

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université des Sciences et de la Technologie HOUARI BOUMEDIENE
Faculté Génie Electrique



THÈSE DE DOCTORAT

Présentée pour l'obtention du grade de **DOCTEUR**

En : Energie Renouvelable

Spécialité : Energie Renouvelable

Par : BOUALI Yacine

Thème

**Contribution des Convertisseurs Multi-niveaux dans les
Systèmes Photovoltaïques**

Soutenue publiquement, le **12/10/2023**, devant le jury composé de :

M.	BOUCHAFA Farid	Professeur	à l'USTHB	Président
Mme.	IMARAZENE Khoukha	Maître de Conférences/A	à l'USTHB	Directrice de thèse
M.	BERKOUK EL Madjid	Professeur	à l'ENP	Co-directeur de thèse
M.	HAMDANI Samir	Professeur	à l'USTHB	Examineur
M.	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur	à l'ENP	Examineur
M.	BENACHOUR Ali	Maître de Conférences/B	à l'ESSA	Invité

Je dédie cette thèse à mes parents, mes sœurs et mes frères.

Remerciement

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de cette thèse de doctorat.

Tout d'abord, mes remerciements vont à mes directeurs de thèse, Mme. IMARAZENE Khoukha et Mr. BERKOUK EL Madjid, pour sa guidance, son expertise et ses conseils précieux tout au long de ce projet de recherche. Sa confiance en mes capacités et sa disponibilité ont été des éléments clés dans ma formation en tant que chercheur.

Je souhaite également exprimer ma gratitude envers les membres de mon comité de thèse, M. BOUCHAFA Farid, M. HAMDANI Samir, M. MAHMOUDI Mohand Ouldhadj, M. BOUDANA Djamel et M. BENACHOUR Ali, pour leur précieuse contribution, leurs suggestions constructives et leur évaluation approfondie de mon travail. Leurs commentaires éclairés ont grandement enrichi cette thèse.

Je tiens à remercier M. TAHRAOUI Abdellatif de m'avoir accordé une place dans son bureau à la Faculté de Physique pour la rédaction de ma thèse, dans un environnement calme et encourageant.

Mes remerciements vont également à mes collègues de laboratoire et mes camarades de promotion, avec qui j'ai partagé des discussions stimulantes, des échanges scientifiques enrichissants et des moments de camaraderie. Leur soutien mutuel et leur esprit collaboratif ont été une source d'inspiration tout au long de cette aventure académique.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance envers mes parents, mes sœurs et mes frères. Leur amour inconditionnel, leur soutien indéfectible et leur encouragement constant ont été les piliers sur lesquels j'ai pu m'appuyer tout au long de mes études. Leurs sacrifices et leur confiance en moi ont été une source de motivation inépuisable.

Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à cette thèse, que ce soit par leurs conseils, leur relecture, ou simplement leur présence bienveillante. Votre soutien a été essentiel dans la réalisation de ce travail. Merci du fond du cœur.

BOUALI Yacine

Résumé :

Dans le but de diminuer l'utilisation de l'énergie fossiles et par conséquent limiter les émissions de gaz à effet de serre, le développement des énergies renouvelables s'impose notamment l'énergie photovoltaïque (PV). L'objectif de cette thèse est d'apporter une contribution scientifique au domaine de la conversion de l'énergie photovoltaïque. Cette contribution vise principalement à exploiter les avantages des convertisseurs multi-niveaux en termes de puissance et tension gérées. Dans un premier temps, nous avons modélisé les éléments d'une chaîne typique de conversion d'énergie photovoltaïque. Ensuite et afin d'obtenir un rendement énergétique maximal, nous avons réalisé un hacheur Boost multi-niveaux et un émulateur photovoltaïque capables de valider expérimentalement les algorithmes MPPT. Par ailleurs, pour les systèmes PV connectés au réseau, nous avons proposé d'appliquer et d'implémenter sur carte FPGA une MLI basée sur l'optimisation du THD. Pour la validation expérimentale, un onduleur à trois niveaux à base d'IGBT est utilisé. Pour pallier au problème du déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur multi-niveaux, nous avons choisi d'utiliser le convertisseur DC-DC Boost à quatre-niveaux, connu par ses caractéristiques intéressantes en termes d'efficacité et de fiabilité. Le banc d'essai expérimentale de la chaîne (Emulateur PV-DC/DC multi-niveaux-Onduleur multi-niveaux et Charge AC) est présentée en détail.

Mots clefs: Systèmes photovoltaïque, MPPT, Convertisseur DC/DC multiniveaux, optimisation du THD, carte FPGA, émulateur photovoltaïque.

Abstract :

In order to reduce the use of fossil fuels and consequently limit greenhouse gas emissions, the development of renewable energies, particularly photovoltaic (PV) energy, is essential. The aim of this thesis is to make a scientific contribution to the field of photovoltaic energy conversion. This contribution aims primarily to exploit the advantages of multilevel converters in terms of power and voltage management. Firstly, we modeled the elements of a typical photovoltaic energy conversion chain. Then, in order to obtain the maximum energy efficiency, we built a multilevel Boost converter and a photovoltaic emulator able to validate experimentally, the MPPT algorithms. Furthermore, for PV systems connected to the grid, we proposed to apply and implement a PWM based on THD optimization using FPGA device. For the experimental validation, the three-level IGBT-based inverter is used. To overcome the problem of voltage input imbalance of the multilevel inverter, we chose to use the four-level Boost DC-DC converter, known for its interesting characteristics in terms of efficiency and reliability. The experimental test bench formed by (PV emulator-

DC/DC multilevel converter-DC/AC multilevel converter-AC load) is presented in detail.

Keywords: Photovoltaic system, MPPT, Multilevel DC/DC converter, THD optimization, FPGA, photovoltaic emulator.

ملخص:

من أجل الحد من استخدام الوقود الأحفوري و بالتالي الحد من انبعاثات غازات الاحتباس الحراري، فإن تطوير الطاقات المتجددة، وخاصة الطاقة الكهروضوئية، أمر ضروري. الهدف من هذه الأطروحة هو تقديم مساهمة علمية في مجال تحويل الطاقة الكهروضوئية. تهدف هذه المساهمة في المقام الأول إلى استغلال مزايا محولات القدرة متعددة المستويات من حيث إدارة الطاقة و الجهد. أولاً، قمنا بنمذجة عناصر سلسلة تحويل الطاقة الكهروضوئية، بعد ذلك، من أجل الحصول على أقصى قدر من كفاءة النظام قمنا بتصميم محول قدرة رافع للجهد متعدد المستويات و محاكي للوح الكهروضوئي قادر على التحقق من صحة خوارزميات MPPT. علاوة على ذلك بالنسبة للأنظمة الكهروضوئية المتصلة بالشبكة، اقترحنا تطبيق وتنفيذ تقنية تحكم استناداً إلى تحسين THD على لوحة FPGA للتحقق التجريبي، تم استخدام عاكس متعدد المستويات. للتغلب على مشكلة عدم توازن جهد مكثفات العاكس متعدد المستويات، اخترنا محول قدرة رافع للجهد ذو اربع مستويات، و المعروف بخصائصه من حيث الكفاءة و الموثوقية. تم تقديم عرض مفصل للتصميم العملي لهذا النظام. يتم تقديم نظام الاختبار التجريبي المكون من (المحاكي الكهروضوئي - محول DC / DC متعدد المستويات - محول AC / DC متعدد المستويات - حمل AC) بالتفصيل.

الكلمات المفتاحية: الأنظمة الكهروضوئية ، MPPT ، محول DC / DC متعدد المستويات ، تحسين THD ، لوحة FPGA ، المحاكي الكهروضوئي.

Table des matières

Table des figures	i
Liste des tableaux	vi
Nomenclature	viii
Introduction Générale	1
1 Modélisation du système de conversion de l'énergie photovoltaïque	5
1.1 Introduction	5
1.2 Les principales topologies des systèmes photovoltaïques	5
1.3 Modélisation d'une cellule photovoltaïque	7
1.3.1 Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque	7
1.3.2 Modèle mathématique d'une cellule photovoltaïque	8
1.3.3 Les caractéristiques d'une cellule photovoltaïque	10
1.3.4 Résultats de simulations et interprétations	11
1.4 Modélisation des convertisseurs DC-DC	14
1.4.1 Principe de fonctionnement et modélisation des convertisseurs DC- DC classique	14
1.4.2 Principe de fonctionnement et modélisation des convertisseurs DC- DC multi-niveaux	21
1.5 Les techniques MPPT	25
1.5.1 Contrôle MPPT et adaptation de la charge	25
1.5.2 Les algorithmes de suivi du point de puissance maximale	27
1.5.3 Résultats de simulations et interprétations	30
1.6 Les batteries dans un système photovoltaïque	36
1.6.1 Classification des batteries	36
1.6.2 Modélisation et principe de fonctionnement des batteries Li-ion . .	36
1.6.3 Les techniques utilisées dans le contrôleur des chargeurs solaires . .	37

1.6.4	Résultats de simulations et interprétations	41
1.7	Conclusion	43
2	État de l'art sur les onduleurs multi-niveaux	45
2.1	Introduction	45
2.2	Les onduleurs	45
2.2.1	Classification des onduleurs	46
2.2.2	Modélisation d'un onduleur à deux-niveaux	46
2.3	Propriétés de l'onduleur multi-niveaux	48
2.4	Classification des topologies d'onduleurs multi-niveaux	50
2.5	Topologies conventionnelles d'onduleurs multi-niveaux	51
2.5.1	Onduleur clampé par le neutre	51
2.5.2	Onduleur à condensateurs flottant	54
2.5.3	Onduleur en pont en H en cascade	56
2.6	Topologies d'onduleurs multi-niveaux modifiées	58
2.6.1	Onduleur NPC actif	59
2.6.2	Convertisseur multi-niveaux modulaire	60
2.6.3	Onduleur hybride de type T à N-niveaux	62
2.7	Topologies d'onduleurs multi-niveaux à nombre réduit de commutateurs . .	64
2.7.1	Module multi-niveaux	65
2.7.2	Pont en H développé	66
2.7.3	Cellule en cascade développée	67
2.8	Conclusion	69
3	Implémentation de l'optimisation du THD pour les onduleurs multi-niveaux	70
3.1	Introduction	70
3.2	Introduction à l'optimisation	70
3.2.1	Les algorithmes évolutionnaires	73
3.2.2	L'algorithme génétique	73
3.2.3	Algorithme de recherche gravitationnelle	76
3.2.4	Optimisation par essaim de particules (PSO)	77
3.3	Stratégie d'optimisation du THD	78
3.3.1	Les harmoniques	78
3.3.2	Distorsion harmonique totale (THD)	80
3.3.3	Formulation du THD pour les onduleurs multi-niveaux	82
3.3.4	Optimisation du THD avec l'algorithme génétique	86

3.3.5	L'optimisation du THD avec l'algorithme de recherche gravitationnelle et PSO	95
3.3.6	L'implémentation de la MLI basée sur l'OTHD sur FPGA	98
3.4	L'implémentation de la stratégie triangulo-sinusoïdale sur FPGA	100
3.5	Validation expérimentale pour un onduleur NPC à trois-niveaux	103
3.6	Conclusion	106
4	Étude et réalisation d'un émulateur photovoltaïque et équilibrage des tensions du bus continu	108
4.1	Introduction	108
4.2	Conception et réalisation d'un émulateur photovoltaïque	108
4.2.1	Présentation de l'émulateur	109
4.2.2	Conception générale pour émuler les variations de l'irradiation solaire	110
4.2.3	Conception générale pour émuler les variations de la température .	112
4.2.4	Résultats expérimentaux de l'émulateur photovoltaïque	113
4.3	Réalisation expérimentale du convertisseur DC-DC Boost multi-niveaux . .	118
4.4	Équilibrage des tensions du bus continu	121
4.5	Conclusion	127
	Conclusion Générale	128
	Bibliographie	130
A	Angles de commutation α_i	A

Table des figures

1.1	Classification des systèmes photovoltaïques	6
1.2	Représentation schématique de la jonction PN	8
1.3	Circuit équivalent d'une cellule solaire à diode unique	9
1.4	Caractéristique $(I_{pv} - V_{pv})$ et $(P_{pv} - V_{pv})$ d'une cellule PV	10
1.5	Le courant I_{pv} sous <i>Simulink</i>	13
1.6	Caractéristique courant-tension $I_{pv}(V_{pv})$ par la simulation	13
1.7	Caractéristique puissance-tension $P_{pv} - V_{pv}$ par la simulation	14
1.8	La structure de base du convertisseur Buck	15
1.9	Illustration de l'état ON et OFF du convertisseur Buck	16
1.10	La structure de base du convertisseur Boost	17
1.11	Les deux états ON et OFF du convertisseur Boost	18
1.12	Structure de base du convertisseur Buck-Boost	19
1.13	Les deux états ON et OFF du convertisseur Buck-Boost	20
1.14	Structure de base du convertisseur Boost à quatre niveaux	22
1.15	Configuration du MBC à 4 niveaux pour un état "ON" de l'interrupteur S .	23
1.16	Configuration du MBC à 4 niveaux pour un état "OFF" de l'interrupteur S	24
1.17	Tension de sortie du convertisseur MBC pour différent K	25
1.18	Illustration du changement de puissance par rapport au rapport cyclique .	26
1.19	Générateur PWM basé sur le rapport cyclique du MPPT	27
1.20	Organigramme de l'algorithme MPPT P&O	28
1.21	Organigramme de l'algorithme FLC-MPPT	29
1.22	Fonctions d'appartenance de l'algorithme FLC-MPPT	29
1.23	Schéma synoptique du système PV utilisé pour évaluer les performances du MPPT	30
1.24	Paramètres utilisés dans le mode 01	31
1.25	Puissance générée en mode 01, utilisant P&O et FLC	32
1.26	Paramètres utilisés dans le mode 02	33
1.27	Puissance générée en mode 02, utilisant P&O et FLC	33

1.28 Paramètres utilisés dans le mode 03	34
1.29 Puissance générée en mode 03, utilisant P&O et FLC	35
1.30 Circuit équivalent de la batterie	37
1.31 Schéma synoptique général d'un chargeur solaire de batterie	38
1.32 Profil du courant et de la tension de la batterie en utilisant CC	39
1.33 Schéma synoptique de la technique de charge à courant constant	39
1.34 Profil du courant et de la tension de la batterie en utilisant CC-CV	40
1.35 Schéma synoptique de la technique de charge CC-CV	40
1.36 Profil du courant et de la tension de la batterie en utilisant la technique de charge à trois-étapes	41
1.37 Schéma synoptique de la technique de charge à trois-étapes	41
1.38 (a) Courant et (b) tension de la batterie en utilisant la technique CC	42
1.39 (a) Courant et (b) tension de la batterie en utilisant la technique CC-CV	42
1.40 Le changement de courant de (a) la mode bulk au mode absorption, (b) de la mode absorption au mode float, et (c) la tension de la batterie en utilisant la technique à trois étapes	43
2.1 Onduleur triphasé à deux niveaux.	47
2.2 Représentation de la forme d'onde en escalier et sinusoïdale	49
2.3 Forme de la tension pour générateur de niveau et générateur de polarité	50
2.4 Structure d'un bras d'onduleur NPC à N-niveaux	52
2.5 Nombre de composants par bras et par DC-Link pour la topologie NPC de l'onduleur à N-niveaux	52
2.6 Structure générale de l'onduleur NPC triphasé à trois niveaux	53
2.7 Structure d'un bras d'onduleur FC à N-niveaux	55
2.8 Nombre de composants par bras et par DC-Link pour la topologie FC de l'onduleur à N-niveaux	55
2.9 Structure d'un bras d'onduleur CHB à N-niveaux	56
2.10 Nombre de composants par bras et par DC-Link pour la topologie CHB à N-niveaux	57
2.11 Nombre total de composants pour différentes topologies d'onduleurs (NPC, FC, CHB) triphasés à N-niveaux	58
2.12 Structure d'un bras d'onduleur ANPC à N-niveaux	59
2.13 Nombre de composants par bras pour la topologie ANPC à N-niveaux	60
2.14 Structure d'un bras d'onduleur MMC à N-niveaux	60
2.15 Les topologies de sous-modules (a) demi-pont, (b) pont complet	61
2.16 Nombre de composants par bras pour la topologie MMC à N-niveaux	62

2.17	Structure d'un bras d'onduleur HNTI à N-niveaux	62
2.18	Nombre de composants par bras pour la topologie HNTI à N-niveaux . . .	63
2.19	Nombre total de composants pour différentes topologies d'onduleurs (ANPC, MMC, HNTI) triphasés à N-niveaux	64
2.20	Structure d'un bras d'onduleur MLM à N-niveaux	65
2.21	Nombre de composants par bras pour la topologie MLM à N-niveaux . . .	66
2.22	Structure d'un bras d'onduleur DHB à N-niveaux	66
2.23	Nombre de composants par bras pour la topologie Pont en H développé à N-niveaux	67
2.24	Structure d'un bras d'onduleur DCC à N-niveaux	67
2.25	Nombre de composants par bras pour la topologie DCC à N-niveaux	68
2.26	Nombre total de composants pour différentes topologies d'onduleurs (MLM, DHB, DCC) triphasés à N-niveaux	69
3.1	La classification des problèmes d'optimisation	72
3.2	Organigramme de l'algorithme génétique	74
3.3	Organigramme de l'algorithme de recherche gravitationnelle	76
3.4	Représentation du concept d'harmoniques en schéma bloc	79
3.5	Tension AC dans le domaine temporelle avec son décomposition	80
3.6	L'ordre et le pourcentage des harmoniques	81
3.7	Application numérique de l'ordre et du pourcentage des harmoniques . . .	81
3.8	Forme d'onde V_{kM} pour un onduleur à N niveaux et ℓ angles de commutation	82
3.9	Résultats de l'OTHD pour $N = 3, \ell = 2, 3, 4$ et 5	87
3.10	La tension du fondamental V_1 obtenu par l'OTHD et la valeur désirée V_d pour $N = 3$	88
3.11	Tensions V_{AM} , V_{AN} et $FFT(V_{AN})$ pour $N = 3, \ell = 5$ et $m = 0.7$	88
3.12	Résultats de l'OTHD pour $N = 5, \ell = 2, 3, 4$ et 5	89
3.13	La tension du fondamental V_1 obtenu par l'OTHD et la valeur désirée V_d pour $N = 5$	90
3.14	Les tensions V_{AM} , V_{AN} et $FFT(V_{AN})$ pour $N = 5, \ell = 3$ et $m = 0.9$	90
3.15	Résultats de l'OTHD pour $N = 7, \ell = 3, 4$ et 5	91
3.16	La tension du fondamental V_1 obtenu par l'OTHD et la valeur désirée V_d pour $N = 7$	92
3.17	Les tensions V_{AM} , V_{AN} et $FFT(V_{AN})$ pour $N = 7, \ell = 3$ et $m = 0.8$	92
3.18	Résultats de l'OTHD pour $N = 9, \ell = 4$ et 5	93
3.19	La tension du fondamental V_1 obtenu par l'OTHD et la valeur désirée V_d pour $N = 9$	93

3.20	Les tensions V_{AM} , V_{AN} et $FFT(V_{AN})$ pour ($N = 9$, $\ell = 4$ et $m = 0.9$) . . .	94
3.21	(a) THD, (b) angles de commutation α_i et (c) Composante fondamentale par rapport à la tension souhaitée, en utilisant GSA	97
3.22	Principe de génération des signaux de commande F_{ij} avec <i>VHDL</i> a base du OTHD	98
3.23	Les signaux F_{11} et F_{14} pour ($N = 3$, $m = 0.8$) et (a) $\ell = 2$, (b) $\ell = 3$, (c) $\ell = 4$ et (d) $\ell = 5$ en utilisant l'AG	99
3.24	Les signaux F_{11} et F_{12} pour ($N = 3$, $m = 0.8$) et (a) $\ell = 2$, (b) $\ell = 3$, (c) $\ell = 4$ et (d) $\ell = 5$ en utilisant l'AG	99
3.25	L'implémentation du Dead-Time des signaux F_{11} et F_{14} pour ($N = 3$, $m = 0.8$) et (a) $\ell = 2$ avec l'AG, (b) $\ell = 4$ avec GSA	100
3.26	Le principe de base de SPWM	100
3.27	Principe de génération des signaux de commande F_{ij} avec <i>VHDL</i> a base du SPWM	102
3.28	Les trois signaux sinusoïdales et les deux signaux triangulaires créées par <i>VHDL</i>	102
3.29	L'implémentation des signaux F_{11} , F_{12} et F_{14} pour PD-SPWM	103
3.30	Le banc d'essai de l'onduleur NPC à trois niveaux	104
3.31	Les tensions V_{AM} , V_{AN} et $FFT(V_{AN})$ pour ($N = 3$, $\ell = 2$ et $m = 0.8$) dans le cas expérimentale	104
3.32	Les tensions V_{AM} , V_{AN} et $FFT(V_{AN})$ pour ($N = 3$, $\ell = 4$ et $m = 0.8$) dans le cas expérimentale	105
3.33	Les tensions V_{AM} , V_{AN} et $FFT(V_{AN})$ pour PD-SPWM dans le cas expérimentale	106
4.1	Le schéma de base d'un émulateur PV	109
4.2	Le schéma générale pour émuler les variations de l'irradiation solaire . . .	111
4.3	Caractéristique de l'émulateur PV par la simulation pour $T = 25C^\circ$. . .	112
4.4	Le schéma générale pour émuler les variations de la température solaire . .	112
4.5	Caractéristique de l'émulateur PV par la simulation pour $G = 1000 \text{ W/m}^2$. .	113
4.6	Banc d'essai de l'émulateur PV	114
4.7	Caractéristique de l'émulateur obtenu expérimentalement pour $T = 25C^\circ$.	114
4.8	Caractéristique expérimentales de l'émulateur pour $G = 1000 \text{ W/m}^2$. . .	115
4.9	Banc d'essai de l'émulateur PV pour tester MPPT	115
4.10	Les capteurs de tension et courant reliés avec Arduino UNO	116
4.11	La puissance trouver par MPPT dans le cas expérimental pour l'ensoleillement (a) $G = 1000 \text{ W/m}^2$, (b) $G = 666 \text{ W/m}^2$ et (c) $G = 333 \text{ W/m}^2$	116

4.12	La puissance trouver par MPPT dans le cas expérimental pour une température (a) $T = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$, (b) $T = 75\text{ }^{\circ}\text{C}$ et pour l'ensoleillement $G = 1000\text{W}/\text{m}^2$	117
4.13	Schéma synoptique de la réalisation du convertisseur MBC	118
4.14	PWM générer par Arduino pour commander MBC	119
4.15	Circuit de commande avec HCPL pour commander MBC	119
4.16	La carte d'alimentation de 15 V	120
4.17	Le convertisseur MBC à quatre niveaux	120
4.18	Tension obtenue à la sortie du convertisseur MBC pour deux valeurs différentes de V_{pv} (a) 30 V et (b) 10 V	121
4.19	Tension des condensateur V_{c1} et V_{c2} dans le cas expérimental	122
4.20	Le schéma du MBC et l'onduleur NPC à trois niveaux	123
4.21	Configuration expérimentale du MBC et l'onduleur NPC à trois niveaux	124
4.22	Tension d'entrée et de sortie du MBC à 2 niveaux et tension des condensateurs (a) simulation, (b) expérimentale	124
4.23	Tension d'entrée et de sortie du MBC à 4 niveaux et tension des condensateurs (a) simulation, (b) expérimentale	125
4.24	Tension de sortie V_{AN} dans le premier cas (a) essai de simulation (b) essai expérimental	126
4.25	FFT de V_{AN} dans le premier cas (a) test de simulation (b) test expérimental	126
4.26	Tension de sortie V_{AN} dans le deuxième cas (a) essai de simulation (b) essai expérimental	126
4.27	FFT de V_{AN} dans le second cas (a) test de simulation (b) test expérimental	127

Liste des tableaux

1.1	Les paramètres du module photovoltaïque étudié	12
1.2	Les résultats de simulation du MBC pour différent K	25
1.3	Règles du contrôleur à logique floue	29
1.4	Les paramètres d'un seul module photovoltaïque utilisé pour évaluer les performances du MPPT	31
1.5	Les paramètres du convertisseur DC-DC utilisé pour évaluer les performances du MPPT	31
1.6	Performances des réponses des algorithmes MPPT dans le mode 01	32
1.7	Performances des réponses des algorithmes MPPT dans le mode 02	34
2.1	La tension V_{kM} pour chaque état de F_{ij} d'onduleur à deux niveaux	48
2.2	La tension V_{kM} pour chaque état de S_{ij} pour l'onduleur NPC à trois niveaux	53
2.3	Le nombre de composants par bras pour différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux conventionnels	57
2.4	Le nombre de composants par bras pour différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux modifiée	63
2.5	Le nombre de composants nécessaires pour construire un bras des topologies MLM, Pont en H développé et DCC	68
3.1	Les valeurs de λ_i pour différents niveaux	84
3.2	Les expression de b_n pour les différents niveaux (3, 5, 7 et 9)	85
3.3	Les principaux paramètres de l'algorithme génétique utilisé dans cette étude	86
3.4	Les performances du GSA par rapport l'AG et PSO pour l'optimisation du THD dans le cas 01	96
3.5	Les performances du GSA par rapport l'AG et PSO pour l'optimisation du THD dans le cas 02	97
3.6	Analyse comparative des valeurs de THD pour les différents cas présentés dans l'expérimentation.	105

4.1	Valeurs d'irradiation solaire obtenues selon les états de commutation en utilisant deux étages	111
4.2	Valeurs de $T(C^\circ)$ obtenues selon les états de commutation en utilisant $E_1 = 5V$, $E_2 = 5V$ et $E_3 = 50V$	113
4.3	Analyse comparative entre la puissance maximale de l'émulateur PV et la puissance extraite à l'aide du MPPT pour différents irradiances solaire . .	117
4.4	Analyse comparative entre la puissance maximale de l'émulateur PV et la puissance extraite à l'aide du MPPT pour différentes températures	117
4.5	Les valeurs d'entrées et sorties du MBC	121
4.6	Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux	125
A.1	Les angles de commutation pour un onduleur trois niveau ($N = 3, \ell = 4$) .	A
A.2	Les angles de commutation pour un onduleur trois niveau ($N = 3, \ell = 5$) .	A
A.3	Les angles de commutation pour un onduleur cinq niveau ($N = 5, \ell = 3$) .	B

Nomenclature

Acronymes / Abréviations

AE	Algorithme évolutionnaire
AG	Algorithme Génétique
ANPC	Clampé par le neutre actif
BA	Algorithme des bats
CC	Courant constant
CC-CV	Courant constant-tension constante
CEI	Commission Electrotechnique Internationale
CHB	Pont en H en cascade
CIGRE	Conférence Internationale des Grands Réseaux Électriques
CSI	Onduleur à source de courant
DCC	Cellule en cascade développée “Developed Cascaded Cell”
DE	Evolution différentielle
DHB	Pont en H développé “Developed H-Bridge”
FF	Facteur de forme
FC	Condensateurs flottants
FFT	transformée de Fourier rapide
FLC	Commande logique floue
GSA	Algorithme de recherche gravitationnelle
HNTI	Hybride de type T à N-niveaux
INC	Conductance Incrémentale

LUT	Look Up Table
MBC	Convertisseur Boost DC-DC multi-niveaux
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MLM	Module multi-niveaux "Multilevel Module"
MMC	Convertisseur multi-niveaux modulaire
MPPT	Maximum power point tracking
NPC	Clampé par le neutre "Neutral Point Clamped"
NR	Newton-Raphson
OTHD	Optimisation du THD
PV	Photovoltaïque
P&O	Perturbation et Observation
PSO	Optimisation par essaim de particules (Particle Swarm Optimization)
PWM	Modulation de largeur d'impulsion
ROM	Mémoire morte (Read-only memory)
RO	Recherche opérationnelle
SHEPWM	Modulation de largeur d'impulsion à élimination sélective d'harmoniques
SOC	L'état de charge
SPWM	Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale
STC	Conditions d'essai standard (Standard Test Condition)
SVPWM	Modulation de largeur d'impulsion à vecteur spatial
THD	Distorsion Harmonique Totale
VSC	Onduleur à source de tension

Symboles Grecs

α_{sc}	Coefficient de température de I_{sc}
α_d	Rapport cyclique

Autres Symboles

B	Capacité dans la zone exponentielle, en Ah ⁻¹
-----	--

A_r	Amplitude du signal de référence
A_t	Amplitude du signal triangulaire
A	Amplitude de la tension dans la zone exponentielle, en V
E_{g0}	Énergie de gap du semi-conducteur
k	Constante de Boltzmann
Q	Capacité extraçtée, en Ah
Q_{nom}	Capacité nominale de la batterie, en Ah
N_s	Nombre de cellules connectées en série
clk	Horloge
i^*	Courant dynamique à basse fréquence, en A
G	Eclairement sur la surface de la cellule
G_r	Eclairement de référence (1000 W/m ²)
q	Charge de l'électron
err	Erreur relative
P_{Best}	Meilleure expérience personnelle
G_{Best}	Meilleure expérience personnelle globale
f_r	Fréquence du signal de référence
f_t	Fréquence du signal triangulaire
I_0	Courant de saturation
n_{fd}	Facteur d'idéalité de la jonction
I_{mp}	Courant à puissance maximale
m_f	Indice de modulation
w	Poids d'inertie
I_{ph}	Photo-courant
I_{rs}	Courant de saturation inverse de la diode
I_{sc}	Courant du court-circuit (short-circuit current)
J_{sc}	Densité de courant de court-circuit

M_i	Masse de l'agent
nbC	Nombre de commutateurs fermés
nbG	Nombre total de points d'irradiation
N_{lev}	Nombre de modules pour l'onduleur multi-niveaux connectés en série
N_p	Nombre de cellules connectées en parallèle
E_0	Tension en circuit ouvert de la batterie
K_b	Constante de polarisation, en V/Ah, ou résistance de polarisation, en Ω
P_c	Pourcentage de croisement
P_m	Pourcentage de mutation
P_{mp}	Puissance maximale de la cellule PV
R_s	Résistance série
R_{sh}	Résistance shunt
N_P	Taille de la population
m	Taux de modulation
T_{cell}	Température sur la surface de la cellule
T_{ref}	Température de référence (25 °C)
V_t	Tension thermique
v	Vitesse de la particule
V_{mp}	Tension à puissance maximale
V_{oc}	Tension du circuit ouvert (open circuit voltage)

Introduction Générale

Dans le but de diminuer l'utilisation de l'énergie fossile et par conséquent limiter les émissions de gaz à effet de serre, le développement des énergies renouvelables s'impose notamment l'énergie photovoltaïque (PV). Cette idée occupe les chercheurs depuis plusieurs années. Pour cela, les pays développés ont mis en place plusieurs mesures qui ont permis un croissement exponentiel de l'industrie photovoltaïque.

Quant à l'Algérie, le gisement solaire est le plus important au niveau mondial. En effet vu l'importance de l'intensité du rayonnement reçu ainsi que la durée de l'ensoleillement qui dépasse les dix heures par jour pendant plusieurs mois, notre pays peut couvrir certains de ses besoins en énergie électrique grâce aux systèmes photovoltaïques [1, 2].

Par ailleurs, pour aller à des puissances élevées, les topologies de champs PV doivent être modifiées pour satisfaire les nouveaux besoins. Les évolutions récentes des topologies de champ PV montrent une insertion de plus en plus importante de l'électronique de puissance [3]. De ce fait, le développement de convertisseurs de puissance a considérablement amélioré l'efficacité et la rentabilité des systèmes photovoltaïques. Ces dispositifs électroniques permettent de convertir l'énergie électrique de manière efficace et fiable, en réduisant les pertes et en augmentant la production d'énergie. Ils ont également permis de rendre les systèmes PV plus abordables et plus faciles à installer, ce qui a contribué à la popularité croissante de l'énergie solaire.

Les composants électroniques de puissance devenant de plus en plus fiables et efficaces, il est de plus en plus intéressant d'explorer leurs applications dans les grands systèmes PV. Cette utilisation croissante des composants d'électronique de puissance soulève des questions sur la sélection et l'optimisation des différents étages de conversion dans le système PV.

En effet, l'intégration des convertisseurs statiques (DC/DC et DC/AC) type multi-niveaux est indispensable. C'est grâce à l'étage DC/DC que l'augmentation de la tension de sortie et l'extraction optimale de l'énergie est possible afin d'assurer une utilisation optimale de l'énergie solaire. Néanmoins, la production d'électricité à travers un générateur photovoltaïque est certes garantie, mais se fait avec des pertes importantes de production

et donc est plus chère que prévue. Ceci est principalement dû à la caractéristique non linéaire et extrêmement changeante du générateur photovoltaïque. Par conséquent, le point de fonctionnement du panneau PV ne coïncide pas toujours avec le point à maximum de puissance. On utilise alors un mécanisme qui permet la recherche et la poursuite du point à maximum de puissance appelé “Maximum power point tracking (MPPT)” afin que la puissance maximale soit générée en permanence [4]. Par conséquent, plusieurs travaux ont porté sur les systèmes photovoltaïques pour développer des algorithmes permettant d’extraire le maximum d’énergie convertie par les panneaux photovoltaïques et alors qui permet un fonctionnement optimal du système photovoltaïque. On trouve dans la littérature des algorithmes basés sur les méthodes suivantes : Perturbation & Observation (P&O) [5] et Conductance Incrémentale (INC) [6]. Il existe aussi des commandes dites intelligentes qui sont basées sur la commande logique floue (FLC) [7, 8]. Ces dernières ont reçu une attention particulière de la part d’un certain nombre de chercheurs dans le domaine de l’électronique de puissance. L’adaptation de l’une de ces commandes MPPT aux nouvelles structures de convertisseur DC/DC s’impose. L’association du MPPT avec le convertisseur DC/DC devrait être en mesure de produire des résultats optimaux, en particulier lorsque la tension d’entrée varie en fonction des conditions météorologiques changeantes.

L’étage DC/AC assure la conversion continue-alternative en cas d’une charge alternative ou un raccordement au réseau. Pour cela, il est nécessaire d’étudier les différentes topologies multi-niveaux existantes ainsi que leurs possibilités de raccordement à un système photovoltaïque. Ce type d’onduleur présente l’avantage essentiel de fournir la haute tension sous des contraintes électriques admissibles pour les composants électroniques. De manière générale plus le nombre de niveaux de la tension générée par le convertisseur est grand, plus faible sera son taux de distorsion harmonique. Dans la littérature, plusieurs topologies d’onduleurs multi-niveaux ont été proposées et étudiées. Les plus connus sont : l’onduleur clampé par le neutre “Neutral Point Clamped (NPC)” [9], l’onduleur à condensateurs flottants “flying-capacitor inverter (FC)” [10], l’onduleur en pont en H en cascade (CHB) [11].

De plus, les performances du convertisseur dépendent aussi de la stratégie de commande utilisée. Plusieurs techniques de commande ont été proposées et adaptées aux onduleurs multi-niveaux. Elles sont classées en deux catégories. Celle qui ont une fréquence élevée telles que la modulation de largeur d’impulsion à vecteur spatial (SVPWM) [12, 13] et la modulation de largeur d’impulsion sinusoïdale (SPWM) [14]. Et celles à fréquence de commutation fondamentale, comme la modulation de largeur d’impulsion à élimination d’harmoniques (SHEPWM), dite aussi la MLI programmée [15] et l’optimisation de la

distorsion harmonique totale THD (OTHD) [16].

Le principal défi dans la mise en œuvre de la SHEPWM consiste à résoudre des équations non linéaires complexes pour trouver les angles de commutation appropriés permettant d'éliminer les harmoniques de bas ordre (5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème} et le 13^{ème}). Ainsi, différentes techniques de calcul ont été utilisées, telles que la méthode de Newton-Raphson (NR), la théorie du résultant, l'algorithme génétique (AG), l'optimisation par essaim de particules "Particle Swarm Optimization (PSO)", l'algorithme des bats (BA) [17–21]. La principale idée de la SHEPWM est d'éliminer les harmoniques les plus gênant avec le bon contrôle du fondamental sans garantir un meilleur THD. Pour cela, une stratégie de commande a été proposée pour investigation consiste à minimiser le THD en utilisant différentes techniques d'optimisations.

Dans la littérature, Sarbanzadeh et al. [22] ont utilisé l'AG pour minimiser le THD de l'onduleur CHB à sept niveaux. Maharana et al. [23] ont utilisé PSO pour réduire le THD de l'onduleur CHB avec des sources de courant continu séparées et égaux. D'autres algorithmes ont été utilisés pour l'optimisation du THD en se basant sur la technique de recherche de motif [24], l'optimisation du loup gris [25] ou l'évolution différentielle (DE) [26]. De ce fait, il n'y a pas d'algorithme spécifique qui puisse être utilisé pour obtenir la solution la plus optimale pour chaque problème d'optimisation [27].

Par ailleurs, en cas d'une commande en temps réel, les solutions d'implémentations matérielles de commandes numériques sur des plateformes reconfigurables de type FPGA sont de plus en plus utilisées. Les FPGA sont des outils de conception assistée par ordinateur qui permettent de passer directement d'une description fonctionnelle (comme le VHDL) à un schéma en porte logique prêt à être implémenté.

Les concepteurs des systèmes de commande modernes des convertisseurs statiques s'investissent dans l'intégration de la circuiterie numérique de commande dans les systèmes automatisés par l'association de plusieurs technologies à savoir : DSP, microcontrôleurs, et FPGA.

En plus, la complexité croissante des algorithmes de commande des systèmes électriques ne cessent d'augmenter à cause des contraintes liées aux modèles (non-linéarité, variation de paramètres, ... etc.) et d'autres contraintes liées aux performances (temps d'exécution, précision, ... etc.). Motivé par les exigences grandissantes en puissance de traitement et afin de répondre aux exigences strictes concernant les performances exigeantes en puissance de calcul, les FPGA offrant une grande souplesse et de bonnes performances (parallélisme de traitement, vitesse, surface, consommation, ... etc.).

Dans le premier chapitre, nous avons commencé d'abord par présenter le fonctionnement et les principales propriétés du convertisseurs DC/DC proposés pour une chaîne de conversion photovoltaïque. Ensuite, l'étude et le développement de deux techniques de

recherche du point de puissance maximale (MPPT) basées sur l'algorithme P&O et la logique Floue est effectuée. Afin de valider les algorithmes des tests sont réalisés pour de nombreuses conditions de fonctionnement en variant l'éclairement, la température et la charge, et les principaux résultats sont présentés et interprétés.

Le deuxième chapitre présente l'état de l'art sur les différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux proposées jusqu'à nos jours. Nous avons présentés les principales architectures parmi les topologies multi-niveaux conventionnelles, les topologies multi-niveaux modifiées et les topologies multi-niveaux à nombre réduit de commutateurs.

Dans le troisième chapitre nous présentons l'implémentation numérique sur carte FPGA d'une nouvelle approche pour la génération des signaux de commande des onduleurs 3, 5, 7 et 9 niveaux basée sur l'OTHD. Plusieurs cas sont étudiés pour chaque onduleur selon le nombre d'angles de commutation à calculer. On a commencé par deux, trois, quatre puis cinq angles. L'OTHD est effectuée par trois algorithmes différents : l'algorithme génétique, l'algorithme de recherche gravitationnelle et le PSO. Les résultats sont validés expérimentalement en utilisant un onduleur à trois niveaux réalisé au laboratoire à base des modules *Mitsubishi*.

Dans le quatrième chapitre, l'intérêt s'est porté sur l'étude et la réalisation d'un émulateur photovoltaïque en vue d'une association complète de la chaîne et d'un contrôle en temps réel. Ensuite, la réalisation pratique du convertisseur DC/DC multi-niveaux à base d'IGBT est aussi présentée en détail. Le contrôle du rapport cyclique est effectué en utilisant une carte Arduino. Les résultats expérimentaux obtenus sont discutés et comparés avec la théorie pour la validation des circuits. Ainsi, pour palier au problème du déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux NPC, nous avons proposé l'utilisation d'un hacheur Boost à deux niveaux et quatre niveaux pour résoudre ce problème.

Les principales conclusions de cette thèse de doctorat sont présentées dans la conclusion générale, qui met également en évidence les contributions de la thèse ainsi que ses limites. Enfin, la conclusion générale présentera les perspectives d'extensions futures de ce travail ainsi que les directions de recherche possibles.

Chapitre 1

Modélisation du système de conversion de l'énergie photovoltaïque

1.1 Introduction

Au cours des deux dernières décennies, la contribution de l'énergie solaire dans le monde a considérablement augmentée. Le soleil est la source de toutes les énergies sur notre planète [28], que ce soit directement sous forme de lumière solaire et de chaleur, ou indirectement sous forme de vent, de vagues, de charbon et de pétrole. Pour exploiter l'énergie solaire, les systèmes photovoltaïque sont utilisées.

Dans ce chapitre, le principe de fonctionnement de tous les composants du système photovoltaïque est présenté, ainsi que leur modèle mathématique qui permet de simuler et comparer les résultats expérimentaux des éléments du système PV avec les résultats de la simulation.

