltaïque varie initialement, puis atteint un maximum d'environ 551 V au point de puissance maximale.
- La tension de sortie présente une augmentation initiale avec des oscillations avant de se stabiliser, ce qui est une caractéristique typique des modules photovoltaïques.

**4.3.1.1.1 Simulation dans des conditions météorologiques variables** Nous avons simulé le système, mais afin d'obtenir des résultats plus proches de la réalité, nous avons fait varier le rayonnement (l'irradiation a été modifié de 500 W/m<sup>2</sup> à 750 W/m<sup>2</sup>). Cette variation de l'irradiation entraîne naturellement une variation de l'énergie produite, tandis que la température de la cellule a été maintenue constante à 25 °C. La figure 4.25 et la figure 4.26 présentent les résultats de la simulation.

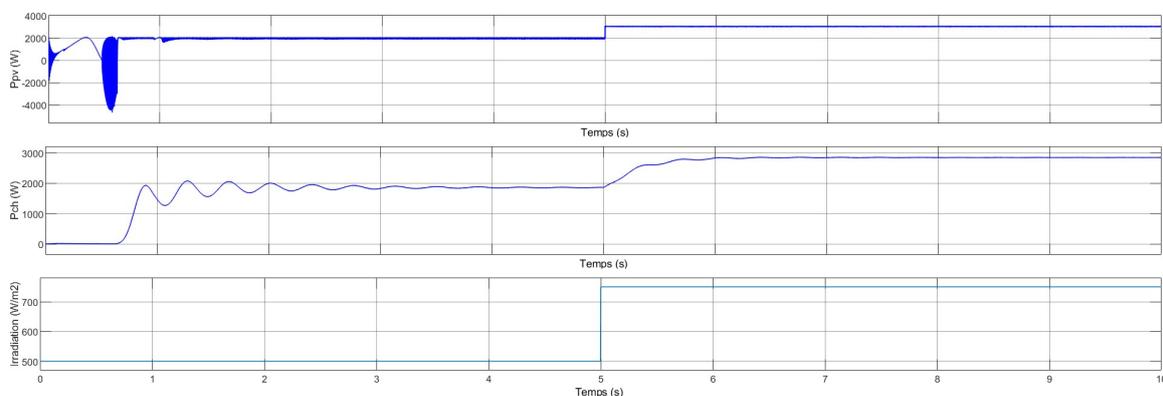


FIGURE 4.25 – Courbe de puissance PV et la charge en variation du rayonnement solaire.

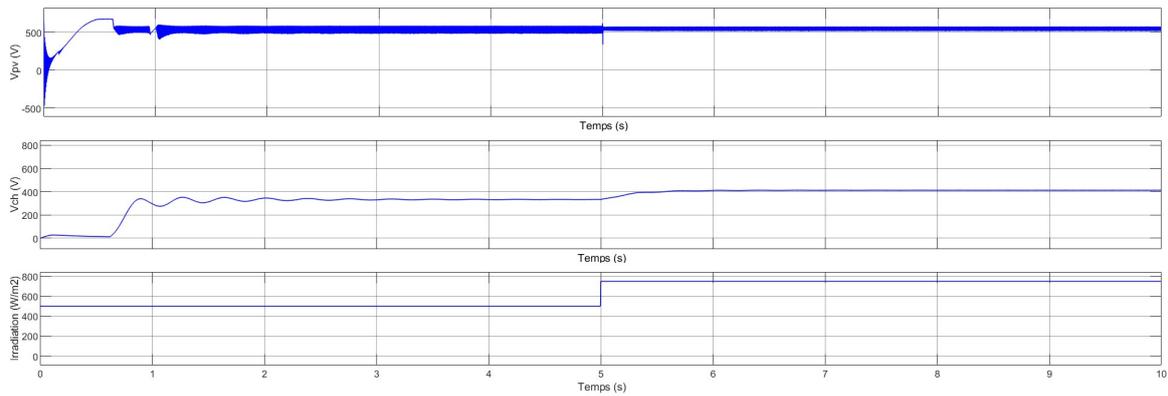


FIGURE 4.26 – Courbe de tension PV et de la charge en variation du rayonnement solaire .

- La courbe de puissance d'entrée montre une fluctuation dans la phase de transition avant de se stabiliser à 2000 W.
- Après l'augmentation de l'éclairement, il y a une perturbation significative, mais le système se stabilise à une nouvelle valeur plus élevée qu'initialement.
- Après l'augmentation de l'éclairement, la puissance de sortie augmente, puis se stabilise à nouveau. Cela montre que le convertisseur SEPIC ajuste la puissance en fonction des conditions d'éclairement changeantes..
- Après 5 secondes, une augmentation de l'éclairement provoque une perturbation visible, mais la tension se stabilise à nouveau.

### 4.3.2 Simulation du convertisseur DC/AC en pont H a deux niveaux

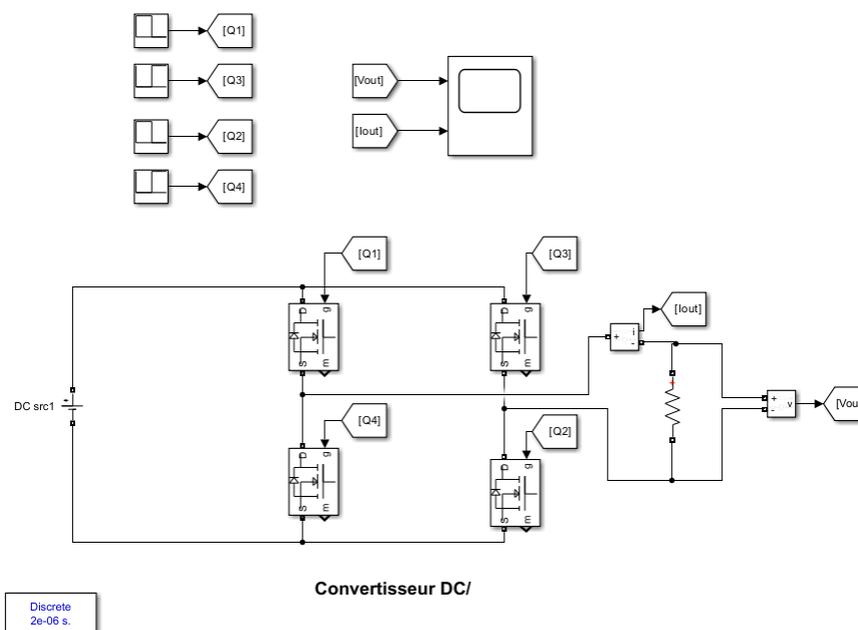


FIGURE 4.27 – Schéma de l'onduleur monophasé en pont H

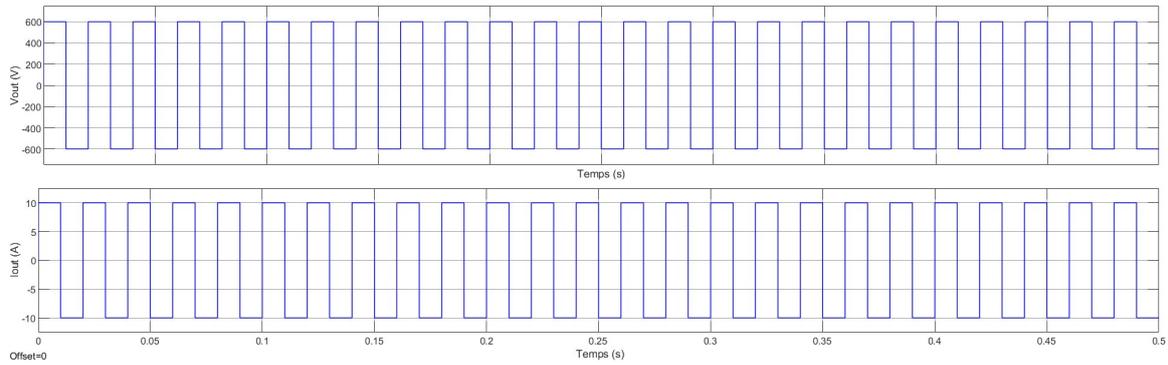


FIGURE 4.28 – Frome de la tension et le courant de sortie d'onduleur.

Le graphique supérieur de la figure 4.28 montre la tension de sortie de l'onduleur classique a deux niveaux ou on observe une forme d'onde carrée alternant entre +600V et -600V, Les transitions entre les deux niveaux sont raides, indiquant des commutations rapides des interrupteurs de puissance.

En conséquence, le graphique inférieur de la figure 4.28 montre le courant de sortie, dont la forme d'onde alterne également entre des valeurs positives et négatives, suivant la même fréquence et phase que la tension de sortie, tout en étant dépendant de la charge connectée.