1.2 Les principales topologies des systèmes photovoltaïques

Les différentes topologies du système PV offrent des solutions flexibles pour l'utilisation de l'énergie solaire en fonction des besoins et des contraintes spécifiques de chaque situation. Les principes et les éléments de base du système PV restent les mêmes. Les systèmes sont adaptés pour répondre à des exigences particulières en variant le type et la quantité des éléments de base. La conception modulaire du système permet de l'étendre facilement lorsque la demande de puissance évolue.

Il existe plusieurs topologies de systèmes photovoltaïques, chacune ayant des avantages

et des inconvénients. Généralement les topologies des systèmes photovoltaïques sont classées en deux grandes catégories : les systèmes photovoltaïques isolé et connecté au réseau, ces principales topologies sont montrées sur la Figure 1.1.

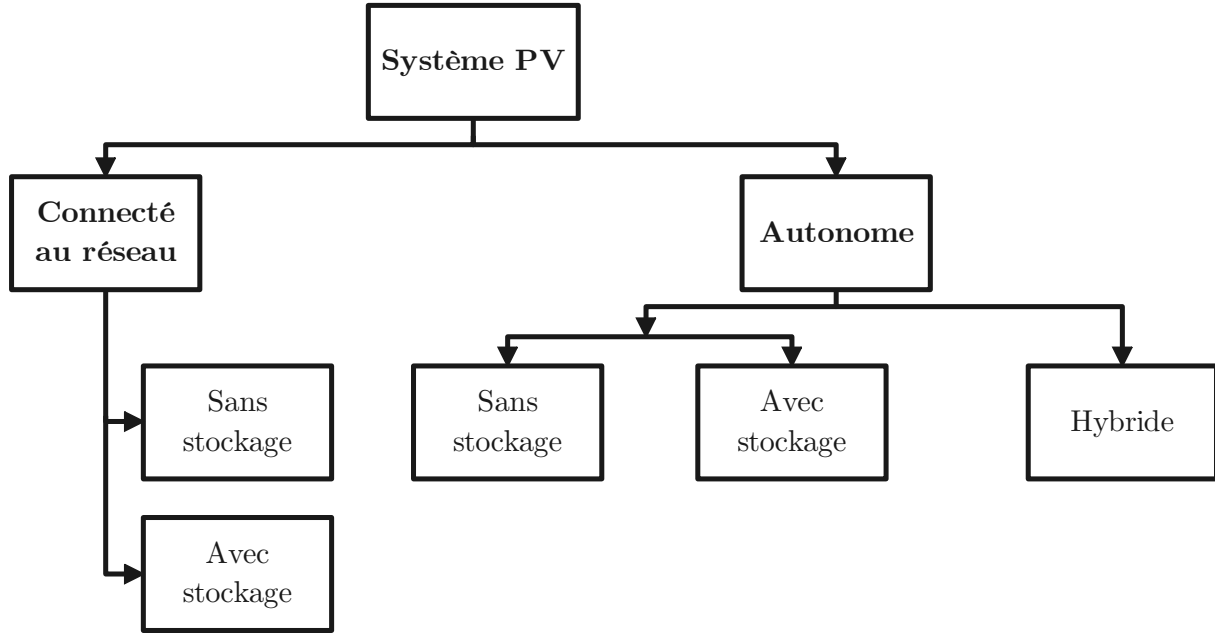


Figure 1.1: Classification des systèmes photovoltaïques

Le système photovoltaïque autonome (off-grid) [29] est complètement indépendant du réseau électrique. Cette topologie est utilisée pour alimenter des charges isolées telles que des éclairages extérieurs, des pompes à eau ou des stations de surveillance. Dans le système autonome avec-stockage, les batteries sont utilisées pour stocker l'énergie produite par les panneaux solaires pendant les périodes où la demande d'énergie est faible durant la journée.

Le système autonome-hybride [30] combine un système photovoltaïque autonome avec une autre source d'énergie (renouvelable ou conventionnelle), comme les éoliennes, les piles à combustible, et le générateur diesel. Elle est utilisée dans les zones où il y a des coupures fréquentes de courant et dans les systèmes électriques instables.

Le système photovoltaïque connecté au réseau (on-grid) [31] est conçu pour injecter de l'énergie dans le réseau électrique public. L'objectif principal est de produire l'énergie depuis une source renouvelable pour réduire la demande en énergie provenant des sources conventionnelles. Le système PV est dimensionné pour une large production d'énergie. Les panneaux solaires sont connectés à un onduleur, ce dernier convertit le courant continu en courant alternatif, qui est ensuite injecté dans le réseau électrique, c'est le "single stage PV system" [32]. En utilisant les convertisseurs DC-DC associés à l'onduleur, c'est le "double stage PV system" [33]. Les batteries peuvent être également utilisées dans cette

configuration pour stocker l'énergie quand la demande d'énergie est faible.

1.3 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

Le terme «photovoltaïque» peut désigner le phénomène physique connu sous le nom “l'effet photovoltaïque” découvert par Alexandre Edmond Becquerel en 1839. La conversion de l'énergie solaire photovoltaïque en énergie électrique s'est produite par la transformation d'une partie du rayonnement solaire au moyen d'une cellule photovoltaïque. Le cœur d'un système PV est la cellule PV, ce qui rend l'étude approfondie de la cellule solaire très importante pour comprendre les systèmes d'énergie photovoltaïque.

1.3.1 Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque

Afin d'utiliser l'énergie photovoltaïque, le sable doit être transformé en cristaux de silicium purs à 99.49 % pour être utilisé dans la fabrication des cellules solaires. Ce processus de transformation du sable en silicium pur nécessite une purification complexe.

Le silicium brut est généralement purifié et transformé en trichlorosilane (SiHCl_3), un composé chimique gazeux, à l'aide d'un processus chimique. Ensuite, le SiHCl_3 est converti en un mélange de silane (SiH_4) et de tétrachlorure de silicium (SiCl_4) en présence d'un catalyseur, tel que le chlorure d'aluminium (AlCl_3). Le silane gazeux est ensuite purifié et utilisé pour produire du silicium polycristallin hautement purifié. Les lingots de silicium polycristallin sont ensuite remodelés et transformés en tranches très fines appelées plaquettes de silicium, qui sont le cœur d'une cellule photovoltaïque. La structure des atomes de silicium est liée entre eux. Ce qui fait que les électrons de la structure cristalline du silicium aient une certaine liberté de mouvement, leur mouvement est restreint par des bandes d'énergie interdites dans le matériau [34, 35].

Une cellule photovoltaïque est composée de deux types de matériaux semi-conducteurs, l'une présentant un excès d'électrons et l'autre un déficit d'électrons (des trous). Ces deux parties sont respectivement dites « dopées » de type N et de type P. Le dopage des cristaux de silicium consiste à leur ajouter d'autres atomes pour améliorer la conductivité du matériau. Si ces deux types de matériaux dopés se rejoignent, certains électrons du côté N vont migrer vers la région P et remplir les trous qui s'y trouvent. Il se forme ainsi une région de déplétion où il n'y a ni trous ni électrons libres comme le montre la Figure 1.2.

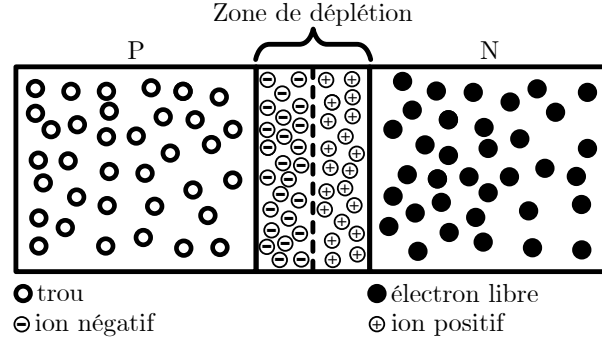


Figure 1.2: Représentation schématique lorsque des semi-conducteurs de type N et de type P sont réunis pour former une jonction PN

La lumière frappe la région N de la cellule PV, le visible de la lumière pénètre et atteint la région de déplétion. Cette énergie de photons est suffisante pour générer des paires électron-trou dans la région de déplétion. Le champ électrique dans la région de déplétion conduit les électrons et les trous hors de la région de déplétion. La concentration d'électrons dans la région N et de trous dans la région P deviennent tellement élevées qu'une différence de potentiel se développe entre elles. Dès que une charge est connectée entre ces régions, les électrons commencent à circuler à travers la charge. Les électrons se recombinent avec les trous de la région P après avoir parcouru leur chemin. De cette manière, une cellule solaire fournit en permanence du courant continu.

Trois technologies courantes de cellules photovoltaïques sont connait : le silicium monocristallin, le silicium polycristallin et les couches minces ; le silicium cristallin (c-Si) étant considéré comme la technologie de cellules photovoltaïques la plus utilisée [36].

1.3.2 Modèle mathématique d'une cellule photovoltaïque

Pour mieux comprendre le fonctionnement des cellules PV et faciliter leur étude et simulation, différents modèles mathématiques ont été proposés dans la littérature, basés sur le modèle à diode unique ou à double diodes [37–39]. Le circuit équivalent de la cellule photovoltaïque basée sur un modèle à diode unique est illustré à la Figure 1.3, ce modèle est le plus utilisé en raison de sa simplicité et de la qualité de ses résultats.

Le modèle utilisé ici est basé sur cinq paramètres qui est utilisé pour la conception et l'analyse d'une cellule solaire, ces paramètres sont : le photo-courant I_{ph} , le courant de saturation I_0 , le facteur d'idéalité de la jonction n_{fd} , la résistance série R_s et la résistance shunt R_{sh} . R_s est utilisé pour indiquer l'opposition offerte au flux de courant entre les matériaux semi-conducteurs et le contact métallique ; et R_{sh} est utilisé pour indiquer l'effet de la recombinaison des porteurs de charge dans le cas où le rayonnement reçu diminue [40].

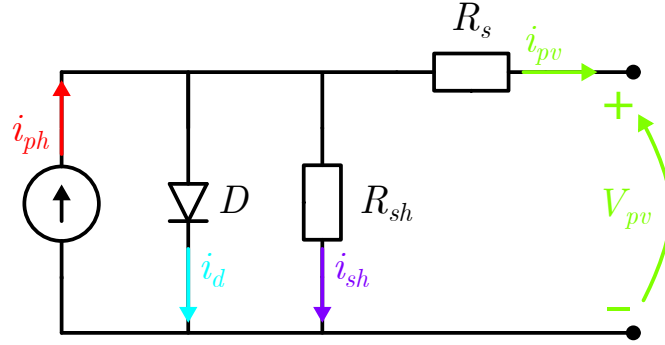


Figure 1.3: Circuit équivalent d'une cellule solaire à diode unique

En appliquant la loi de Kirchhoff à ce circuit, on obtient le courant de sortie I_{pv} de la cellule (1.1),

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (1.1)$$

où I_{ph} est le photocourant dans (1.2), il est proportionnel à l'éclairement et la température,

$$I_{ph} = \frac{G}{G_r} (I_{sc} + \alpha_{sc}(T_{cell} - T_{ref})) \quad (1.2)$$

I_d est le courant qui traverse la diode en (1.3), qui est en fonction du courant de saturation I_0 présenté dans (1.5)

$$I_d = I_0 \left(\exp \left(\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{n_{fd} V_t N_s} \right) - 1 \right) \quad (1.3)$$

$$V_t = \frac{k T_{cell}}{q} \quad (1.4)$$

$$I_0 = I_{rs} \left(\frac{T_{cell}}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left(\frac{q E_{g0}}{n_{fd} k} \left(\frac{1}{T_{cell}} - \frac{1}{T_{ref}} \right) \right) \quad (1.5)$$

Le courant de saturation inverse de la diode est :

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{\exp \left(\frac{V_{oc}}{n_{fd} V_t N_s} \right) - 1} \quad (1.6)$$

Le courant qui traversent la résistance shunt dans (1.7).

$$I_{sh} = \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_{sh}} \quad (1.7)$$

1.3.3 Les caractéristiques d'une cellule photovoltaïque

La production d'électricité à partir d'une cellule PV dépend des conditions météorologiques. La puissance et le rendement de conversion des cellules photovoltaïques sont généralement évalués avec les conditions d'essai standard "Standard Test Condition" (STC), où l'irradiation solaire est de 1000 W/m^2 , la température de 25°C , et la masse d'air 1.5 (AM1.5). La relation entre le courant et la tension de sortie d'une cellule solaire est connue sous le nom de caractéristique électrique d'une cellule photovoltaïque. Les caractéristiques électriques, telles que le courant, la tension ou la résistance d'une cellule solaire, varient lorsqu'elle est exposée à la lumière.

Les courbes courant-tension ($I_{pv} - V_{pv}$) et puissance-tension ($P_{pv} - V_{pv}$) de sortie d'une cellule photovoltaïque sont représentées par la Figure 1.4.

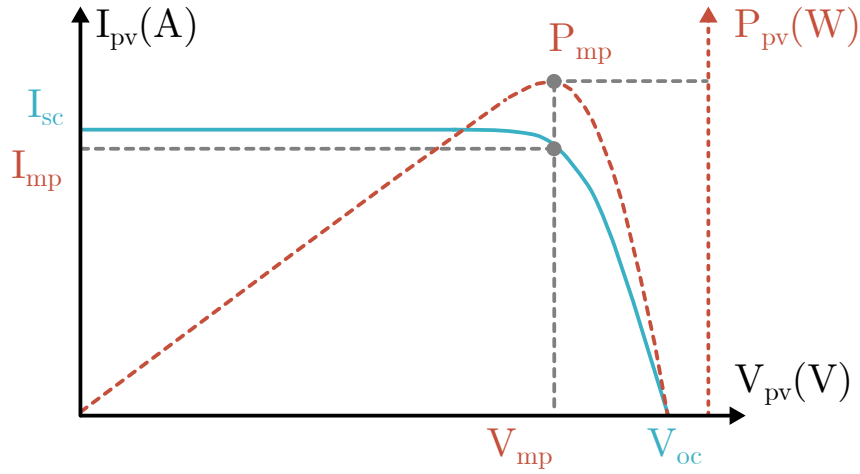


Figure 1.4: Caractéristique courant-tension ($I_{pv} - V_{pv}$) et puissance-tension ($P_{pv} - V_{pv}$) d'une cellule photovoltaïque

Quatre valeurs importantes (I_{sc} , V_{oc} , I_{mp} , V_{mp}) peuvent être remarquées sur ces courbes, les définitions de ces paramètres d'une cellule photovoltaïque, ainsi que les autres paramètres, sont données ci-après :

- ❶ **La tension de circuit ouvert V_{oc}** : est la tension maximale disponible d'une cellule solaire, et ce, à courant nul. La tension en circuit ouvert correspond à la quantité de polarisation directe sur la cellule solaire due à la polarisation de la jonction de la cellule solaire avec le courant généré par la lumière. Il est représenté sur la courbe ($I_{pv} - V_{pv}$) et ($P_{pv} - V_{pv}$) de la Figure 1.4. On trouve l'équation de V_{oc} en mettant le courant net égal à zéro dans l'équation de la cellule solaire, ce qui donne

$$V_{oc} = \frac{nkT}{q} \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_0} + 1 \right) \quad (1.8)$$

❷ **Le courant de court-circuit I_{sc}** : Le courant de court-circuit est le courant qui traverse la cellule solaire lorsque la tension aux bornes de la cellule solaire est nulle. Il est représenté sur la courbe $(I_{pv} - V_{pv})$ de la Figure 1.4. Pour une cellule solaire idéale, le courant de court-circuit et le courant généré par la lumière incidente sont identiques. Par conséquent, le courant de court-circuit est le plus grand courant qui peut être tiré de la cellule solaire.

Le courant de court-circuit dépend d'un certain nombre de facteurs qui sont décrits ci-dessous :

- La surface de la cellule solaire A . Pour supprimer la dépendance de la surface de la cellule solaire, il est plus courant d'indiquer la densité de courant de court-circuit (J_{sc} en mA/cm²) plutôt que le courant de court-circuit. Le courant de court-circuit I_{sc} est la densité de courant de court-circuit J_{sc} multipliée par la surface de la cellule : $I_{sc} = J_{sc}A$.
- Le nombre de photons (c'est-à-dire la puissance de la source lumineuse incidente). I_{sc} d'une cellule solaire dépend directement de l'intensité lumineuse.
- Les propriétés optiques absorption et réflexion de la cellule solaire.

❸ **La puissance maximale $P_{mp} = V_{mp}I_{mp}$** : c'est la puissance maximale fournie par la cellule PV connectée à la charge. Le point de puissance maximale d'une installation photovoltaïque est mesuré en watts (W) ou en watts crête (W_C).

❹ **Le facteur de forme FF** : La relation entre la puissance maximale P_{mp} et le produit de $(I_{sc} \cdot V_{oc})$ est connue sous le nom de facteur de forme (FF) en (1.9). Plus le FF est proche de 1 (unité), plus le générateur PV peut fournir de puissance.

$$FF = \frac{V_{mp}I_{mp}}{I_{sc}V_{oc}} \quad (1.9)$$

1.3.4 Résultats de simulations et interprétations

Le modèle du cellule PV à base des équations mathématiques présentées dans la section 1.3.2 est implémenté sous *Matlab/Simulink 2021a* en utilisant les blocs de base de *Simulink*. Les caractéristiques de la cellule utilisées dans cette simulation sont présentées dans le Tableau 1.1. Chaque équation (1.2-1.7) est construite sous un "subsystem" pour faciliter le test du modèle.

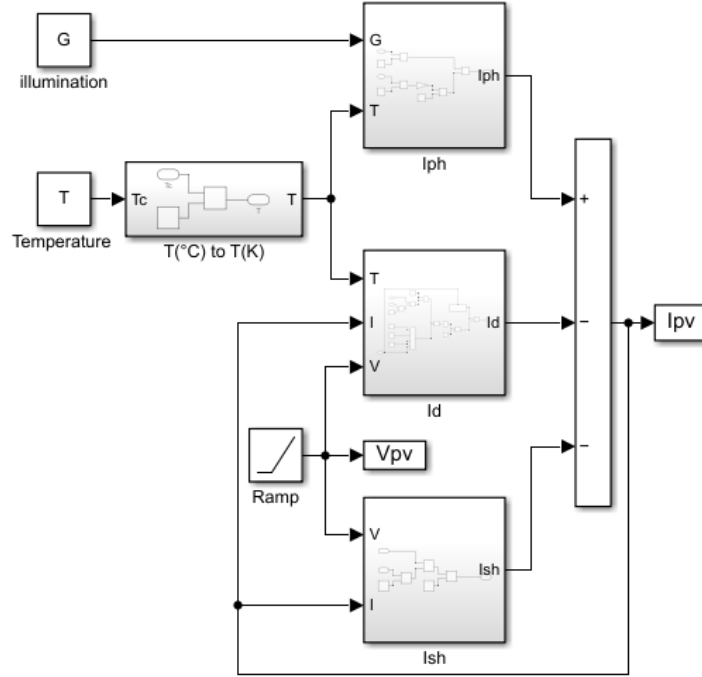
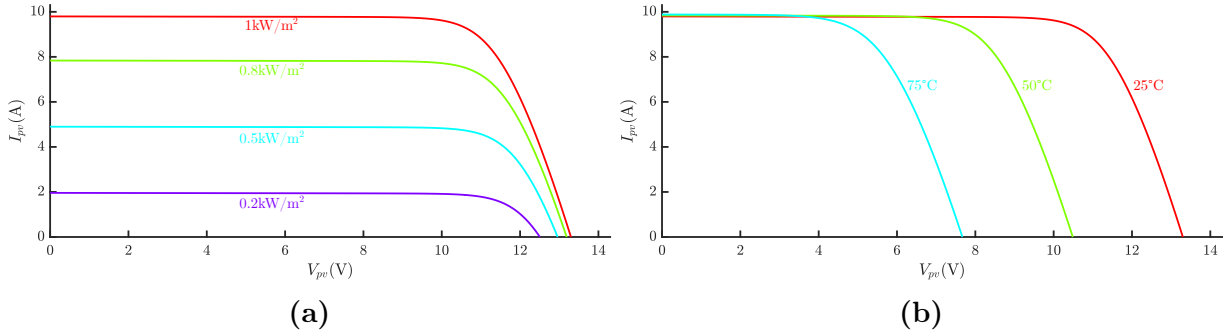
Tableau 1.1: Les paramètres du module photovoltaïque étudié

Paramètre	Valeur	Unité
P_{mp}	100	W
V_{oc}	13.3	V
I_{sc}	9.8	A
N_s	20	
N_p	1	
R_s	0.13128	Ω
R_{sh}	379.3044	Ω
α_{sc}	0.0017	$\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
n_{fd}	0.95077	eV
E_{g0}	1.6	V

Le modèle du module PV sous l'environnement *Simulink* est représenté sur la Figure 1.5, où l'addition de trois courant I_{ph} , I_d et I_{sh} sont effectués pour obtenir la sortie I_{pv} . Cette sortie est la même entrée pour le sous-système I_d et le courant shunt I_{sh} , qui cause une erreur de boucle algébrique “Algebraic loop”, cette erreur est l'un des problèmes les plus connus pour la simulation du module PV sous *Matlab/Simulink*. Cependant, pour éviter cette erreur l'une des solutions suivantes peut être utilisée : en ajoutant un bloc “Memory” ou un bloc de “Unit Delay” connecté au courant de sortie I_{pv} . Cependant, dans cette simulation, pour éviter ce problème une petite valeur (V_{oc}/N_s) est utilisée dans la pente de la rampe qui représente la valeur de V_{pv} [41].

Un autre paramètre très important dans la simulation du système PV est le choix du solveur “Solver”. Afin de simuler le modèle de ce module PV, le solveur à pas fixe ode8 (*Dormand-Prince*) est choisi avec un pas -step size- égale à 10^{-4} .

La quantité d'énergie fournie par le module PV dépend de plusieurs facteurs, tels que les conditions météorologiques locales, les changements saisonniers et l'installation des modules. Les conditions de test standard pour les modules PV sont souvent différentes des conditions réelles dans lesquelles fonctionne un module PV. Pour cela, l'effet du changement de température et du rayonnement solaire est étudié.

Figure 1.5: Le courant I_{pv} sous *Simulink*Figure 1.6: Caractéristique courant-tension ($I_{pv} - V_{pv}$) (a) éclairement variable et température constante $T=25^\circ\text{C}$ (b) température variable et éclairement constant $G=1000\text{W}/\text{m}^2$.

Dans la Figure 1.6a et la Figure 1.7a la température est considérée constante (25°C) avec un ensoleillement variable. L'effet de l'ensoleillement G est clair sur le courant de court-circuit I_{sc} . I_{sc} est proportionnel à G avec une petite variation V_{oc} , ce qui donne une puissance proportionnelle à la valeur de G .

Par ailleurs, dans la Figure 1.6b et la Figure 1.7b l'ensoleillement est considéré constant ($1000\text{ W}/\text{m}^2$) avec une température variable. Dans ce cas les valeurs de V_{oc} sont inversement proportionnelles à la température avec une petite variation I_{sc} ce qui donne une puissance inversement proportionnelle à la valeur de la température.

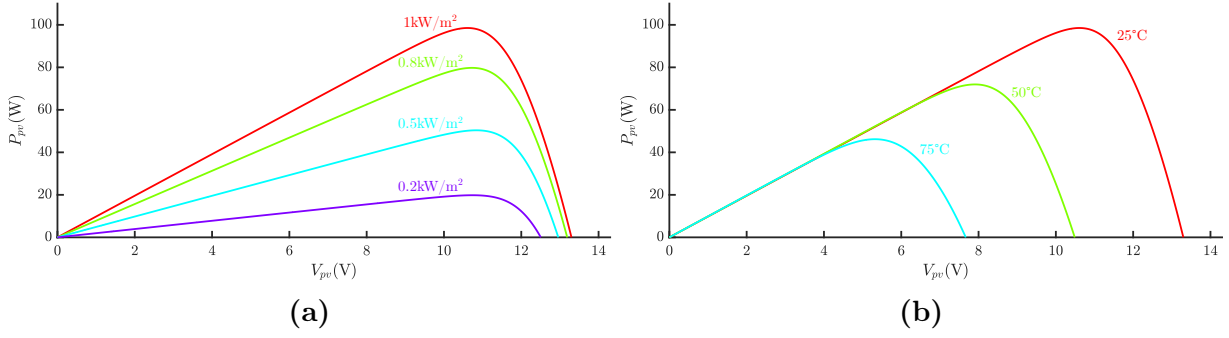


Figure 1.7: Caractéristique puissance-tension ($P_{pv} - V_{pv}$) (a) éclairement variable et température constante $T=25^\circ\text{C}$ (b) température variable et éclairement constant $G=1000\text{ W/m}^2$.

1.4 Modélisation des convertisseurs DC-DC

La tension de sortie d'un panneau photovoltaïque est affectée par les conditions météorologiques variables, ce qui nécessite la régulation de la tension V_{pv} à une tension constante en utilisant des convertisseurs DC-DC. Plusieurs topologies de convertisseurs DC-DC sont proposés pour réguler la tension d'entrée en fonction des besoins de l'application. En général, les convertisseurs DC-DC sont en deux types : les convertisseurs isolés et non isolés [42]. Ils peuvent également être classifiés en termes de niveau en deux types : les convertisseurs DC-DC classiques et les convertisseurs multi-niveaux (avec plusieurs niveaux de tension) [43, 44].

1.4.1 Principe de fonctionnement et modélisation des convertisseurs DC-DC classique

Les trois principales topologies de convertisseurs DC-DC classique sont les convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost. Le convertisseur Buck est utilisé pour abaisser la tension dans les applications où la tension de la charge est inférieure à la tension de la source, le convertisseur Boost est utilisé lorsque la tension requise est inférieure à la tension de la source. La troisième topologie est le convertisseur Buck-Boost, qui possède les deux propriétés du convertisseur Buck et Boost.

1.4.1.1 Convertisseur Buck

La Figure 1.8 illustre le schéma du convertisseur Buck. Il se compose d'une inductance L , de deux commutateurs (un commutateur à transistor T_s et une diode D) et d'un condensateur C , où l'inductance, la diode et le condensateur sont connus sous le nom de

circuit de diode de roue libre, comme le montre la Figure 1.8. Le convertisseur Buck accumule de l'énergie dans l'inducteur par la connexion de l'inducteur et la source de tension V_{pv} , puis cette énergie se décharge dans la charge, comme le montre la Figure 1.9. Ainsi, lorsque le convertisseur est à l'état ON (le commutateur T_s est fermé), le convertisseur Buck peut être décrit mathématiquement comme suit :

$$\begin{cases} V_L = V_{pv} - V_{out} \\ i_L(t) = \int_0^{\alpha_d T} \left(\frac{V_{pv} - V_{out}}{L} \right) dt \end{cases} \quad 0 \leq t \leq \alpha_d T \quad (1.10)$$

où T est la période de commutation et α_d est le rapport cyclique. Pour l'état OFF (l'interrupteur T_s est ouvert), le convertisseur Buck peut être décrit mathématiquement comme indiqué dans (1.11).

$$\begin{cases} V_L = -V_{out} \\ i_L(t) = \int_{\alpha_d T}^T \left(\frac{-V_{out}}{L} \right) dt \end{cases} \quad \alpha_d T < t \leq T \quad (1.11)$$

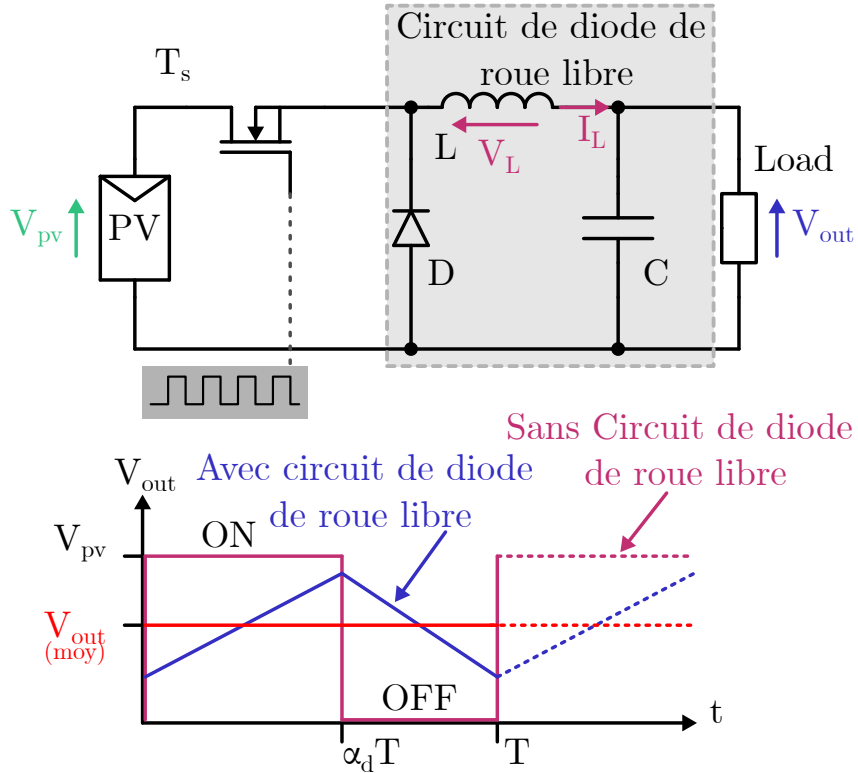


Figure 1.8: La structure de base du convertisseur Buck et la tension de sortie V_{out} avec et sans le circuit de diode de roue libre

L'expression utilisée pour concevoir la tension de sortie V_{out} et la valeur minimale de

C et L sont décrites comme suit :

$$V_{out} = \alpha_d V_{pv} \quad (1.12)$$

$$\begin{aligned} L &\geq L_{min} = \frac{V_{pv}(1 - \alpha_d)\alpha_d}{\Delta i_L f} \\ C &\geq C_{min} = \frac{(1 - \alpha_d)}{8L(\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}})f^2} \end{aligned} \quad (1.13)$$

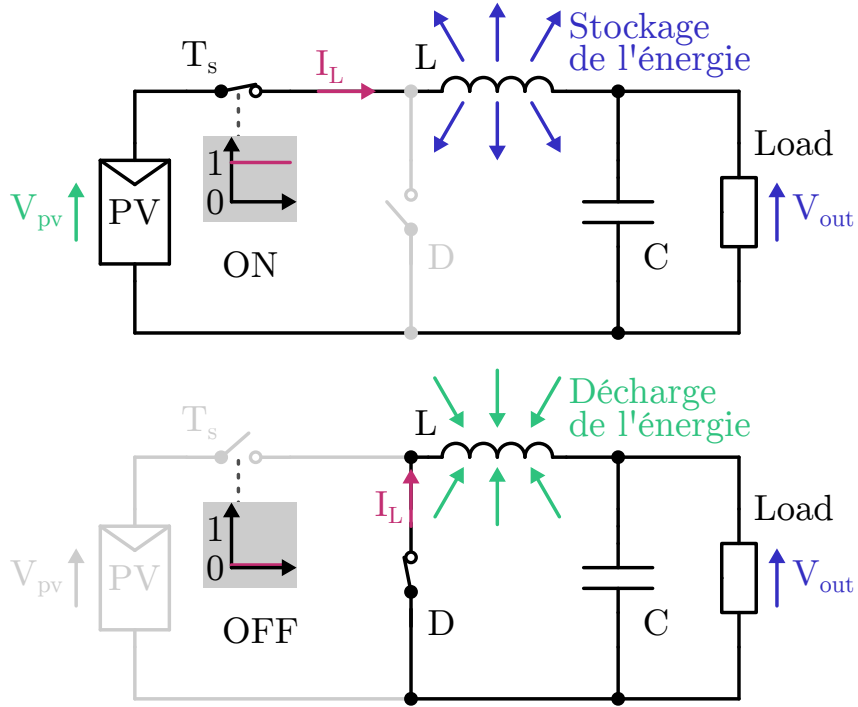


Figure 1.9: Illustration de l'état ON et OFF du convertisseur Buck

1.4.1.2 Convertisseur Boost

Le convertisseur Boost est différent du convertisseur Buck, la tension de sortie est égale ou supérieure à la tension d'entrée. La Figure 1.10 illustre le schéma du convertisseur Boost, les composants sont les mêmes que ceux utilisés dans le convertisseur Buck illustrés par la Figure 1.8, sauf que leurs positions ont été réarrangées.

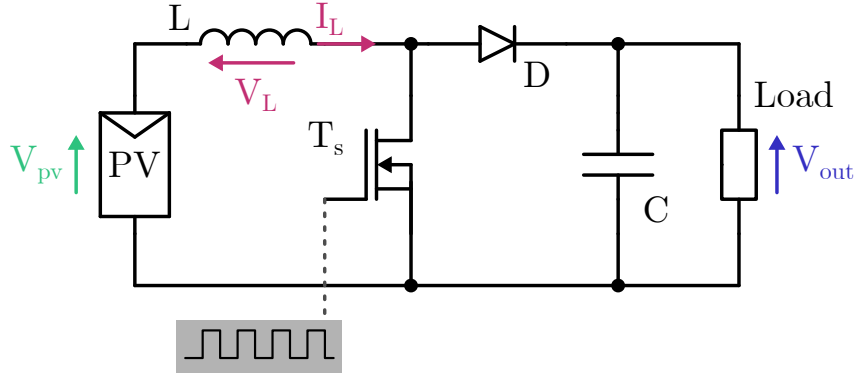


Figure 1.10: La structure de base du convertisseur Boost

La Figure 1.11 montre l'action du circuit pendant les états ON et OFF. Pendant l'état ON, un courant circule entre les bornes d'alimentation positive et négative à travers L , qui stocke de l'énergie dans son champ magnétique. Il n'y a pratiquement pas de courant qui circule dans le reste du circuit car la combinaison de D , C et la charge représente une impédance beaucoup plus élevée que le chemin passant directement par le MOSFET fortement conducteur. Pendant que l'interrupteur T_s est fermé le convertisseur Boost peut être décrit mathématiquement comme suit (1.14) :

$$\begin{cases} V_L = V_{pv} \\ i_L(t) = \int_0^{\alpha_d T} \left(\frac{V_{pv}}{L} \right) dt \end{cases} \quad 0 \leq t \leq \alpha_d T \quad (1.14)$$

La Figure 1.11 montre l'état OFF du convertisseur. Lorsque le MOSFET est rapidement ouvert, la chute soudaine du courant amène L à produire une *f.e.m*, inverse de la polarité de la tension aux bornes de L pendant l'état ON, afin de maintenir le courant. Il en résulte deux tensions, la tension d'alimentation V_{pv} et la *f.e.m* V_L aux bornes de L , en série l'une avec l'autre. Cette tension plus élevée ($V_{pv} + V_L$), maintenant qu'il n'y a pas de chemin de courant à travers le MOSFET, polarise D . Le courant résultant à travers D charge C à $V_{pv} + V_L$ moins la petite chute de tension dans le sens direct à travers D , et alimente également la charge.

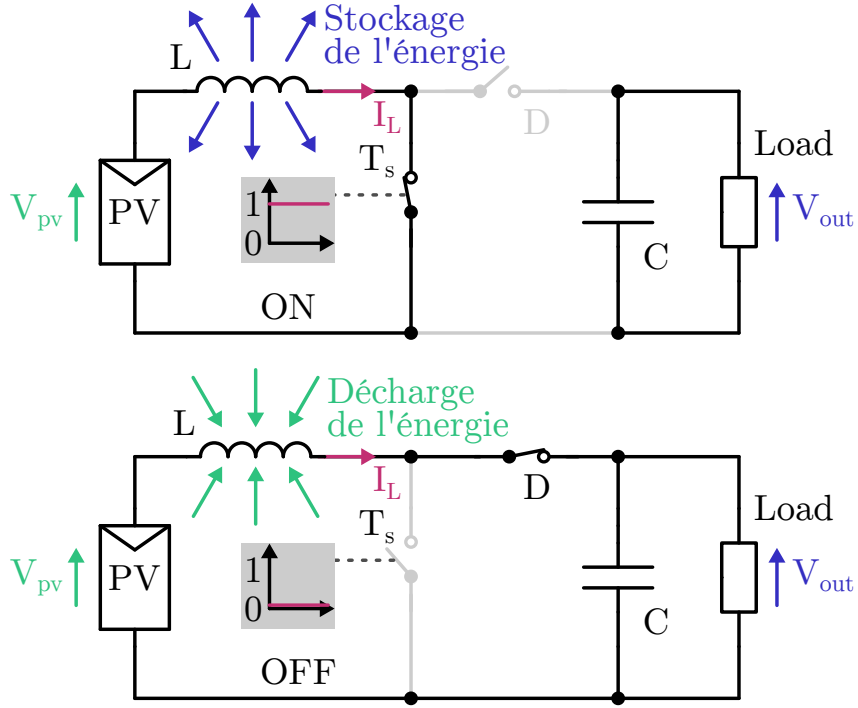


Figure 1.11: Les deux états ON et OFF du convertisseur Boost

Pendant que l'interrupteur T_s est ouvert le convertisseur Boost peut être décrit mathématiquement comme suit :

$$\begin{cases} V_L = V_{pv} - V_{out} \\ i_L(t) = \int_{\alpha_d T}^T \left(\frac{V_{pv} - V_{out}}{L} \right) dt \end{cases} \quad \alpha_d T < t \leq T \quad (1.15)$$

La tension de sortie DC est déterminée par (1.16).

$$V_{out} = \frac{V_{pv}}{1 - \alpha_d} \quad (1.16)$$

L'expression utilisée pour le design des valeurs minimale de C et L sont décrites comme suit :

$$\begin{aligned} L &\geq L_{min} = \frac{\alpha_d V_{pv}}{f \Delta i_L} \\ C &\geq C_{min} = \frac{\alpha_d I_{out}}{f \Delta V_{out}} \end{aligned} \quad (1.17)$$

1.4.1.3 Convertisseur Buck-Boost

Un convertisseur Buck-Boost est un type de convertisseur qui combine les principes du convertisseur Buck et du convertisseur Boost dans un seul circuit. Le mode de fon-

tionnement est choisi selon le rapport cyclique α_d . Le convertisseur Buck décrit dans la section 1.4.1.1 produit une sortie en courant continu dans une plage allant de 0 V à un niveau juste inférieur à la tension d'entrée. Le convertisseur Boost décrit dans la section 1.4.1.2 produit une tension de sortie allant de la même tension que l'entrée à un niveau beaucoup plus élevé. Cependant, de nombreuses applications nécessitent ce type de convertisseur (Buck-Boost), où la puissance peut circuler dans les deux sens ; tel que les systèmes alimentés par les batteries.

Dans la Figure 1.12, les éléments communs des circuits Buck et Boost sont combinés pour concevoir le Buck-Boost.

Lorsque l'interrupteur T_s est fermé, la diode D empêche le courant de circuler dans la sortie du circuit car elle est polarisée en sens inverse. Ce courant passe donc par l'interrupteur T_s et l'inducteur L et retourne à la source d'entrée comme il est indiqué sur la Figure 1.13.

Pendant cette période de fermeture de T_s , l'inducteur L stocke de l'énergie ; et le convertisseur peut être décrit mathématiquement dans (1.18)

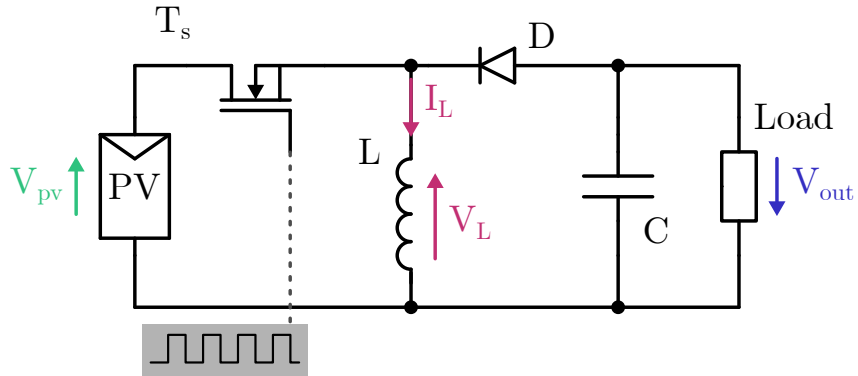


Figure 1.12: Structure de base du convertisseur Buck-Boost

$$\begin{cases} V_L = V_{pv} \\ i_L(t) = \int_0^{\alpha_d T} \left(\frac{V_{pv}}{L} \right) dt \end{cases} \quad 0 \leq t \leq \alpha_d T \quad (1.18)$$

Dans le reste de la période l'interrupteur T_s est ouvert. Donc en raison de la chute soudaine du courant, l'inducteur L induit la tension de retour de magnitude $L \frac{di}{dt}$. La polarité de l'inducteur s'inverse et le courant circule dans cette direction avec une dissipation de l'énergie stocké dans l'inducteur L pendant la période de fermeture de T_s telle que montre la Figure 1.13. La diode est donc polarisée dans le sens direct et fournit la tension à la

sortie dans le sens inverse. Le convertisseur peut être décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{out} = V_L \\ i_L(t) = \int_{\alpha_d T}^T (\frac{V_{out}}{L}) dt \end{cases} \quad \alpha_d T < t \leq T \quad (1.19)$$

La formule de la tension de sortie est donnée par (1.20), où le signe négatif indique que la polarité de la tension de sortie est inversée.

$$V_{out} = -\frac{\alpha_d}{1 - \alpha_d} V_{pv} \quad (1.20)$$

Les expressions de L_{min} et C_{min} dans le cas du convertisseur Buck-Boost sont exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} L &\geq L_{min} = \frac{R_{load}(1 - \alpha_d)^2}{2f} \\ C &\geq C_{min} = \frac{I_{out}(V_{out} - V_{pv})}{V_{out}\Delta V_{out}f} \end{aligned} \quad (1.21)$$

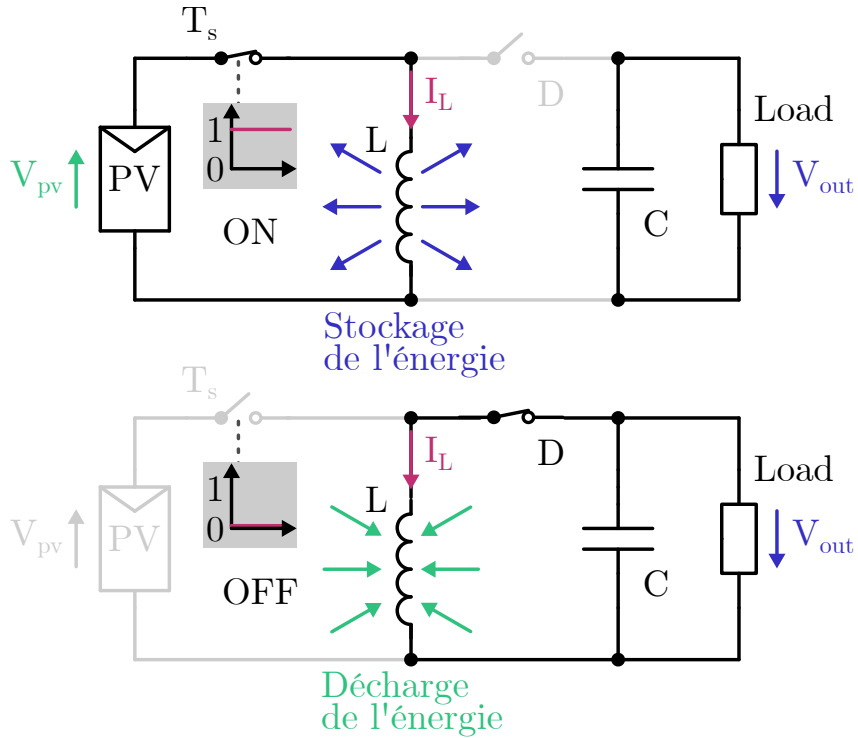


Figure 1.13: Les deux états ON et OFF du convertisseur Buck-Boost

1.4.2 Principe de fonctionnement et modélisation des convertisseurs DC-DC multi-niveaux

Avec la croissance de la production distribuée basée sur les systèmes PV et l'avènement de nouvelles sources de production distribuée basées sur le courant continu, telles que les piles à combustible, il est devenu souhaitable d'utiliser des convertisseurs DC-DC à haut rapport de Boost pour exploiter pleinement ces sources d'énergie renouvelable. Ces convertisseurs sont nécessaires pour alimenter les onduleurs multi-niveaux et injecter de l'énergie dans le réseau électrique à une tension de quelques centaines de volts.

1.4.2.1 Le convertisseur Boost DC-DC multi-niveaux

Le convertisseur Boost DC-DC multi-niveaux (MBC) est proposé dans [43]. Il est principalement utilisé pour deux raisons :

- ❶ La tension continue de faible niveau provenant de la source V_{pv} doit être amplifiée afin qu'elle puisse être connectée à la tension élevée du bus continu de l'onduleur multi-niveau.
- ❷ Il existe deux techniques pour équilibrer les tensions du bus continu . La première consiste à modifier la technique de commande en exploitant les états redondants de l'onduleur multi-niveaux [15]. L'autre méthode consiste à utiliser un circuit externe tel que ce convertisseur pour assurer l'auto-équilibrage des tensions du bus continu [45].

Le MBC est un convertisseur DC-DC qui combine le convertisseur Boost classique et la fonction de condensateur commuté "*The switched capacitor function*" [46]. Pour le niveau K de cette topologie, un commutateur contrôlable S , une inductance L , $2K - 1$ diodes, et $2K - 1$ condensateurs sont utilisés pour fournir une sortie V_{MBC} exprimée en (1.22).

$$V_{MBC} = K \frac{V_{pv}}{1 - \alpha_d} \quad (1.22)$$

Le convertisseur Boost à quatre niveaux est illustré sur la Figure 1.14. Il faut noter que : les diodes D_7 , D_5 , D_3 , D_1 commutent de manière complémentaire avec D_6 , D_4 , D_2 , et S .

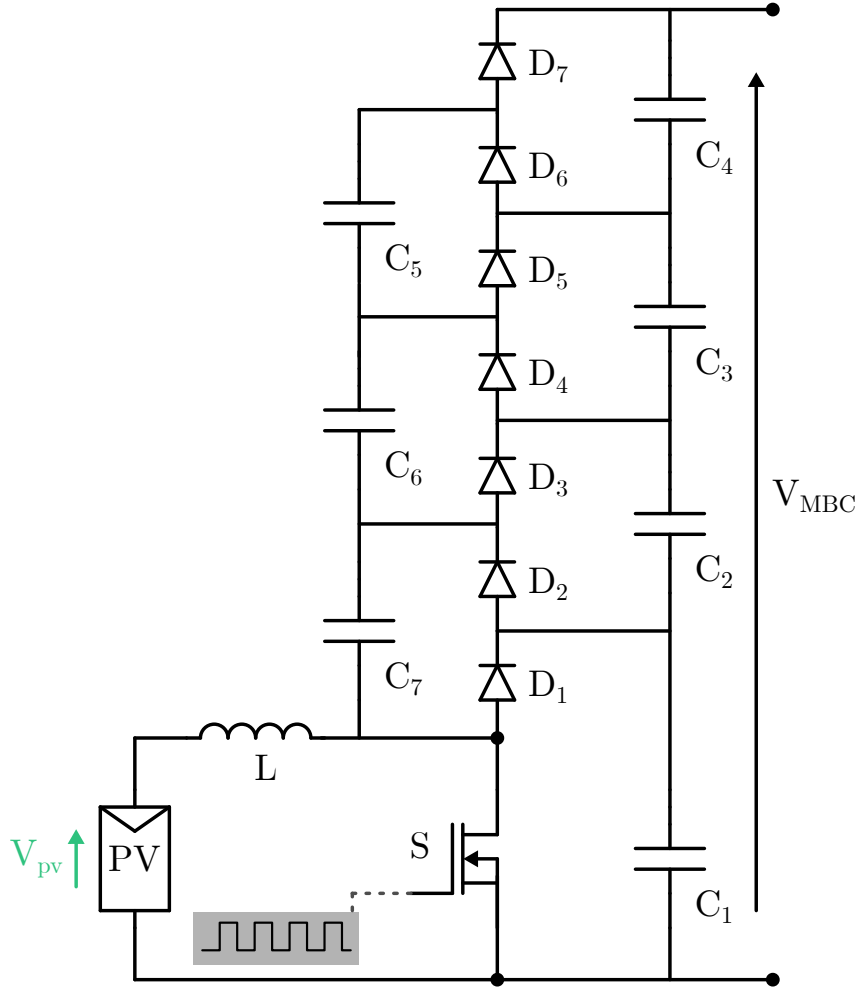


Figure 1.14: Structure de base du convertisseur Boost à quatre niveaux

Lorsque le commutateur S est à l'état passant l'inductance est connectée à la source de tension d'entrée (Figure 1.15a). Si la tension de C_7 est inférieure à la tension de C_1 , alors C_1 charge C_7 à travers la diode D_2 et le commutateur S (Figure 1.15b). En même temps, si la tension de (C_7+C_6) est inférieure à la tension de (C_1+C_2) alors C_1 et C_2 chargent les condensateurs C_7 et C_6 à travers la diode D_4 et S (Figure 1.15c). De la même manière, C_1 , C_2 et C_3 chargent C_5 , C_6 et C_7 (Figure 1.15d).

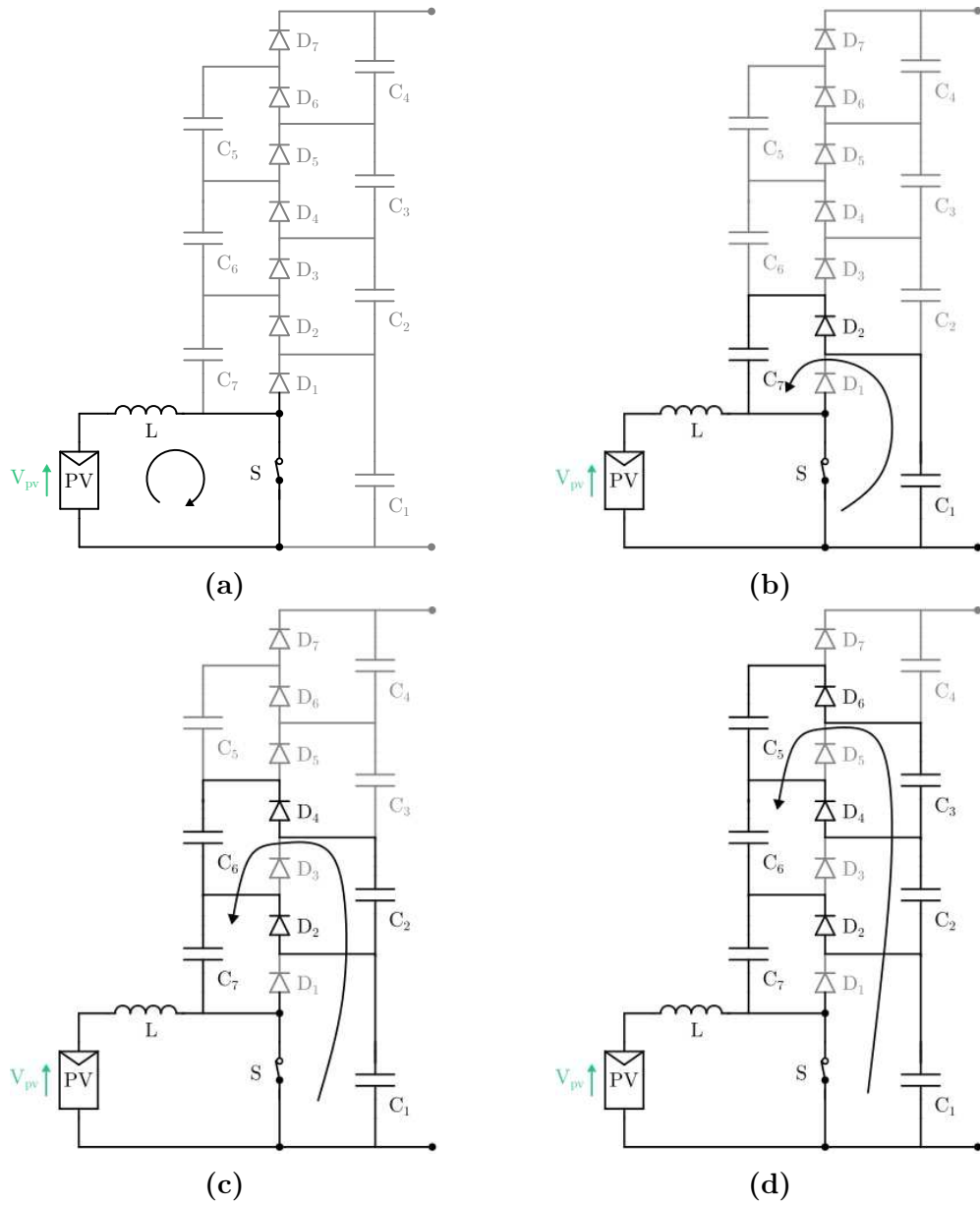


Figure 1.15: Configuration du MBC à 4 niveaux pour un état “ON” de l'interrupteur S

Lorsque l'interrupteur S à l'état bloqué “OFF” comme montre la (Figure 1.16), le courant de l'inducteur ferme D_1 , le courant de l'inductance se décharge à travers la diode D_1 et permet ainsi la charge du condensateur C_1 . La tension V_{pv} plus C_7 et la tension de l'inducteur V_L fixent la tension aux bornes de C_1 et C_2 à travers D_3 (Figure 1.16b). De la même manière, la tension de V_{pv} plus V_L et la tension de (C_6+C_7) établissent la tension aux bornes de C_1 , C_2 et C_3 à travers D_5 (Figure 1.16c), et enfin, la tension aux bornes de C_4 , C_3 , C_2 et C_1 est clampée par C_5 , C_6 , C_7 et V_{pv} plus V_L (Figure 1.16d) [43, 47].

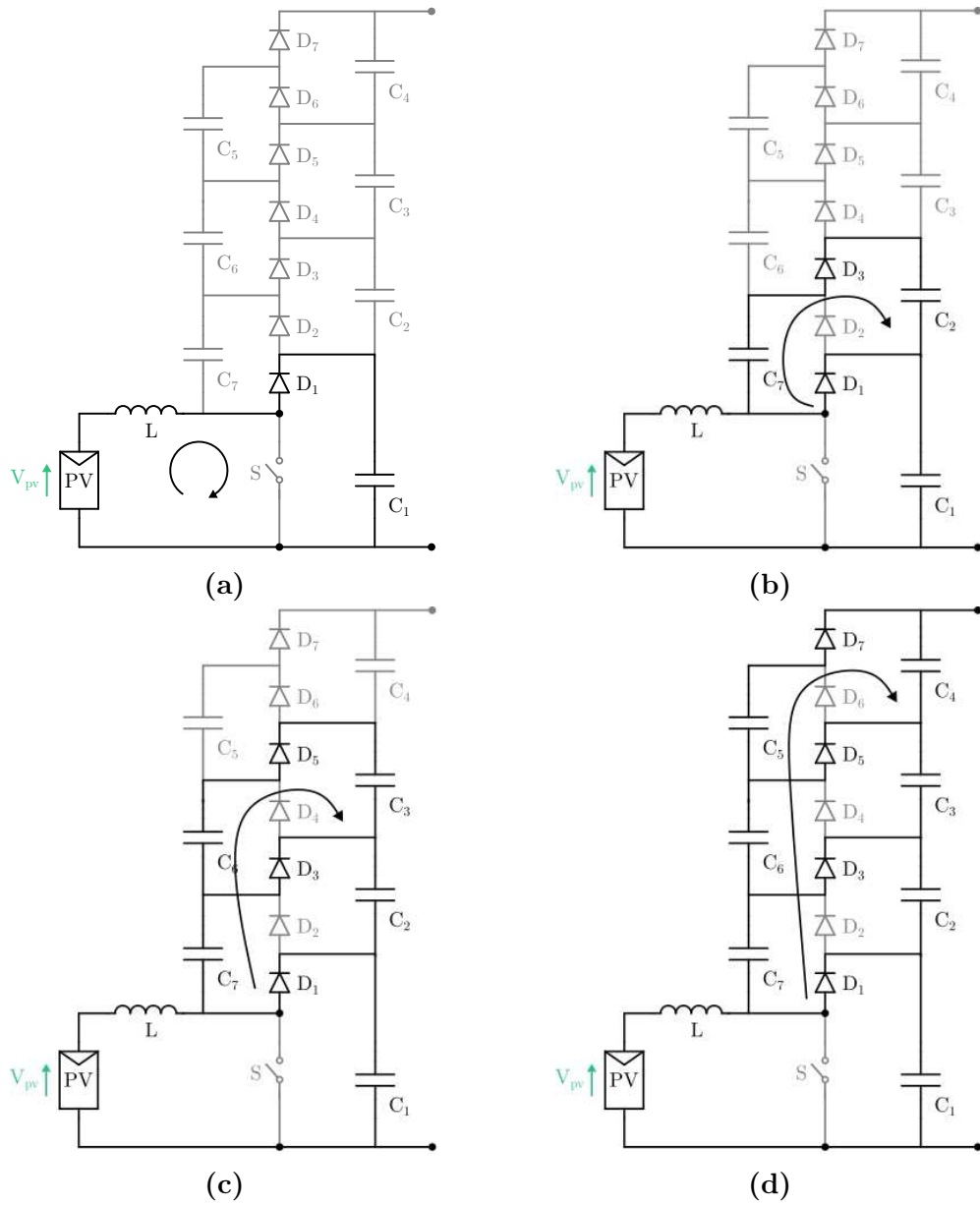


Figure 1.16: Configuration du MBC à 4 niveaux pour un état “OFF” de l'interrupteur S

Différents essais ont été réalisés en modifiant le nombre de condensateurs en sortie (1, 2, 3 ou 4 condensateurs). La tension d'entrée maintenue à une valeur fixe de 15V et $\alpha_d = 0.5$. Les mesures des tensions à la sortie du MBC sont présentées sur la Figure 1.17.

Les résultats montrent que le convertisseur remplit efficacement sa fonction d'amplification de la tension d'entrée en respectant l'équation (1.22).

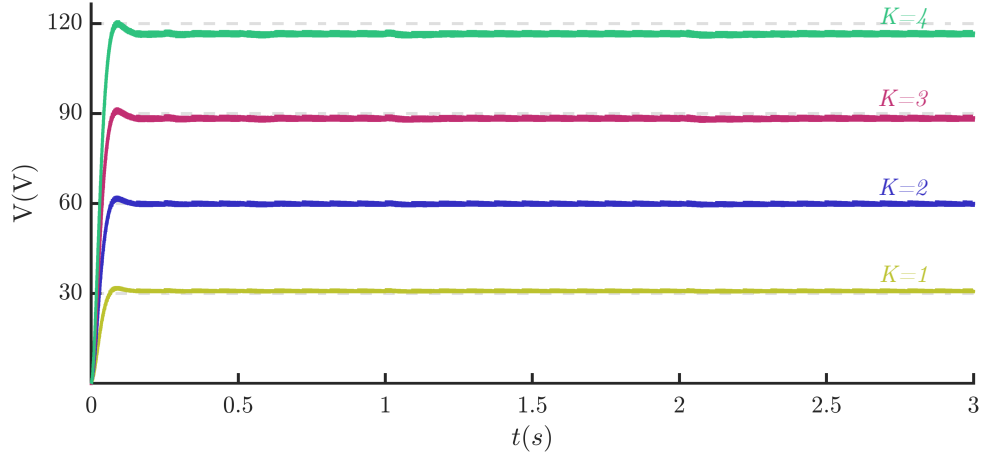


Figure 1.17: Tension de sortie du convertisseur MBC pour différent K

Tableau 1.2: Les résultats de simulation du MBC pour différent K

K	V_{MBC} (théorique)	V_{MBC} (simulation)	$err(\%)$
1	30	30.77	2.57
2	60	59.74	0.43
3	90	88.19	2.00
4	120	116.40	3.00

Pour un et deux condensateurs en sortie, les tensions mesurées sont respectivement autour de 30 V et 60 V. Cependant, une perte de tension significative est observée pour trois et quatre condensateurs en sortie comme le montre le Tableau 1.2.

1.5 Les techniques MPPT

1.5.1 Contrôle MPPT et adaptation de la charge

Le MPPT est un algorithme essentiel du système PV pour tirer la puissance maximale du panneau solaire. Il comprend l'algorithme (partie logicielle) utilisée pour contrôler le convertisseur DC-DC (partie matérielle). Le rapport cyclique est ajusté pour répondre à l'adaptation de la charge entre le module PV et la charge connectée, afin d'obtenir la puissance maximale du panneau photovoltaïque dans les conditions actuelles. De plus, le convertisseur utilisé avec un MPPT réalise l'adaptation de la charge et fournit la puissance maximale. Pour un convertisseur Buck DC/DC idéal, la puissance d'entrée et de sortie

peut être décrite comme suit :

$$\begin{aligned} P_{pv} &= P_{load} \\ \frac{V_{load}}{V_{pv}} &= \frac{I_{pv}}{I_{load}} = \alpha_d \end{aligned} \quad (1.23)$$

L'impédance R_{pv} vue par le panneau photovoltaïque peut être exprimée en utilisant l'équation (1.24). Cette impédance peut également être décrite en utilisant l'équation (1.25) qui dépend du rapport cyclique et de l'impédance de charge de sortie $R_{load} = \frac{V_{load}}{I_{load}}$.

$$R_{pv} = \frac{V_{pv}}{I_{pv}} \quad (1.24)$$

$$R_{pv} = \frac{1}{\alpha_d^2} R_{load} \quad (1.25)$$

En modifiant le rapport cyclique α_d , la valeur de l'impédance vue par le module PV peut changer et correspond à l'impédance optimale $R_{opt} = \frac{V_{mp}}{I_{mp}}$ comme il est indiqué sur la Figure 1.18.

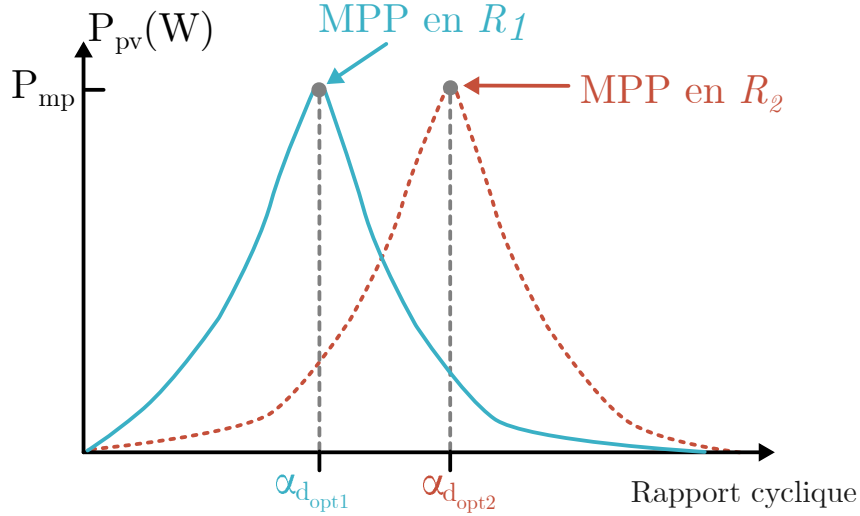


Figure 1.18: Illustration du changement de puissance par rapport au rapport cyclique à des conditions météorologiques constantes et à différentes impédances (R_1 et R_2)

En suivant la même processus de (1.23-1.25), la relation entre l'impédance vue par le panneau PV et le rapport cyclique pour les différentes topologies du convertisseur DC-DC est donnée par :

$$R_{pv} = \frac{1}{M(\alpha_d)^2} R_{load} \quad \text{où } M(\alpha_d) = \frac{V_{load}}{V_{pv}} \quad (1.26)$$

Différents algorithmes MPPT ont été étudiés dans la littérature [4, 48–51], notamment l'algorithme P&O, INC, la tension en circuit ouvert fractionnaire, le courant de court-

circuit fractionnaire et la commande logique floue. La sortie de l'algorithme MPPT est le rapport cyclique utilisé par le générateur de modulation de largeur d'impulsion (PWM) pour générer le signal PWM, basé sur le rapport cyclique calculé, comme le montre la Figure 1.19.

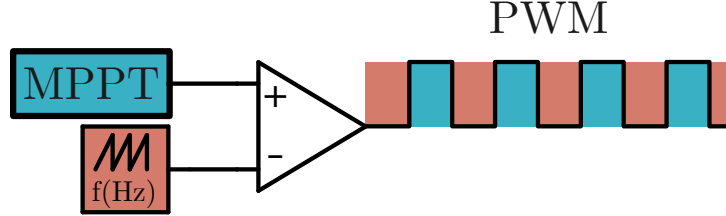


Figure 1.19: Générateur PWM basé sur le rapport cyclique du MPPT

1.5.2 Les algorithmes de suivi du point de puissance maximale

1.5.2.1 Algorithme de Perturbation et Observation (P&O)

Le principe de cette technique repose sur une méthode d'essai et d'erreur. Elle consiste à faire varier la tension du panneau PV et à observer ses effets sur la puissance de sortie du PV, tout en comparant l'état actuel avec l'état précédent. Ce processus est répété périodiquement jusqu'à ce que le point de puissance maximale soit atteint. Cependant, la sortie de cette commande oscille autour du point de puissance maximale, pour minimiser cette oscillation, le pas de perturbation est réduit.

L'organigramme de l'algorithme P&O est présenté dans la Fig. 1.20. L'algorithme commence par mesurer le courant et la tension du PV pour calculer la puissance P_k et la comparer avec la puissance précédente P_{k-1} . S'il n'y a pas de changement dans la puissance, le rapport cyclique reste le même. Cependant, si P_k est supérieur à P_{k-1} et que la tension V_k est supérieure à la tension précédente V_{k-1} , le rapport cyclique est diminué. Si V_k est inférieur à V_{k-1} , le rapport cyclique est augmenté. D'autre part, si P_k est inférieur à P_{k-1} , le rapport cyclique est augmenté si V_k est supérieur à V_{k-1} , et il est diminué dans le cas contraire. Pour minimiser l'oscillation autour du point de puissance maximale, le pas de perturbation $\Delta\alpha_d$ est généralement réduit.

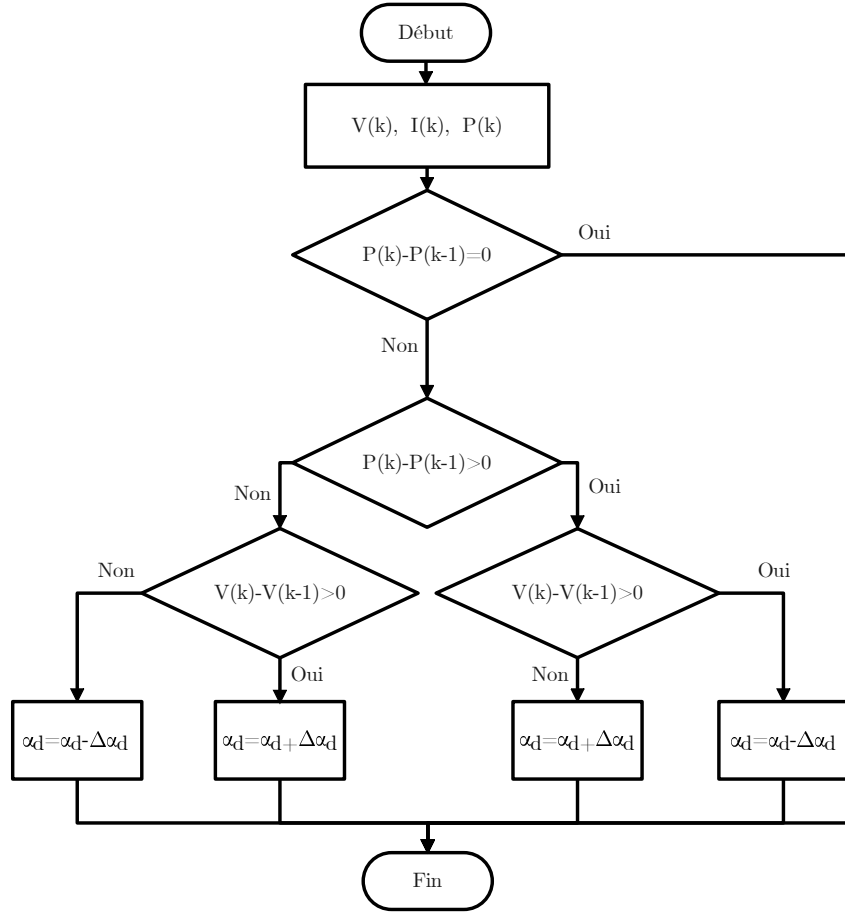


Figure 1.20: Organigramme de l'algorithme MPPT P&O

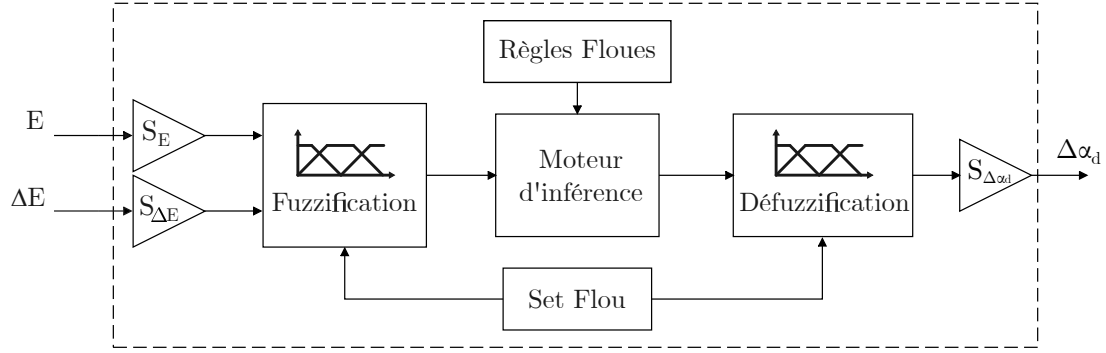
1.5.2.2 MPPT à base de la logique floue

La logique floue a été développée par Zadeh en 1965. La commande logique floue “Fuzzy Logic Controller (FLC)” est utilisée pour convertir l’information humaine en un modèle basé sur des règles qui peut contrôler une plante à l’aide d’explications linguistiques [52].

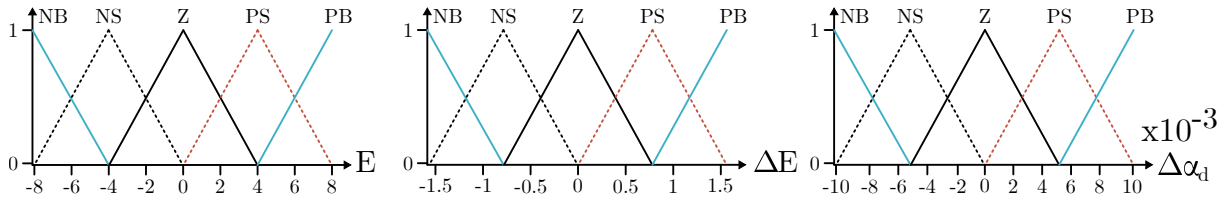
La FLC typique comprend trois composantes principales : la fuzzification, le moteur d’inférence et la défuzzification, comme le montre la Fig.1.21. Les entrées d’un contrôleur MPPT à logique floue sont généralement une erreur E et un changement d’erreur ΔE tels qu’elles sont exprimées dans les équations (1.27) et (1.28), et la sortie est le changement de rapport cyclique $\Delta\alpha_d$. Ces entrées et sorties sont mises à l’échelle à l’aide des facteurs d’échelle S_E , $S_{\Delta E}$ et $S_{\Delta\alpha_d}$ comme montre la Figure 1.21.

$$E(k) = \frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \quad (1.27)$$

$$\Delta E(k) = E(k) - E(k-1) \quad (1.28)$$

**Figure 1.21:** Organigramme de l'algorithme FLC-MPPT

Pendant la fuzzification, les variables d'entrée numériques sont converties en variables linguistiques en utilisant une fonction d'appartenance. Cinq variables linguistiques floues sont utilisées : NB (grand négatif), NS (petit négatif), ZE (zéro), PS (petit positif) et PB (grand positif). Dans la Figure 1.22, les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie utilisées sont illustrées.

**Figure 1.22:** Fonctions d'appartenance de l'algorithme FLC-MPPT

Le moteur d'inférence applique les règles floues aux entrées floues produites par la phase de fuzzification pour générer les sorties floues, 25 règles floues SI-ALORS sont utilisées, comme indiqué dans le Tableau 1.3.

Tableau 1.3: Règles du contrôleur à logique floue

$\Delta\alpha_d$	ΔE				
	NB	NS	Z	PS	PB
NB	Z	Z	PB	PB	PB
NS	Z	Z	PS	PS	PS
E Z	PS	Z	Z	Z	NS
PS	NS	NS	NS	Z	Z
PB	NB	NB	NB	Z	Z

Dans l'étape de défuzzification, les variables de sortie linguistiques sont converties en domaine réel. La méthode de défuzzification du centre de gravité (1.29) est utilisée pour

cette conversion. Enfin, cette sortie est dénormalisée en utilisant le facteur d'échelle $S_{\Delta\alpha_d}$ pour générer le changement réel du rapport cyclique $\Delta\alpha_d$.

$$\Delta\alpha_d = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta\alpha_{d_i} \times \mu_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i} \quad (1.29)$$

Dans l'équation (1.29), $\Delta\alpha_d$ représente la valeur de la sortie du contrôleur logique flou en réponse aux entrées floues, où $\Delta\alpha_{d_i}$ est la $i^{\text{ème}}$ valeur nette de la variable de sortie, μ_i est son degré d'appartenance correspondant, et n est le nombre de valeurs nettes considérées.

1.5.3 Résultats de simulations et interprétations

Pour évaluer les performances du MPPT, trois modes de test sont réalisés en utilisant le système présenté dans le schéma synoptique de la Figure 1.23. Ce système est composé d'un champ PV alimentant une charge résistive R à travers un convertisseur DC-DC Buck contrôlé par le PWM généré par le MPPT. Les paramètres du panneau PV utilisé dans la simulation sont présentés dans le Tableau 1.4. Le champ PV est composé de deux rangées parallèles, où chaque rangée contient cinq panneaux en série. En se référant à (1.12) et (1.13), les valeurs utilisées pour le design du convertisseur Buck sont indiquées dans le Tableau 1.5.

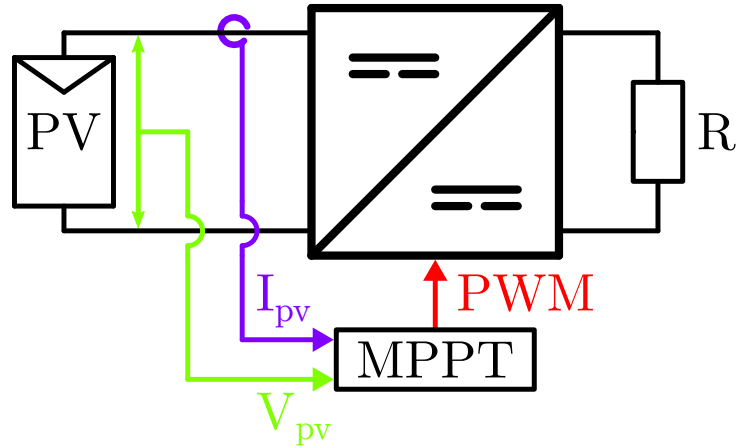


Figure 1.23: Schéma synoptique du système PV utilisé pour évaluer les performances du MPPT

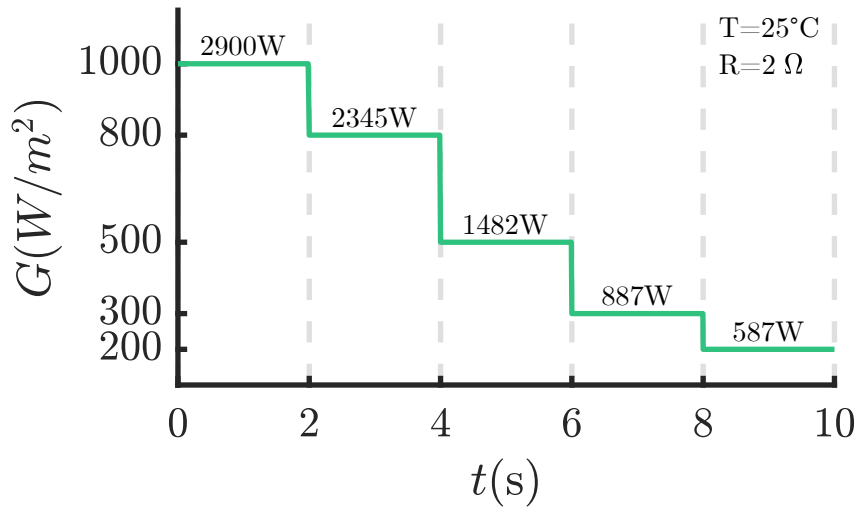
Mode 01 : Dans ce mode, la température et la charge sont fixées à des valeurs constantes, tandis que l'éclairement variait comme indiqué dans la Figure 1.24. Ce mode est divisé en cinq phases, chacune durant deux secondes. Les valeurs de puissance attendues pour chaque phase sont présentées sur le graphe d'éclairement.

Tableau 1.4: Les paramètres d'un seul module photovoltaïque utilisé pour évaluer les performances du MPPT

Paramètre	Valeur	Unité
Puissance nominale P_{mp}	290	W
Tension à vide V_{oc}	39.99	V
Courant de court-circuit I_{sc}	9.67	A
Nombre de cellules par module N_{cell}	60	
Résistance en série R_s	0.39545	Ω
Résistance en shunt R_{sh}	390.5225	Ω
Coefficient de température de V_{oc}	-0.3137	(%/°C)
Coefficient de température de I_{sc}	0.052099	(%/°C)
Facteur d'idéalité de la diode n	1.0043	

Tableau 1.5: Les paramètres du convertisseur DC-DC utilisé pour évaluer les performances du MPPT

Paramètre	Valeur	Unité
Inductance L	850	μH
Condensateur C	780	μF
Fréquence de commutation f	5000	Hz

**Figure 1.24:** Paramètres utilisés dans le mode 01

Les résultats de la puissance générée obtenus en simulant le système PV contrôlé par l'algorithme P&O et le FLC pour ce mode sont présentés sur la Figure 1.25.

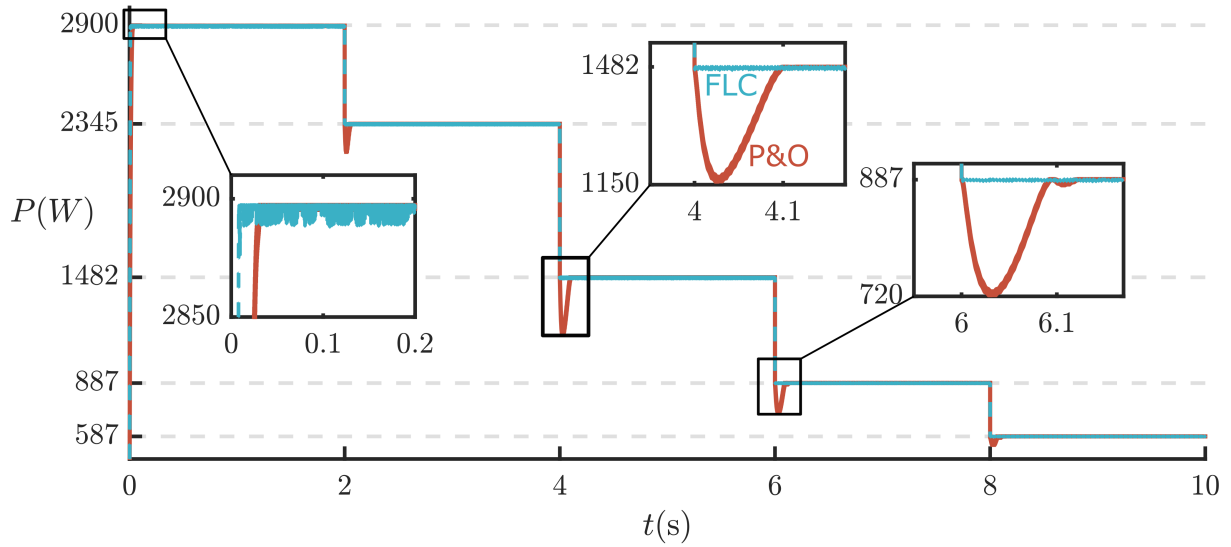


Figure 1.25: Puissance générée en mode 01, utilisant P&O et FLC

L'analyse des performances des réponses des algorithmes MPPT dans ce mode est présentée dans le Tableau 1.6.

Tableau 1.6: Performances des réponses des algorithmes MPPT dans le mode 01

G (W/m ²)	MPPT	Temps de réponse (s)	Temps d'établissement (s)
1000	P&O	0.0166	0.0255
	FLC	0.0063	0.0078
800	P&O	0.0396	0.0665
	FLC	0.0079	0.0099
500	P&O	0.1414	0.1659
	FLC	0.0128	0.0159
300	P&O	0.2317	0.2525
	FLC	0.0213	0.0265
200	P&O	0.2902	0.3492
	FLC	0.0317	0.0394

Mode 02 : Dans ce mode, l'éclairement et la charge sont maintenus constantes, tandis que la température est variée comme indique la Figure 1.26. Ce mode est divisé en trois phases et la puissance maximale pour chaque phase est indiquée sur la courbe de la température.

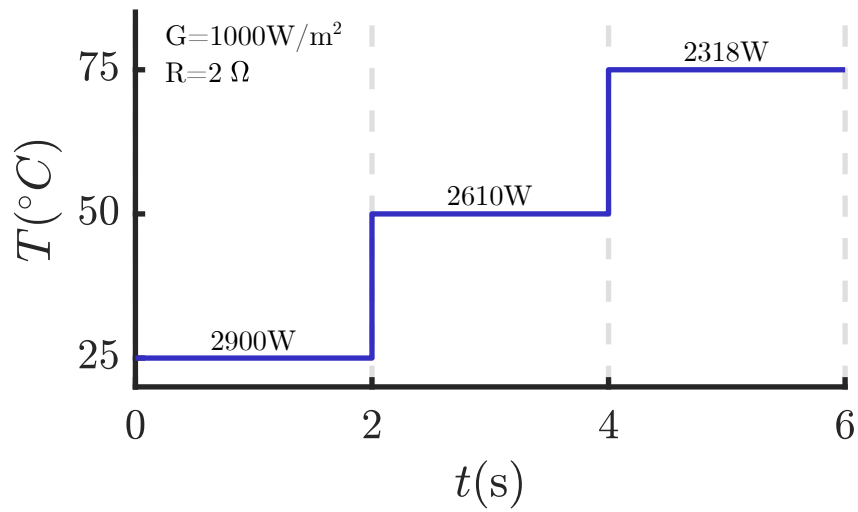


Figure 1.26: Paramètres utilisés dans le mode 02

Les résultats de la puissance générée obtenus à partir de la simulation du système PV contrôlé par l'algorithme P&O et FLC pour ce mode sont présentés par la Figure 1.27.