### 4.3.3 Simulation d'une cellule SEPIC/Onduleur

Nous avons alimenté notre onduleur à l'aide d'un hacheur SEPIC, explorant trois méthodes de commande. La commande pleine onde a produit un signal à trois niveaux comme illustré dans la figure 4.30 :

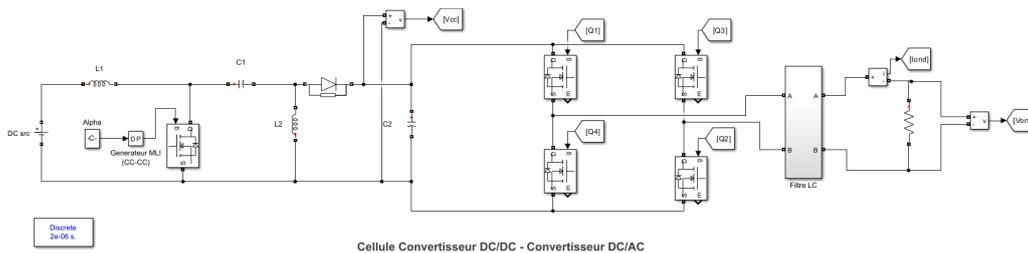


FIGURE 4.29 – Schéma d'une cellule SEPIC/Onduleur

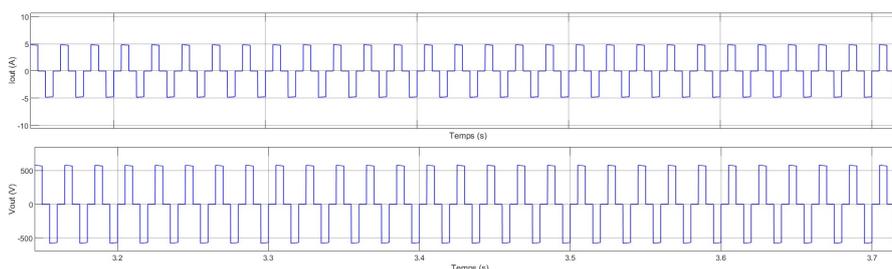


FIGURE 4.30 – Forme de la Tension et le courant de sortie de la cellule SEPIC/Onduleur

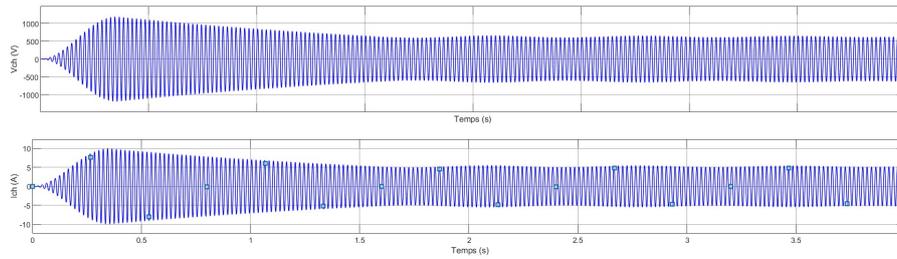
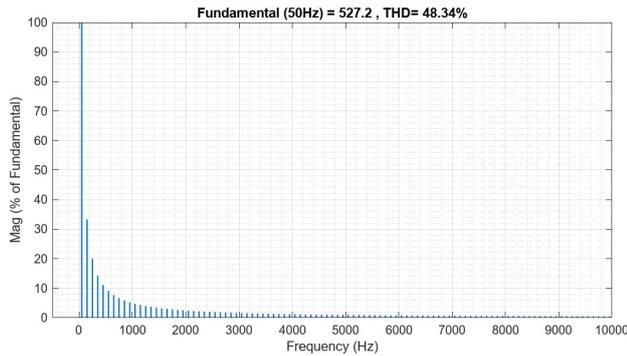
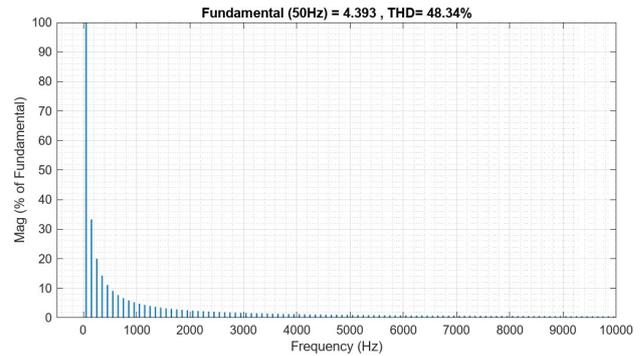


FIGURE 4.31 – La Tension et le courant de charge



(a) Tension de sortie



(b) Courant de sortie

FIGURE 4.32 – Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur

D'après la figure 4.32, la commande pleine onde présente un spectre harmonique avec une THD de 48,34% sans filtrage initial, montrant des harmoniques parasites proches de la fondamentale à basse fréquence.

#### 4.3.3.1 Commande avec modulation sinusoïdale SPWM

Commande bipolaire :

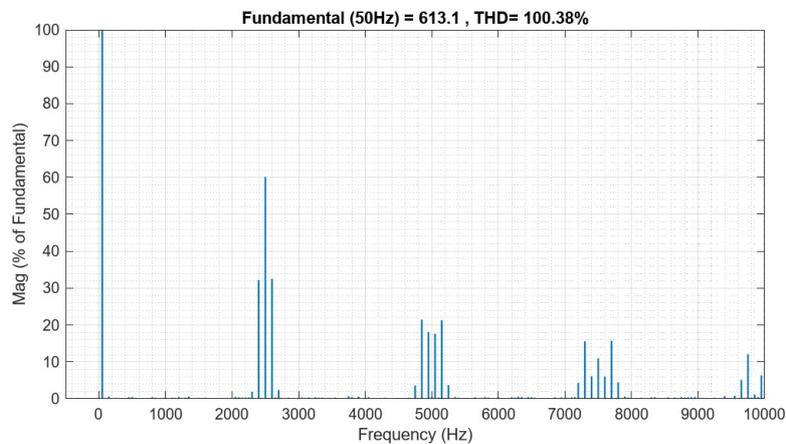
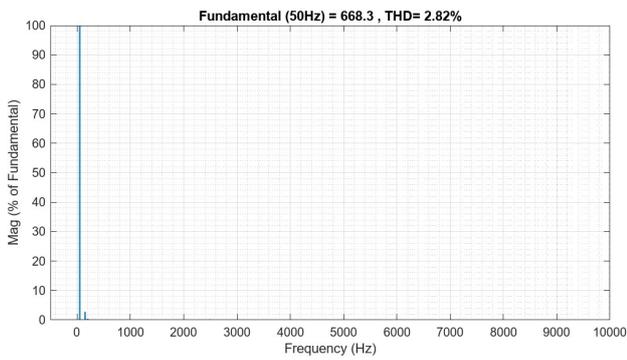
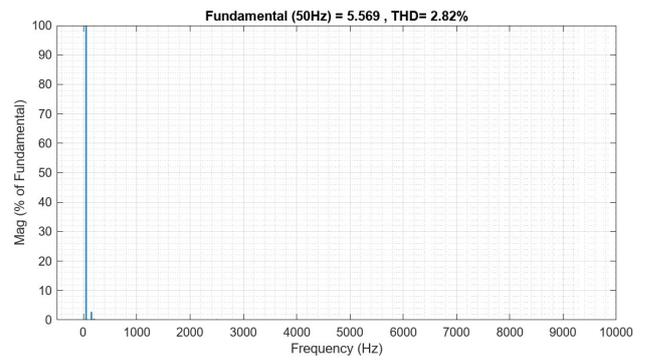


FIGURE 4.33 – Spectre dharmoniques de tension de sortie donduleur



(a) Tension de sortie



(b) Courant de sortie

FIGURE 4.34 – Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de la charge

Commande unipolaire :

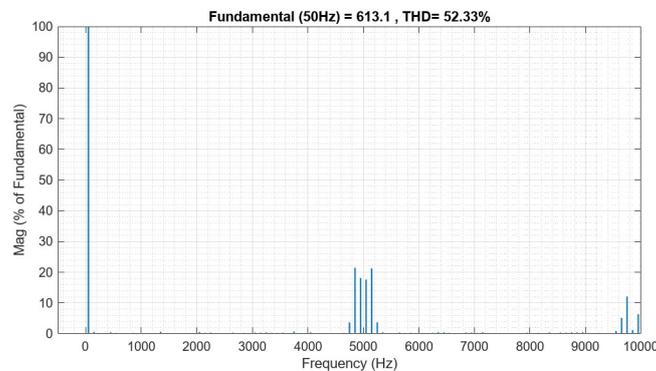
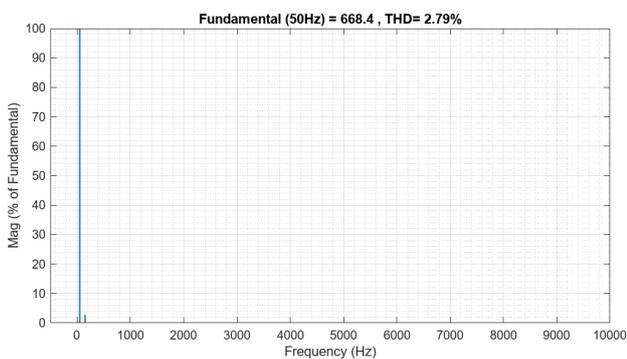
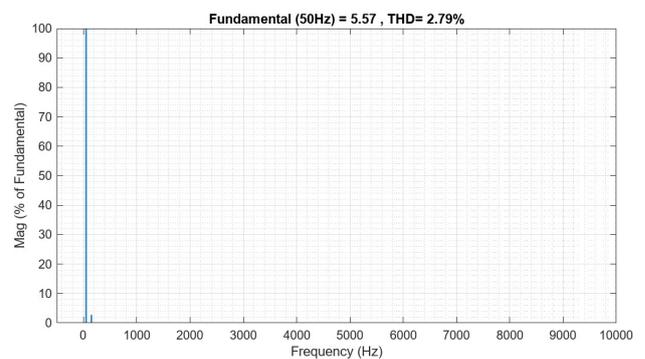


FIGURE 4.35 – Spectre dharmoniques de tension de sortie donduleur



(a) Tension de sortie



(b) Courant de sortie

FIGURE 4.36 – Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de la charge

Pour la commande SPWM On remarque que la tension de sortie MLI non filtrée a un THD relativement élevé, mais les harmoniques sont à des fréquences beaucoup plus élevées, ce qui facilite le filtrage.

La tension de sortie de l'onduleur en mode PWM bipolaire présente une forme d'onde a deux niveaux oscillant entre des valeurs positives et négatives de manière symétrique autour de zéro. En revanche, la tension de sortie de l'onduleur en mode PWM unipolaire a trois niveaux oscille

entre une valeur positive et zéro et une valeur négative et zéro, ce qui réduit les pertes de commutation et améliore l'efficacité.

D'après la figure 4.35, On constate que la commande unipolaire, présente un spectre harmonique où les harmoniques apparaissent autour du double des multiples de la fréquence de commutation, avec une amplitude qui diminue à mesure que lon s'éloigne du rang correspondant à la fréquence de commutation. Ainsi, elle repousse les harmoniques vers les hautes fréquences, facilitant leur filtrage et améliorant la forme d'onde des grandeurs de sortie avec une valeur de distorsion harmonique (THD = 52.33%) .

En revanche, le spectre harmonique de la tension de l'onduleur sous contrôle bipolaire présenté dans la figure 4.33 montre des composantes harmoniques qui se regroupent en paquets autour de la fréquence de commutation et de ses multiples, avec une amplitude qui diminue à mesure que lon s'éloigne du rang correspondant à la fréquence de commutation, ce qui facilite leur filtrage. Cependant, la MLI bipolaire génère un THD plus élevé de 100.38% comparé à la MLI unipolaire.

Pour rendre ces tensions conformes aux limites prescrites par la CEI, après filtrage des tensions, nous remarquons dans les figures 4.34 et 4.36 que les THD diminuent significativement, atteignant respectivement des valeurs de 2,79% et 2,82% pour la commande unipolaire et bipolaire. De plus, une augmentation des grandeurs de sortie est observée après le filtrage des harmoniques parasites.

#### **4.3.4 Simulation de l'onduleur cascade à cinq niveaux**

Après avoir exploré les stratégies PWM unipolaire et bipolaire pour la commande de la cellule d'onduleur, nous avons poursuivi avec la simulation du convertisseur à 5 niveaux. Cette étape visait à évaluer différentes méthodes de commande pour optimiser la performance du système en particulier en termes de réduction de la distorsion harmonique de l'onduleur avant filtrage . L'objectif est d'utiliser un filtre de petite taille pour que la tension et le courant respectent les normes CEI.

Nous avons testé plusieurs approches, dont la commande pleine onde et la SPWM, chacune ayant montré des résultats distincts en termes de THD et de facilité de filtration harmonique. Nous avons identifié les caractéristiques suivantes pour chaque méthode :

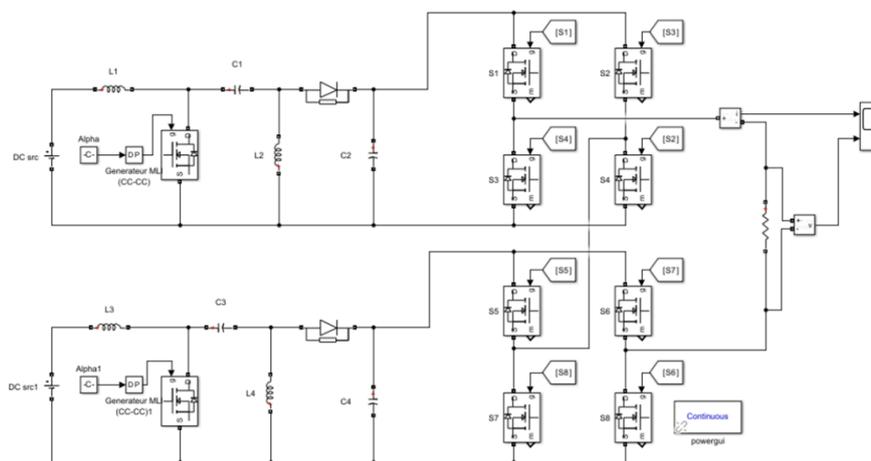


FIGURE 4.37 – Schéma dun onduleur cascade à cinq niveaux

### 4.3.4.1 Commande pleine onde

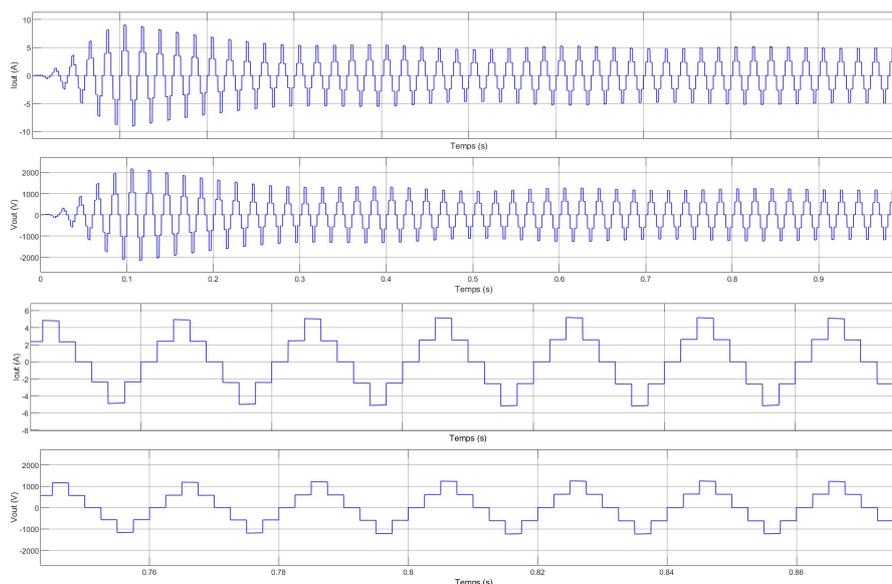
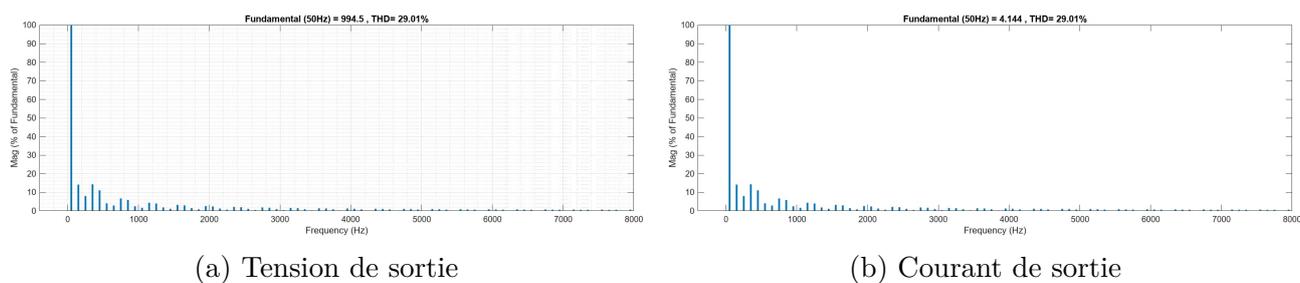


FIGURE 4.38 – Drome de la tension et le courant de sortie donduleur.



(a) Tension de sortie

(b) Courant de sortie

FIGURE 4.39 – Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur

D'après la figure 4.38, les formes d'onde de la tension et du courant de sortie de l'onduleur en pleine onde montrent une transition progressive entre différents niveaux de tension, créant une forme d'onde en escalier. Le spectre harmonique illustré dans la figure 4.39 révèle des composantes harmoniques significatives, avec une distorsion harmonique totale (THD) de 29,01%, confirmant la complexité de la forme d'onde.

#### 4.3.4.2 La stratégie phase shifted PWM (PS)

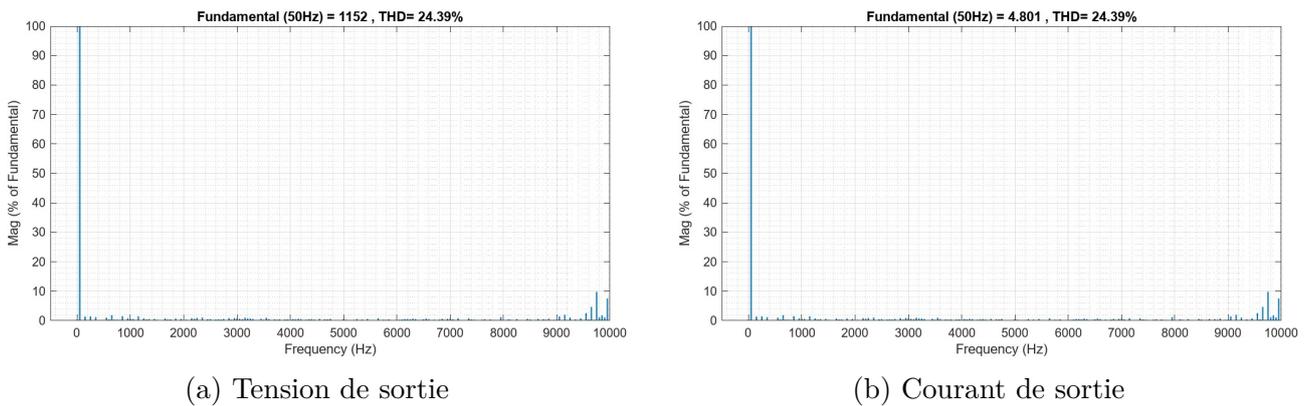


FIGURE 4.40 – Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur

#### 4.3.4.3 La stratégie Level shifted PWM (LS-PWM)

##### Disposition de phase (PD)

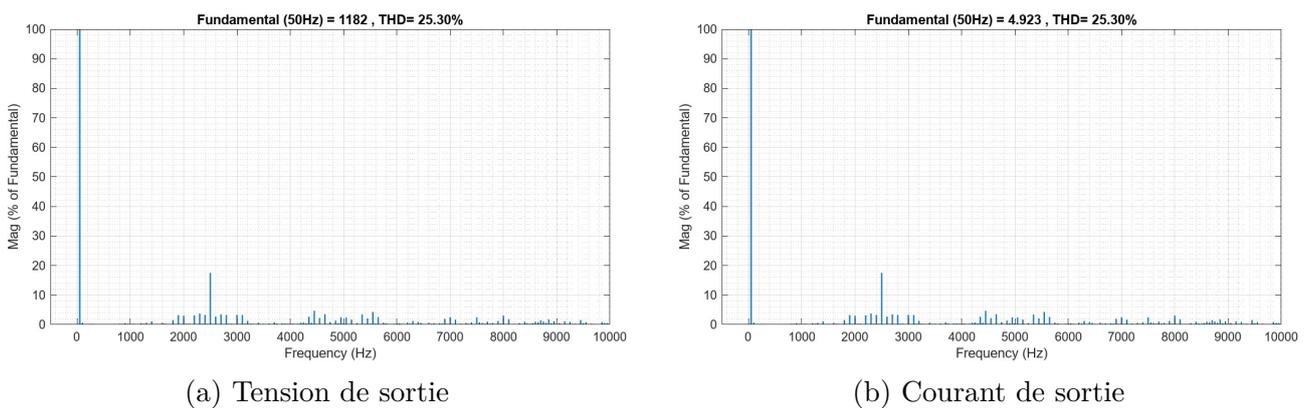


FIGURE 4.41 – Spectre dharmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur