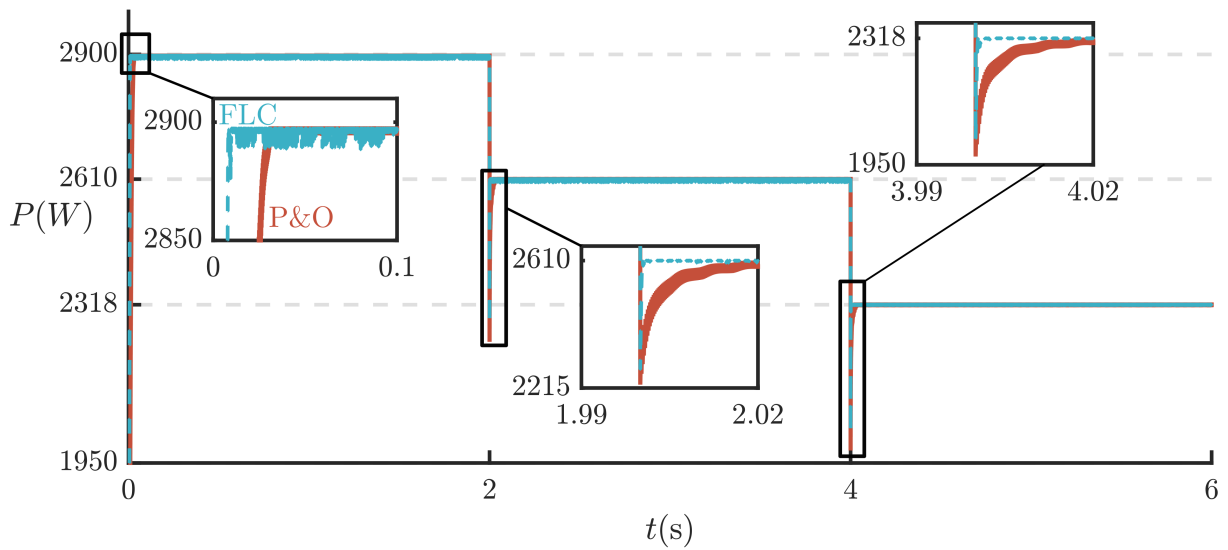


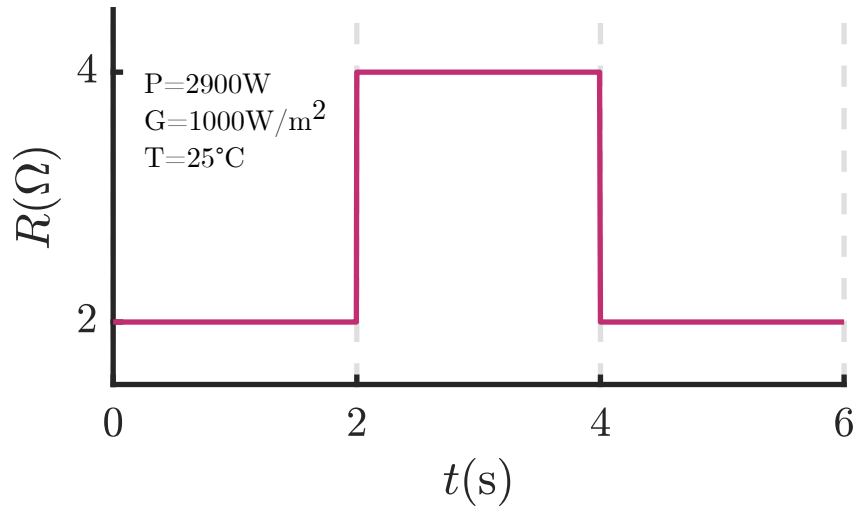
Figure 1.27: Puissance générée en mode 02, utilisant P&O et FLC

L'analyse des performances des réponses des algorithmes MPPT dans ce mode est présentée dans le Tableau 1.7.

Tableau 1.7: Performances des réponses des algorithmes MPPT dans le mode 02

T (C°)	MPPT	Temps de réponse (s)	Temps d'établissement (s)
25	P&O	0.0166	0.0255
	FLC	0.0063	0.0078
50	P&O	0.0396	0.0665
	FLC	0.0055	0.0069
75	P&O	0.1414	0.1659
	FLC	0.0048	0.0060

Mode 03 : Dans ce mode, l'éclairement et la température sont supposés constantes, tandis que la charge est variable comme indiqué dans la Figure 1.28. Ce mode est divisé en trois phases, et la puissance maximale est de 2900 W pour toutes les phases.

**Figure 1.28:** Paramètres utilisés dans le mode 03

Les résultats de la puissance générée obtenus à partir de la simulation du système PV contrôlé par l'algorithme P&O et FLC pour ce mode sont présentés par la Figure 1.29.

Dans les trois modes présentés, un paramètre est toujours variable tandis que les autres sont fixés pendant la simulation.

La puissance convertie s'est avérée être extrêmement proche de la puissance de référence, avec une précision supérieure à 95%, lors de l'évaluation de l'efficacité du MPPT dans les modes de test. Comparé au système non-MPPT, l'algorithme MPPT a entraîné une augmentation significative de la puissance de sortie dans différentes circonstances.

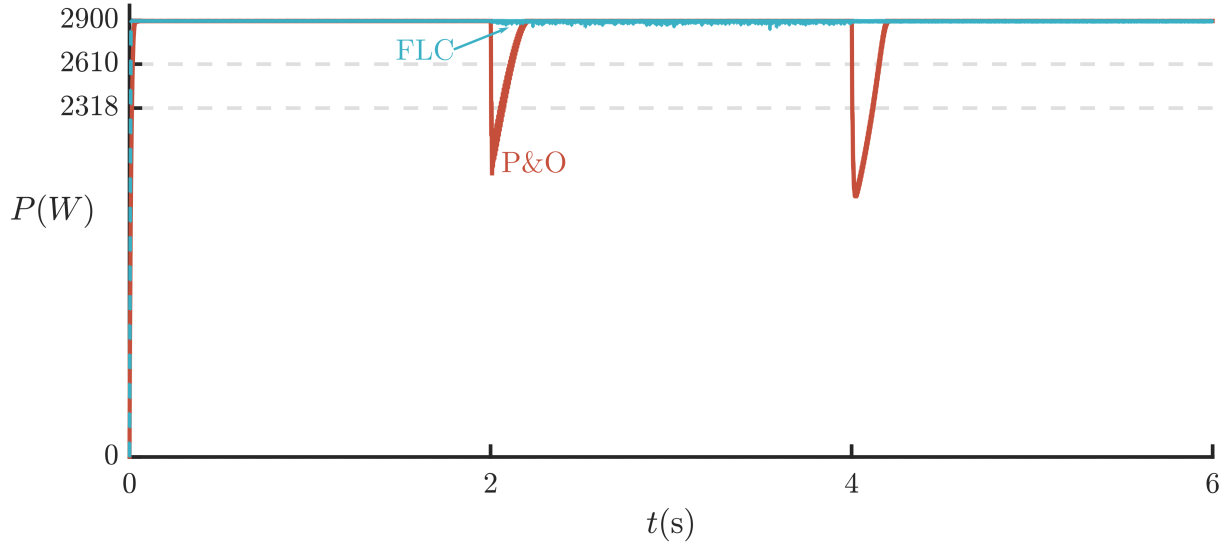


Figure 1.29: Puissance générée en mode 03, utilisant P&O et FLC

Les algorithmes MPPT testés dans différents modes ont démontré une performance stable sous des conditions météorologiques et des charges variables. Bien que l'algorithme FLC-MPPT se soit bien comporté dans différentes conditions, on a constaté une diminution notable de l'efficacité lors d'un changement de charge pour l'algorithme P&O. Les algorithmes MPPT P&O et FLC ont réagi rapidement aux changements d'irradiation solaire et de température, offrant une production d'énergie optimale dans les secondes suivant un changement de conditions. Cependant, l'algorithme P&O a réagi très lentement par rapport FLC.

Pour effectuer une analyse de stabilité et de fiabilité, le temps de réponse et d'établissement doivent être comparés dans les mêmes conditions. Le **temps de réponse** est défini comme le temps nécessaire pour que la puissance de sortie de l'algorithme MPPT atteigne 90% de la nouvelle valeur de puissance optimale après un changement d'irradiation solaire ou de température; et le **temps d'établissement** est le temps nécessaire pour que la puissance de sortie de l'algorithme MPPT se stabilise à 2% de la nouvelle valeur de puissance optimale après un changement d'irradiation solaire ou de la température. À partir des Tableaux 1.6 et 1.7, l'algorithme FLC démontre une excellente stabilité, avec des fluctuations minimales de la production d'énergie, même dans des conditions de changements rapides. Comparé à l'algorithme P&O, l'algorithme FLC avait des temps de réponse plus rapides et une plus grande précision. Les algorithmes MPPT présentés étaient robustes et capables de récupérer rapidement en cas d'erreurs ou de pannes, sans perturbations majeures de la production d'énergie observées lors des tests.

Bien que le coût de mise en œuvre du FLC soit plus élevé et plus compliqué que la méthode P&O, les avantages à long terme en termes d'efficacité et de fiabilité en font

une meilleure solution pour de nombreuses applications, même avec son coût de mise en œuvre plus élevé.

1.6 Les batteries dans un système photovoltaïque

1.6.1 Classification des batteries

Les batteries peuvent être classées en fonction de différents facteurs [53], notamment :
Électrochimie : en fonction du type de réaction chimique qui a lieu dans la batterie (par exemple, plomb-acide, nickel-cadmium, lithium-ion, ... etc.).

Tension : en fonction de la tension de fonctionnement de la batterie, par exemple haute tension ou basse tension.

Application : basée sur l'utilisation prévue de la batterie, comme les véhicules électriques, l'alimentation de secours et les applications militaires.

Forme et taille : en fonction des dimensions physiques et de la forme de la batterie, notamment cylindrique, rectangulaire, en forme de pièce de monnaie, ... etc.

Capacité : basée sur la quantité d'énergie stockée dans la batterie, généralement mesurée en milliampères-heures (mAh) ou en ampères-heures (Ah).

1.6.2 Modélisation et principe de fonctionnement des batteries Li-ion

De nos jours, les batteries lithium-ion sont l'un des types les plus utilisés dans les systèmes photovoltaïques et les véhicules électriques [54, 55]. Cette technologie gagne en popularité en raison de sa légèreté, de sa haute densité énergétique et de sa capacité de recharge.

Une batterie lithium-ion fonctionne en déplaçant des ions lithium entre l'anode et la cathode. L'anode est généralement constituée de carbone, tandis que la cathode est constituée d'un composé contenant du lithium, tel que l'oxyde de cobalt et de lithium. Lorsque la batterie est chargée, les ions lithium se déplacent de la cathode vers l'anode, et lorsque la batterie est déchargée, les ions se déplacent dans la direction opposée. Pendant la charge, les ions de lithium absorbent des électrons à l'anode et sont transportés à travers l'électrolyte vers la cathode. Lorsque la batterie est déchargée, les ions libèrent des électrons à la cathode et sont transportés à nouveau vers l'anode. Ce mouvement des ions crée un courant électrique, qui peut être utilisé pour alimenter un appareil.

La tension d'une batterie lithium-ion est déterminée par la différence de potentiel entre l'anode et la cathode. Au fur et à mesure que la batterie est utilisée, la différence

de potentiel diminue et la tension de la batterie baisse, ce qui indique que la batterie se décharge. Lorsque la tension atteint un certain seuil minimum, la batterie doit être rechargée.

Les batteries lithium-ion sont couramment utilisées dans les appareils électroniques portables, les véhicules électriques et les systèmes de stockage d'énergie renouvelable en raison de leur forte densité énergétique, de leur faible taux d'autodécharge et de leur coût relativement faible par rapport aux autres types de batteries rechargeables [53, 56].

Un circuit équivalent de cette batterie est illustré sur la Figure 1.30.

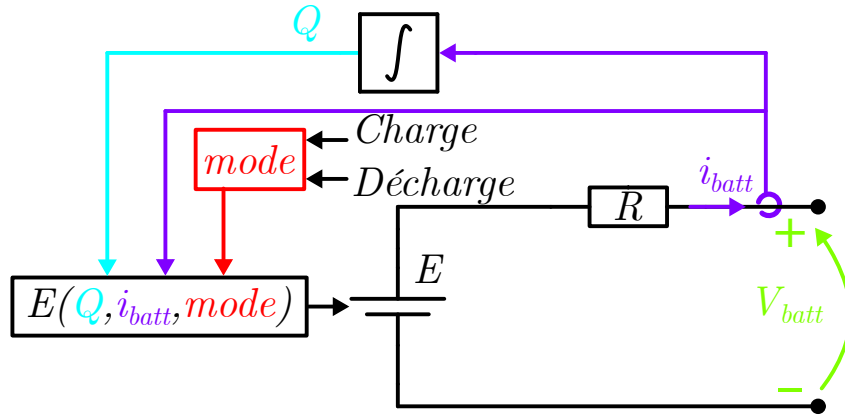


Figure 1.30: Circuit équivalent de la batterie

Le modèle mathématique de décharge et de charge de la batterie est présenté dans (1.30) et (1.31), respectivement.

$$E_{dech} = E_0 - K_b \frac{Q_{nom}}{Q_{nom} - Q} i^* - K_b \frac{Q_{nom}}{Q_{nom} - Q} Q + A e^{-BQ} \quad (1.30)$$

$$E_{ch} = E_0 - K_b \frac{Q_{nom}}{Q + 0.1Q_{nom}} i^* - K_b \frac{Q_{nom}}{Q_{nom} - Q} Q + A e^{-BQ} \quad (1.31)$$

1.6.3 Les techniques utilisées dans le contrôleur des chargeurs solaires

Pour charger les batteries, un dispositif de contrôle de charge est nécessaire. Un contrôleur de charge est une technique utilisée par le chargeur pour charger les batteries rechargeables et effectue les fonctions suivantes :

- Contrôle le courant, la tension et la puissance de charge pour protéger la batterie contre la surcharge ou la sous-charge.

- Offre un réglage de la température pour maximiser la charge pour le type de batterie spécifique utilisé.
- Fournit une protection contre les circonstances imprévues.
- Surveille divers paramètres pour fournir des informations sur l'état du processus de charge de la batterie.

Le régulateur de charge effectue une régulation de charge optimisée adaptée à la batterie rechargeable dans le but de garantir la sécurité et d'étendre la durée de vie de la batterie. Différentes techniques sont connues, telles que le courant constant (CC), le courant constant-tension constante (CC-CV), et la technique de charge à trois-étapes [57, 58]. Le schéma d'un régulateur de chargeur solaire est illustré sur la Figure 1.31. Dans cette section une étude sur les trois méthodes courantes de charge d'une batterie (CC, CC-CV et trois-étapes) sont étudiées

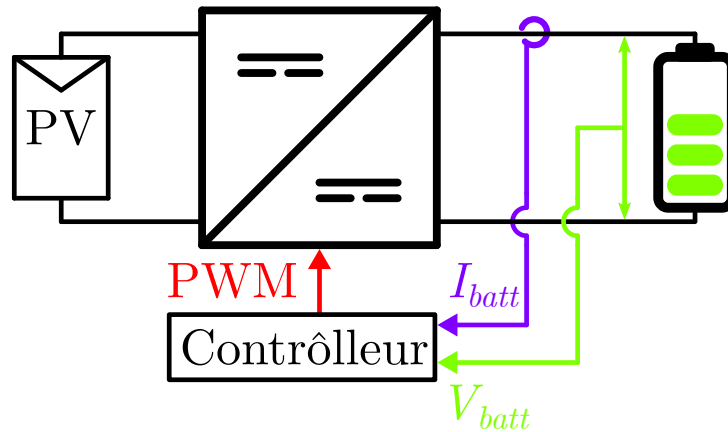


Figure 1.31: Schéma synoptique général d'un chargeur solaire de batterie

1.6.3.1 Courant constant

La technique “Courant constant (CC)” maintient le courant à une valeur constante pour éviter les conditions de surintensité. Le courant délivré par le convertisseur DC-DC pour charger la batterie reste constant tout au long du processus. Comme indiqué dans le processus de charge de la Figure 1.32, la batterie est chargée avec un courant constant I_{ref} jusqu'à ce que la tension de la batterie atteigne une valeur de consigne V_{set} , où le régulateur de charge arrête le processus de charge. Le schéma synoptique de cette technique est illustré dans la Figure 1.33.

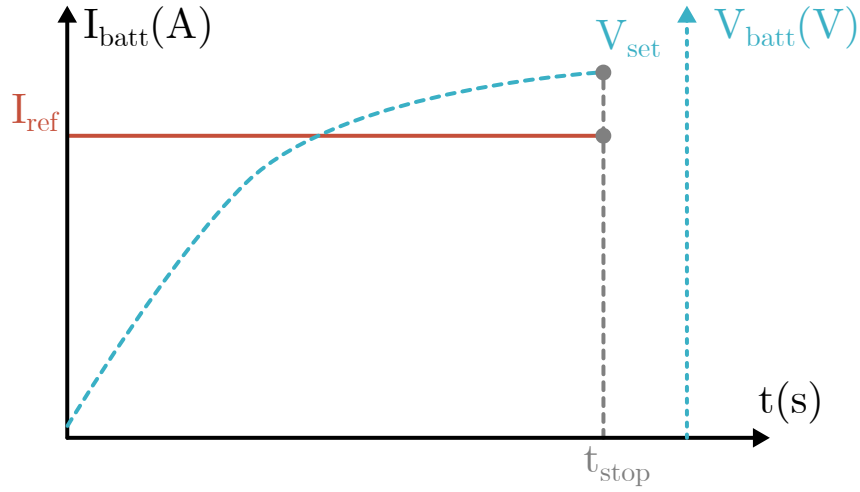


Figure 1.32: Profil du courant et de la tension de la batterie en utilisant la technique de charge à courant constant

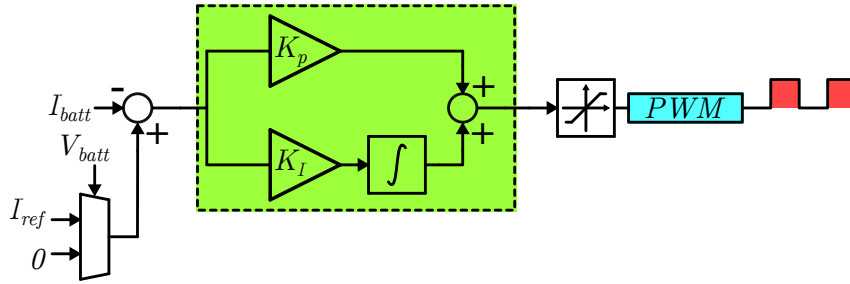


Figure 1.33: Schéma synoptique de la technique de charge à courant constant

1.6.3.2 Courant constant-tension constante

Le processus de charge “Courant constant-tension constante (CC-CV)” est divisé en deux modes : le mode courant constant et le mode tension constante. L’opération de charge passe de la charge CC, qui charge avec un courant constant, à la charge CV qui charge à tension constante, en fonction de la tension de la batterie rechargeable. La méthode de charge à courant constant et tension constante cause moins de dommages à la batterie par rapport à la technique CC, elle a une forte polyvalence et est facile à implémenter. Par conséquent, elle est largement utilisée et constitue la méthode de charge la plus courante pour les batteries lithium-ion [59].

Dans la technique CC-CV, la batterie est chargée avec un courant constant I_{ref} jusqu’à ce que la tension de la batterie atteigne une valeur de consigne V_{set} . Ensuite, le régulateur de charge passe en mode tension constante, où la batterie est chargée avec une tension constante V_{set} et le courant diminue jusqu’à atteindre le courant I_{float} , comme indiqué dans le processus de charge de la Figure 1.34. Le schéma synoptique de cette technique

est illustré dans la Figure 1.35.

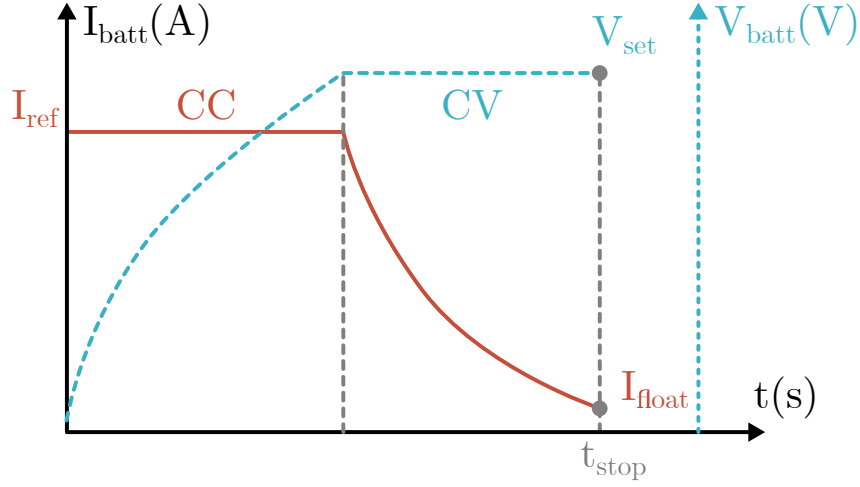


Figure 1.34: Profil du courant et de la tension de la batterie en utilisant la technique de charge CC-CV

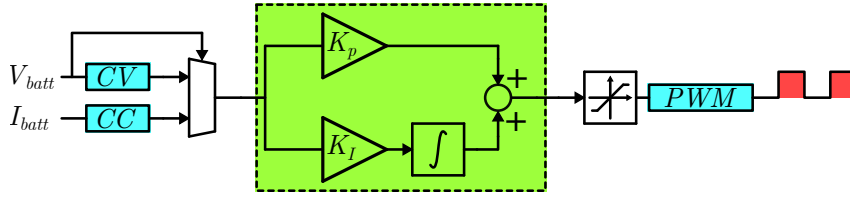


Figure 1.35: Schéma synoptique de la technique de charge CC-CV

1.6.3.3 Algorithme à trois-étapes

La troisième technique est une version modifiée de la méthode de charge CC-CV, qui est divisée en trois modes, comme indiqué dans le processus de charge de la Figure 1.36. Le premier mode est la charge en “Bulk”, dans lequel la batterie est chargée avec un courant constant I_{bu} jusqu’à ce que la tension de la batterie atteigne la tension d’absorption V_{set} . À ce point, le régulateur de charge passe en mode de charge d’absorption, et la batterie continue de charger avec une tension constante jusqu’à ce qu’elle soit complètement chargée, où le régulateur passe au troisième mode, connu sous le nom de mode flottant “float mode”. Dans le mode flottant, le courant de charge diminue et la batterie est chargée avec une tension constante pour maintenir l’état de charge (SOC) à une valeur constante, jusqu’à ce que le courant atteigne I_{float} , à ce moment-là, le régulateur arrête la charge de la batterie. Le schéma synoptique de cette technique est illustré dans la Figure 1.37.

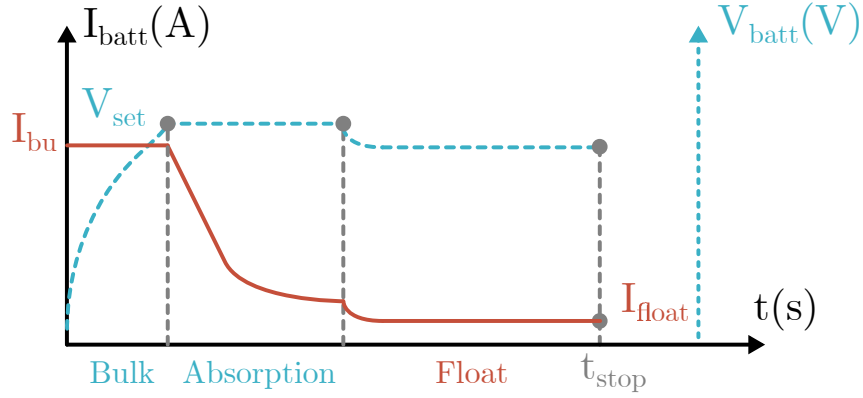


Figure 1.36: Profil du courant et de la tension de la batterie en utilisant la technique de charge à trois-étapes

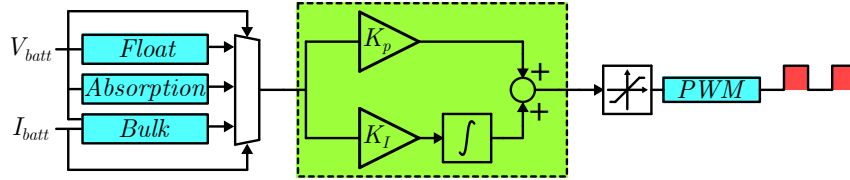


Figure 1.37: Schéma synoptique de la technique de charge à trois-étapes

1.6.4 Résultats de simulations et interprétations

Les algorithmes CC, CC-CV et à trois-étapes ont été implémentés dans Matlab/Simulink pour charger une batterie lithium-ion avec une tension nominale de 48 V et une capacité nominale de 100 Ah. Les panneaux solaires PV et le convertisseur DC-DC présentés précédemment (section 1.5) sont utilisés pour le contrôleur de chargeur afin de tester les différents algorithmes.

Une chose importante à prendre en considération concernant les résultats présentés est que, en raison de la longue durée de simulation, seule la partie de la courbe où le changement se produit est montrée dans les résultats pour montrer l'efficacité de la mise en œuvre de l'algorithme.

Les résultats de la mise en œuvre du CC sont présentés dans la Figure 1.38a pour la courbe de courant et dans la Figure 1.38b pour la courbe de tension. La batterie est chargée avec un courant constant de 30 A jusqu'à ce que la tension de la batterie atteigne la valeur de la consigne de 52.57 V. Le processus de charge a ensuite été arrêté. Cependant, l'un des inconvénients notables de cette technique est que la charge de la batterie est arrêtée même si l'état de charge (SOC) est inférieur à 100%.

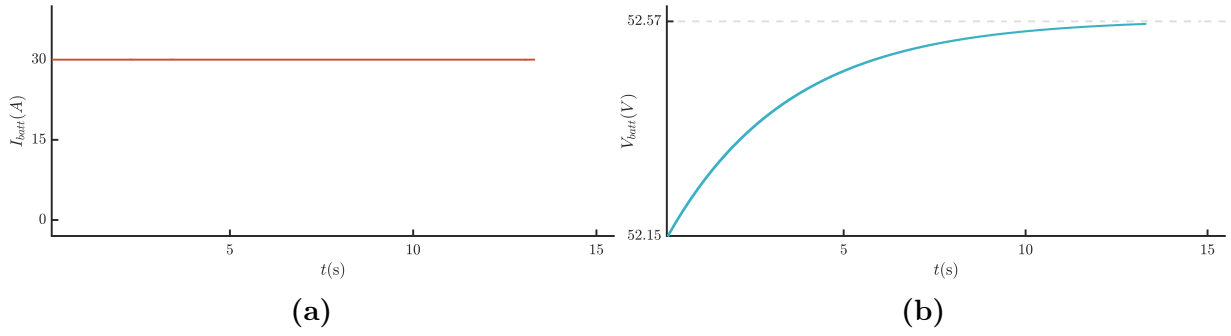


Figure 1.38: (a) Courant et (b) tension de la batterie en utilisant la technique CC

Les résultats pour la technique CC-CV sont présentés dans la Figure 1.39. Comme pour la méthode précédente, la charge en mode CC est effectuée avec un courant constant de 30 A et une tension croissante jusqu'à ce que la valeur de la consigne 52.57 V soit atteinte. À ce stade, un pic de changement de courant apparaît en raison du changement des paramètres de la PWM utilisée pour contrôler le convertisseur DC-DC, et le mode CV démarre, où la batterie se charge avec une tension constante de 52.57 V jusqu'à ce que le courant atteigne une valeur de I_{float} , et le contrôleur de charge arrête la charge de la batterie. Avec cette technique, la batterie atteint un SOC plus élevé que la technique CC.

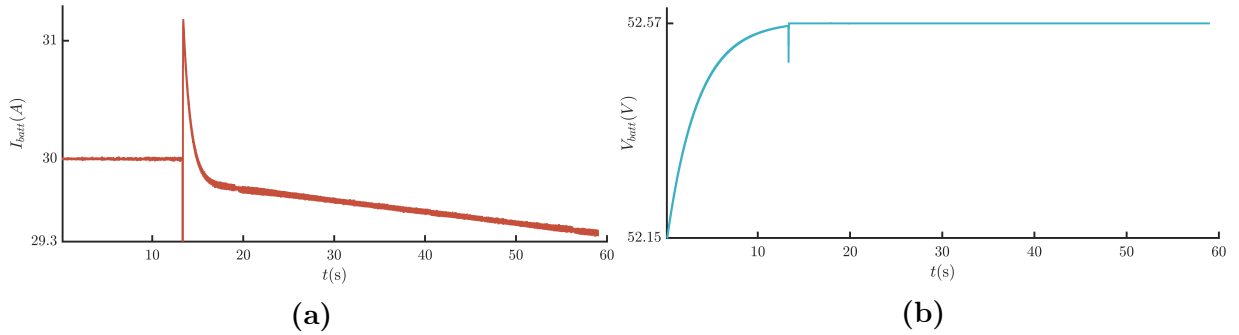


Figure 1.39: (a) Courant et (b) tension de la batterie en utilisant la technique CC-CV

Les résultats de la technique à trois étapes sont présentés dans la Figure 1.40, le changement de courant en mode “bulk” au mode “absorption” est montré dans la Figure 1.40a. Dans le premier mode, la batterie est chargée avec un courant constant de 30 A jusqu'à ce que la tension atteigne 52,57 V comme indiqué dans la Figure 1.40c. Le deuxième mode commence à charger la batterie avec une tension constante et à diminuer le courant. Le troisième mode commence lorsque la batterie atteint une valeur de SOC proche de 99,99%. À ce stade, le courant diminue jusqu'à atteindre le point de I_{float} comme indiqué dans la Figure 1.40b, et une tension constante de 52 V est maintenue pour maintenir le SOC de la batterie.

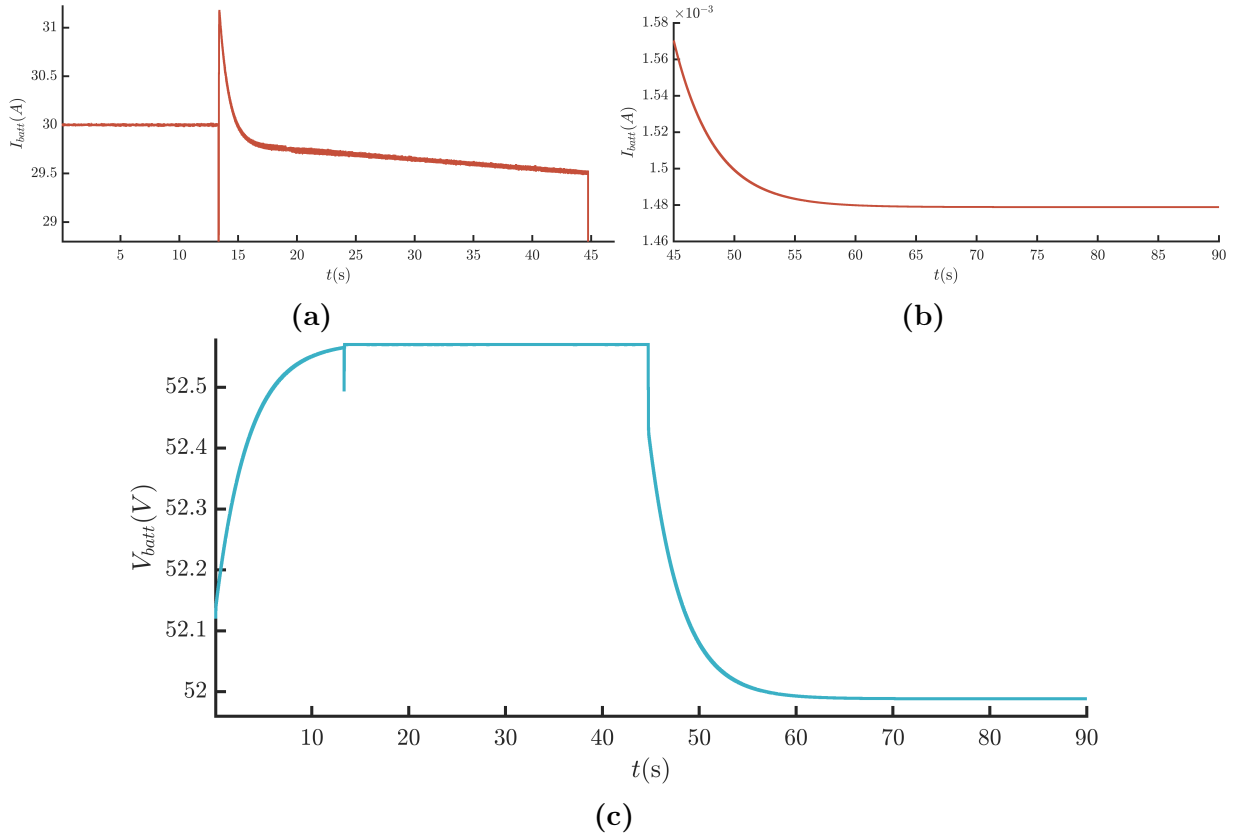


Figure 1.40: Le changement de courant de (a) la mode bulk au mode absorption, (b) de la mode absorption au mode float, et (c) la tension de la batterie en utilisant la technique à trois étapes

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé l'essentiel des éléments formant un système PV commençant par le générateur PV, les principales structures du convertisseur DC-DC conventionnelles et multi-niveaux puis développer deux différents algorithmes MPPT capables d'assurer l'extraction du point de puissance maximale. Dans la première partie du chapitre et après la modélisation de la chaîne photovoltaïque, on s'est focalisé à d'apporter une contribution dans le domaine de production en énergie renouvelable en particulier le solaire par proposer d'étudier et de réaliser une nouvelle topologie DC/DC multi-niveaux dite MBC. Le convertisseur réalisé est constitué de quatre ($K = 4$) condensateurs à sa sortie capables d'amplifier la tension de sortie du PV d'un rapport allant jusqu'à $(K \cdot (1/(1 - \alpha_d)))$. En effet, après une étude minutieuse pour dimensionner l'inductance et la capacité, la réalisation pratique du hacheur Boost a nécessité sept diodes, un IGBT, une inductance et sept condensateurs. Dans la deuxième partie du chapitre, l'extraction du point de puissance maximale est effectué en utilisant l'algorithme P&O et la logique floue. De bon résultats sont obtenus confirmant l'efficacité des deux algorithmes en cas

de conditions climatiques variables.

Chapitre 2

État de l’art sur les onduleurs multi-niveaux

2.1 Introduction

L’onduleur triphasé à deux niveaux se compose de deux interrupteurs contrôlables par phase, ce qui se traduit par un faible coût de mise en œuvre. Cependant, pour les applications de moyenne et haute tension, les onduleurs conventionnels à deux niveaux sont inappropriés, en raison de leur petit nombre de niveaux de tension de sortie et de leur contenu en harmoniques plus élevé [60]. Les onduleurs multi-niveaux peuvent fournir une forme d’onde à plusieurs niveaux, une meilleure qualité d’énergie, une diminution des harmoniques, une réduction de la contrainte ($\frac{dv}{dt}$) sur les commutateurs et un filtre passif de petite taille par rapport à celui utilisé avec les onduleurs conventionnels [61–63]. Néanmoins, les circuits de commande et de puissance sont plus complexes, par rapport aux onduleurs à deux niveaux.

Ce chapitre présente une revue de la littérature sur les onduleurs multi-niveaux les plus utilisées. Dans laquelle la classification des différentes topologies est présentée, ainsi qu’une comparaison entre ces dernières. En outre, le principe de fonctionnement de chaque topologie est traité.

2.2 Les onduleurs

Les dispositifs de conversion DC-AC, ou onduleurs, servent à convertir une tension continue à leur entrée en une forme d’onde alternative à leur sortie. Le terme “onduleur” désigne l’architecture de ce type de convertisseur. La catégorisation de l’onduleur en tant qu’onduleur à source de courant (CSI) ou à source de tension (VSI) dépend du type

d'alimentation. Si l'onduleur est alimenté par une source de courant, il est appelé CSI, tandis que s'il est alimenté par une source de tension, il est appelé VSI. Cependant, le VSI est le type d'onduleur le plus couramment utilisé dans de nombreux secteurs, tels que l'industrie et la résidentiel domestique [64].

2.2.1 Classification des onduleurs

Les onduleurs peuvent être classés selon plusieurs critères, tels que :

1- La topologie de l'onduleur : Les onduleurs peuvent être classés en fonction de leur topologie, qui décrit la configuration des interrupteurs et des diodes. Les principales topologies d'onduleurs comprennent les onduleurs à deux niveaux [12], à multi-niveaux et à multi-cellules [65].

2- La forme de l'onde de sortie : Les onduleurs peuvent être classés en fonction de la forme de l'onde de sortie qu'ils génèrent, telle que l'onde sinusoïdale, l'onde carrée, l'onde trapézoïdale, l'onde modifiée en amplitude et l'onde de modulation de largeur d'impulsion (PWM).

3- Le type d'entrée de l'onduleur : Les onduleurs peuvent être classés en fonction de leur type d'entrée, tels que les onduleurs à source de tension et à source de courant.

4- La puissance de l'onduleur : Les onduleurs peuvent être classés en fonction de leur puissance de sortie, tels que les onduleurs de faible puissance pour les applications domestiques et les onduleurs de forte puissance pour les applications industrielles.

5- La méthode de modulation : Les onduleurs peuvent être classés en fonction de la méthode de modulation utilisée pour générer l'onde de sortie, telle que la modulation de largeur d'impulsion, la modulation de fréquence, la modulation de phase et la modulation d'amplitude.

Ces différentes classifications permettent de mieux comprendre les caractéristiques et les performances des onduleurs, ainsi que leur utilisation dans des applications spécifiques.

2.2.2 Modélisation d'un onduleur à deux-niveaux

La structure de l'onduleur triphasé conventionnel à deux niveaux de la Figure 2.1, est couramment utilisée pour la commande des moteurs au début des années 1960. Les VSI à deux niveaux étaient construits en utilisant des dispositifs de commutation à base de thyristors à cette époque jusqu'aux années 1990, lorsque les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) ont été introduits pour une commutation plus rapide [66].

Cette topologies est simple à la base, ne comprennent que deux interrupteurs dans chaque bras de phase. Un onduleur classique à deux niveaux peut être modélisé en utilisant

un circuit équivalent composé de six interrupteurs semi-conducteurs (généralement des transistors MOSFET ou IGBT) et six diodes, comme le montre la Figure 2.1.

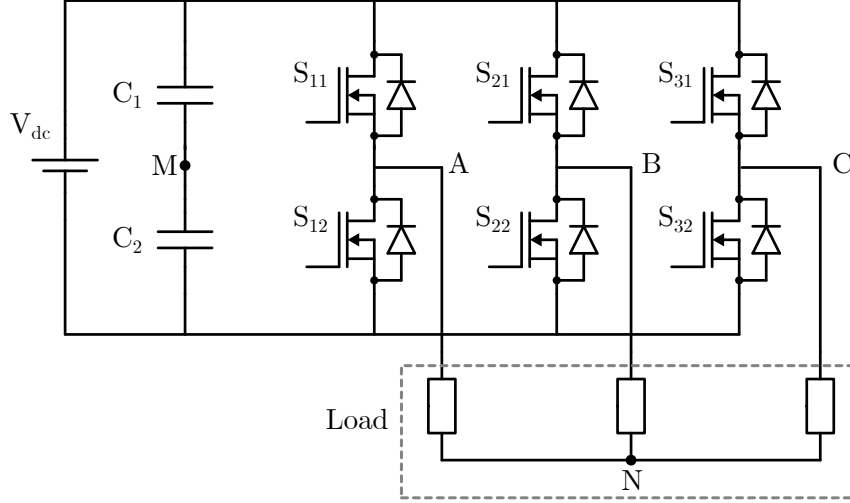


Figure 2.1: Onduleur triphasé à deux niveaux.

Les fonctions de commutation F_{ij} établissent une relation mathématique entre la tension de sortie de l'onduleur et la tension d'entrée V_{dc} . Chaque interrupteur S_{ij} est associé à une fonction de commutation F_{ij} qui prend la valeur 0 ou 1 en fonction de l'état de l'interrupteur (ouvert ou fermé), comme indiqué dans l'équation (2.1).

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ ouvert} \end{cases} \quad (2.1)$$

où $i \in 1, 2, 3$ est l'index du bras et $j \in 1, 2$ représente l'interrupteur supérieur pour $j = 1$ et l'interrupteur inférieur pour $j = 2$.

Afin d'éviter un court-circuit, il est nécessaire de s'assurer que les deux interrupteurs appartenant au même bras ne soient pas fermés simultanément. En effet, ils doivent respecter la commande complémentaire suivante (2.2).

$$\begin{aligned} F_{11} &= \overline{F_{12}} \\ F_{21} &= \overline{F_{22}} \\ F_{31} &= \overline{F_{32}} \end{aligned} \quad (2.2)$$

L'onduleur à deux niveaux produit deux états pour les tensions de phase V_{AM} , V_{BM} et V_{CM} , entre les points (A, B, C) et le point M : soit $\frac{V_{dc}}{2}$ (appelé état P) soit $-\frac{V_{dc}}{2}$ (appelé état N). Ainsi, le Tableau 2.1 décrit la relation entre V_{kM} ($k \in A, B, C$) et F_{ij} , sous réserve de (2.3).

Tableau 2.1: La tension V_{kM} pour chaque état de F_{ij} d'onduleur à deux niveaux

Etats	F_{i1}	F_{i2}	V_{kM}
P	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
N	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$

$$V_{kM} = (F_{i1} - F_{i2}) \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.3)$$

La relation entre V_{kM} et les tensions de phase à neutre V_{kN} est définie dans l'équation (2.4).

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.3 Propriétés de l'onduleur multi-niveaux

Par rapport à l'onduleur à deux niveaux, les topologies d'onduleurs multi-niveaux présentent de nombreuses propriétés et de nouvelles terminologies, telles que la forme de la tension de sortie, la modularité et le mode de tolérance aux pannes. Dans cette section, les propriétés et terminologies les plus pertinentes et les plus importantes des onduleurs multi-niveaux sont expliquées.

Forme d'onde d'escalier : En anglais “staircase waveform”, la sortie souhaitée de l'onduleur est une onde sinusoïdale, comme le montre la Figure 2.2. Cependant, ce n'est pas le cas pour l'onduleur à deux niveaux, la sortie est composée uniquement de deux niveaux de tension V_{dc} et $-V_{dc}$. Différentes formes d'onde existent, la forme la plus proche de l'onde sinusoïdale est la forme d'onde en escalier comme le montre la Figure 2.2. La forme de cette onde est composée de niveaux de tension discrets, d'où son nom “onduleur multi-niveau”. La forme d'onde en escalier a moins d'harmoniques que les autres formes d'onde. Ce qui permet d'avoir un filtre de petite taille par rapport à celui utilisé avec l'onduleur à deux niveaux.

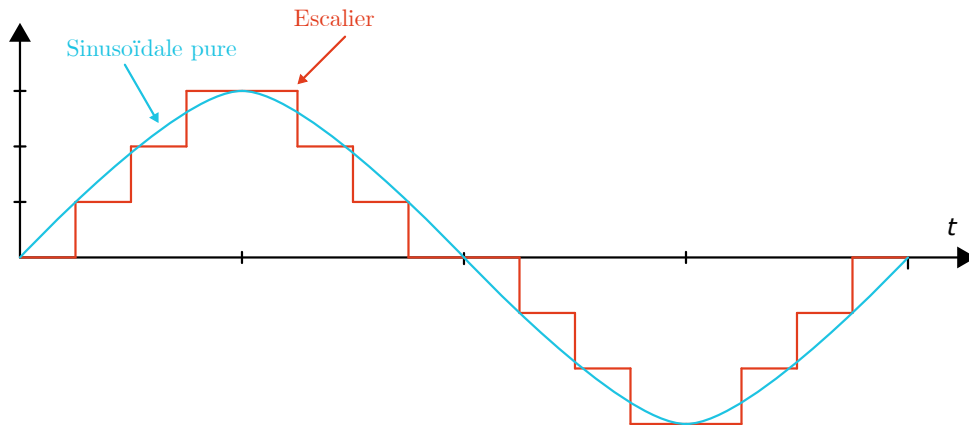


Figure 2.2: Représentation de la forme d'onde en escalier et sinusoïdale

Modularité : En anglais “modularity”, le nombre de niveaux de tension de sortie de l’onduleur multi-niveaux peut être étendu en connectant N_{lev} modules, connus aussi comme “unité de base”. La présence de modularité augmente la facilité d’extension de la topologie à des niveaux supérieurs.

Tolérance aux pannes : En anglais “Fault-Tolerance”, la défaillance des composants ou des modules de l’onduleur multi-niveau entraîne une interruption du fonctionnement du système électrique auquel il est connecté. La propriété qui permet au convertisseur de continuer à fonctionner correctement pendant cette défaillance est appelée tolérance aux pannes. L’interruption du fonctionnement du convertisseur de puissance dans certaines applications, comme les applications militaires et médicales, entraîne des pertes considérables.

Les techniques conventionnelles de tolérance aux pannes sont classées en quatre catégories : au niveau des commutateurs, au niveau des bras, au niveau des modules et au niveau des systèmes [67]. Ces catégories désignent les niveaux d’application des techniques de tolérance aux pannes, qui peuvent être mises en œuvre à différents niveaux de complexité et de coût dans un convertisseurs d’électronique de puissance. La plupart des convertisseurs multi-niveaux sont considérés comme des circuits redondants au niveau des commutateurs, car ils comportent plus de commutateurs que les convertisseurs de base à deux niveaux. D’autre part, le coût, la fiabilité et la performance de la tension de sortie de l’onduleur multi-niveau sont les trois principales propriétés affectées dans un système de tolérance aux pannes.

Topologies symétriques/asymétriques : Les sources DC symétriques et asymétriques désignent les topologies des onduleurs multi-niveaux qui peuvent être soit symétriques, c’est-à-dire que l’amplitude de toutes les sources DC est la même, soit asymétriques, où les amplitudes sont différentes. Les topologies asymétriques

sont préférées car elles permettent d'augmenter le nombre de niveaux sans augmenter le nombre de dispositifs. Les niveaux de tension dans les topologies asymétriques peuvent être en progression géométrique (GP) ou en progression arithmétique (AP). Toutefois, la configuration la plus couramment utilisée est la GP avec un rapport commun de deux 2^n (binaire) $[V_{DC}, 2V_{DC}, 4V_{DC}, 8V_{DC}, \dots]$ ou de trois 3^n (trinaire) $[V_{DC}, 3V_{DC}, 9V_{DC}, 27V_{DC}, \dots]$ [68].

Générateur de niveau et générateur de polarité : Récemment, des onduleurs multi-niveaux à nombre de commutateurs réduit ont été proposés sur la base de deux unités [69, 70]. La première est connue sous le nom de générateur de niveau (en anglais “level generator”) il est capable de générer uniquement une forme d'onde en escalier positive, tandis que la seconde, appelée générateur de polarité (en anglais “polarity generator”), convertit la polarité positive de la demi-onde en une polarité négative, comme indiqué dans la Figure 2.3.

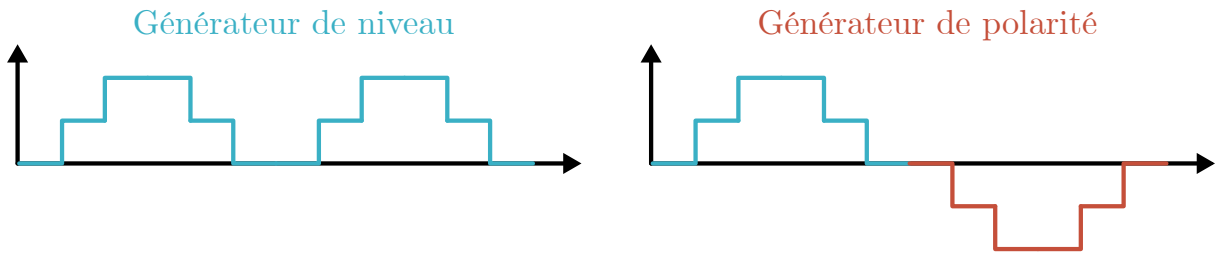


Figure 2.3: Forme de la tension pour générateur de niveau et générateur de polarité

2.4 Classification des topologies d'onduleurs multi-niveaux

Les différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux sont classées en trois catégories principales : les topologies classiques ou conventionnelles, les topologies modifiées et les topologies à nombre réduit de commutateurs .

Les topologies d'onduleurs multi-niveaux les plus connues, telles que l'onduleur à point milieu clampé, à condensateurs flottant et en pont H en cascade, sont classées dans les topologies conventionnelles, tandis que les modifications de ces topologies pour créer de nouvelles topologies, telles que l'onduleur à point neutre actif, convertisseur multi-niveaux modulaire (MMC) et topologies de type T, sont classées dans les topologies modifiées. La troisième catégorie concerne les topologies d'onduleurs multi-niveaux à nombre réduit de commutateurs, qui ont l'avantage principal de réduire le nombre de commutateurs de dispositifs de puissance par rapport aux topologies conventionnelles ou modifiées. Ces topologies sont également appelées les topologies modernes.

Bien que les topologies multi-niveaux aient fait l'objet de nombreuses recherches, elles

ne sont pas encore largement disponibles sur le marché [66]. Toutefois, les ingénieurs industriels et les chercheurs doivent maîtriser les principes des convertisseurs multi-niveaux avancés. Ces derniers présentent en effet de nombreux avantages tels qu'une efficacité améliorée, une meilleure qualité de tension de sortie et une réduction du nombre de commutateurs. Une telle compréhension est essentielle pour le développement de nouvelles technologies énergétiques efficaces et durables.

Les onduleurs multi-niveaux sont en effet devenus une solution populaire pour les applications électriques de moyenne et haute tension, en particulier pour les applications connectées au réseau afin d'interfacer les sources d'énergie renouvelables. Les onduleurs multi-niveaux permettent une conversion d'énergie plus efficace et de meilleure qualité que les onduleurs conventionnels, offrant ainsi une alternative fiable pour les applications industrielles et commerciales.

2.5 Topologies conventionnelles d'onduleurs multi-niveaux

2.5.1 Onduleur clampé par le neutre

En 1980, Baker et Bannister ont proposé l'onduleur clampé par le neutre "Neutral Point Clamped (NPC)" [9] dans lequel une source DC unique alimente l'ensemble de la charge, avec $N - 1$ condensateurs pour le bus continu. Chaque bras de l'onduleur est composé de commutateurs de puissance unidirectionnels bloquants, bidirectionnels conducteurs et de diodes bloquantes, comme illustré sur la Figure 2.4. Les diodes bloquantes au milieu bloquent la tension entre deux commutateurs. L'onduleur NPC présente l'avantage de ne comptabiliser que les pertes de conduction et de commutation, en raison de l'absence de composants passifs, à l'exception des condensateurs du bus DC. Cependant, le déséquilibre de la tension des condensateurs du bus DC est l'un des principaux inconvénients de la topologie NPC [71].

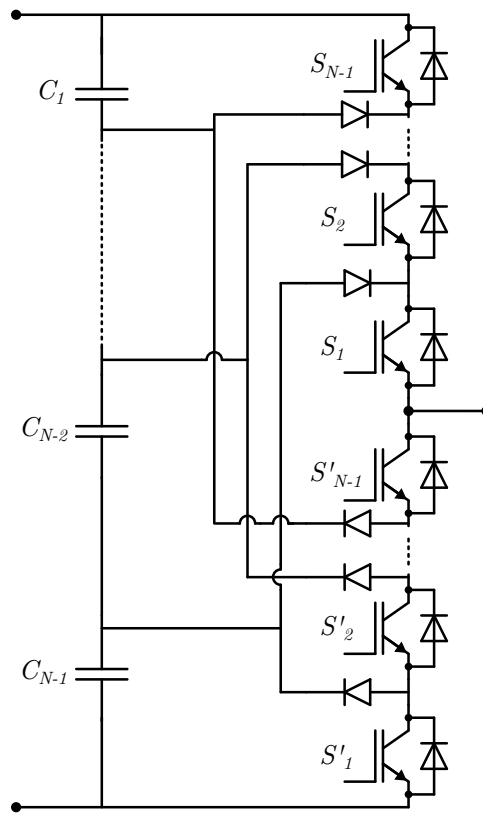


Figure 2.4: Structure d'un bras d'onduleur NPC à N-niveaux

Le nombre de différents composants, en fonction du niveau de l'onduleur utilisé dans cette topologie, est donné dans la Figure 2.5 pour un seul bras.

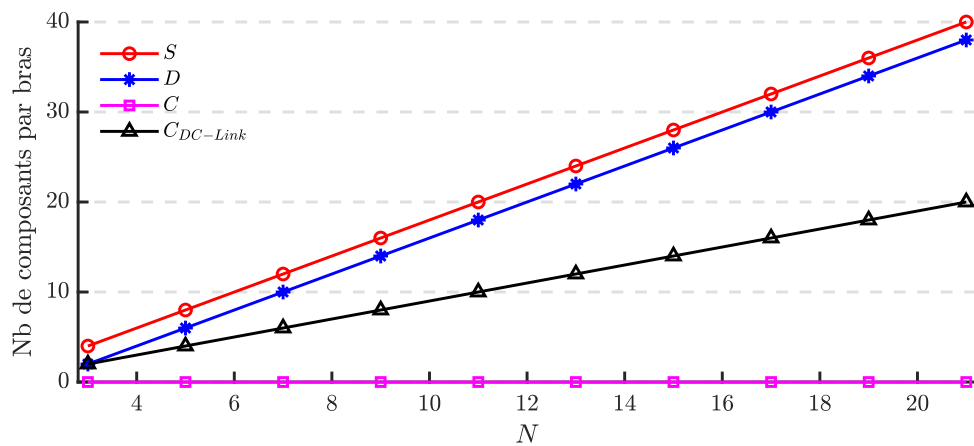


Figure 2.5: Nombre de composants par bras et par DC-Link pour la topologie NPC de l'onduleur à N-niveaux

2.5.1.1 Modélisation de l'onduleur NPC à trois niveaux

La première mise en œuvre de la modulation de largeur d'impulsion pour le NPC à trois niveaux a été réalisée par Nabae [72] en 1981. Le convertisseur clampé par le neutre à trois niveaux (3L-NPC) est constitué de deux VSC traditionnels à deux niveaux superposés avec quelques modifications mineures, comme le montre la Figure 2.6.

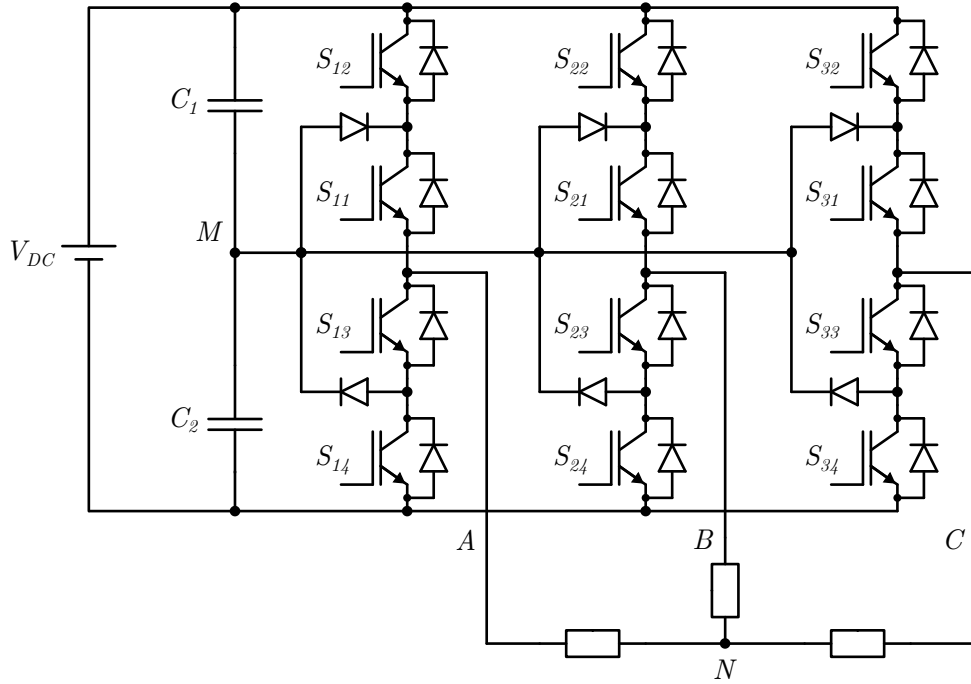


Figure 2.6: Structure générale de l'onduleur NPC triphasé à trois niveaux

Chaque bras de l'onduleur se compose de quatre interrupteurs contrôlables S_{ij} et de deux diodes connectées au point milieu de la source de tension pour fournir trois niveaux de tension de sortie ($V_{kM} = -\frac{V_{DC}}{2}, 0, \frac{V_{DC}}{2}$), où : $k = A, B, C$, $i \in 1, 2, 3$, et $j = 1, 2, 3, 4$. De plus, les signaux F_{ij} sont utilisés pour le contrôle des interrupteurs S_{ij} . Le Tableau 2.2 résume les niveaux de tension V_{kM} pour chaque cas (ON , OFF) des interrupteurs contrôlables S_{ij} .

Tableau 2.2: La tension V_{kM} pour chaque état de S_{ij} pour l'onduleur NPC à trois niveaux

V_{kM}	S_{i1}	S_{i2}	S_{i3}	S_{i4}
$\frac{V_{DC}}{2}$	ON	ON	OFF	OFF
0	ON	OFF	ON	OFF
$-\frac{V_{DC}}{2}$	OFF	OFF	ON	ON

Afin d'éviter le risque de la conduite simultanée des quatre commutateurs du même

bras, ce qui pourrait entraîner leur destruction en raison de la montée en courant lors un court-circuit, l'ouverture simultanée de tous les commutateurs d'un bras peut également entraîner une surtension. Par conséquent, la commande complémentaire définie dans l'équation (2.5) est utilisée pour résoudre ces deux problèmes.

$$\begin{aligned} F_{i1} &= \overline{F}i4 \\ F_{i2} &= \overline{F}i3 \end{aligned} \tag{2.5}$$

et

$$\begin{aligned} F^bi1 &= F_{i1}F_{i2} \\ F^bi0 &= F_{i3}F_{i4} \end{aligned} \tag{2.6}$$

la tension V_{KM} peut être exprimée en fonction des signaux de commande comme indiqué dans l'équation (2.7),

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F^b11 - F^b10 \\ F^b21 - F^b20 \\ F^b31 - F^b30 \end{bmatrix} V_c \tag{2.7}$$

où $V_c = \frac{V_{DC}}{2}$ et la tension de sortie de l'onduleur est définie dans l'équation (2.8).

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

2.5.2 Onduleur à condensateurs flottant

L'onduleur à condensateurs flottants, également appelé “flying-capacitor inverter (FC)”, a été introduit par Meynard et Foch en 1992 [10]. Il est aussi connu sous le nom de “Clamping Capacitor” [73]. Le schéma de cet onduleur est illustré dans la Figure 2.7, où les diodes sont remplacées par des condensateurs. Chaque condensateur conserve une tension et contribue à maintenir cette tension sur chacun des dispositifs de commutation. L'onduleur à condensateurs flottants présente l'avantage d'avoir plus d'états de commutation redondants (plusieurs états de commutation produisant le même niveau de sortie) que l'onduleur NPC. Les états redondants diffèrent selon leur effet sur les condensateurs (charge, décharge), ce qui permet de les utiliser pour équilibrer la tension sur tous les condensateurs. Cependant, l'algorithme de contrôle de cet onduleur devient très compliqué car il doit maintenir chaque condensateur chargé au bon niveau de tension. Bien que cette structure résolve le problème du déséquilibre des condensateurs du bus DC de l'onduleur NPC, mais le grand nombre de condensateurs rend l'onduleur FC plus coûteux.

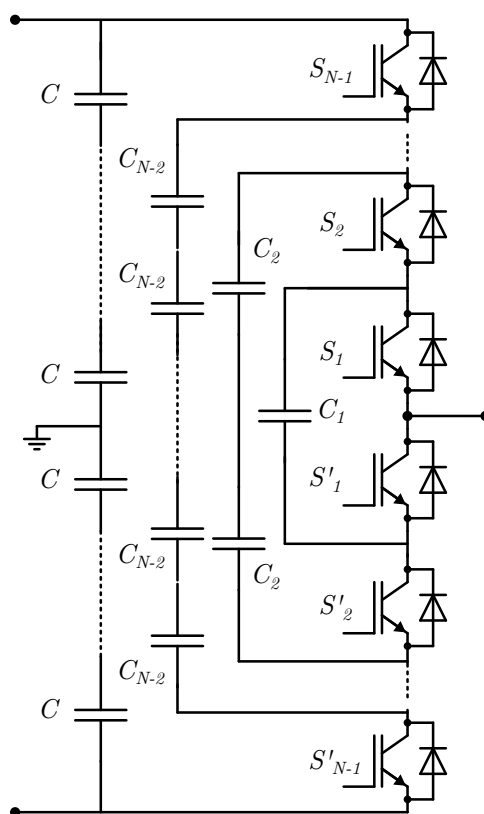


Figure 2.7: Structure d'un bras d'onduleur FC à N-niveaux

Le nombre de différents composants, en fonction du niveau d'onduleur utilisé dans cette topologie, est présenté sur la Figure 2.8 pour un seul bras.

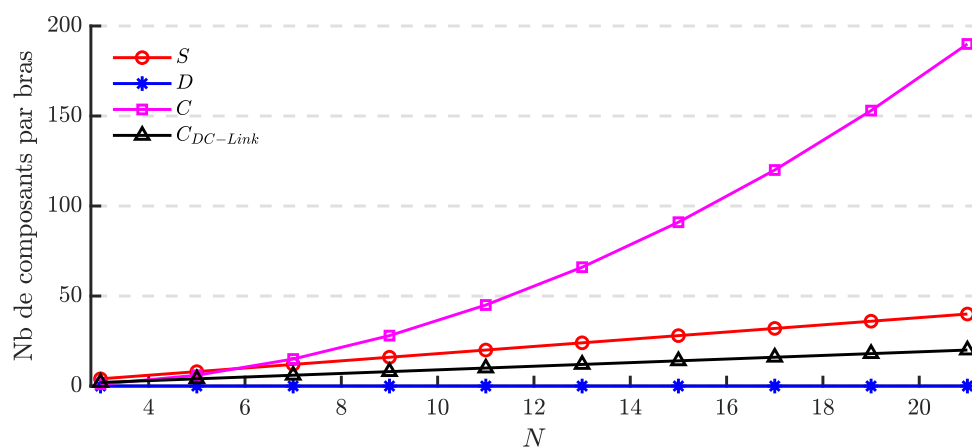


Figure 2.8: Nombre de composants par bras et par DC-Link pour la topologie FC de l'onduleur à N-niveaux

2.5.3 Onduleur en pont en H en cascade

L'onduleur en pont en H en cascade (CHB) a été proposé par Zheng en 1996 [11]. Il est construit en connectant des modules en série comme le montre la Figure 2.9. Chaque module se compose de quatre commutateurs et d'une seule source DC, où chaque module peut générer trois niveaux de sortie ($+V_{DC}, 0, -V_{DC}$). Un avantage important de cet onduleur est que les modules sont identiques, ce qui permet à l'ensemble de l'onduleur d'avoir une structure modulaire. En utilisant des tensions de source DC inégales, encore plus de niveaux de tension de sortie peuvent être atteints. Par exemple, si un module a une tension de V_E et la seconde a une tension de $3V_E$, neuf niveaux de tension peuvent être générés (allant de $-4V_E$ à $4V_E$). Cependant, lorsque des tensions inégales sont utilisées, les cellules ne sont plus identiques en raison de leurs tensions et de leurs puissances nominales différentes. Les deux problèmes précédents pour la NPC (tension déséquilibrée des condensateurs du bus DC), et la FC (coûteuse pour les applications industrielles) ne sont pas un défi pour cette topologie. Cependant, l'inconvénient majeur de la CHB est la nécessité de disposer de sources DC isolées [74, 75].

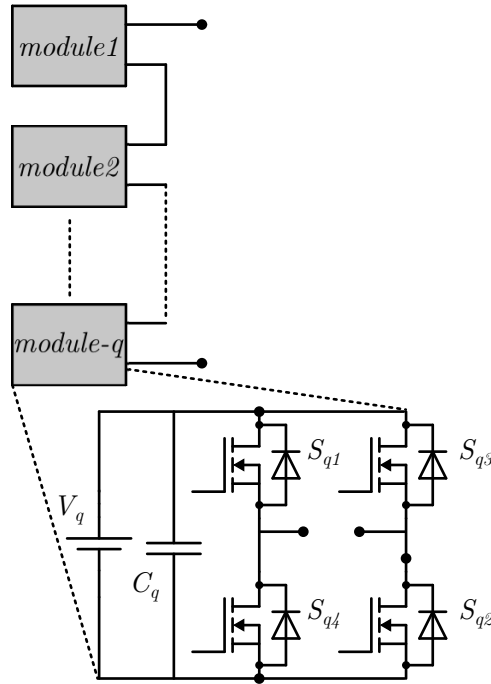


Figure 2.9: Structure d'un bras d'onduleur CHB à N-niveaux

Le nombre de différents composants, en fonction du niveau de l'onduleur utilisé dans cette topologie, est présenté dans la Figure 2.10 pour un seul bras.

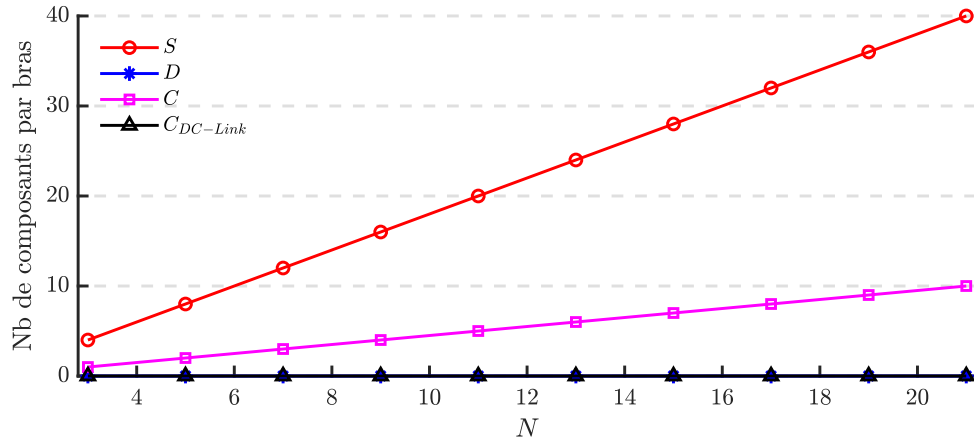


Figure 2.10: Nombre de composants par bras et par DC-Link pour la topologie CHB à N-niveaux

Les relations fournies dans le Tableau 2.3 permettent de calculer le nombre de composants par bras et les condensateurs du bus DC pour les onduleurs discutés dans cette section. En utilisant ces relations, il est possible de déterminer de manière précise la quantité de composants nécessaires par bras ainsi que le nombre des condensateurs du bus DC.

Tableau 2.3: Le nombre de composants par bras pour différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux conventionnels

Nombre de composants	Topologie de l'onduleur		
	NPC	FC	CHB
Commutateurs S	$2(N - 1)$	$2(N - 1)$	$4q$
Diodes D	$2(N - 2)$	0	0
Condensateurs C	0	$\frac{(N - 2)(N - 1)}{2}$	q
Condensateurs $C_{DC-Link}$	$N - 1$	$N - 1$	0
Module q	0	0	$\frac{N - 1}{2}$

Le nombre total de composants requis pour construire un onduleur N-niveaux NPC, FC et CHB triphasé est présenté sur la Figure 2.11.

En analysant la Figure 2.11, on peut déterminer la quantité requise de commutateurs, de diodes, de condensateurs, ainsi que d'autres éléments essentiels à la construction de ces onduleurs triphasés comme les condensateurs du bus DC. Cette information permet d'évaluer les coûts, les exigences en matière d'assemblage et les performances globales de chaque configuration d'onduleur.

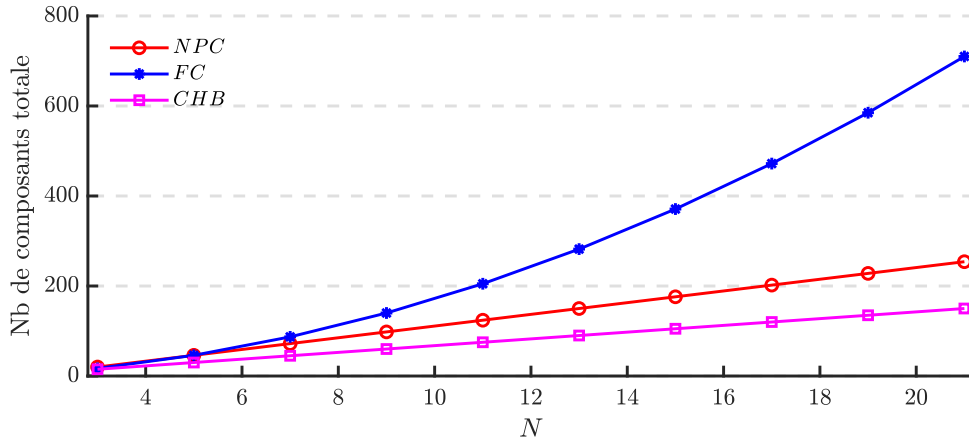


Figure 2.11: Nombre total de composants pour différentes topologies d'onduleurs (NPC, FC, CHB) triphasés à N-niveaux

Lorsque l'on augmente le nombre de niveaux dans un onduleur triphasé, le choix de la topologie peut avoir un impact significatif sur le coût total de la construction. En général, les onduleurs de plusieurs niveaux offrent de nombreux avantages par rapport aux onduleurs à deux niveaux, tels qu'une meilleure qualité de l'onde de sortie, une réduction des pertes de commutation et une réduction de la taille des transformateurs.

Cependant, il est important de noter que le choix de la topologie d'onduleur triphasé dépend du nombre de niveaux souhaité. Si le nombre de niveaux est faible, la topologie NPC est une option financièrement avantageuse. En effet, elle nécessite moins de composants que d'autres topologies telles que les onduleurs FC.

En revanche, si le nombre de niveaux est élevé, la topologie NPC peut devenir coûteuse en raison de la complexité de sa commande et de son circuit. Dans ce cas, les onduleurs CHB peuvent être une option plus économique.

De plus, le choix de la topologie de l'onduleur triphasé dépend de nombreux facteurs tels que le nombre de niveaux, les coûts de la construction, les performances demandées et les contraintes de la commande et du circuit. Une analyse minutieuse de ces facteurs peut aider à sélectionner la topologie d'onduleur triphasé la plus appropriée pour une application donnée.

2.6 Topologies d'onduleurs multi-niveaux modifiées

Les chercheurs ont persisté à explorer et à améliorer de nouvelles topologies en modifiant plus ou moins les onduleurs multi-niveaux classiques, ainsi qu'en développant d'autres configurations modifiées, afin d'améliorer les performances des onduleurs. Il s'agit de structures multi-niveaux qui sont créées soit en modifiant directement l'une des topo-

logies classiques des convertisseurs multi-niveaux, soit en combinant plusieurs topologies classiques. Les topologies les plus célèbres parmi ces structures sont : l'onduleur NPC actif, convertisseur multi-niveaux modulaire, l'onduleur T-NPC.

2.6.1 Onduleur NPC actif

L'onduleur NPC actif (ANPC) est illustrée sur la Figure 2.12, il a été proposé en 2005 [76, 77]. Cette structure est la combinaison du NPC et le FC. Ainsi, les avantages des deux topologies sont conservés dans l'ANPC.

L'ANPC fonctionne sur le même principe que l'NPC en créant un point neutre à partir d'un diviseur de condensateur. Cependant, il inclut également un interrupteur de puissance contrôlable pour les points neutres. Cette topologie présente un avantage majeur en ce qu'elle peut réguler activement la tension du point neutre à l'aide d'IGBT, contrairement à l'onduleur NPC qui ne repose que sur des diodes pour maintenir la tension sur le diviseur de condensateur.

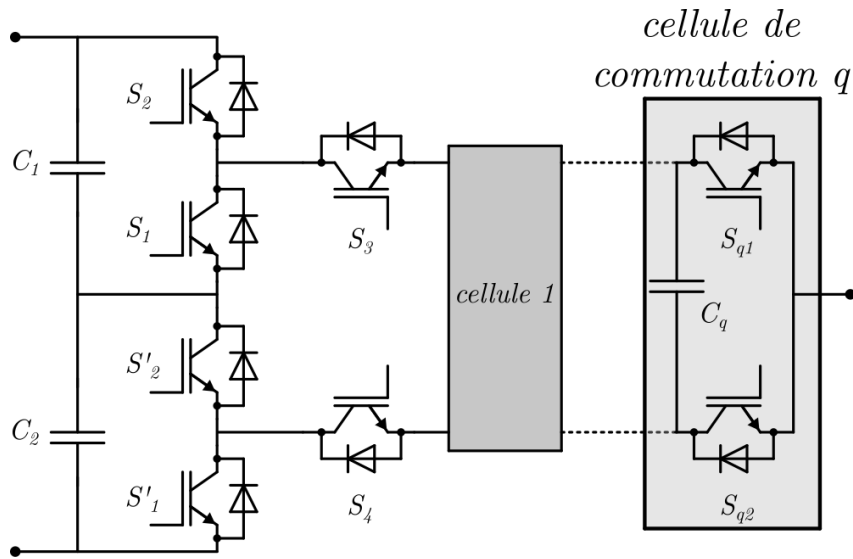


Figure 2.12: Structure d'un bras d'onduleur ANPC à N-niveaux

Pour une meilleure compréhension de la topologie, la variation du nombre de composants en fonction du niveau d'onduleur pour un seul bras est illustré sur la Figure 2.13. En examinant cette figure, on peut observer comment le nombre de composants nécessaires évolue à mesure que le niveau de l'onduleur augmente.

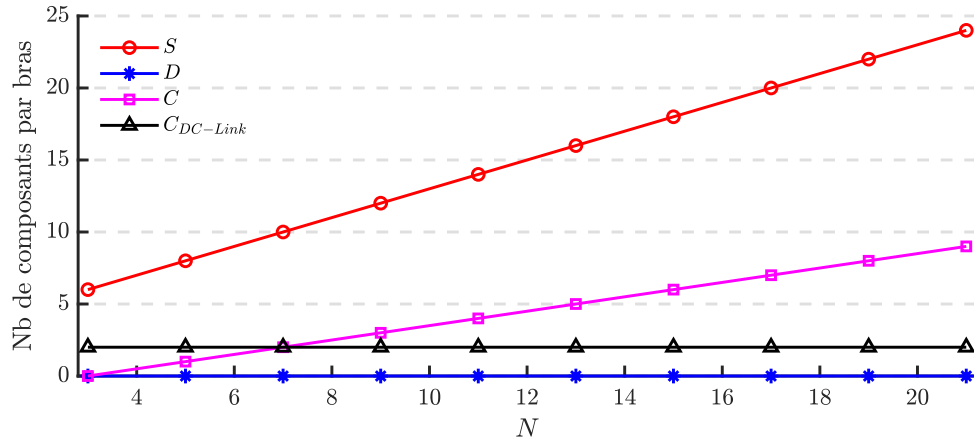


Figure 2.13: Nombre de composants par bras pour la topologie ANPC à N-niveaux

2.6.2 Convertisseur multi-niveaux modulaire

Lesnicar et Marquardt ont présenté le convertisseur multi-niveaux modulaire (MMC) en 2002 comme une nouvelle addition à la famille des convertisseurs multi-niveaux [78]. En 2010, ce convertisseur a été utilisé commercialement pour la première fois par *Siemens* dans le projet *Transbay* de San Francisco [79].

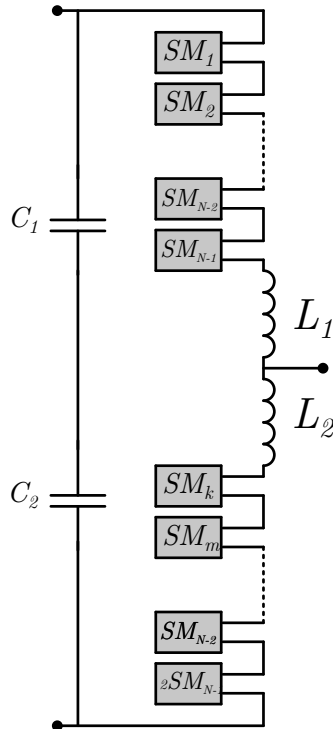


Figure 2.14: Structure d'un bras d'onduleur MMC à N-niveaux

Le MMC est un onduleur multi-niveaux qui permet d'obtenir une sortie de haute tension et haute puissance en connectant plusieurs modules de conversion en série comme le montrer la Figure 2.14.

Chaque bras est constituée de deux demi bras symétriques appelés bras supérieur et bras inférieur. Le bras supérieur et le bras inférieur contiennent un groupe de sous-modules SM_i identiques connectés en série avec une inductance pour supprimer les composantes hautes fréquences dans le courant du bras.

L'élément fondamental du MMC est le sous-module SM_i , qui peut être divisé en deux types selon le nombre des commutateurs utilisés comme le montre la Figure 2.15.

Parmi toutes les topologies de sous-modules, la configuration la plus couramment utilisée est le sous-module demi-pont [78].

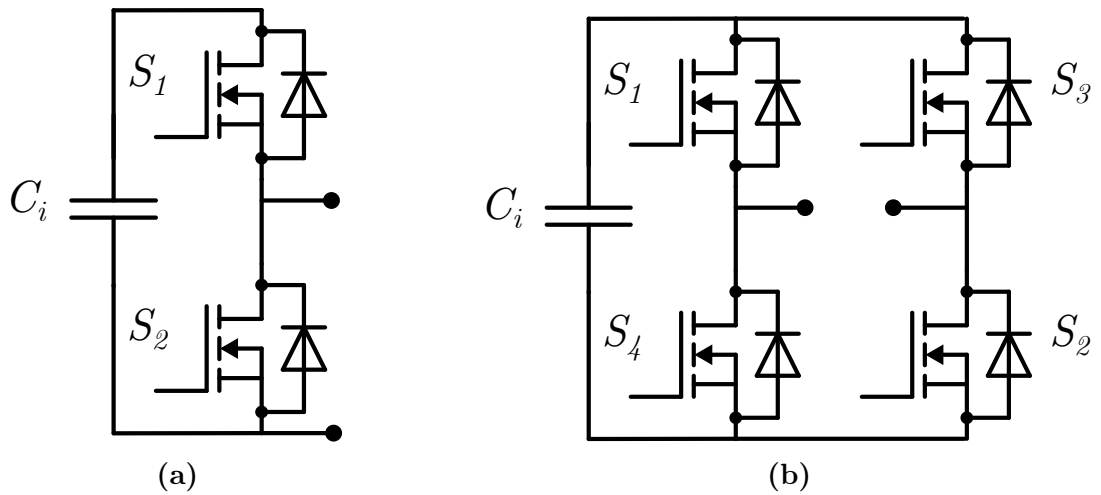


Figure 2.15: Les topologies de sous-modules (a) demi-pont, (b) pont complet

Le fonctionnement du MMC repose sur le contrôle de la tension aux bornes des sous-modules pour atteindre la tension de sortie désirée.

Par rapport aux onduleurs traditionnels, le MMC présente plusieurs avantages tels qu'une meilleure efficacité, une réduction du THD et une fiabilité accrue.

C'est pourquoi il est fréquemment utilisé dans des contextes de haute puissance tels que les véhicules électriques, les systèmes d'énergie renouvelable et les entraînements de moteurs industriels [80].

Pour un seul bras de cette topologie, la Figure 2.16 illustre la variation du nombre de composants en fonction du niveau d'onduleur, où la topologie demi-pont est utilisée.

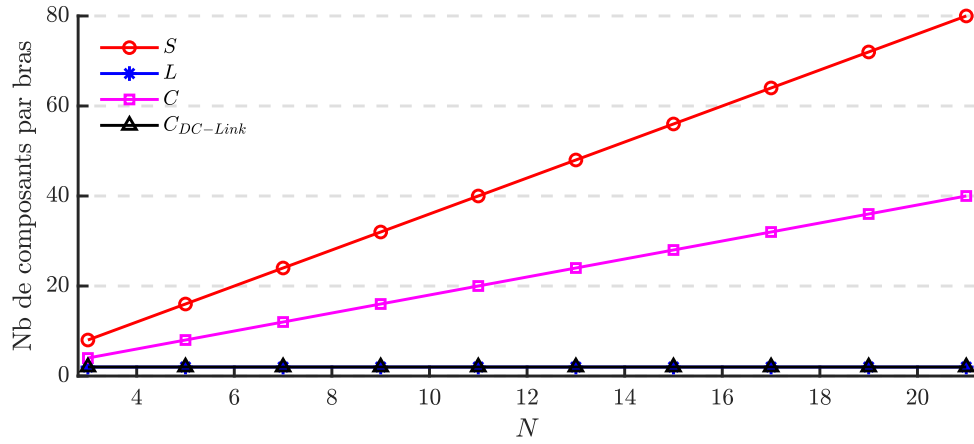


Figure 2.16: Nombre de composants par bras pour la topologie MMC à N-niveaux

2.6.3 Onduleur hybride de type T à N-niveaux

L'onduleur hybride de type T à N-niveaux (HNTI) est proposée dans [81], Il est composé de topologies d'onduleur de type T [82] et d'un ensemble d'onduleurs à deux niveaux SM_i (sous module de type pont complet) comme indiqué sur la Figure 2.17.