##### Opposition de phase disposition (POD)

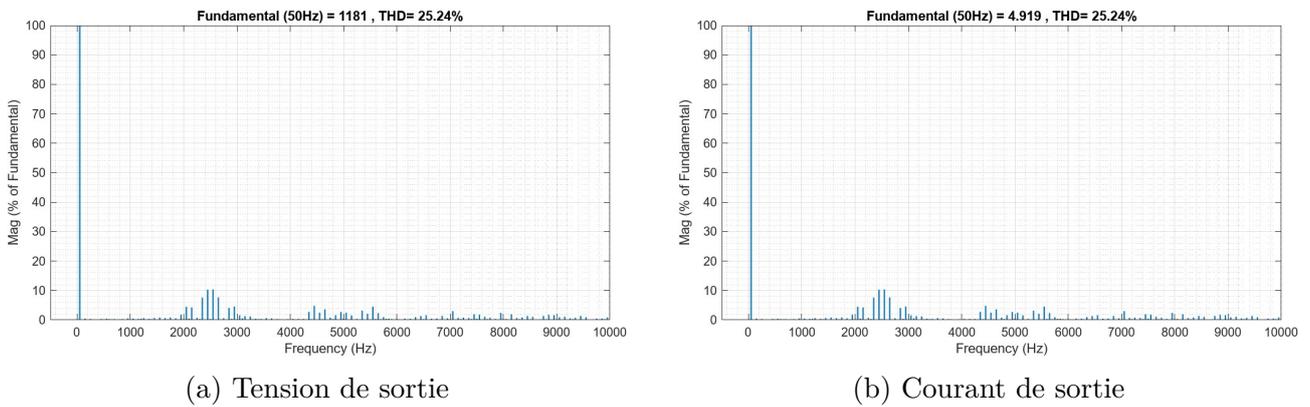


FIGURE 4.42 – Spectre d'harmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur

### Disposition d'opposition en phase alternative (APOD)

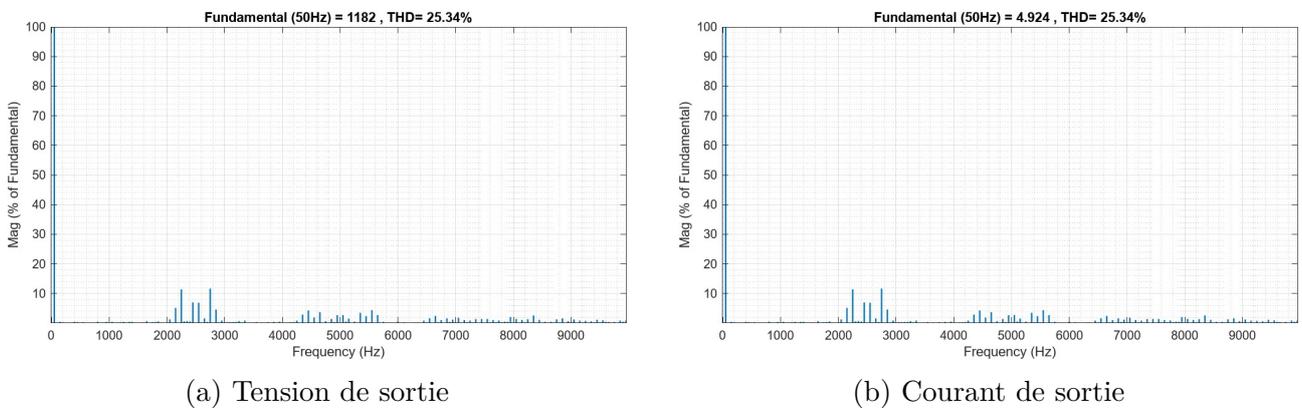


FIGURE 4.43 – Spectre d'harmoniques de tension et de courant de sortie de l'onduleur

Pour la commande PWM (PS, CD, POD et APOD), les figures 4.41, 4.42 et 4.43 montrent une amélioration notable dans la réduction de la THD, réduite à environ 25%. La distorsion harmonique est moins importante par rapport à la commande en pleine onde, avec une meilleure répartition des fréquences harmoniques. Les harmoniques sont répartis à des fréquences plus élevées ce qui facilitera le filtrage de ses harmoniques parasite avec des filtres contrairement à la pleine onde qui nécessitera de grands filtres pour filtrer ces harmoniques parasites .

L'analyse des formes d'onde de tension et de courant ainsi que de leurs spectres harmoniques démontre que l'utilisation de différentes techniques de modulation PWM pour un onduleur à cinq niveaux améliore la qualité des formes d'onde de sortie par rapport à la commande en pleine onde.

Il ressort clairement des figures que le THD de 5 niveaux CHB-MLI avec la technique PS, PD, POD et APOD n'est pas dans une limite prescrite par la CEI. Pour l'abaisser dans une limite, il est essentiel d'utiliser un filtre pour convertir la forme d'onde de sortie en forme d'onde sinusoïdale une autre alternative est d'augmenter le nombre de niveaux dans un signal de sortie. Le tableau 5.2 présente une analyse comparative de quatre techniques de modulation. De cette

analyse comparative il ressort clairement que la technique PS a un faible THD c.-à-d. 24.39% en sortie par rapport à PD, POD et APOD qui présentent des THD 25.30% ,25.24% et 25.34% respectivement. Il est également observé qu'il n'y a pas de différence de THD de tension et de courant, c'est à cause de la nature résistive de la charge. Du point de vue de l'implémentation, PD-PWM est facile à comprendre et à mettre en œuvre car une même forme d'onde ne doit être décalée que de l'autre côté, d'autres techniques ont une forme différente caractérisée avec le décalage de niveau.

TABLE 4.4 – Analyse comparative des techniques de commande

	Pleine onde	PS	PD	POD	APOD
THD de tension	29.01%	24.39%	25.30%	25.24%	25.34%
THD de courant	29.01%	24.39%	25.30%	25.24%	25.34%

## 4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé Proteus pour simuler le bon fonctionnement de notre cellule d'onduleur multiniveaux. En utilisant des composants réels, nous avons pu nous rapprocher davantage de la réalité (la pratique).

Ensuite, nous avons commencé à simuler notre convertisseur moyenne tension à l'aide du logiciel MATLAB/simulink. Nous avons testé les diverses stratégies de modulation pour une cellule ainsi que pour le multiniveaux : la commande pleine onde, la technique MLI triangulo-sinusoidale (PSPWM et LSPWM- POD, PD et APOD).

On constate que les techniques MLI offrent l'avantage comme faciliter le filtrage des harmoniques de la tension de sortie en les repoussant vers des fréquences très élevées et d'obtenir une onde quasi sinusoidale grâce à la modulation de la tension de sortie .

La comparaison entre les modulations unipolaire et bipolaire, PSPWM et LSPWM, présente des avantages et des inconvénients, ce qui nous a poussés à les comparer.

Dans les méthodes de la PS-PWM, le THD a été amélioré et cette méthode offre des sorties plus sinusoidale par rapport à la commande pleine onde.

# Conclusion Générale

Notre travail avait pour objectif d'étudier et de commander un convertisseur CHB (Cascaded H-Bridge) à 3 niveaux, puis à 5 niveaux, en utilisant différentes stratégies de modulation.

Le premier chapitre a fourni une présentation de l'état de l'art des composants clés de l'électronique de puissance, ainsi qu'une description générale des convertisseurs à structures multiveaux. Nous avons inclus leurs topologies les plus courantes et les modulations proposées dans la littérature, en justifiant notre choix pour la topologie CHB pour les raisons suivantes :

- Capacité à générer des tensions élevées avec des composants basse tension.
- Faibles contraintes en tension sur les composants.
- Meilleure qualité de la forme d'onde de sortie (faible THD).
- Réduction des pertes par commutation.

Dans le deuxième chapitre, nous avons examiné en détail les éléments essentiels concernant l'augmentation de la tension et de la puissance. Nous avons ensuite étudié les spécificités des convertisseurs de moyenne tension, en soulignant leurs caractéristiques et les avantages qu'ils offrent par rapport à d'autres technologies de conversion de puissance. Enfin, nous avons présenté une description approfondie du circuit de puissance.

Dans le troisième chapitre, nous avons commencé par une exploration des technologies embarquées, en examinant leur architecture, leurs avantages et leurs défis. Cette base nous permet de justifier notre choix du microcontrôleur STM32 de ST utilisé dans ce travail. Nous avons ensuite présenté en détail cette carte, ses caractéristiques et ses périphériques pertinents, en soulignant les avantages qu'elle offre pour notre projet. Enfin, nous avons présenté une description approfondie du circuit de commande.

Le quatrième chapitre a été consacré à la modélisation du convertisseur étudié, suivie d'une simulation réalisée en deux parties. Premièrement, avec Proteus, nous avons simulé un SEPIC produisant 120V en sortie, puis une cellule d'onduleur alimentée par SEPIC. Nous avons ensuite simulé un onduleur à 3 niveaux et à 5 niveaux. Deuxièmement, avec MATLAB/SIMULINK, nous avons effectué des simulations du SEPIC produisant 600V en sortie avec MPPT, suivi de simulations de l'onduleur, y compris une cellule d'onduleur alimentée par SEPIC à 3 niveaux et à 5 niveaux, en utilisant différentes stratégies de modulation pour commander le SEPIC et l'onduleur, à savoir :

- La commande pleine onde.
- La commande PWM (porteuses unipolaire et bipolaire pour une cellule).
- La commande PWM avec la stratégie PS (Phase Shifted) et la stratégie CD (Carrier Disposition) qui inclut la disposition de phase (PD), l'opposition de phase disposition (POD) et la disposition d'opposition en phase alternative (APOD).

Enfin, nous avons clôturé ce chapitre par une comparaison où nous avons clarifié les points forts et les points faibles de chacune des stratégies :

- La commande pleine onde est la plus simple au niveau des calculs, présente les plus faibles pertes par commutation parmi toutes les stratégies utilisées, et présente des harmoniques de faibles fréquences.
- La modulation MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) ne présente pas d'harmoniques de basses fréquences, mais elle peut présenter des harmoniques de hautes fréquences qui peuvent être filtrer avec la disposition de filtre . Elle peut être généralisée à plusieurs niveaux (MLI multiniveaux) ou à plusieurs phases sans entraîner une complexité énorme au niveau des calculs.

Au cours de notre projet, nous avons rencontré plusieurs limitations qui nous ont empêchés de finaliser la simulation avec régulation et synchronisation au réseau. Les principales considérations étaient les suivantes :

- La mise en uvre dun système de régulation efficace et de synchronisation précise pour la cellule donduteur multiniveaux moyenne tension avec le réseau électrique nécessite un calcul précis pour la régulation de tension et courant ce qui na pas été réalisable dans le cadre de ce projet.
- Le développement complet de la régulation et de la synchronisation aurait nécessité des phases supplémentaires de recherche, de test et de validation, qui nont pas pu être accomplies dans les délais impartis.

En résumé, les objectifs atteints dans ce travail ont été les suivants :

- Compréhension du rôle prépondérant de lélectronique de puissance dans les réseaux de production, de transport, de distribution et dutilisation de lénergie électrique.
- Configuration et programmation dune famille particulière de microcontrôleurs.
- Revue de la commande des convertisseurs en mettant laccet sur les méthodes numériques adaptées aux onduleurs multiniveaux.
- Commande d'une cellule d'onduteur multiniveau CHB.
- Implémentation sur la carte STM32 de la modulation pleine onde .
- Simulation d'une cellule ainsi que le multiniveaux en H-cascade avec les méthodes : Pleine onde, MLI unipolaire, MLI bipolaire, PS-PWM et LS-PWM.

Des perspectives sont ouvertes pour lamélioration du prototype :

- Realiser la simulation de la cellule d'onduteur multiniveaux avec régulation et synchronisation avec le réseau.
- L'utilisation de la carte STM32 pour implémenter la commande numérique de toutes les simulations faite sur MATLAB/SIMULINK.
- Réaliser le circuit de puissance et de commande pour la moyenne tension en commençant pas une cellule a trois niveaux puis a cinq niveaux.

# Bibliographie

1. LUO, F. & YE, H. *Advanced DC/AC Inverters : Applications in Renewable Energy. Power electronics. electrical engineering. energy. and nanotechnology. Taylor Francis* (2013).
2. BABKRANI, Y. *Étude, Conception et Réalisation dun Onduleur Multiniveaux avec Techniques de Commande Optimisées* thèse de doct. (Université Hassan Premier Faculté des Sciences et Techniques Settat, 17/12/2021).
3. BERRAMDANE MOHAMMED RIADH, B. H. E. *Modulation et commande dun onduleur à trois niveaux T-NPC : Etude et implémentation* 2021.
4. PINARD, M. *Convertisseurs et électronique de puissance : commande, description, mise en uvre* 116. ISBN : 978-10-049674-7 (Dunod, Paris, année de publication).
5. SÉGUIER, G., LABRIQUE, F. & DELARUE, P. *Électronique de puissance* 10<sup>e</sup> éd. (2021).
6. MACBAHI, H. *Correction de facteur de puissance dans un convertisseur à résonance par une méthode active* Mémoire de maîtrise en électronique industrielle (Faculté des Sciences et de Génie, Québec, Canada, 1996).
7. AHMAD, M. Les semi-conducteurs SiC et GaN contribuent à l'électronique de puissance. *DigiKey* (9 juill. 2019).
8. SLOVICK, M. & EDITORS, D. N. A. Utiliser des composants de puissance SiC et GaN pour répondre aux exigences de conception des véhicules électriques. *DigiKey* (15 mai 2019).
9. FERRIEUX, J. & FOREST, F. *Alimentations à découpage convertisseurs à résonance : principes composants modélisation* (Dunod, Paris, France, 1999).
10. LEARRETA, A. B. Réalisation dune commande MPPT numérique. *LAAS/CNRS* (2020).
11. NED MOHAN Tore M. Undeland, e. W. P. R. *Power Electronics : Converters, Applications, and Design* ().
12. The Distinctions Between Isolated and Non-Isolated DC/DC Converters, Jan 5,2024.

13. Et AUTRES, H. F. *Electronique de Puissance* (Vol. D3000 à D3233, Ed. Techniques de l'Ingénieur, 1989).
14. A. RUFER, P. B. *Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC* (EPFL, 90 pages. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, octobre 2001).
15. HENRI FOCH François FOREST, T. M. Onduleurs de tension - Structures. Principes. Applications. *Techniques de l'Ingénieur* (10 novembre 1998).
16. MONCEF, O. S. C. *Réalisation et commande d'un onduleur triphase à deux niveaux* 2019.
17. ANJALI KRISHNA R, L. P. S. A brief review on multi level inverter topologies. *International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)* (2016).
18. 1, S. A. *et al.* A Review on State-of-the-Art Power Converters : Bidirectional, Resonant, Multilevel Converters and Their Derivatives. *Appl. Sci.* 2021, 11, 10172. <https://doi.org/10.3390/app112110172> (29 October 2021).
19. ABDELMALIK, B. *COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE DUN ONDULEUR MULTINIVEAUX* thèse de doct. (Université Badji Mokhtar- Annaba, 2018).
20. OUSSAMA, B. *Etude comparative entre les différentes topologies et les commandes des onduleurs* 2015.
21. JOSHI, K. N. M. Implementation and Comparison of Carrier Shift PWM Technique for Multilevel Inverter. *International Journal of Research and Analytical Reviews (IJR)*, Volume 10, Issue 7 (July 2023).
22. ALATAI, S. *et al.* A Review on State-of-the-Art Power Converters : Bidirectional, Resonant, Multilevel Converters and Their Derivatives. *Applied Sciences* 11. ISSN : 2076-3417. <https://www.mdpi.com/2076-3417/11/21/10172> (2021).
23. BRIGHEN HAROUN, H. S. *Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale* mém. de mast. (UNIVERSITE LARBI TEBSSI-TEBESSA-).
24. KHATIR, D. A. *A Universal Selective Harmonics Elimination Method for High Power Inverters* thèse de doct. (The Ohio State University, 2012).
25. GOURI DESHMUKH Pradyumn Chaturvedi, V. R. Single phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Topology. *International Conference on Futuristic Technologies (INCOFT)* (2022).
26. Et K. CHIKH, H. C. M. K. -. S. M. E.-S. Comparaison entre la commande vectorielle à flux rotorique orienté et la commande directe du couple de la machine à induction. *ENSEM- université Hassan II, Casablanca, Maroc.*

27. KEDJOUTI, SEDDIK, M. C. " *Réglage des puissances active et réactive de la génératrice asynchrone a double alimentation par des régulateurs en mode glissant* mém. de mast. (" Mémoire d'Ingéniorat Université de MSILA, JUIN 2005).
28. LADACI, S. *Contribution a la commande adaptative d'ordre fractionnaire* thèse de doct. (Thèse de doctorat ES Sciences, université montouri, constantine(Algérie), 2007).
29. Et Z. BOUDJEMA, Y. D. Commande robuste par la logique floue et les réseaux de neurones artificiels de la GADA : étude comparative. *Revue des Energies Renouvelables Vol. 20 N°1 (2017) 147 - 160* (2017).
30. ROBBINS, N. M. T. M. U. W. P. *Power Electronics : Converters- Applications- and Design* (John Wiley Sons 78-0471226932).
31. KUFFEL, E. K. W. S. Z. J. *High Voltage Engineering Fundamentals* (Newnes 978-0750636346).
32. Power Quality. Le problème de la variation de tension Jan 31. 2020.
33. Tension demystification des amplis et tension ce que vous devez savoir.
34. CUNNYNGHAM, T. *Cascade multilevel inverters for large hybride-Electric vehicle applications with varaint DC sources* 2011.
35. MECHERI, S. *réalisation dun onduleur de tension monophasée contrôlé par une carte arduino* 2014.
36. MAATALLAH, G. S.-S. *Optimisation d'un convertisseur DC/DC Buck-Boost* 2019 / 2020.
37. IKRAM, B. K. H. *Étude et réalisation d'un hacheur SEPIC commandé par DSP en vue d'implémenter des commandes MPPT* 2021-2022.
38. Comparer les meilleurs MOSFET pour l'électronique de puissance / url :<https://resources.altium.com/the-best-mosfets-for-power-electronics>.
39. ABADA, S. *Etude et optimisation d'un générateur photovoltaïque pour la recharge d'une batterie avec un convertisseur Sepic* Mémoire de maîtrise (Faculté des Sciences et de Génie, Québec- Canada, 2011).
40. MACBAHI, H. *Correction de facteur de puissance dans un convertisseur à résonance par une méthode active* Mémoire de maîtrise en électronique industrielle (Faculté des Sciences et de Génie, Québec- Canada, 1996).
41. H., M. *Correction de facteur de puissance dans un convertisseur à résonance par une méthode active* mém. de mast. (Université du Québec à Trois-Rivières, Québec- Canada, 1996).
42. S., A. *Étude et optimisation d'un générateur photovoltaïque pour la recharge d'une batterie avec un convertisseur Sepic* mém. de mast. (Université Laval, Québec- Canada, 2011).