Chaque bras de cette topologie est composée d'un onduleur de type T à cinq niveaux (section haute tension) et d'une série d'onduleurs à deux niveaux comme illustré sur les Figures 2.17 et 2.15b (section basse tension). L'onduleur de type T à cinq niveaux est composé d'un bus DC de C_1 et C_2 , ainsi que de six commutateurs. L'onduleur à deux niveaux est composé d'un condensateur et de quatre commutateurs. La composante fondamentale de la tension de sortie entre deux phases de l'onduleur de type T à cinq niveaux a une valeur crête deux fois plus grande que celle d'un onduleur NPC ou FC traditionnel pour une tension continue donnée V_{dc} [81].

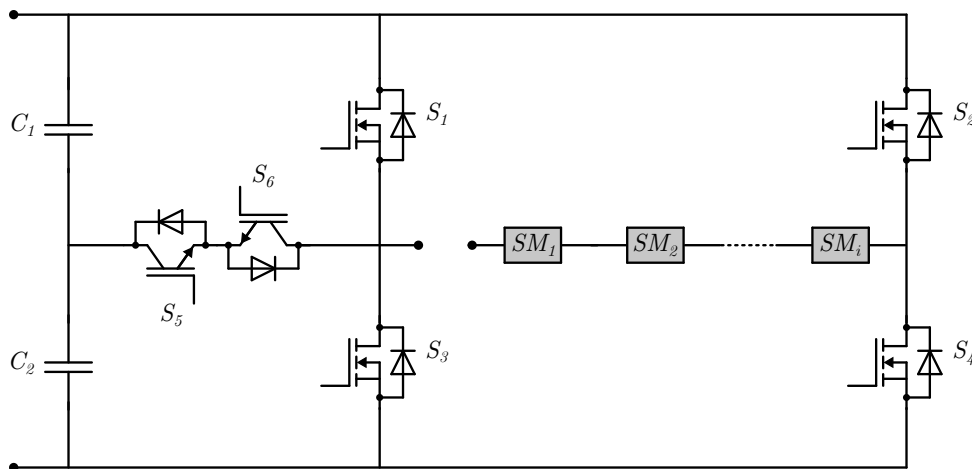


Figure 2.17: Structure d'un bras d'onduleur HNTI à N-niveaux

La Figure 2.18 présente le nombre de composants nécessaires pour construire un seul bras de cette topologie.

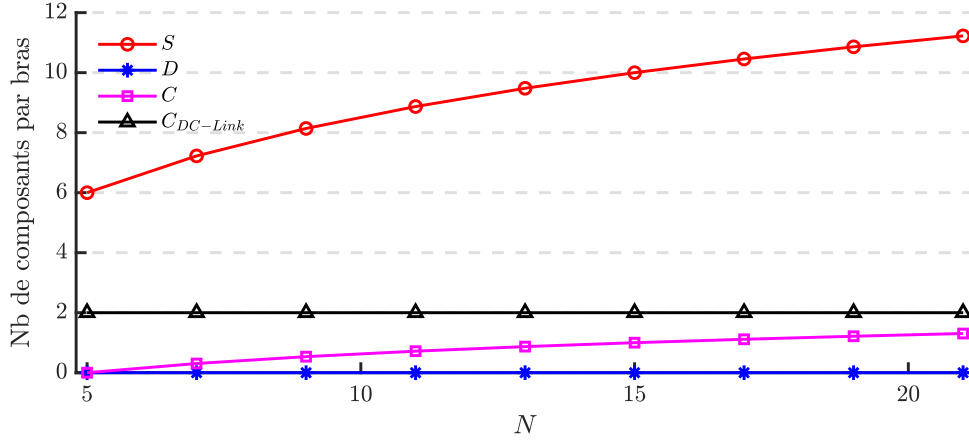


Figure 2.18: Nombre de composants par bras pour la topologie HNTI à N-niveaux

Une analyse comparative du nombre total de composants nécessaires pour construire un bras des topologies ANPC, MMC et HNTI est présentée dans le Tableau 2.4 et illustrée graphiquement sur la Figure 2.19 pour une topologie d'onduleur triphasés. Cette comparaison met en évidence les différences significatives entre ces trois topologies en termes de complexité matérielle requise.

Le Tableau 2.4 fournit une vue détaillée du nombre de composants nécessaires par bras pour chaque topologie. Il met en évidence les spécificités et les exigences uniques de chaque topologie.

Tableau 2.4: Le nombre de composants par bras pour différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux modifiée

Nombre de composants	Topologie de l'onduleur		
	ANPC	MMC	HNTI
Commutateurs S	$2q + 6$	$2SM$	$6 + 4N_c$
Diodes D	0	0	0
Condensateurs C	q	SM	N_c
Inductance L	0	2	0
Condensateurs $C_{DC-Link}$	2	2	2
Cellules q ou SM_i	$\frac{N-3}{2}$	$2(N-1)$	$\log_3(\frac{N}{5})$

L'MMC, par exemple, nécessite un nombre relativement élevé de composants en raison de sa configuration modulaire. En revanche, la topologie HNTI présente un nombre moins

élevé de composants. Quant à la topologie ANPC, elle se situe entre les deux autres en termes de complexité matérielle requise.

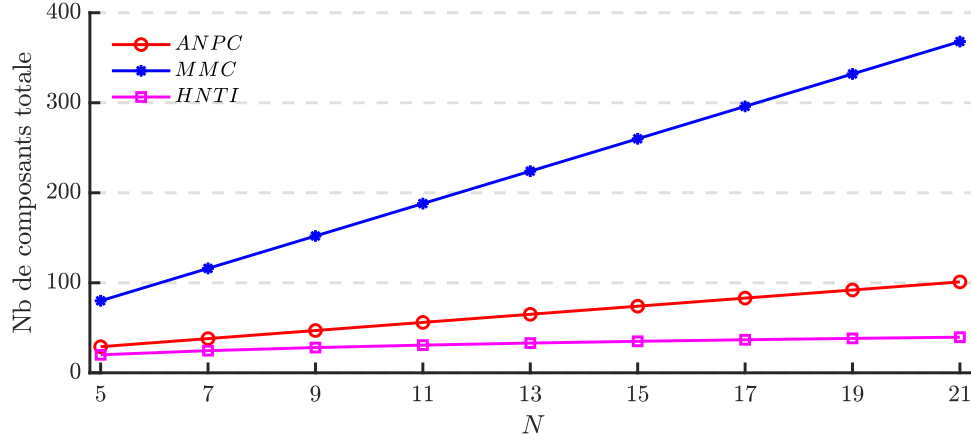


Figure 2.19: Nombre total de composants pour différentes topologies d'onduleurs (ANPC, MMC, HNTI) triphasés à N-niveaux

La topologie HNTI présente plusieurs avantages par rapport aux topologies NPC, FC et CHB traditionnelles et ANPC et MMC. Elle nécessite moins de composants et engendre des pertes de puissance plus faibles. De plus, elle intègre un mécanisme de compensation interne qui garantit que les tensions des condensateurs du bus DC restent équilibrées, sans nécessiter de circuits supplémentaires ou de stratégies PWM spécifique [81]. Cela en fait une option pratique pour le développement d'entraînements de moteurs AC à haute efficacité dans une variété d'applications, notamment dans l'industrie, l'automobile et la production d'énergie renouvelable.

2.7 Topologies d'onduleurs multi-niveaux à nombre réduit de commutateurs

Le nombre de commutateurs des onduleurs multi-niveaux augmente proportionnellement au nombre de niveaux qu'ils possèdent. Cette hausse du nombre de commutateurs exige des pilotes supplémentaires ainsi que des circuits d'isolation, avec leurs dissipateurs de chaleur et l'association des circuits de protection. En outre, cette augmentation des commutateurs entraîne une charge de calcul plus lourde sur le contrôleur. De ce fait, les onduleurs conventionnels sont confrontés à une augmentation de leur taille, coût et la complexité de mesure que le nombre de niveaux augmente, limitant ainsi leur mise en œuvre pratique et leur pénétration sur le marché tout en les rendant plus coûteux. Récemment, de nouvelles topologies optimales avec nombre réduit d'interrupteurs ont été

proposées [83–85]. Une autre topologie est présentée dans [86] avec un nombre optimisé de sources DC.

L'idée a débuté en 1996 avec la proposition d'un onduleur bidirectionnel à faible puissance avec un total de huit interrupteurs pour le contrôle des moteurs [87].

2.7.1 Module multi-niveaux

Une nouvelle topologie connue sous le nom de Module multi-niveaux (MLM) “Multilevel Module (MLM)” est présentée dans [69]. Cette structure est présentée sur la Figure 2.20. Cette topologie se compose d'unités de génération de niveau et de polarité. L'unité de génération de niveau produit une forme d'onde de tension en escalier avec une polarité positive, elle se compose de sources DC et de commutateurs bidirectionnels. L'unité de génération de polarité se compose de quatre commutateurs unidirectionnels formant un convertisseur monophasé en pont complet, le rôle principal de cette unité est de changer la polarité de la forme d'onde de tension générée par l'unité de génération de niveau. Cette topologie est simple dans sa structure et nécessite des sources DC non isolées. Cependant, leur contrôle est complexe et nécessite l'utilisation de commutateurs unidirectionnels et bidirectionnels [88].

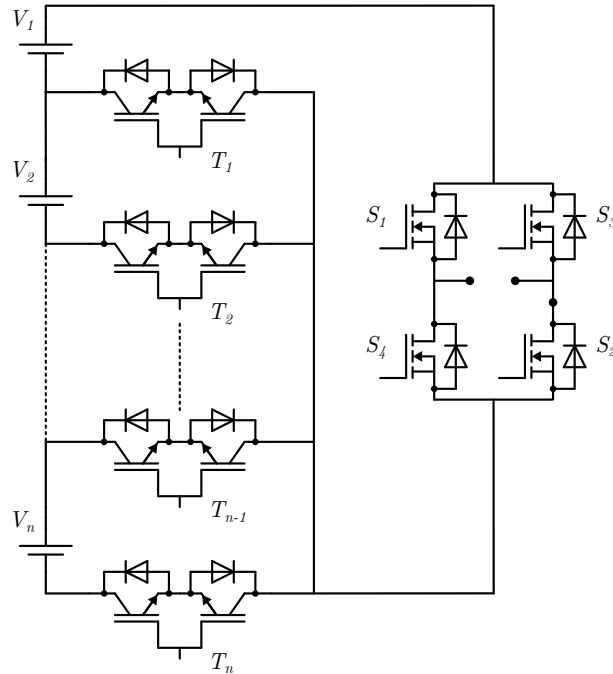


Figure 2.20: Structure d'un bras d'onduleur MLM à N-niveaux

Pour un seul bras, la Figure 2.21 illustre la variation du nombre de composants en fonction du niveau de l'onduleur utilisé dans cette topologie.

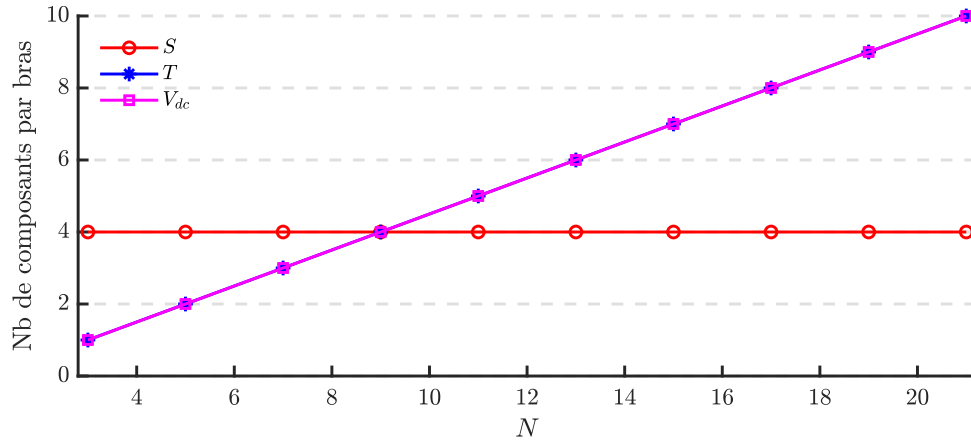


Figure 2.21: Nombre de composants par bras pour la topologie MLM à N-niveaux

2.7.2 Pont en H développé

Une autre nouvelle topologie connue sous le nom de pont en H développé “Developed H-Bridge (DHB)” est proposée dans [89], comme le montre la Figure 2.22. Le pont en H développé est utilisé avec des sources asymétriques qui sont disposées de chaque côté du pont en H pour générer la forme d’onde de tension avec plusieurs niveaux à la sortie. Les unités de générateur de niveau et de polarité ne sont pas nécessaires dans cette structure. Elle se compose de sources de tension continue et de commutateurs de puissance unidirectionnels. Dans cette structure, un très petit nombre de commutateurs est nécessaire pour des niveaux de sortie plus élevés. Cependant, cette structure n’est pas modulaire, des sources de tension continue isolées sont nécessaires, ainsi que des interrupteurs de différentes tensions nominales [63, 89].

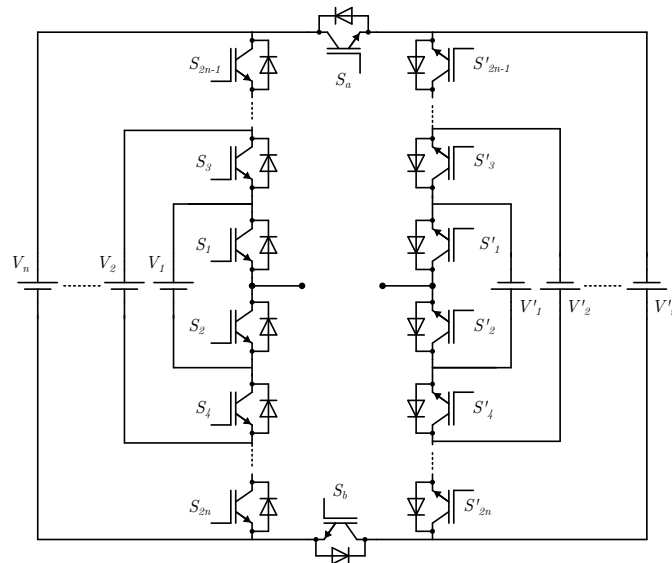


Figure 2.22: Structure d’un bras d’onduleur DHB à N-niveaux

Le nombre de composants par bras, en fonction du niveau de l'onduleur utilisé dans cette topologie, est présenté par la Figure 2.23.

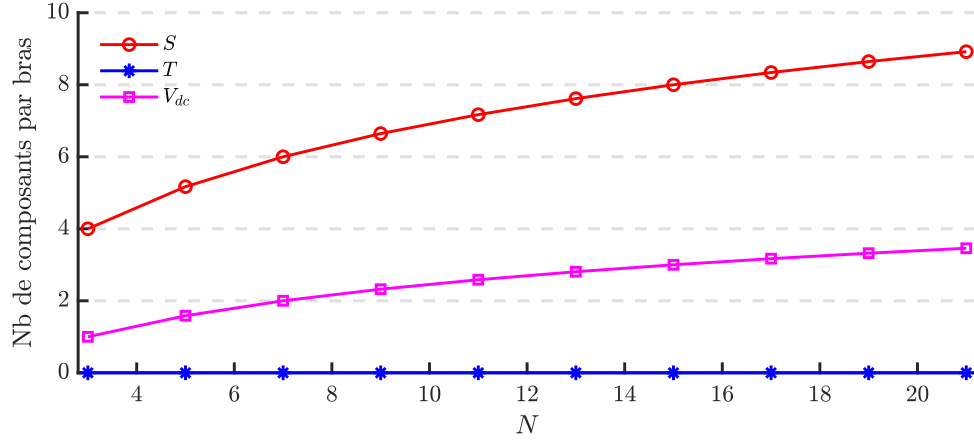


Figure 2.23: Nombre de composants par bras pour la topologie Pont en H développé à N-niveaux

2.7.3 Cellule en cascade développée

Une autre topologie multi-niveaux a été proposée dans [70], connue sous le nom de Cellule en cascade développée “Developed Cascaded Cell (DCC)”. Cette structure est similaire à la topologie MLM en termes d’unités comme le montre la Figure 2.24.

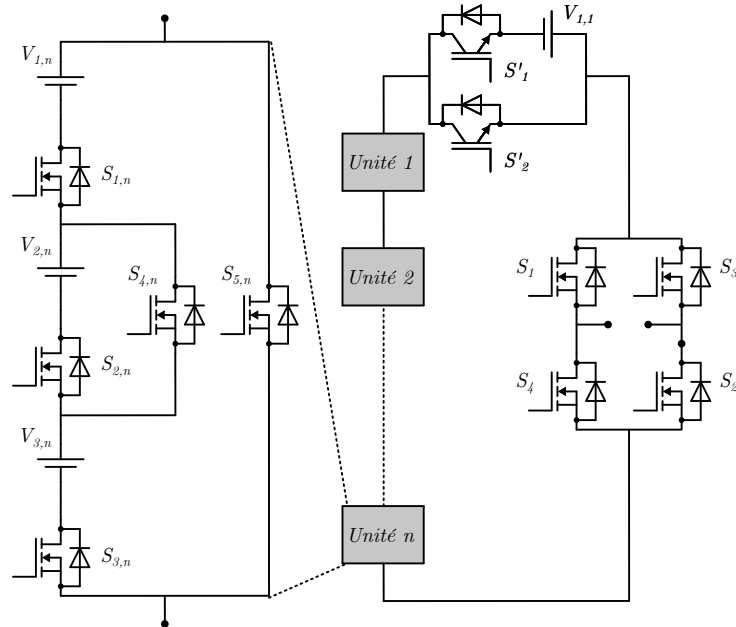


Figure 2.24: Structure d’un bras d’onduleur DCC à N-niveaux

Elle se compose d’unités de base en cascade pour la génération du niveaux et d’un pont en H utilisé pour changer la polarité, et d’une source DC supplémentaire avec deux

commutateurs pour générer le niveau un. Chaque unité de base est constitué de trois sources DC isolées et de cinq commutateurs de puissance unidirectionnels. Les avantages de la structure proposée sont les suivants : il est possible d'utiliser une configuration de source asymétrique et il s'agit d'une topologie hautement modulaire. Cependant, il est important d'utiliser des commutateurs de différentes tensions nominales et des sources de DC isolées sont nécessaires [63, 70].

Pour un seul bras, la Figure 2.25 illustre la variation du nombre de composants en fonction du niveau d'onduleur de cette topologie.

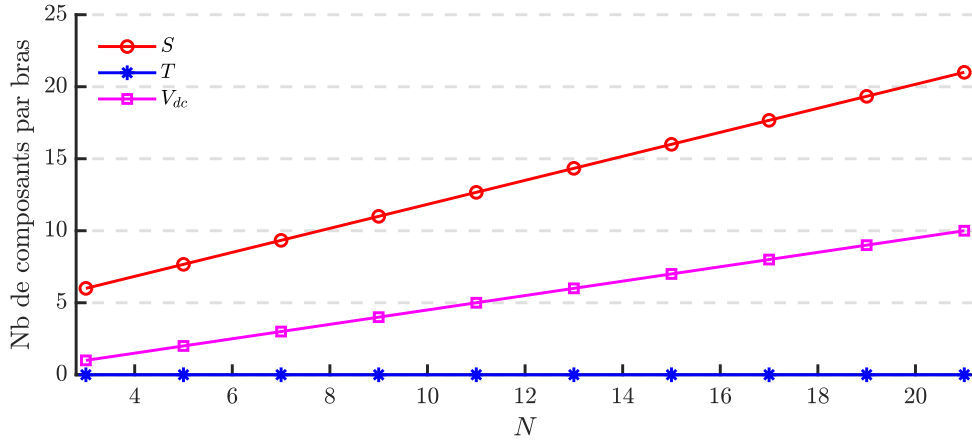


Figure 2.25: Nombre de composants par bras pour la topologie DCC à N-niveaux

Le nombre de sources DC, de commutateurs unidirectionnels et bidirectionnels nécessaires pour construire un bras de ces onduleurs est indiqué dans le Tableau 2.5.

Tableau 2.5: Le nombre de composants nécessaires pour construire un bras des topologies MLM, Pont en H développé et DCC

Nombre de composants	Topologie de l'onduleur		
	MLM	Pont en H développé	DCC
Nombre de sources DC	$\frac{(N-1)}{2}$	$\log_2(N+1) - 1$	$\frac{N-1}{2}$
Commutateurs bidirectionnels T	$\frac{(N-1)}{2}$	0	0
Commutateurs unidirectionnels S	4	$2 \log_2(N+1)$	$\frac{5N+21}{6}$
H-Bridge	Exigée	Non exigé	Exigée

Le nombre de composants nécessaires à la construction d'un onduleur MLM, Pont en H développé et DCC en fonction du niveau de l'onduleur est illustré à la Figure 2.26.

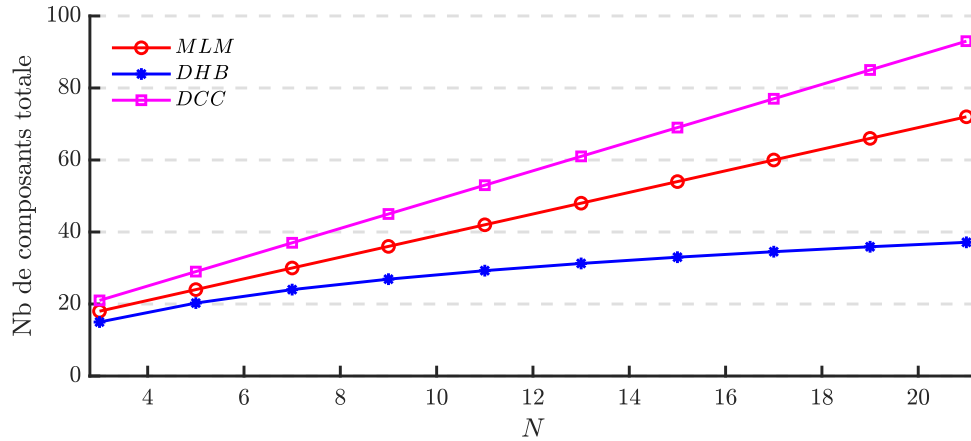


Figure 2.26: Nombre total de composants pour différentes topologies d'onduleurs (MLM, DHB, DCC) triphasés à N-niveaux

Lorsqu'il s'agit de choisir une topologie exigée d'onduleur, la complexité du circuit, le coût de construction et les performances requises doivent être soigneusement évalués. Pour les onduleurs à nombre de commutateurs réduit, le choix de la topologie peut être influencé par le niveau de tension de l'onduleur, et la topologie DHB peut être la plus rentable pour les niveaux les plus élevés. En revanche, les topologies MLM et DCC peuvent s'avérer plus coûteuses si le niveau de tension augmente.

2.8 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a mis en évidence les avantages des onduleurs multi-niveaux par rapport aux onduleurs à deux niveaux traditionnels. Les plus récentes topologies parmi les onduleurs multi-niveaux classiques, les onduleurs multi-niveaux modifiés et les onduleurs multi-niveaux à nombre réduit de commutateurs sont présentées et leur principe de fonctionnement général est expliqué. Bien que ces onduleurs nécessitent des circuits de commande et de puissance plus complexes, leur utilisation est recommandée pour les applications de moyenne et haute tension. Les différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux ont été présentées et classifiées, avec une analyse comparative des avantages et des inconvénients de chacune d'entre elles. Ce chapitre fournit donc une base solide pour les études futures sur les onduleurs multi-niveaux et leur application dans diverses applications industrielles.

Chapitre 3

Implémentation de l’optimisation du THD pour les onduleurs multi-niveaux

3.1 Introduction

Pour la commande des onduleurs multi-niveaux, plusieurs stratégies de commande ont été étudiées et implémentées. Dans notre étude, on propose une MLI permettant d’offrir un minimum du THD.

Minimiser le THD est l’un des objectifs le plus visé par les chercheurs pour la commande d’un onduleur, surtout en cas d’un système photovoltaïque connecté au réseau. Différentes méthodes ont été utilisées dans la littérature pour atteindre cet objectif, certaines reposent sur le matériel et d’autres sur des techniques de contrôle.

L’objectif principal de ce chapitre est d’implémenter une MLI basée sur l’optimisation du THD pour commander les onduleurs de 3, 5, 7 et 9 niveaux, en utilisant trois différents algorithmes : l’algorithme génétique, l’algorithme de recherche gravitationnelle et l’optimisation par essaim de particules.

3.2 Introduction à l’optimisation

L’optimisation est le processus d’amélioration quelque chose pour qu’il devienne mieux qu’il est tel [90]. La définition du “mieux qu’il est tel” dépend du problème à résoudre. La solution optimale d’un problème dépend de sa formulation [90, 91]. Certains problèmes ont une solution exacte, d’autres ont plusieurs solutions parmi lesquelles la meilleure est la solution globale, tandis que les autres sont des solutions locales.

Un problème d’optimisation peut être écrit sous la forme d’un problème de minimisation ou maximisation, les deux problèmes sont faciles à convertir de l’une à l’autre, comme

le montre dans (3.1).

$$\begin{aligned} \min_x f(x) &\iff \max_x |-f(x)| \\ \max_x f(x) &\iff \min_x |-f(x)| \end{aligned} \quad (3.1)$$

La fonction $f(x)$ est appelée la fonction objective et le vecteur x est la variable indépendante ou la variable de décision. Le nombre des éléments de x est la dimension du problème.

Quand le problème est une minimisation on appelle les valeurs de la fonction “The cost function”, sinon si le problème est une maximisation les valeurs de la fonction est appelée “The fitness” [91].

Généralement dans les littératures, les problèmes d’optimisations sont présentés sous la forme mathématique suivante [92] :

$$\begin{aligned} \min_{x \in \mathbb{R}^d} f_i(x) \quad (i = 1, 2, \dots M) \\ \text{avec : } h_j(x) = 0 \quad (j = 1, 2, \dots J) \\ g_k(x) \leq 0 \quad (k = 1, 2, \dots K) \end{aligned} \quad (3.2)$$

L’espace $\mathbb{R}^d$ est l’espace de recherche, tandis que l’espace formé par les valeurs de la fonction objective est appelé l’espace des solutions ou l’espace des réponses. Les fonctions $h_j(x)$ et $g_k(x)$ sont les contraintes de l’optimisation. Généralement, dans les problèmes réels, l’optimisation est sous contraintes.

La classification des problèmes d’optimisation est résumé dans l’organigramme de la Figure 3.1. La classification peut faire en termes du nombre des fonctions objectives, on distingue deux types : l’optimisation multi-objective ($M > 1$), et l’optimisation mono-objective ($M = 1$). Autrement la classification peut faire en termes des contraintes. Dans le monde réel la majorité des problèmes d’optimisation sont multi-objective avec contraintes. En termes de linéarité on peut classer les problèmes d’optimisation en trois catégories :

- ❶ Un problème “Sous Contrainte Linéaire”, si les constraints h_j et g_k sont linéaire.
- ❷ Un problème de “Programmation Linéaire”, si la fonction objective et les contraintes sont linéaires.
- ❸ Un problème d’optimisation non-linéaire, si f_i , h_j et g_k sont non-linéaires.

Ces problèmes d’optimisation sont les principaux sujets abordés dans le domaine de la recherche opérationnelle (RO). Les chercheurs en RO ont proposé de nombreuses techniques pour ces problèmes. Parmi elles, les algorithmes évolutionnaires ont des propriétés uniques et ont attiré une attention croissante.

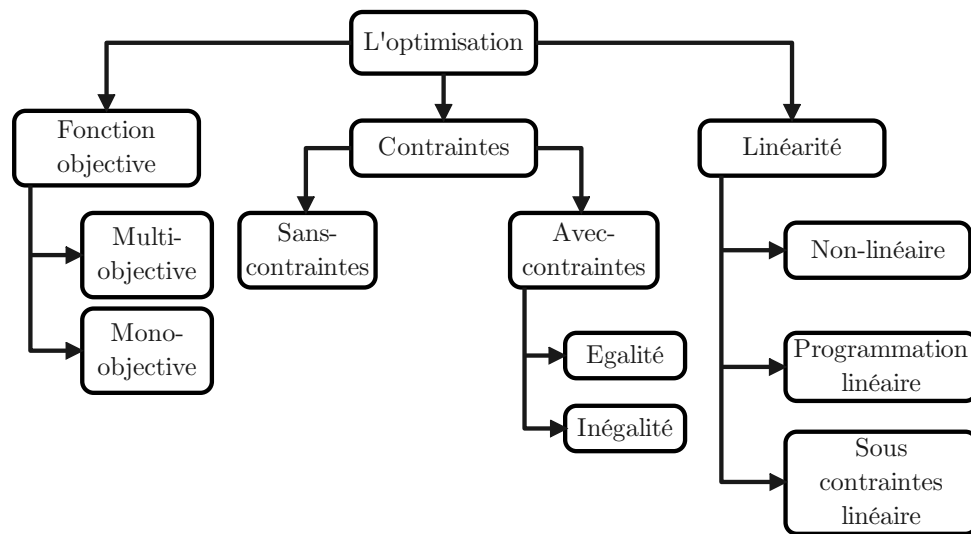


Figure 3.1: La classification des problèmes d'optimisation

Il est important de choisir le bon algorithme d'optimisation en fonction du problème à résoudre et des contraintes de temps et de ressources. Pour cela l'optimisation peut être classée en deux catégories principales : l'optimisation déterministe et l'optimisation heuristique.

1- Optimisation déterministe : Dans l'optimisation déterministe, la solution optimale est trouvée en utilisant des méthodes mathématiques rigoureuses pour résoudre un modèle mathématique du problème. Le modèle mathématique décrit les relations entre les variables, les contraintes et la fonction objective. Les méthodes d'optimisation déterministes incluent la programmation linéaire, la programmation quadratique, la programmation dynamique et la méthode des points intérieurs. Les avantages de l'optimisation déterministe sont qu'elle fournit des solutions optimales et qu'elle peut être utilisée pour résoudre des problèmes de grande taille. Cependant, l'inconvénient est que la résolution de problèmes complexes peut être difficile et prendre beaucoup de temps.

2- Optimisation heuristique : Dans l'optimisation heuristique, la solution optimale est trouvée en utilisant des techniques d'approximation et de recherche de solutions qui ne garantissent pas la solution optimale. Les méthodes d'optimisation heuristiques sont souvent utilisées pour résoudre des problèmes de grande taille ou des problèmes pour lesquels il n'existe pas de modèle mathématique précis. Les méthodes d'optimisation heuristiques incluent les algorithmes génétiques, les algorithmes de colonies de fourmis, les algorithmes de recherche tabou, les algorithmes de recuit simulé, ... etc. Les avantages de l'optimisation heuristique sont qu'elle peut être utilisée pour résoudre des problèmes complexes et que la solution peut être trouvée rapidement. Cependant, l'inconvénient est que la solution n'est pas garantie d'être optimale et peut varier en fonction des paramètres

de l'algorithme et des conditions initiales.

En général, l'optimisation déterministe est préférable lorsque des solutions optimales sont nécessaires et que le temps de calcul n'est pas un facteur limitant. L'optimisation heuristique est préférable lorsque des solutions acceptables sont suffisantes et que le temps de calcul est un facteur limitant. Dans de nombreux cas, une combinaison de méthodes d'optimisation déterministes et heuristiques peut être utilisée pour obtenir des solutions optimales ou acceptables dans un temps raisonnable.

3.2.1 Les algorithmes évolutionnaires

Les algorithmes évolutionnaires sont des algorithmes inspirés de phénomènes biologique ou physique. L'algorithme évolutionnaire (AE) est une sous-classe du calcul évolutionnaire et appartient à l'ensemble des algorithmes généraux de recherche stochastique [93]. Les algorithmes évolutionnaires sont utilisés pour résoudre des problèmes d'optimisation avec ou sans contraintes. Généralement, chaque AE comporte cinq étapes. L'un des algorithmes évolutionnaires les plus utilisés est l'algorithme génétique [94]. L'organigramme de l'AG est illustré à la Figure 3.2. Cependant, comme il existe de nombreux algorithmes d'optimisation, la question suivante est souvent posée : "Quel est le meilleur algorithme ?" C'est une question simple, mais malheureusement il n'y a pas de réponse simple. Il y a de nombreuses raisons pour lesquelles nous ne pouvons pas répondre simplement à cette question. L'une d'entre elles est que la complexité et la diversité des problèmes du monde réel signifient souvent que certains problèmes sont plus faciles à résoudre, tandis que d'autres peuvent être extrêmement difficiles à résoudre. Il est donc peu probable qu'une méthode unique permette de résoudre tous les types de problèmes. Une autre raison est qu'il n'existe pas d'algorithme universel pour tous les problèmes [92].

3.2.2 L'algorithme génétique

L'algorithme génétique a été développé par John Henry Holland et ses étudiants et collaborateurs à l'université du *Michigan* dans les années 1970 et 1980. Il s'agit d'un sous-ensemble des algorithmes évolutionnaires, qui imite le processus de la sélection naturelle dans lequel les individus les plus aptes survivent et sont choisis pour le croisement afin de reproduire les descendants de la génération suivante.

Les cinq étapes d'un AG sont expliquées comme suit :

La première étape est la définition du problème, où la fonction objective $ObjFun$ dans (3.3), les contraintes d'égalité $J(x_i)$ et d'inégalité $G(x_i)$ dans (3.4), les limites inférieures x_{min} et supérieures x_{max} de l'intervalle de recherche dans (3.5) sont définies dans cette

étape.

$$ObjFun = f(x_1, x_2, \dots x_{N_m}) \quad (3.3)$$

$$\begin{cases} J(x_1, x_2, \dots x_{N_j}) = 0 \\ G(x_1, x_2, \dots x_{N_k}) \leq 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

$$x_{max} \leq x_i \leq x_{min} \quad (3.5)$$

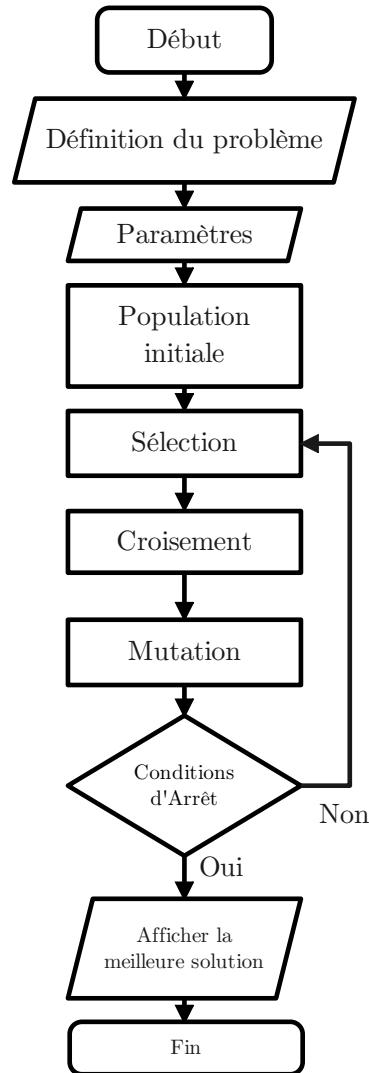


Figure 3.2: Organigramme de l'algorithme génétique

Les paramètres de l'AG tels que le pourcentage de croisement P_c , le pourcentage de mutation P_m , et la taille de la population N_P sont définis dans la deuxième étape. Dans la troisième étape, la population initiale est créée, où la méthode la plus utilisée est basée sur la création d'une population aléatoire et l'évolution de la fitness est effectuée dans cette étape. Une autre approche est basée sur la génération d'une population de taille

supérieure à N_P et la conservation des meilleurs N_P individus comme population initiale. La quatrième étape est l'étape fondamentale de toutes les algorithmes évolutionnaire, qui est divisée en trois phases pour l'AG :

Sélection : En anglais "Selection", lors de cette phase, les parents utilisés dans l'étape de croisement sont choisis dans la population initiale. La sélection des individus est basée sur leurs scores de fitness. Parmi les méthodes utilisées pour sélectionner les éléments : la sélection à la roulette, la sélection basée sur les rangs et l'échantillonnage universel stochastique [95, 96]. Quelle que soit la méthode de sélection, l'individu dont la fitness a un score élevé a plus de chances d'être sélectionné qu'un individu dont la fitness est moins élevée.

Croisement : En anglais "Crossover", il est considéré comme l'une des étapes les plus importantes de l'AG car il génère de nouvelles solutions à partir des éléments sélectionnés dans la phase de sélection. Il existe de nombreux algorithmes de crossover, comme le crossover à point unique défini dans (3.6) [91].

$$\begin{cases} x_{1new} = \alpha x_{1old} + (1 - \alpha)x_{2old} & \alpha \in [0, 1] \\ x_{2new} = (1 - \alpha)x_{1old} + \alpha x_{2old} \end{cases} \quad (3.6)$$

Mutation : En anglais "Mutation", une modification aléatoire est apportée à un petit pourcentage de la nouvelle progéniture générée à l'étape précédente. En biologie, la mutation est rare, ce qui conduit à des implémentations rares en AG, ou à un petit pourcentage d'implémentations. L'importance de la mutation réside dans l'exploration de nouvelles solutions potentielles au problème. La mutation uniforme centrée au milieu du domaine de recherche de l'individu x_i [91] est définie selon (3.7), avec r un nombre aléatoire.

$$x_i = \begin{cases} x_i & \text{if } r \geq P_m \\ U[x_{min}, x_{max}] & \text{if } r \leq P_m \end{cases} \quad (3.7)$$

La population a une taille fixe. Par conséquent, les individus ayant des scores de fitness inférieurs sont éliminés pour laisser la place aux nouveaux éléments.

Dans la dernière étape, la meilleure solution est sélectionnée. En outre, de nombreuses autres étapes facultatives permettent d'améliorer les performances de l'algorithme, comme l'étape d'élitisme, qui peut être ajoutée après l'étape de mutation. Dans l'étape d'élitisme, un pourcentage de la meilleure solution de chaque génération est conservé pour être utilisé dans la génération suivante.

Plusieurs critères de terminaison ont été utilisés dans les AE, notamment :

- ❶ Un nombre prédéfini de générations est le critère de terminaison le plus utilisé, où le nombre de générations est fixé au début de l'algorithme.
- ❷ La meilleure solution ne change pas pour un nombre spécifique de générations.
- ❸ La durée d'exécution autorisée est terminée.

3.2.3 Algorithme de recherche gravitationnelle

L'algorithme de recherche gravitationnelle (GSA) proposé dans [97] s'inspire de la loi de la gravité et des interactions de masse. L'organigramme du GSA est présenté sur la Figure 3.3, les agents de recherche (solutions) dans cet algorithme sont une collection de masses qui interagissent les uns avec les autres en fonction de la gravité newtonienne et des lois du mouvement.

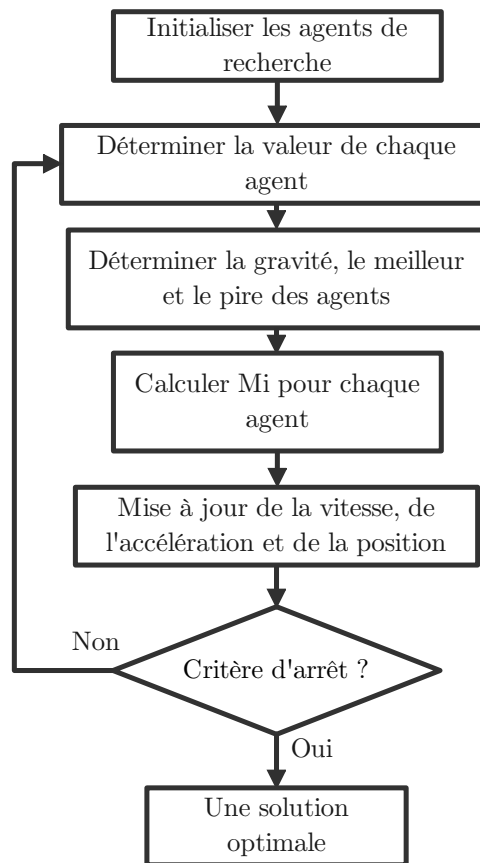


Figure 3.3: Organigramme de l'algorithme de recherche gravitationnelle

Le GSA peut être considéré comme un système isolé de masses, et les agents sont considérés comme des objets et leur performance est mesurée par leurs masses. Dans le GSA, chaque masse M_i (agent) a quatre spécifications : la position, la masse inertielle, la masse gravitationnelle active et la masse gravitationnelle passive [97], la position de la

masse correspond à une solution du problème, et ses masses gravitationnelle et inertielle sont déterminées à l'aide d'une fonction objective.