- 
43. LAKHNACHE, N. C. & CHAHRA-ZAD. *Conception d'un caractérisateur autonome pour panneau photovoltaïque* mém. de mast. (Université Mohamed Boudiaf - MSila, année).
  44. ABDELLATIF, B. T.-D. *Etude et implémentation dun Modèle de convertisseur SEPIC sur circuit FPGA application au système photovoltaïque* mém. de mast. (Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 2013/2014).
  45. [https ://www.getmyuni.com/](https://www.getmyuni.com/) . UNIT-7 INVERTERS.
  46. BENMANSOUR, K. *Réalisation dun banc dessai pour la Commande et lObservation des Convertisseurs Multicellulaires* thèse de doct. (s Série : Approche Hybride-thèse de doctorat, 29 /06/ 2009).
  47. LEREDDE, A. *Etude- Commande et Mise en uvre de Nouvelles Structures Multiniveaux. LAPLACE site ENSEEIHT 2* (2011).
  48. cats power design. *Système embarqué* ).
  49. RICARDO, C. *Que sont les systèmes embarqués* Portrait de Ricardo Camacho- directeur de la conformité de la sûreté et de la sécurité. *PARASOFT* (10 oct. 2023).
  50. HUAWEI. *Système de Sécurité Embarqué et Attaques* jan. 2022.
  51. STACKLIMA. *Avantages et inconvénients du système embarqué* Posted on juillet 5, 2022. Juill. 2022.
  52. [https ://stm32python.gitlab.io/fr/docs/Microcontrôleurs/microcontrôleur](https://stm32python.gitlab.io/fr/docs/Microcontrôleurs/microcontrôleur).
  53. STM32H742. STM32H743/753 and STM32H750 Value line advanced Arm<sup>®</sup>-based 32-bit MCUs . ST.life.augmented. 2020. [En ligne]. Disponible sur : [www.st.com](http://www.st.com).
  54. C. Ledoux- *Conception par optimisation de convertisseurs statiques pour applications mono-convertisseur multi-machines séquentielles contribution à loptimisation du placement-routage*. Supélec- 2012.
  55. N. Carmine, 2016. [En ligne]. Disponible sur : [https ://leanpub.com/mastering-stm32](https://leanpub.com/mastering-stm32).
  56. STM32H742xI/G STM32H743xI/G . ST.life.augmented- 2022.
  57. STM32H742 -STM32H743/753 and STM32H750 Value line advanced Arm<sup>®</sup>-based 32-bit MCUs . ST.life.augmented- 2020. [En ligne]. Disponible sur : [www.st.com](http://www.st.com).
  58. STMicroelectronics : AN3116 - Application Note of STM32s ADC modes and their applications . mars 2010. [En ligne].
  59. AN4776 Application note General-purpose timer cookbook for STM32 microcontrollers . Juillet 2019.
  60. NAZIH, A. K. -. *Etude et commande dun convertisseur matriciel multiniveaux pentaphasé* mém. de mast. (Ecole Nationale Polytechnique, 2022).
-

- 
61. General-purpose timer cookbook for STM32 microcontrollers . ST.life.augmented- 2020.
  62. STM32H742xI/G STM32H743xI/G . ST.life.augmented 2022.
  63. christophe Durand- cours de microcontrolleurs basé sur l'utilisation du HCS12 . 2010 2009.
  64. BERKOUNE, K. *Approche Mathématique pour la Modulation de Largeur d'Impulsion pour la conversion statique de l'énergie électrique : Application aux onduleurs multiveaux*. thèse de doct. (L'UNIVERSITE DE TOULOUSE, 2016).
  65. EDDINE, B. I. *Commande en V/f en boucle ouverte du moteur à induction basé sur la modulation de largeur d'impulsion vectorielle hybride* 2014.
  66. TAMADARTAZA CYLIA, A. N. *Etude et réalisation d'un onduleur monophasé pur sinus* 2022.
  67. BOUARFA, A. *Méthodes de commande par allocation de convertisseurs statiques polyphasés-multi-niveaux De la modélisation à la mise en œuvre temps-réel* thèse de doct. (L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, 2017).
  68. MIKKILI, P. K. B.-S. Performance analysis of Closed loop controlled Single-Phase Unipolar Inverter with Fixed Switching Frequency Sliding Mode Control. *Researchgate* (2020).
  69. Et AL, S. K. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters. *IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 57 no 8* (2010).
  70. DEVIB, U. G. -. D. M. K. & REDDY, D. N. M. Reduced Switch Multilevel Inverter Topologies And Modulation Techniques For Renewable Energy Applications. *Turkish Journal of Computer and Mathematics Education Vol.12 No.3(2021)- 4659-4670* (2021).
  71. KUMAR, R. S. R. C. S. R. M. V. A REVIEW OF MODULATION SCHEMES FOR SINGLE PHASE FIVE- LEVEL CASCADED MULTILEVEL INVERTER. *Volume 4- Issue 11 JETIR (ISSN-2349-5162)* (2017).
  72. WIRYAJATI-, I. B. F. C. I. N. W. S. I. K. & SUPRIONO. Performance analysis of cascaded h-bridge multilevel inverter using mixed switching frequency with various dc-link voltages. *IOP Conference Series : Materials Science and Engineering* (2016).
  73. DJAZIRA, D. *Réalisation dun chargeur de Batterie Basé sur La commande MPPT photovoltaïque* Mémoire de fin d'études (juin 2022).
  74. elisa braco sola ( design and simulation of a single-phase inverter with digital pwm ) thèse de fin d'études ingénierie des technologies industrielles- Germany. July 2016.
  75. YUCEF, B. & ATMANE, L. *Réalisation pratique et implémentation des techniques de commandes à travers un onduleur triphasé* Mémoire de fin d'études (juin 2018).
  76. dspace-tiaret.
-

77. datasheet IGBT Gate Drive Optocoupler HCPL-3120.

# Annexe

## 4.5 ANNEXE A

Après avoir installé l'éditeur STM32cubeide, la première fenêtre qui apparaît est la suivante :

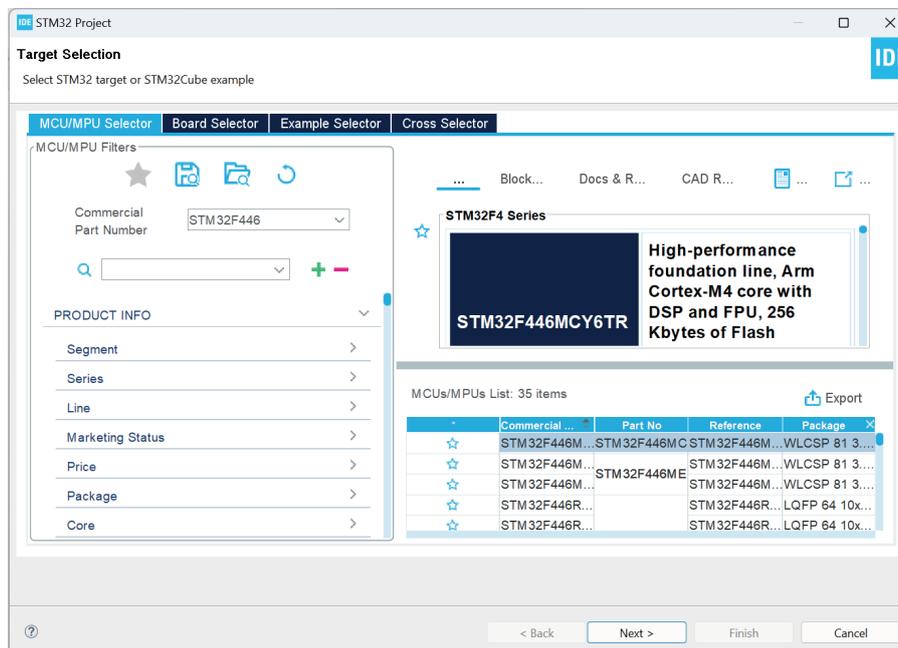


FIGURE 4.44 – Sélection de la carte appropriée.

1. Nous choisissons la carte à utiliser. Dans notre situation, nous utilisons la carte STM32F446-NUCLEO.

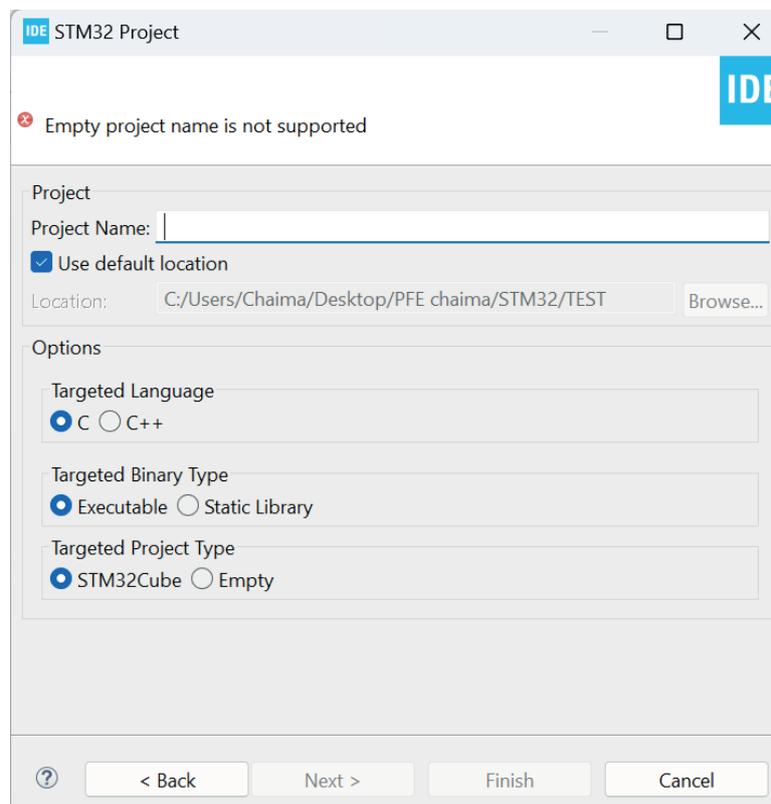


FIGURE 4.45 – Nomination du projet

2. Une fois que le projet à exécuter a été sélectionné, une boîte de dialogue s'affiche pour demander si la configuration par défaut des pins est à laisser ou non. Étant donné que ce ne sont pas tous les pins que nous allons utiliser, nous préférons ne pas la configurer par défaut. La fenêtre suivante à ouvrir est la suivante :

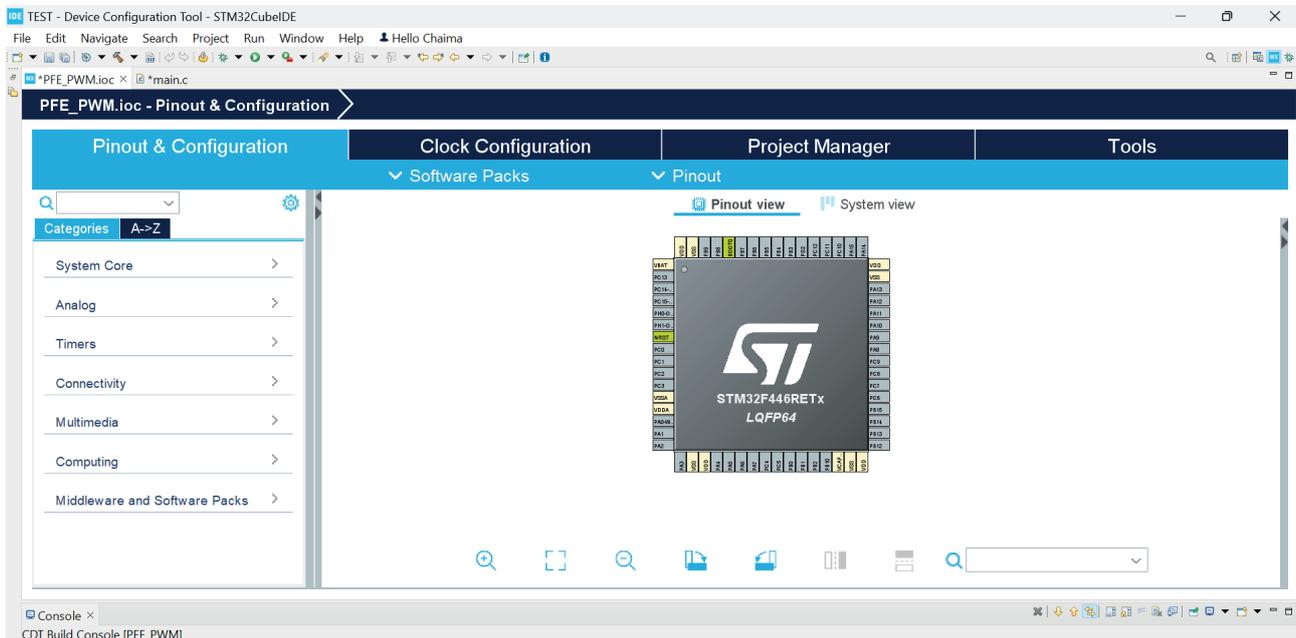


FIGURE 4.46 – Interface montrant les pins de la carte.

3. Pour commencer, il est nécessaire de régler les fréquences d'horloge des timers de manière à obtenir une fréquence maximale, ce qui entraîne une meilleure précision des signaux obtenus :

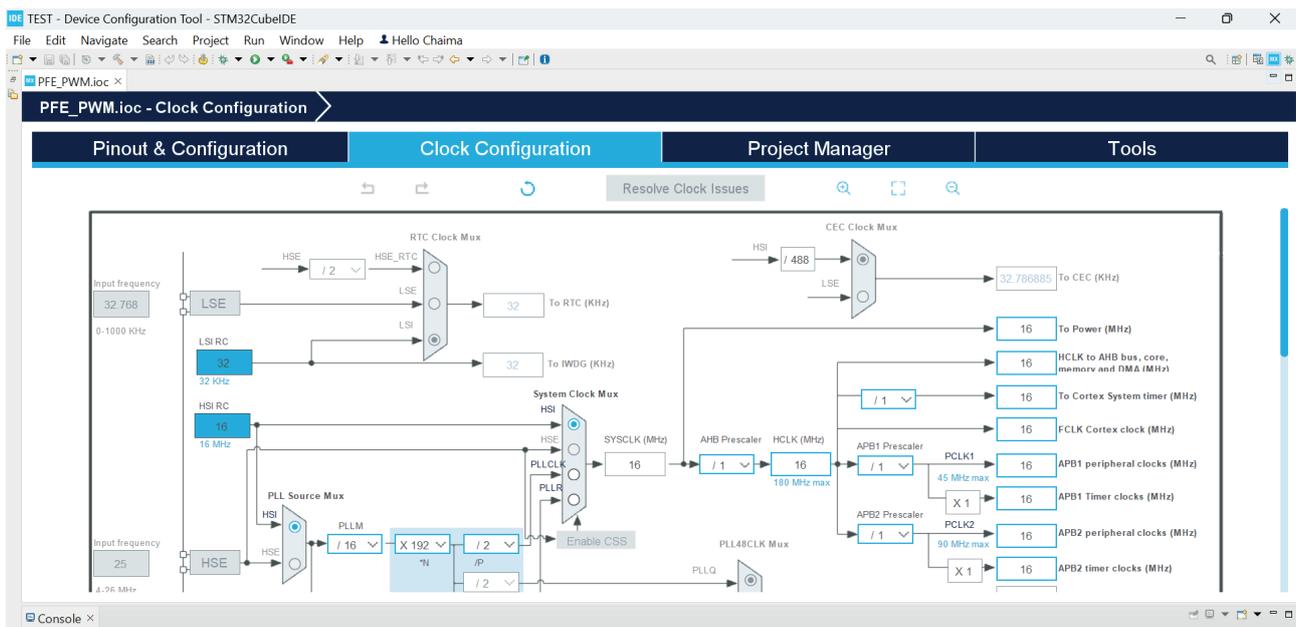


FIGURE 4.47 – système d'horloge.

4. Pour garantir un bon déroulement du projet, il est essentiel de choisir l'HSE en mode  $\mu$

## Crystal/Ceramic Resonator ě :

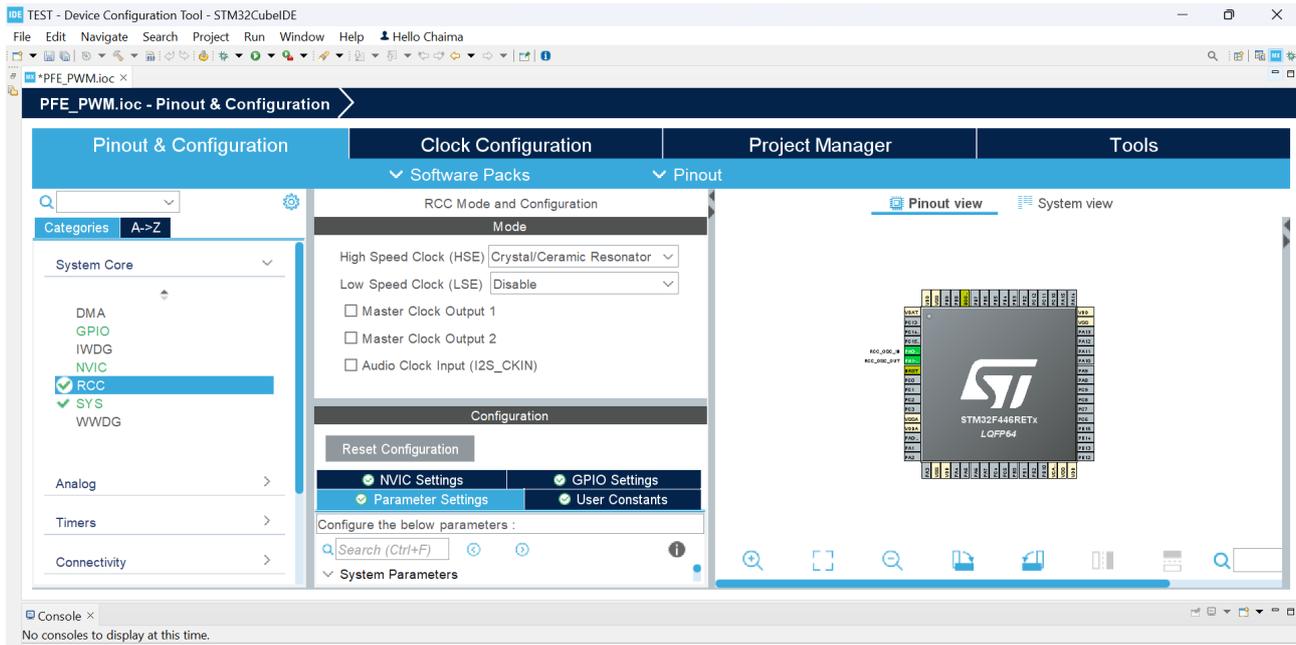


FIGURE 4.48 – configuration du HSE.

5. Dans la prochaine étape, nous allons commencer par activer le timer, puis le configurer sur ě génération de PWM CHx ě ou ě génération de PWM CHxN ě.

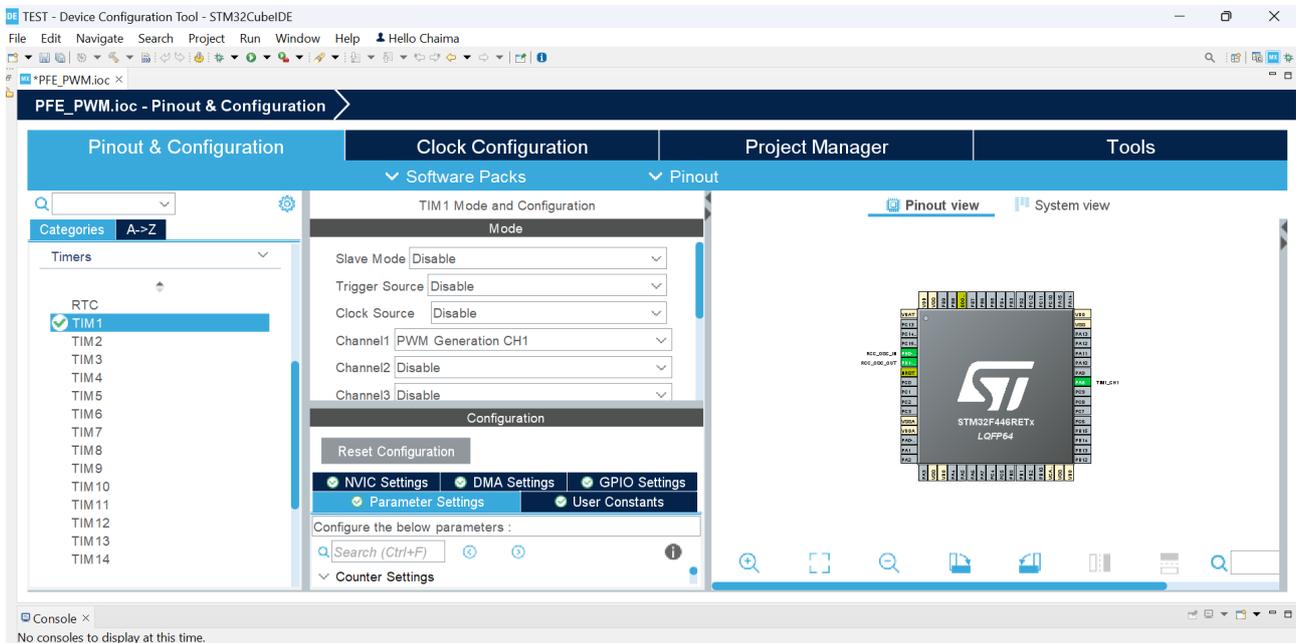


FIGURE 4.49 – Configuration des chaines du timer.