Au départ, l'espace de recherche est identifié et les agents sont initialisés de manière aléatoire. Ensuite, la performance de chaque agent est calculée, et les meilleures et les pires solutions sont mises à jour pour se rapprocher de la solution optimale en déterminant la valeur de la masse M_i . Chaque agent de recherche a une valeur de masse qui lui est associée ; l'agent de recherche avec la masse la plus élevée est considéré comme la meilleure solution du problème d'optimisation. Par conséquent, en se basant sur les principes de la gravité et du mouvement, tous les autres agents de recherche tentent de se déplacer vers l'agent ayant la masse la plus élevée à chaque itération. [97, 98].

L'algorithme se poursuit jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit atteint, tel qu'un nombre maximal d'itérations ou la découverte d'une solution satisfaisante. En général, l'algorithme est garanti de converger vers un optimum local, mais la qualité de la solution dépend de l'initialisation et des paramètres choisis [97–99].

3.2.4 Optimisation par essaim de particules (PSO)

L'optimisation par essaim de particules “Particle Swarm Optimization (PSO)” est un algorithme d'optimisation métaheuristique qui s'inspire du comportement social des oiseaux et des poissons lorsqu'ils recherchent de la nourriture selon le principe du partage collectif de l'information. Il a été développé par Kennedy et Eberhart en 1995 [100].

Chaque individu de la population est appelé particule et chaque particule possède une solution potentielle au problème d'optimisation. Au cours de chaque itération, chaque particule progresse vers la découverte de la valeur optimale et partage ses connaissances avec l'ensemble ou une sous-partie de l'essaim. Chaque particule de l'essaim est influencée par sa vitesse actuelle, son expérience personnelle P_{Best} et l'expérience d'une particule qui a la meilleure solution dans l'ensemble de l'essaim, appelée particule globale G_{Best} . A base des informations disponibles sur les particules P_{Best} et G_{Best} , la particule (i) met à jour sa vitesse v_{ij}^{t+1} pour l'itération ($t + 1$) dans la $j^{\text{ème}}$ direction en utilisant (3.8). Cette vitesse est ajoutée à la position actuelle x_{ij}^t pour obtenir la position actualisée x_{ij}^{t+1} comme indiqué dans (3.9) [100–102].

$$v_{ij}^{t+1} = (v_{ij}^t \times w^{t+1}) + [c_1 \times r_{1j}^t \times (P_{Best,i}^t - x_{ij}^t)] + [c_2 \times r_{2j}^t \times (G_{Best} - x_{ij}^t)] \quad (3.8)$$

$$x_{ij}^{t+1} = x_{ij}^t + v_{ij}^{t+1} \quad (3.9)$$

où, w^{t+1} est le poids d'inertie, la constante c_1 et c_2 contrôlent respectivement l'influence de l'expérience personnelle et de l'expérience sociale. r_{1j}^t et r_{2j}^t sont des nombres aléatoires

uniformément distribués générés entre 0 et 1.

3.3 Stratégie d'optimisation du THD

3.3.1 Les harmoniques

Les tensions et les courants avec des fréquences différentes à celle du fondamentale sont la cause des problèmes liés à la qualité de l'énergie. La principale représentation de la qualité de l'énergie est la distorsion harmonique, qui indique la différence entre la forme d'onde sinusoïdale idéale qui devrait avoir la tension du réseau ou le courant de la charge, et ce qu'elle est réellement. Les charges "non linéaires" sont la principale cause de cette distorsion harmonique.

Une charge "linéaire", c'est une charge qui consomme instantanément un courant proportionnel à la tension appliquée aux bornes de la charge, ce qui signifie que son impédance est maintenue constante quelque soit la forme de la tension. Les charges linéaires peuvent être classées comme résistives, capacitatives, inductives, ou des combinaisons de certaines d'entre elles.

Une charge "non linéaire", ce sont les circuits qui ont des semi-conducteurs de puissance tels que des diodes, des thyristors, des transistors, ... etc. Contrairement aux charges linéaires, ce type modifie son impédance en fonction de la tension instantanée appliquée, ce qui entraîne une consommation de courant non sinusoïdal. En d'autres termes, la relation entre le courant et la tension n'est pas constante. Le circuit le plus simple pour représenter une charge non linéaire est un redresseur à diodes, avec ses multiples variantes (redresseur à diodes pleine onde, redresseur à diodes demi-onde, monophasé ou triphasé).

D'après *Fourier*, l'addition de différentes ondes sinusoïdales "pures" à différentes fréquences (multiples de la fréquence fondamentale) et amplitudes, donne un signal périodique complexe, ces signaux sont appelés harmoniques. L'expression mathématique de cette définition, pour un signal périodique $A(t)$, est la suivante :

$$A(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(\omega_n t - \varphi_n) \quad (3.10)$$

avec $\omega_n = 2\pi n f_1$, et f_1 est la fréquence du fondamental. Lorsque $n = 1$, l'onde est dite fondamentale, et les ondes avec fréquences multiples de celle-ci sont appelées harmoniques d'ordre n , avec n allant de 2 et plus.

A_0 représenter la composante DC (la valeur moyenne) avec fréquence 0 Hz, et φ_n représente le déphasage de chaque harmonique.

Supposant un signal sans composante continue, on peut écrire :

$$A(t) = \underbrace{A_1 \sin(\omega_1 t - \varphi_1)}_{\text{Fondamentale}} + \underbrace{\sum_{n=2}^{\infty} A_n \sin(\omega_n t - \varphi_n)}_{\text{Harmoniques}} \quad (3.11)$$

Le concept d'addition des signaux avec différentes fréquences et amplitudes est présenté par le schéma de la Figure 3.4 dans le domaine fréquentielle, où chaque signal est présenté par un bloc qui contient sa fréquence $f_n = n f_1$ et son amplitude A_n . L'addition de ces signaux donne un seul signal déformé (A, f) .

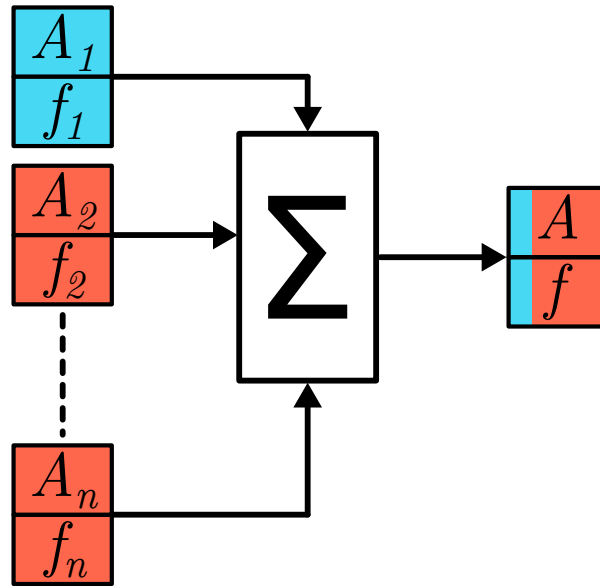


Figure 3.4: Représentation du concept d'harmoniques en schéma bloc

La Figure 3.5 représente un exemple d'une tension AC dans le domaine temporelle avec son décomposition, où le fondamentale, 3^{ème}, 5^{ème}, et 7^{ème} harmoniques sont présentés aussi.

Il est remarquable que les harmoniques sont des tensions sinusoïdales pures différentes du fondamental en fréquence et en amplitude. Ce qui produit une tension déformée aux bornes de la charge non linéaire.

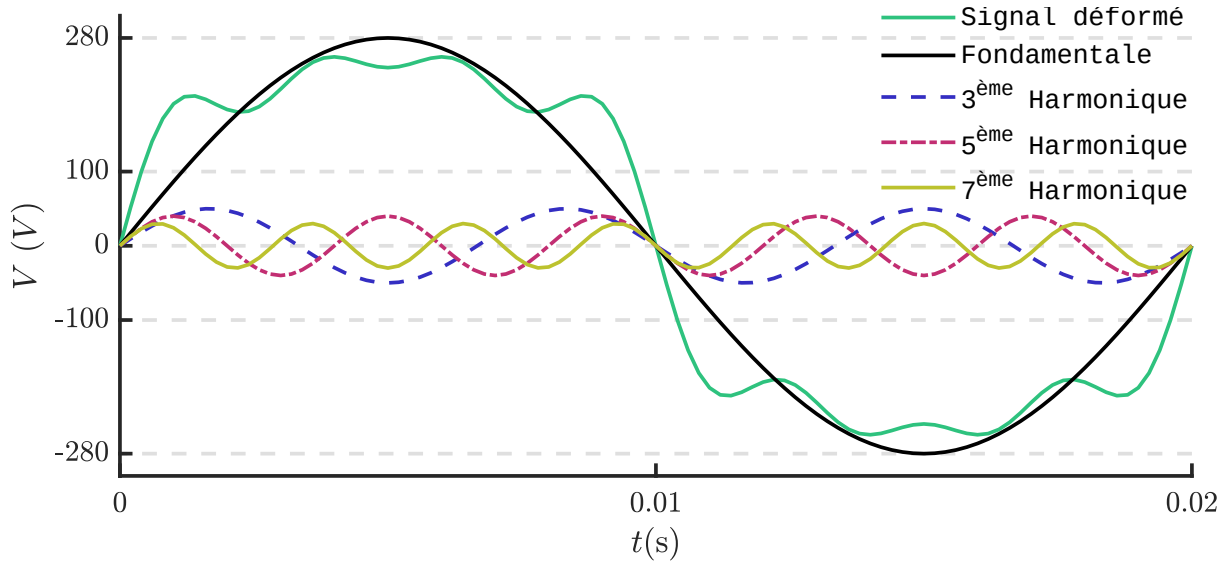


Figure 3.5: Tension AC dans le domaine temporelle avec son décomposition

3.3.2 Distorsion harmonique totale (THD)

a) **Pourcentage d'harmoniques individuelles** : Le taux harmonique individuel est défini différemment selon les organisations. Il sera soit :

CIGRE : La valeur efficace d'une harmonique particulière A_n exprimée par rapport à la fondamentale A_1 en pourcentage comme suit :

$$A_n(\%) = \frac{A_n}{A_1} \quad (3.12)$$

CEI : Le rapport entre la valeur efficace d'un harmonique de rang n est la valeur efficace du signal :

$$A_n(\%) = \frac{A_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (A_n)^2}} \quad (3.13)$$

Ce concept est utilisé pour une représentation graphique des harmoniques connue sous le nom de spectre harmoniques, où la décomposition d'un signal déformé peut être facilement analysée ; comme le montre la Figure 3.6, avec une présentation de “inter” et “infra” harmoniques.

Inter harmoniques, ce sont des composantes sinusoïdales d'une grandeur qui ne sont pas des fréquences multiples entières de celle du fondamental. Et le infra harmoniques, ce sont des composantes qui ont des fréquences inférieures à celle du fondamental. Lorsque le signal est périodique, seules les harmoniques sont présentes.

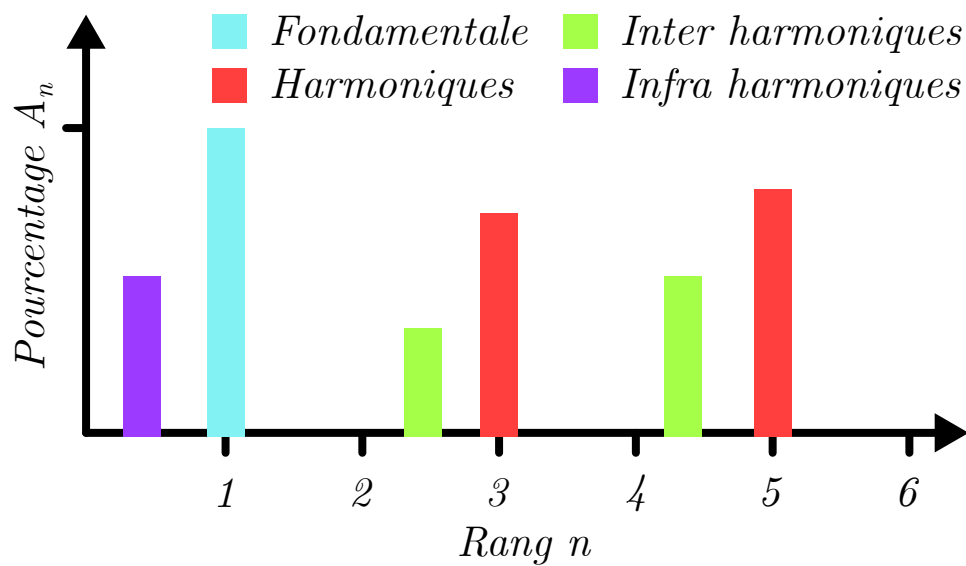


Figure 3.6: L'ordre et le pourcentage des harmoniques

Les harmoniques représentent les multiples entiers de la fréquence fondamentale, chacune ayant une amplitude et une phase spécifiques. Ces composantes harmoniques sont responsables de la déformation de la forme d'onde périodique, permettant ainsi l'analyse et la synthèse des signaux périodiques dans le domaine temporel ou fréquentiel.

La Figure 3.7 donne un exemple numérique de l'ordre et du pourcentage des harmoniques de la Figure 3.5 en utilisant le concept du spectre harmoniques.

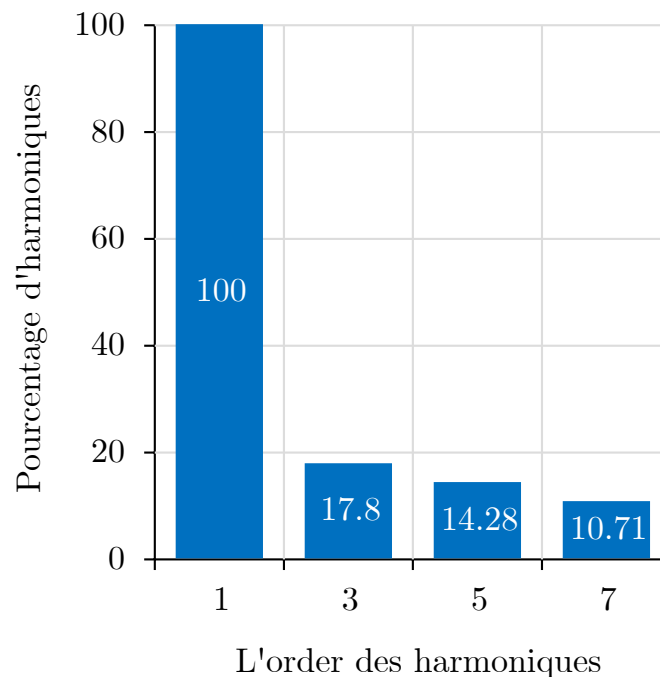


Figure 3.7: Application numérique de l'ordre et du pourcentage des harmoniques

b) Distorsion harmonique totale : THD signifie “Total Harmonic Distortion” en anglais. Il s’agit d’une mesure de la qualité de la forme d’onde d’une tension ou d’un courant électrique AC. Selon CIGRE et CEI, le THD d’une tension ou d’un courant doit être maintenu à un niveau acceptable pour garantir un fonctionnement fiable des équipements électriques et éviter les effets négatifs sur les réseaux électriques. Les niveaux de THD recommandés dépendent des applications et des utilisations spécifiques.

Le THD peut être défini mathématiquement comme suit :

CIGRE : Le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental comme suit :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (A_n)^2}}{A_1} \quad (3.14)$$

en appliquant sur la Figure 3.7, on trouve le $THD = 25.21\%$

CEI : Le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle de la grandeur alternative comme suit :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (A_n)^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (A_n)^2}} \quad (3.15)$$

en appliquant sur la Figure 3.7, on trouve le $THD = 24.44\%$

3.3.3 Formulation du THD pour les onduleurs multi-niveaux

L’analyse de Fourier est utilisée pour formuler l’expression du THD des onduleurs multi-niveaux. Tout d’abord, la forme d’onde V_{kM} est proposée avec ℓ angles de commutation par quart de la période et N niveaux, comme le montre la Figure 3.8.

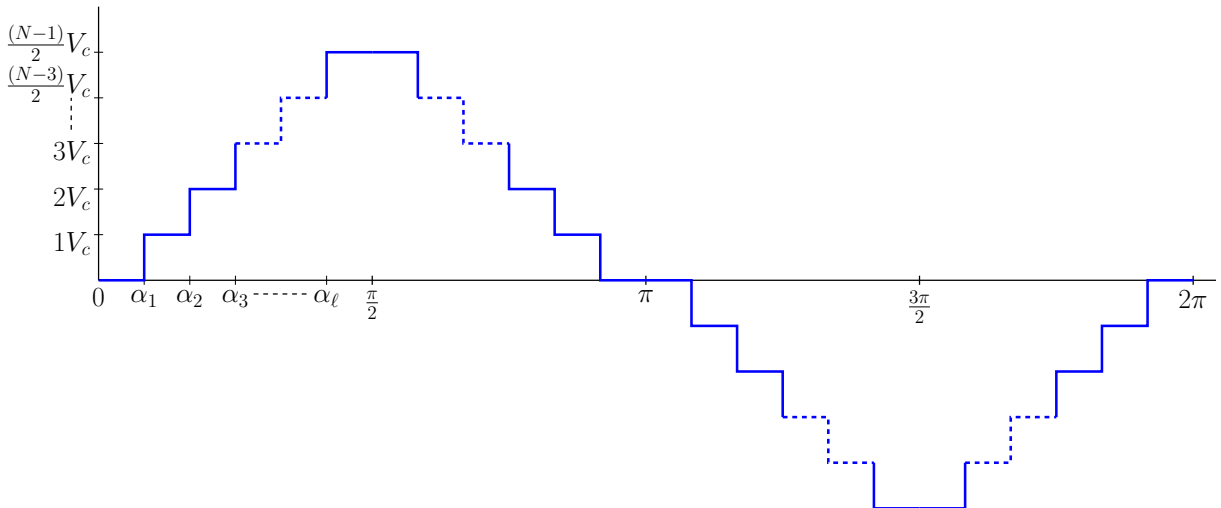


Figure 3.8: Forme d’onde V_{kM} pour un onduleur à N niveaux et ℓ angles de commutation

où V_c c’est la tension d’un seul niveau exprimée en fonction du niveau N et de la

tension totale E_s à l'entrée de l'onduleur par la relation suivante :

$$V_c = \frac{E_s}{N-1} \quad (3.16)$$

Une considération pour les harmoniques de troisième ordre et les harmoniques d'ordre pair est prise en compte pour la forme de tension proposée V_{kM} :

1- Dans le système triphasé, la troisième harmonique et ses multiples ($3f_1, 9f_1, 15f_1, 21f_1, \dots$ etc) sont annulés. Les harmoniques triplènes sont annulées en raison de la nature équilibrée du système triphasé. Dans un système équilibré, les tensions de phase et les courants ont des magnitudes égales et sont séparés de 120 degrés. Cela signifie que la somme des formes d'onde de tension et de courant sur une cycle est nulle, annulant ainsi les harmoniques triplènes. C'est pourquoi les systèmes triphasés sont considérés comme étant plus efficaces et présentant des niveaux d'harmoniques inférieurs par rapport aux systèmes monophasés.

2- Les harmoniques paires ($2f_1, 4f_1, 6f_1, 8f_1, 10f_1, \dots$ etc.) sont éliminées grâce à la symétrie de la forme d'onde V_{kM} . Dans une forme d'onde symétrique, les parties positives et négatives de la forme d'onde sont des images miroir l'une de l'autre. Cela signifie que les coefficients des harmoniques pairs dans la série de Fourier ont des magnitudes égales mais de signe opposées, en résultent leur somme est nulle. L'absence des harmoniques pairs dans la représentation de série de Fourier d'une forme d'onde symétrique est une conséquence de la symétrie de la forme d'onde.

En appliquant la série de Fourier sur le signal de la Figure 3.8, on obtient :

$$V_{kM}(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(\omega_n t) + b_n \sin(\omega_n t) \quad (3.17)$$

Avec, a_0 est la valeur moyenne de V_{kM} et a_n (b_n) est le coefficient de la série de Fourier associé à la composante cosinusoidale (sinusoidale) de fréquence n fois la fréquence du fondamental de la forme d'onde périodique.

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{kM}(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T V_{kM}(t) \cos(\omega_n t) dt \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T V_{kM}(t) \sin(\omega_n t) dt \end{aligned}$$

La fonction de V_{kM} est impaire, alors :

$$\begin{aligned} a_0 &= 0 \\ a_n &= 0 \\ b_n &= \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_{kM}(t) \sin(\omega_n t) dt \end{aligned}$$

et l'expression de V_{AM} dans (3.17) devient :

$$V_{kM}(t) = \sum_{n=1,5,7,\dots}^{\infty} b_n \sin(2\pi n f_1 t) \quad (3.18)$$

où :

$$b_n = \frac{4V_c}{\pi n} \sum_{i=1}^{\ell} \lambda_i \cos(n\alpha_i) \quad (3.19)$$

et

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_{\ell} < \frac{\pi}{2} \quad (3.20)$$

Dans le Tableau 3.1, les valeurs de λ_i pour le profil de la tension proposées sont présentées pour chaque niveau et pour un nombre différent d'angles de commutation. D'autre part, les expressions de b_n sont présentées dans le Tableau 3.2.

Tableau 3.1: Les valeurs de λ_i pour différents niveaux

N-niveaux	ℓ -angles de commutation	λ_i
3	2	[1,-1]
	3	[1,-1,1]
	4	[1,-1,1,-1]
	5	[1,-1,1,-1,1]
5	2	[1,1]
	3	[1,1,-1]
	4	[1,1,-1,-1]
	5	[1,1,-1,-1,1]
7	3	[1,1,1]
	4	[1,1,1,-1]
	5	[1,1,1,-1,-1]
9	4	[1,1,1,1]
	5	[1,1,1,1,-1]

Tableau 3.2: Les expression de b_n pour les différents niveaux (3, 5, 7 et 9)

N-niveaux	m taux de modulation	ℓ	$b_n = \frac{4V_c}{n\pi} \times [\dots]$
3	$\frac{V_d}{V_c}$	2	$\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2)$
		3	$\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3)$
		4	$\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) - \cos(n\alpha_4)$
		5	$\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) - \cos(n\alpha_4) + \cos(n\alpha_5)$
5	$\frac{V_d}{2V_c}$	2	$\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2)$
		3	$\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3)$
		4	$\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3) - \cos(n\alpha_4)$
		5	$\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3) - \cos(n\alpha_4) + \cos(n\alpha_5)$
7	$\frac{V_d}{3V_c}$	3	$\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3)$
		4	$\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) - \cos(n\alpha_4)$
		5	$\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) - \cos(n\alpha_4) - \cos(n\alpha_5)$
9	$\frac{V_d}{4V_c}$	4	$\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) + \cos(n\alpha_4)$
		5	$\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) + \cos(n\alpha_4) - \cos(n\alpha_5)$

Un point important pour la mise en œuvre de (3.20) dans l'optimisation est d'avoir un délai minimum entre deux angles de commutation successifs, comme indiqué dans (3.21), afin d'éviter qu'ils soient égaux et de permettre la commutation (retards d'amorçage et de blocage des interrupteurs). Cela rend la procédure plus réaliste qu'une simple optimisation mathématique.

$$\begin{cases} \alpha_2 - \alpha_1 \geq \varepsilon \\ \alpha_3 - \alpha_2 \geq \varepsilon \\ \vdots \\ \frac{\pi}{2} - \alpha_\ell \geq \varepsilon \end{cases} \quad (3.21)$$

La composante fondamentale b_1 est fixée à la valeur désirée V_d , elle est formulée dans (3.22), avec $M = f(m)$, et m est le taux de modulation donné dans (3.23).

$$\sum_{i=1}^{\ell} \lambda_i \cos(\alpha_i) - M = 0 \quad (3.22)$$

$$m = \frac{2V_d}{(N-1)V_c} \quad (3.23)$$

Enfin, selon la norme 61000-4-3 relative à la qualité de l'énergie, les harmoniques à éliminer sont limitées à 50. Cette exigence est reflétée dans l'expression à optimiser du

THD, définie dans (3.24).

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=5,7,11\dots}^{49} b_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1,5,7,11\dots}^{49} b_n^2}} \quad (3.24)$$

3.3.4 Optimisation du THD avec l'algorithme génétique

Les résultats de cette section sont obtenus par l'optimisation de la fonction objective définie dans (3.24) sous les contraintes d'inégalité (3.20) et d'égalité (3.22) en utilisant l'AG.

L'algorithme s'exécute 25 fois pour chaque taux de modulation m afin d'éviter les minima locaux, et à la fin, la solution correspondante à la plus petite valeur du THD est sélectionnée. Le taux de modulation m varie entre 0,1 à 1 avec un pas de 0,01. Les paramètres de l'AG utilisés dans cette étude sont indiqués dans le Tableau 3.3, où la méthode d'essai et d'erreur est utilisée pour obtenir ces paramètres.

Tableau 3.3: Les principaux paramètres de l'algorithme génétique utilisé dans cette étude

Paramètres	Valeurs
Taille de la population N_p	50
Pourcentage de croisement P_c	80%
Pourcentage de mutation P_m	20%
Générations	100×nombre de variables

Les résultats de l'optimisation du THD à l'aide de l'AG pour un onduleur à trois, cinq, sept et neuf niveaux pour plusieurs angles de commutation (2, 3, 4 et 5) et taux de modulation sont présentés dans les paragraphes suivants.

Pour la vérification de la tension du fondamental V_1 et la valeur de tension désirée V_d , nous considérons que l'onduleur est alimenté par une tension continue et constante E_s de 800V.

a) Onduleur à trois niveaux (N=3) : Pour cette topologie, d'après le Tableau 3.2 l'expression de la tension désirée $V_d = mV_c$, et quatre cas ($\ell = 2, 3, 4$, et 5) sont étudiées. Les valeurs du THD(%) et les angles de commutation α_i pour différents valeurs de m et ℓ sont présenté sur les Figures. (3.9a, 3.9c, 3.9e et 3.9g) et les Figures. (3.9b, 3.9d, 3.9f et 3.9h).

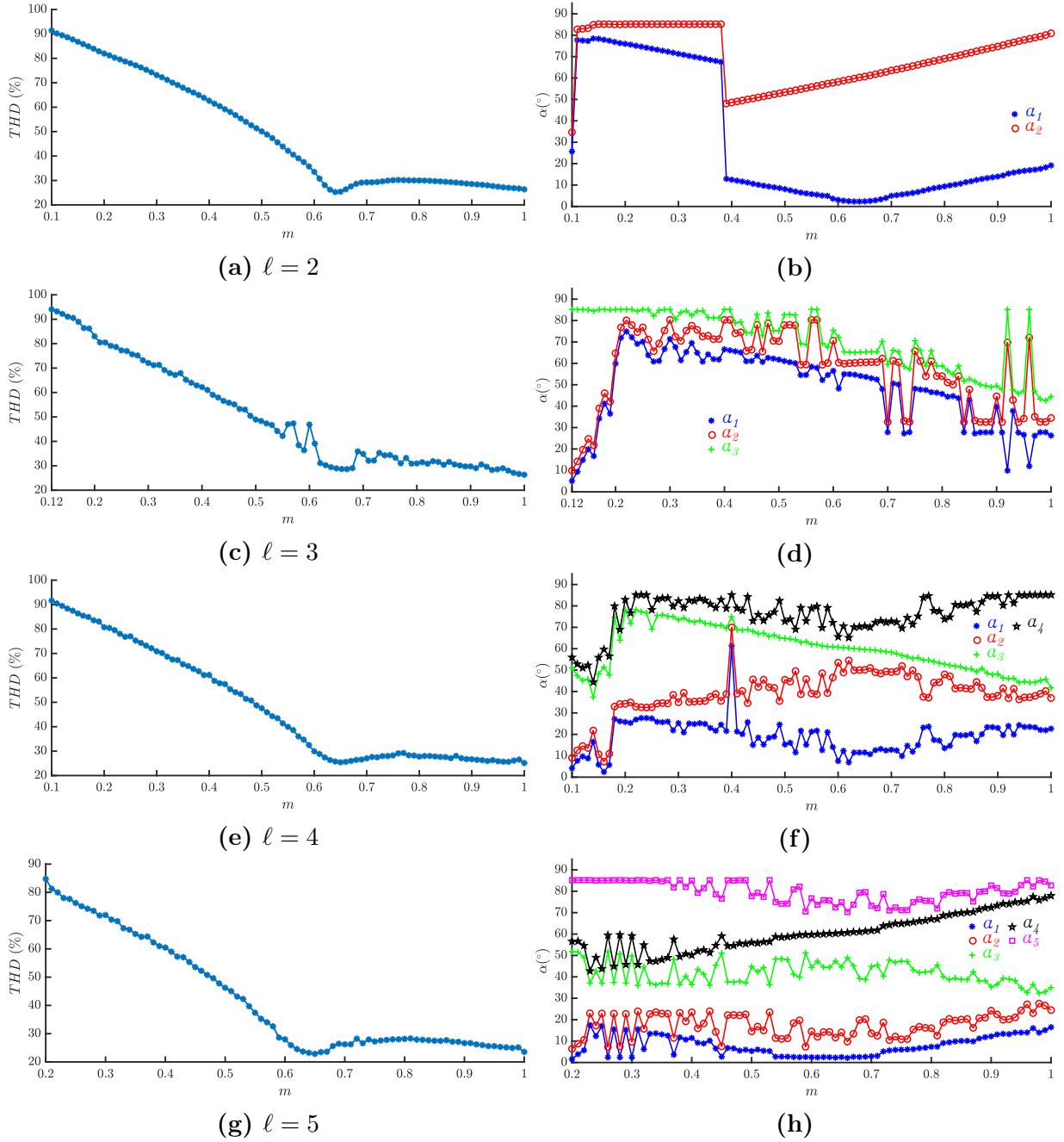


Figure 3.9: Résultats de l'OTHD pour $N = 3$, (a, c, e, g) $THD(\%)$ (b, d, f, h) $\alpha_i(^{\circ})$

L'évolution du fondamental V_1 obtenue par l'OTHD ainsi que la valeur désirée V_d en fonction de m sont sur la Figure 3.10. Dans ce cas, l'optimisation n'admet que des solutions pour $m \geq 0.12$ et $m \geq 0.2$ pour le cas du $\ell = 3$ et $\ell = 5$, respectivement. Afin de confirmer la validité des solutions obtenues, la tension V_{AM} et la tension simple de la phase V_{AN} ainsi que son spectre harmoniques sont illustrés sur la Figure 3.11, pour le cas d'onduleur à trois niveaux ($\ell = 5$ et $m = 0.7$).

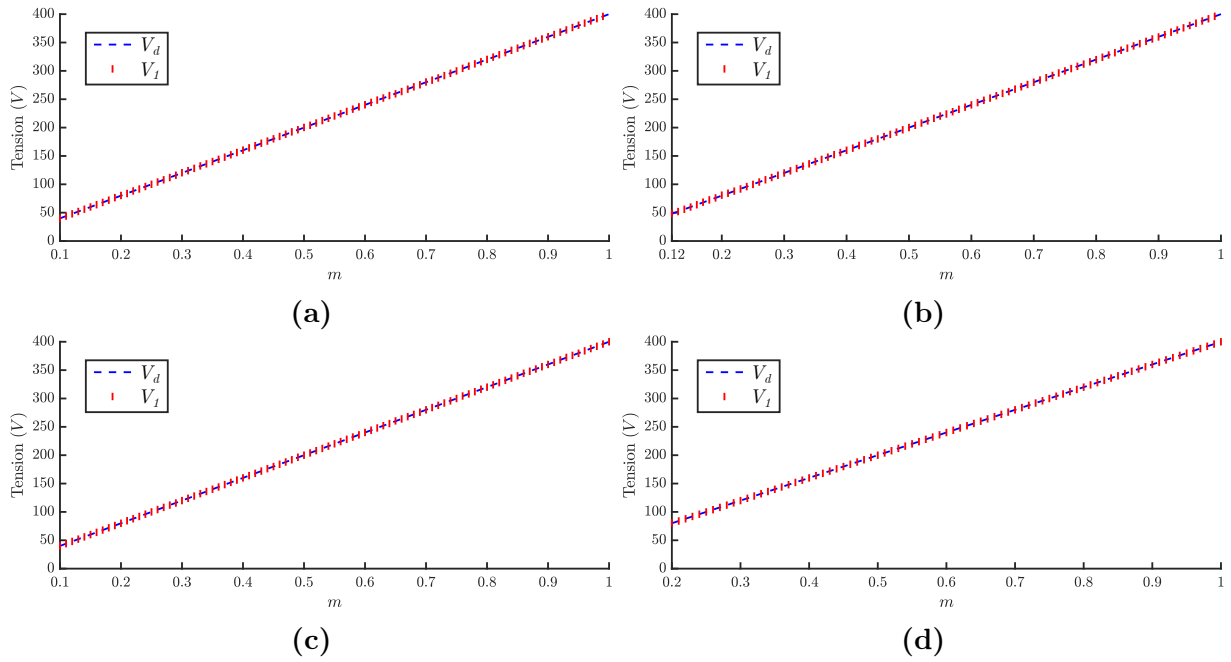


Figure 3.10: La tension du fondamental V_1 obtenu par l'OTHD et la valeur désirée V_d pour $N = 3$ (a) $\ell = 2$ (b) $\ell = 3$, (c) $\ell = 4$ (d) $\ell = 5$

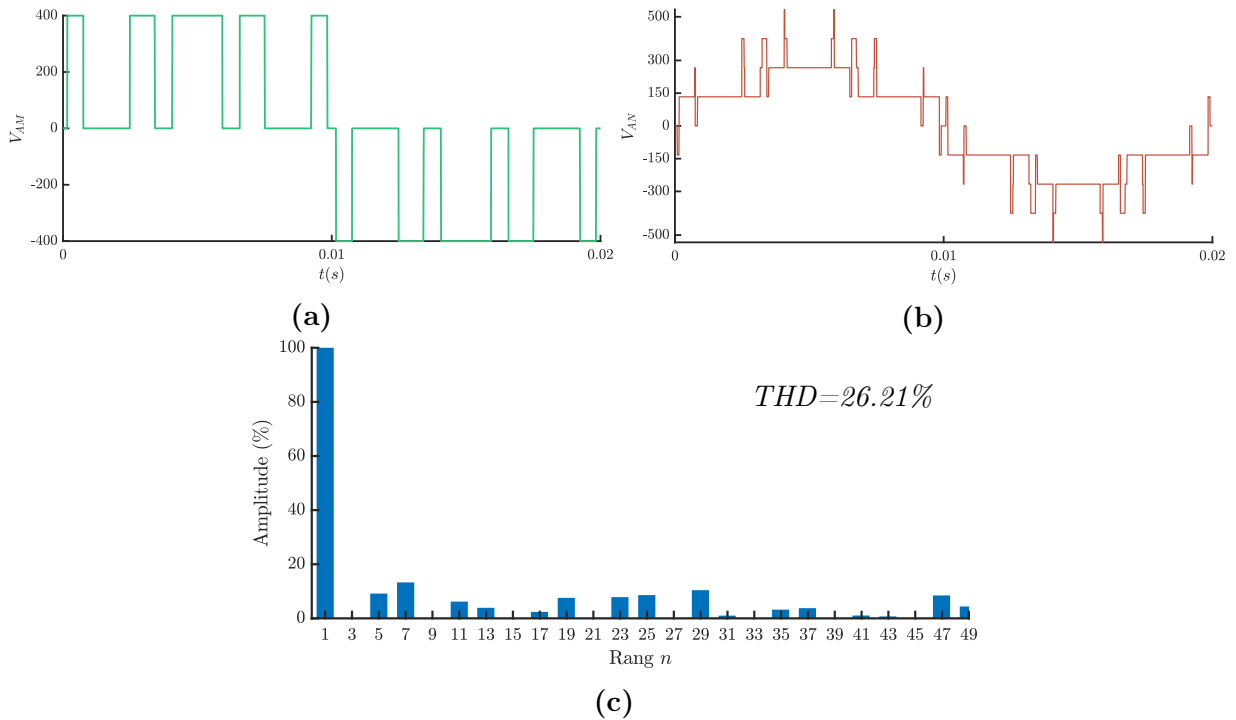


Figure 3.11: (a) Tension du bras V_{AM} , (b) tension simple V_{AN} et (c) son spectre harmonique $FFT(V_{AN})$ pour $N = 3$, $\ell = 5$ et $m = 0.7$

b) Onduleur à cinq niveaux (N=5) : Pour cet onduleur, la tension désirée est $V_d = 2mV_c$, et quatre cas d'étude sont effectués ($\ell = 2, 3, 4$, et 5). Les Figures. (3.12a,

3.12c, 3.12e et 3.12g) présentent les valeurs du THD(%) et les angles de commutation correspondant aux Figures. (3.12b, 3.12d, 3.12f et 3.12h). Les valeurs de m dans ce cas, doit être supérieure ou égale 0.17 pour $\ell = 2$ et 0.22 pour $\ell = 3$.

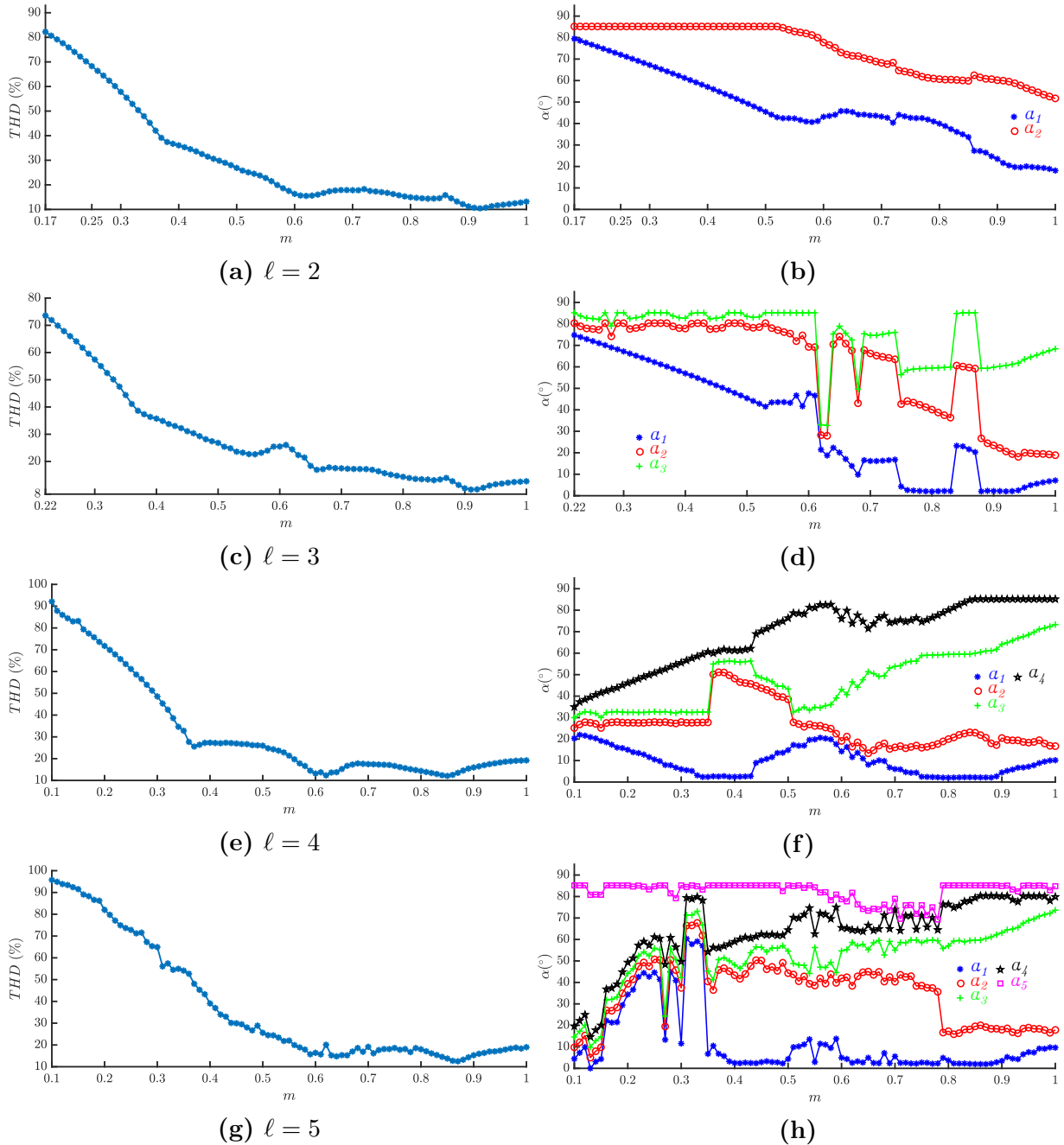


Figure 3.12: Résultats de l'OTHd pour $N = 5$, (a, c, e, g) $THD(\%)$ (b, d, f, h) $\alpha_i(^{\circ})$

La validation de ces résultats par comparaison entre la valeur désirée V_d et la tension du fondamental V_1 est donnée par la Figure 3.13. La reconstitution de la tension simple pour $N = 5, \ell = 3$ et $m = 0.9$ permet d'avoir les signaux de la Figure 3.14.