6. Ensuite, il convient de déterminer la période du timer, les rapports cycliques de ses canaux et leurs polarités :

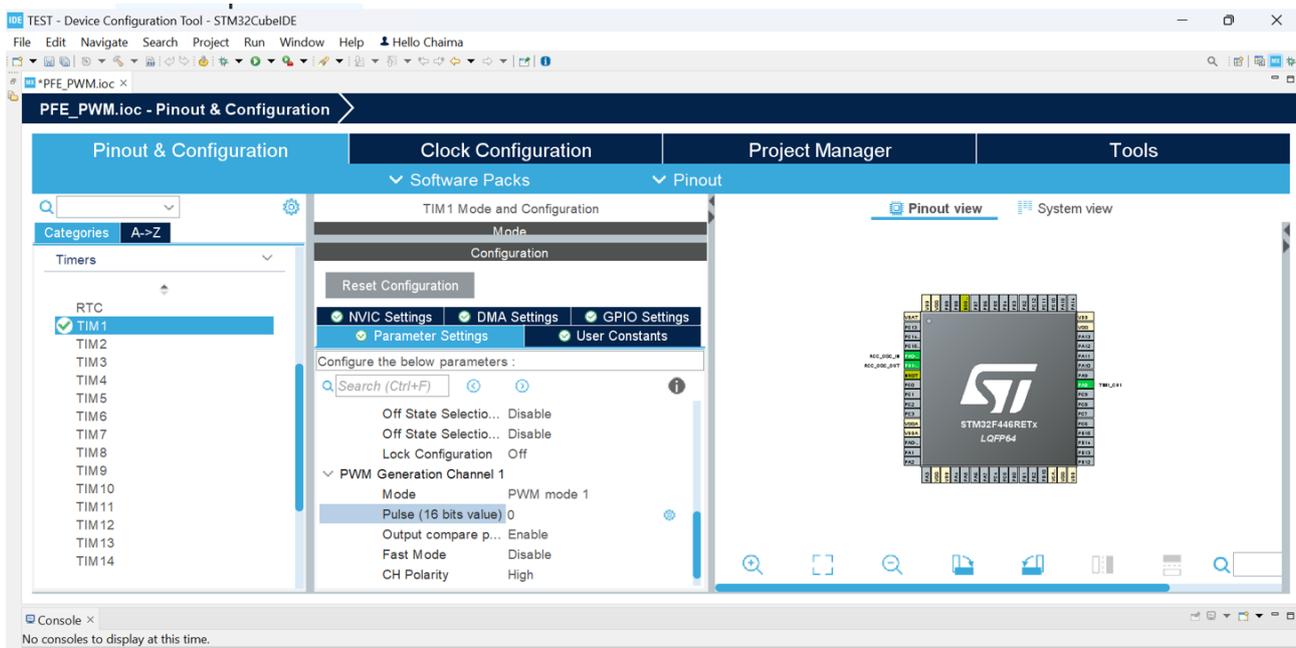


FIGURE 4.50 – Modifie le rapport cyclique.

7. Nous configurerons par la suite, le timer générant l'interruption.

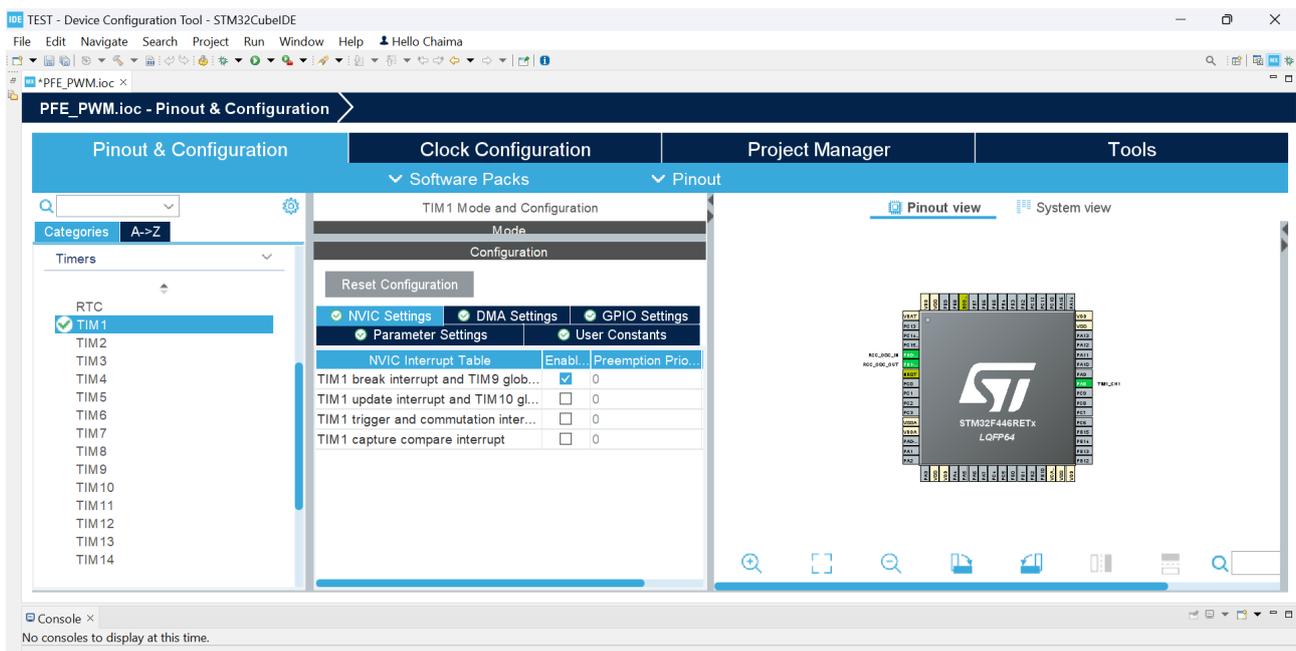


FIGURE 4.51 – Sélection et activation du mode d'interruption.

Nous pouvons changer la configuration d'un pin à partir de l'interface :

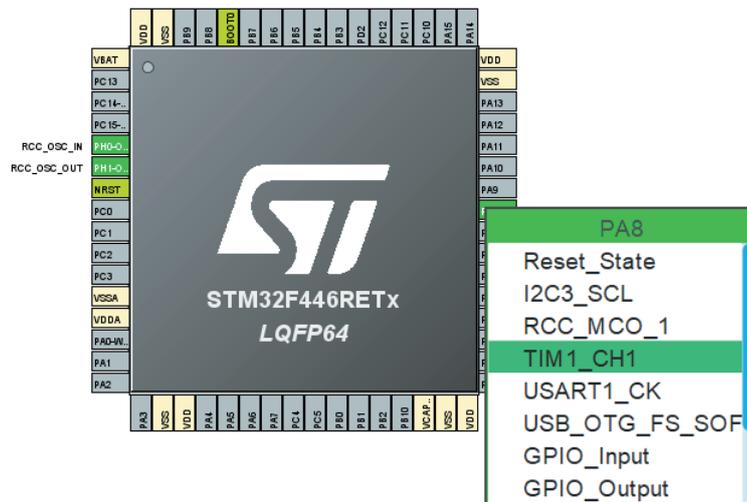


FIGURE 4.52 – Configuration d'un pin sélectionné.

8. Après avoir sauvegardé le travail, il sera converti en code. Il est nécessaire d'activer nos sorties PWM et l'interruption dans l'éditeur de programmation :

```

PFE_PWM.ioc  main.c x
78
79 /* USER CODE END Init */
80
81 /* Configure the system clock */
82 SystemClock_Config();
83
84 /* USER CODE BEGIN SysInit */
85
86 /* USER CODE END SysInit */
87
88 /* Initialize all configured peripherals */
89 MX_GPIO_Init();
90 MX_TIM1_Init();
91 /* USER CODE BEGIN 2 */
92 HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1); /* Activation du timer1_channel1*/
93 HAL_TIMex_PWMN_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1); /* Activation du complémentaire du timer1_channel1*/
94 HAL_TIM_Base_Start_IT(&htim1); /* Activation de l'interruption*/
95 /* USER CODE END 2 */
96
97 /* Infinite loop */
98 /* USER CODE BEGIN WHILE */
99 while (1)
100 {
101     /* USER CODE END WHILE */
102
103     /* USER CODE BEGIN 3 */
104 }

```

CDT Build Console [PFE\_PWM]

```

13:04:34 Build Finished. 0 errors, 0 warnings. (took 7s.787ms)

```

PFE\_PWM.elf  
- /PFE\_PWM/D ebug - Jun 18, 2024,

FIGURE 4.53 – Démarrage des canaux utilisés.

Il nous reste à la dernière étape de déterminer le programme à exécuter lors de l'interruption.