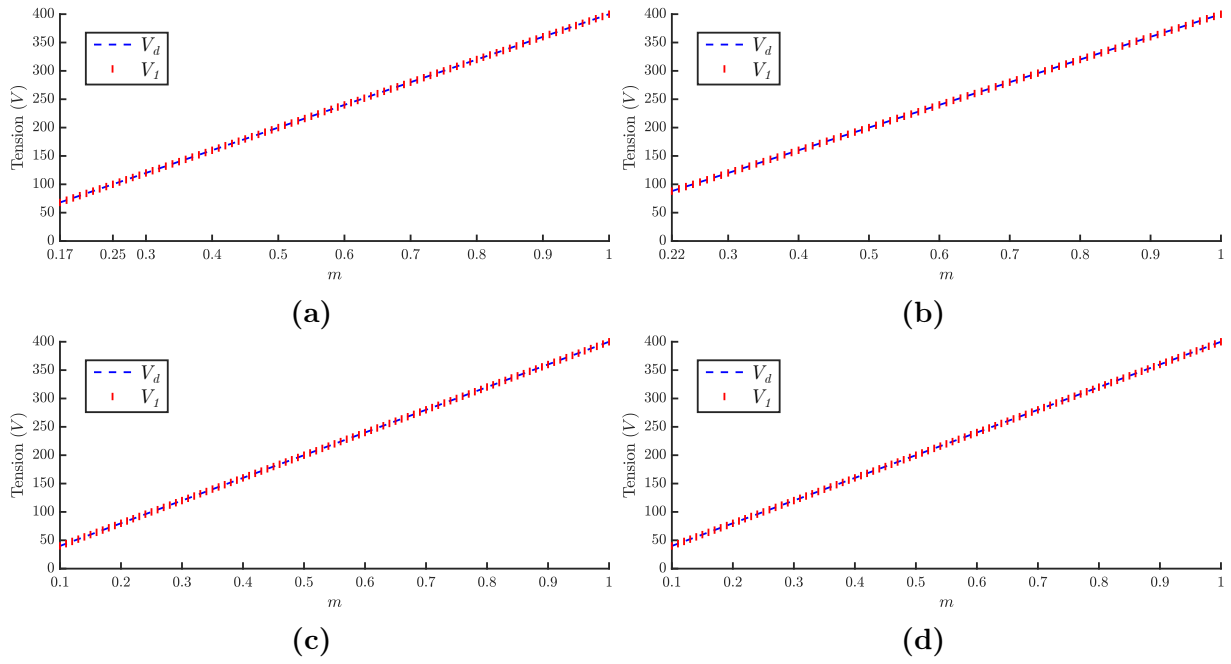


Figure 3.13: La tension du fondamental V_1 obtenu par l'OTHD et la valeur désirée V_d pour $N = 5$ (a) $\ell = 2$ (b) $\ell = 3$, (c) $\ell = 4$ (d) $\ell = 5$.

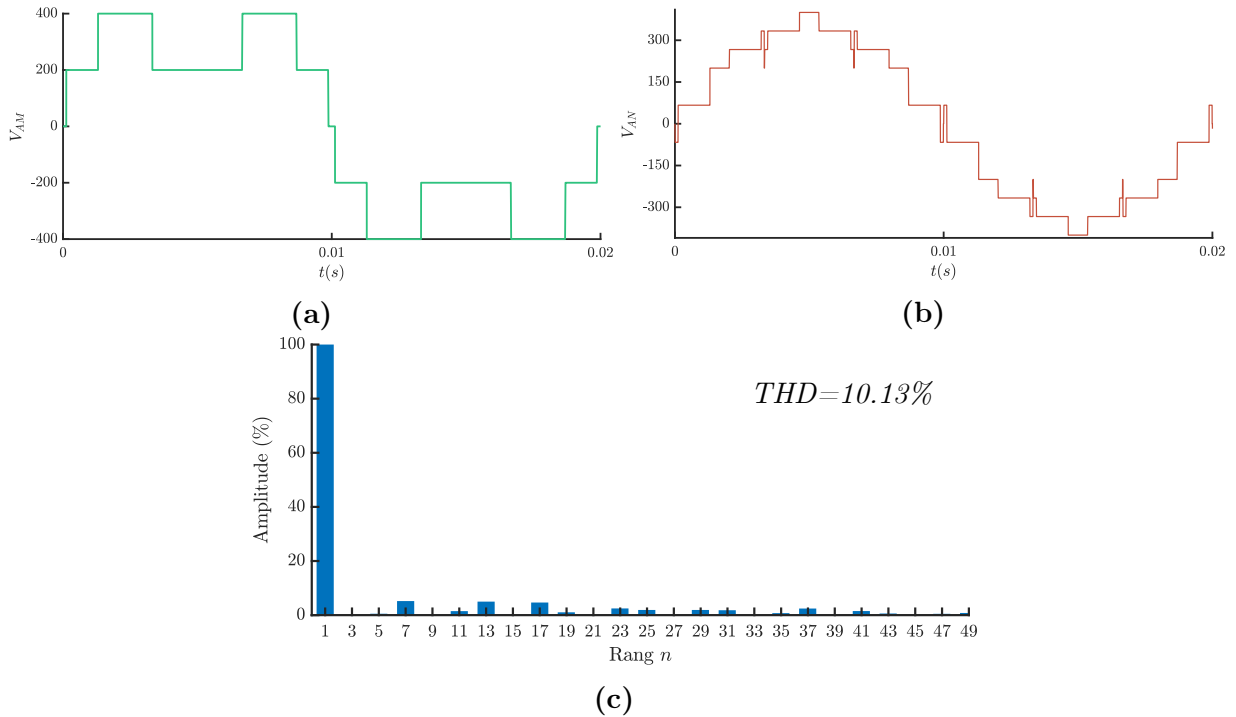


Figure 3.14: (a) Tension du bras V_{AM} , (b) tension simple V_{AN} et (c) son spectre harmonique $FFT(V_{AN})$ pour $N = 5$, $\ell = 3$ et $m = 0.9$

c) Onduleur à sept niveaux (N=7) : Le taux de modulation est défini comme

suit : $m = \frac{V_d}{3V_c}$, ce qui donne l'expression de la tension désirée $V_d = 3mV_c$, et trois cas d'étude sont présentés pour cette topologie ($\ell = 3, 4$, et 5). Les Figures. (3.15a, 3.15c et 3.15e) présentent les valeurs du THD(%) et les angles de commutation correspondant sur les Figures. (3.15b, 3.15d et 3.15f). Les valeurs de m dans ce cas doit être supérieure ou égale 0.21 pour $\ell = 3$, 0.28 pour $\ell = 4$ et 0.32 pour $\ell = 5$.

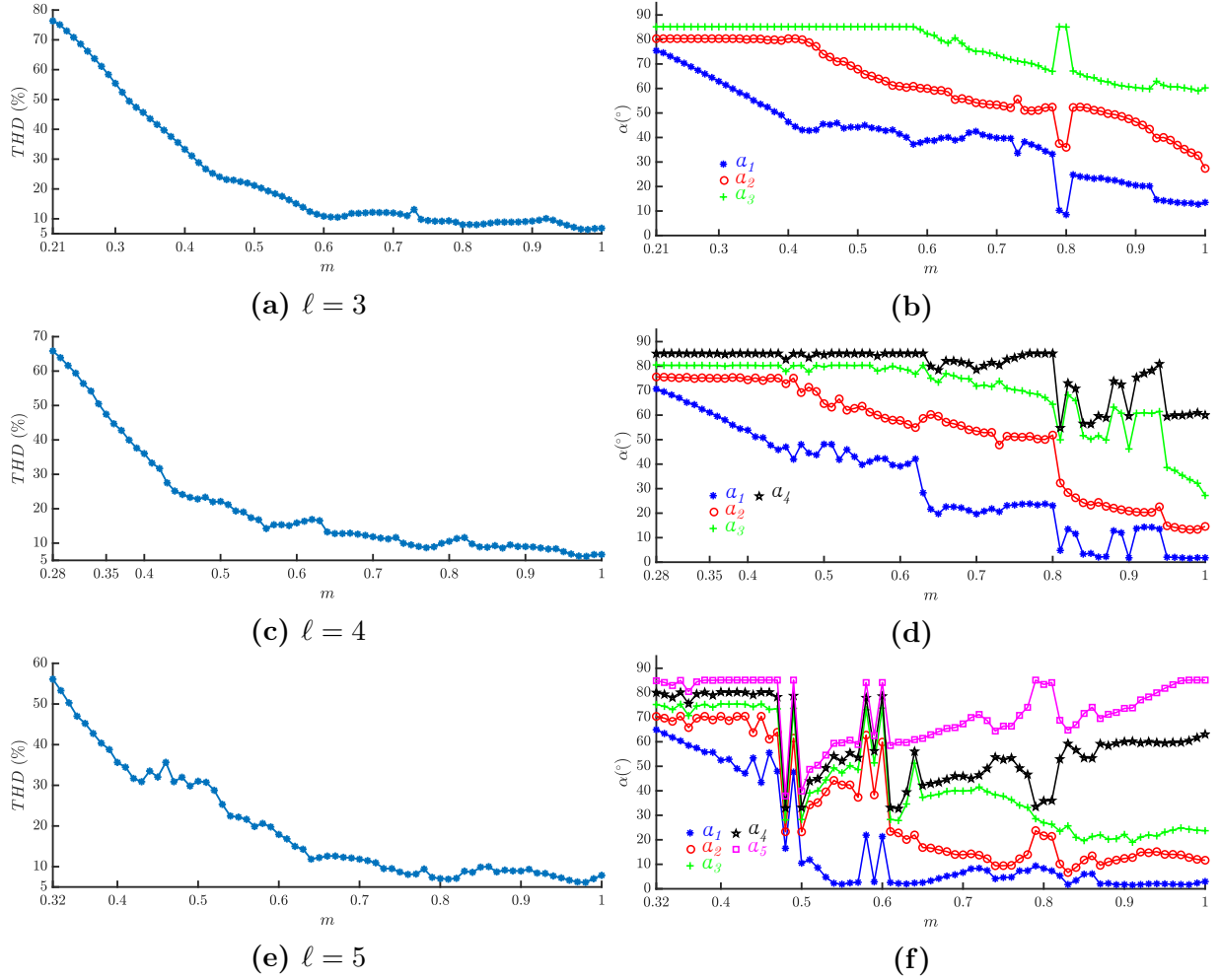


Figure 3.15: Résultats de l'OTHD pour $N = 7$, (a, c, e) $THD(\%)$ (b, d, f) $\alpha_i(^{\circ})$

Pour la validation des résultats, l'évolution de la composante fondamentale V_1 obtenu par l'OTHD et la valeur désirée V_d en fonction du taux de modulation m sont présentés sur la Figure 3.16. Afin de confirmer la validité des solutions obtenues dans les Figures. 3.15 et 3.16 un test est effectué pour $N = 7, \ell = 3, m = 0.8$; la tension du bras V_{AM} et la tension simple de la phase V_{AN} ainsi que son spectre harmonique sont illustrés sur la Figure 3.17.

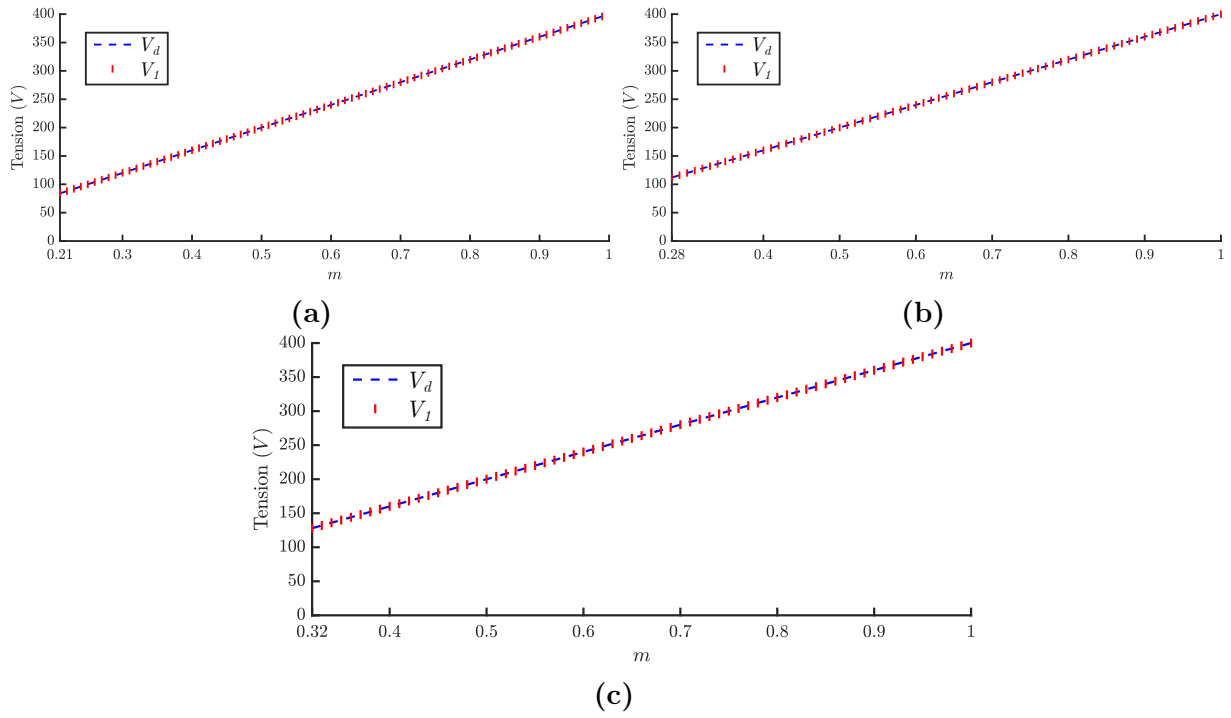


Figure 3.16: La tension du fondamental V_1 obtenu par l'OTHD et la valeur désirée V_d pour $N = 7$ (a) $\ell = 3$ (b) $\ell = 4$, (c) $\ell = 5$.

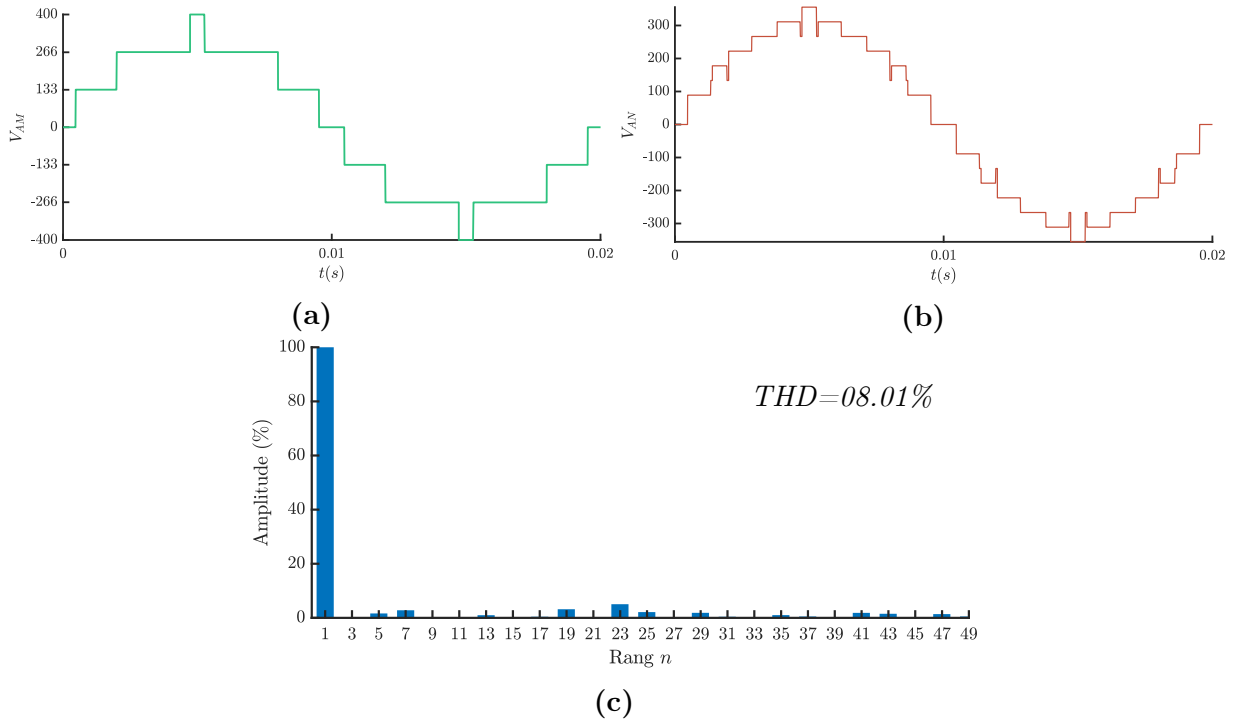


Figure 3.17: (a) Tension du bras V_{AM} , (b) tension simple V_{AN} et (c) son spectre harmonique $FFT(V_{AN})$ pour $N = 7$, $\ell = 3$ et $m = 0.8$

d) Onduleur à neuf niveaux (N=9) : D'après le Tableau 3.2 la tension désirée

est $V_d = 4mV_c$. Deux cas sont étudiés ($\ell = 4$, et 5). Les valeurs du THD(%) et les angles de commutation α_i pour différentes valeurs de m sont présentés respectivement sur les Figures. (3.18a, 3.18c) et les Figures. (3.18b, 3.18d).

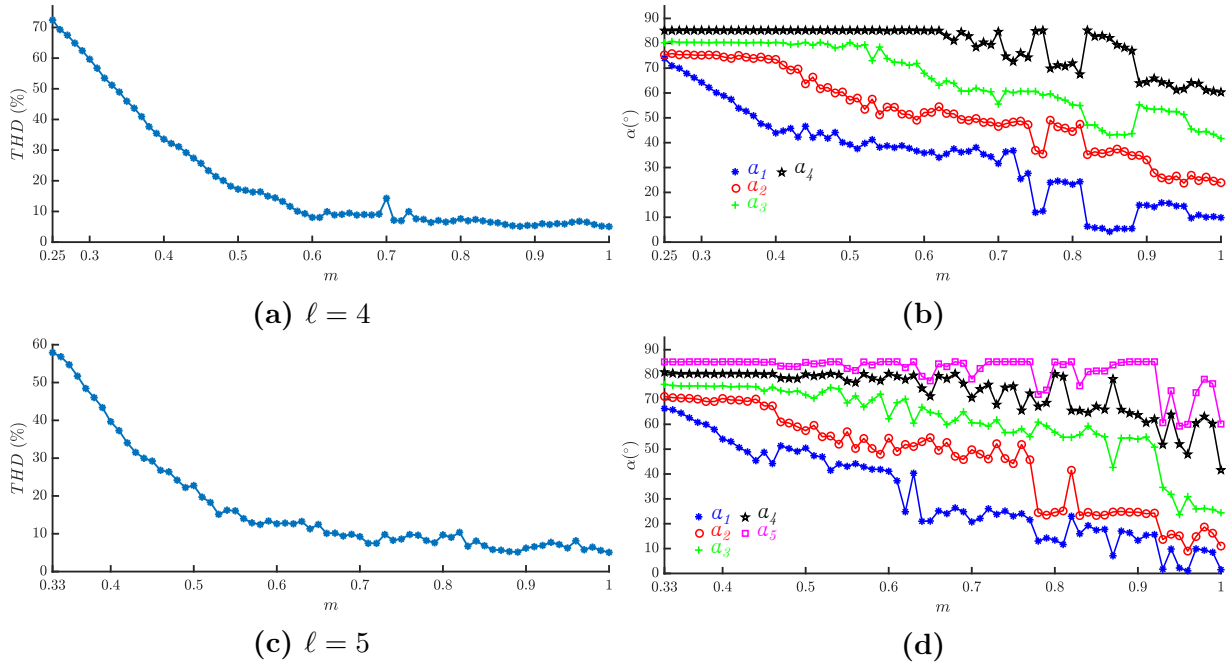


Figure 3.18: Résultats de l'OTHD pour $N = 9$, (a, c) $THD(\%)$ (b, d) $\alpha_i(^{\circ})$

L'évolution du fondamental V_1 générée par l'OTHD et la valeur désirée V_d en fonction de m sont représentés par la Figure 3.19. Les tensions de l'onduleur accompagnées du spectre harmonique pour $N = 9, \ell = 4$ et $m = 0.9$ sont sur la Figure 3.20.

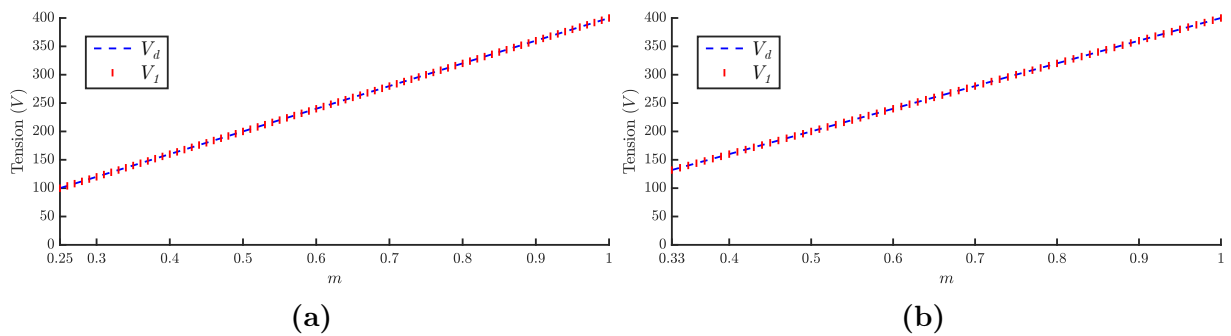


Figure 3.19: La tension du fondamental V_1 obtenu par l'OTHD et la valeur désirée V_d pour $N = 9$ (a) $\ell = 4$ (b) $\ell = 5$

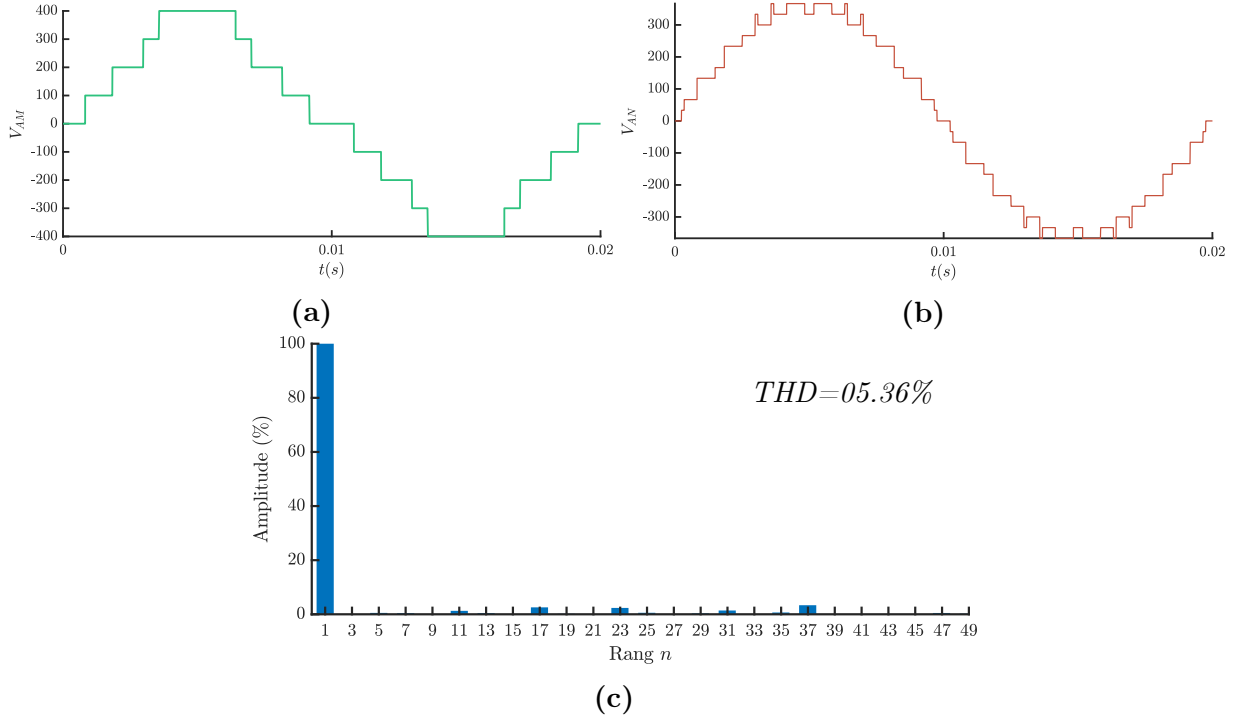


Figure 3.20: (a) Tension du bras V_{AM} , (b) tension simple V_{AN} et (c) son spectre harmonique $FFT(V_{AN})$ pour $N = 9$, $\ell = 4$ et $m = 0.9$

Les caractéristiques du THD sont similaires, même si le nombre d'angles de commutation augmente pour tous les onduleurs étudiés. Cependant, la gamme du taux de modulation devient plus restreinte pour $m \geq 0.6$. D'après les Figures. (3.15, 3.18), il est clair que les valeurs du THD pour les onduleurs à sept et neuf niveaux sont très proches pour m supérieur à 0,6.

Si le nombre d'angles de commutation augmente, la valeur du THD diminue dans la plupart des cas. Sauf pour l'onduleur à cinq niveaux, pour la plage de m supérieure à 0,9. Si le nombre d'angles de commutation est égal à trois, les valeurs de THD sont plus optimisées comparée à deux, quatre ou cinq angles de commutation pour $m = 0.9$, comme le montre la Figure 3.12.

Pour l'onduleur à N niveaux, la valeur du THD est très proche du THD pour $(N - 2)$ niveaux pour le taux de modulation dans la plage $(0, 1 - 0,5)$. Par conséquent, l'utilisation d'un taux de modulation supérieur à 0,5 est préférable lorsque le niveau augmente.

La valeur du THD diminue lorsque le niveau de l'onduleur, le taux de modulation et le nombre d'angles de commutation augmente. Cinq angles de commutation sont le nombre optimal d'angles de commutation pour obtenir une forme d'onde avec un meilleur THD.

L'évolution du fondamental en fonction de m est pratiquement une droite avec une pente unitaire. On en conclut que le fondamental suit parfaitement la référence sinusoïdale pour tous les cas présentés dans cette étude.

Par ailleurs, les tests faits pour les différents cas montrent que le THD calculé par l'OTHD sont les mêmes trouvés par la simulation de l'onduler en utilisant les angles de commutation optimale. Ce qui montre l'efficacité de cette stratégie de commande.

3.3.5 L'optimisation du THD avec l'algorithme de recherche gravitationnelle et PSO

Afin de comparer les résultats de l'OTHD entre les autres algorithmes, les cas suivants sont étudiés :

Cas 01 : Les algorithmes utilisent les mêmes paramètres de l'AG présentés précédemment sur le Tableau 3.3. Les paramètres de ce cas sont présentés comme suit :

- ❶ Le nombre des essais pour chaque point est égal 25 pour chaque algorithme.
- ❷ GSA est effectué avec un nombre d'agents égal à 50 et une itération maximale de $(100 \times \text{nombre de variables})$.
- ❸ PSO est effectué avec un taille de la population (taille de l'essaim) égal à 50 et un nombre maximal d'itérations de $(100 \times \text{nombre de variables})$.

Cas 02 : Les algorithmes sont comparés avec les paramètres présentés comme suit :

- ❶ Le nombre des essais pour chaque point est égal 100 pour chaque algorithme.
- ❷ GSA est effectué avec un nombre d'agents égal à 500 et une itération maximale de 1000.
- ❸ PSO est effectué avec un taille de la population (taille de l'essaim) égal à 500 et un nombre maximal d'itérations de 1000 ; et les même paramètres sont utiliser pour l'AG.

Remarque. Un seul cas d'onduleur est retenu pour la comparaison, où le nombre de niveaux d'onduleur est $N = 3$, et le nombre d'angles de commutation est $\ell = 4$.

Résultats :

Cas 01 : Le Tableau 3.4 présente une comparaison entre L'AG, GSA et PSO en termes de THD et de temps de calcul. PSO obtient la meilleure valeur de THD, tandis que GSA a le temps de calcul le plus rapide. D'autre part, l'AG obtient une valeur de THD qui est soit meilleure que celle de GSA, soit égale à celle de GSA pour le même taux de modulation, et il a un temps de calcul plus court pour $m = 0.8$.

Tableau 3.4: Les performances du GSA par rapport l'AG et PSO pour l'optimisation du THD dans le cas 01

m	Algorithm	α_i	THD(%)	$t(s)$
0.5	AG	[15.24 45.49 64.85 72.78]	47.57	0.9250
	GSA	[9.88 51.08 64.13 66.31]	46.68	0.5010
	PSO	[62.16 64.11 67.45 88.82]	45.12	0.9536
0.6	AG	[7.51 53.47 60.72 65.55]	29.92	1.1595
	GSA	[17.77 42.87 60.32 75.95]	31.46	0.8016
	PSO	[5.38 56.29 60.46 62.50]	27.46	0.9717
0.7	AG	[12.80 49.08 58.35 72.83]	27.04	1.0011
	GSA	[15.75 46.84 57.60 74.65]	28.61	0.5129
	PSO	[6.44 55.99 58.54 65.98]	23.79	0.9713
0.8	AG	[13.53 47.98 52.81 73.80]	27.76	0.6871
	GSA	[19.94 41.73 52.02 79.62]	28.71	0.4955
	PSO	[11.43 51.07 53.29 71.24]	26.09	0.9616
0.9	AG	[22.99 38.06 48.16 84.65]	26.68	1.3931
	GSA	[16.26 45.25 47.24 76.94]	25.35	0.5603
	PSO	[16.49 45.39 47.82 77.25]	25.10	0.9546

Cas 02 : L'optimisation avec GSA donne pour chaque taux de modulation m le vecteur α de quatre angles de commutation comme solution, comme indiqué dans la Figure 3.21b. Pour ces angles, la valeur de THD est présentée dans la Figure 3.21a. Dans le Tableau 3.5, certaines valeurs de THD et α sont présentées pour GSA, l'AG et PSO.

Afin de tester les résultats de l'optimisation, s'ils respectent les contraintes (3.22), en utilisant les angles de commutation trouvés, la sortie souhaitée V_d et la composante fondamentale V_1 sont présentées dans la Figure 3.21c, avec une valeur de V_{DC} utilisée de 800 V.

En comparaison avec l'AG, le GSA présente certains désavantages en termes de temps de calcul pour le problème présenté, comme indiqué dans le Tableau 3.5. Ce tableau met en évidence que le GSA peut nécessiter un temps de calcul plus long que l'AG pour résoudre le problème spécifique abordé.

Cependant, malgré ces désavantages en termes de temps de calcul, le GSA offre un avantage significatif en termes de la valeur obtenue pour THD. Le GSA parvient à fournir une valeur de THD plus optimisée par rapport à l'AG, ce qui conduit à une meilleure qualité de l'onde de sortie ou à une réduction des perturbations électriques.

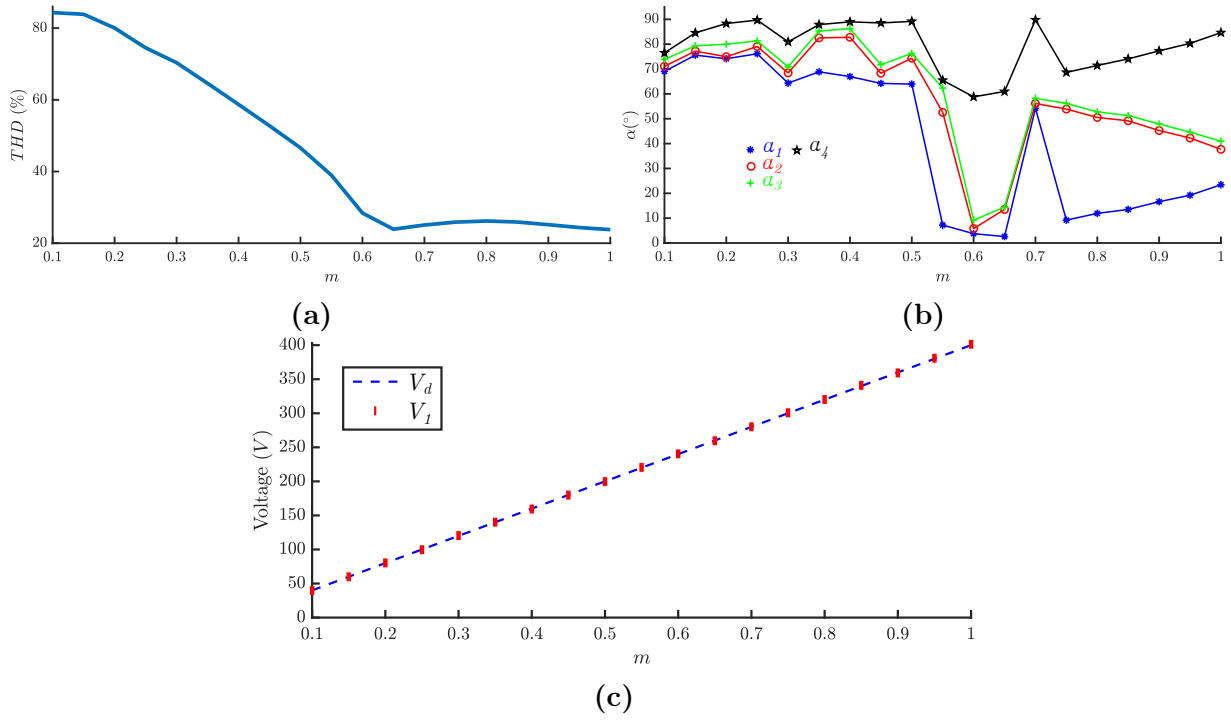


Figure 3.21: (a) THD, (b) angles de commutation α_i et (c) Composante fondamentale par rapport à la tension souhaitée, en utilisant GSA

Ainsi, malgré le temps de calcul potentiellement plus long, le choix du GSA peut être justifié si l'optimisation du THD est une priorité dans le problème considéré. Il est important de prendre en compte ces considérations lors du choix de l'algorithme d'optimisation le mieux adapté en fonction des objectifs spécifiques du problème et des contraintes de temps de calcul.

Tableau 3.5: Les performances du GSA par rapport l'AG et PSO pour l'optimisation du THD dans le cas 02

m	Algorithm	α_i	THD(%)	$t(s)$
0.5	AG	[17.37 43.06 64.84 75.17]	47.13	7.3601
	GSA	[63.94 74.34 76.28 89.17]	46.60	51.0506
	PSO	[62.16 64.11 67.45 88.82]	45.12	23.2313
0.8	AG	[13.76 47.70 52.53 73.84]	27.75	8.2337
	GSA	[11.92 50.52 52.78 71.41]	26.20	52.8524
	PSO	[11.92 50.52 52.78 71.41]	26.19	52.8524

les résultats de l'optimisation indiquent une valeur optimale de THD, par rapport aux contraintes imposées, ce qui fournit des résultats d'optimisation précieux pour l'optimisation de THD en utilisant l'AG, GSA et PSO. Cependant, en se basant sur le théorème No

Free Lunch [27], il a été démontré de manière rationnelle qu'il est impossible de fournir un algorithme pour résoudre tous les problèmes d'optimisation, ce qui explique les bons résultats obtenus par GSA contrairement à l'AG et pour certains taux de modulation et vice versa.

3.3.6 L'implémentation de la MLI basée sur l'OTHD sur FPGA

Le principe de génération des signaux de commande F_{ij} avec *VHDL* est illustré sur la Figure 3.22. Les entrées du circuit logique sont m et l'horloge "clk". Les angles α_i sont stockés dans un "Look Up Table (LUT)" dans la ROM. Les valeurs α_i sont ensuite envoyées au bloc $(\alpha_i - c_i)$, qui convertit les valeurs des angles de degrés($^\circ$) en *std logic*. Ces angles dépendent des valeurs de m . La sortie c_i est un vecteur de valeurs $[c_1, c_2, \dots, c_\ell]$. Ce dernier est comparé à une valeur C_{mk} qui définit la phase ($k = A, B$ ou C) et la fréquence du signal F_{ij} . La sortie du bloc de comparaison donne les signaux F'_{ij} , qui sont envoyées vers le bloc temps mort "Dead-Time" pour gérer le temps mort nécessaire afin d'éviter les problèmes de fermeture simultanée des interrupteurs complémentaires de l'onduleur.

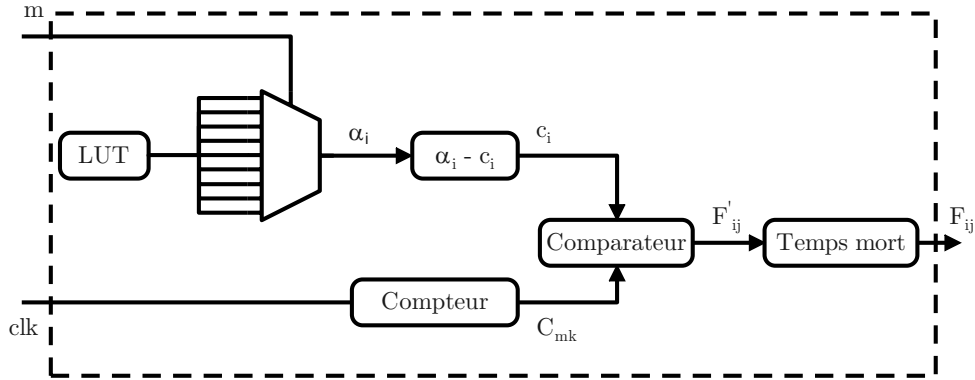


Figure 3.22: Principe de génération des signaux de commande F_{ij} avec *VHDL* à base du OTHD

La Figure 3.23 montre le signal de commande F_{11} et son complémentaire F_{14} fourni par la carte FPGA ; et les signaux F_{11} et F_{12} sont montrés dans la Figure 3.24 pour ($m = 0.8$ et $N = 3$) et différents nombres d'angles de commutation $\ell = 2, 3, 4$ et 5 en utilisant les résultats trouvés par l'AG. D'autre part, pour éviter les courts-circuits, le temps mort a été implémenté dans la conception de F_{ij} comme le montre la Figure 3.25 pour le cas de $\ell = 2$ en utilisant l'AG dans la Figure 3.25a, et $\ell = 4$ en utilisant GSA dans la Figure 3.25b avec $m = 0.8, N = 3$ pour les deux cas.

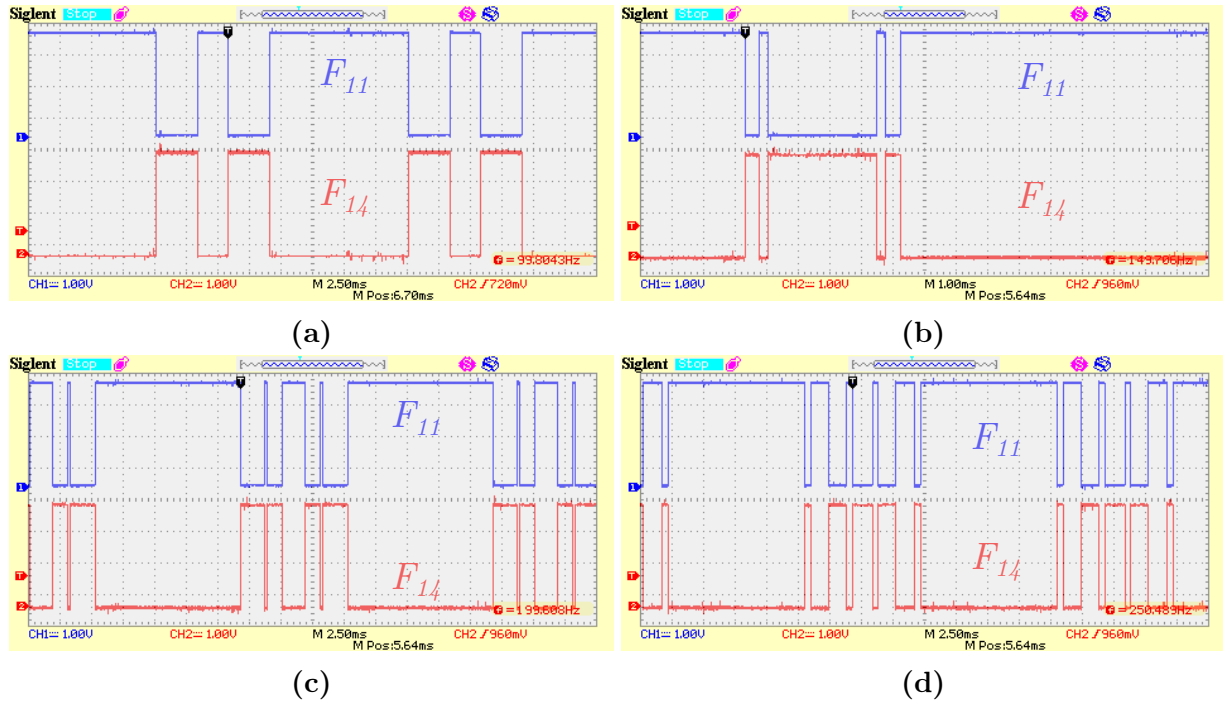


Figure 3.23: Les signaux F_{11} et F_{14} pour $(N = 3, m = 0.8)$ et (a) $\ell = 2$, (b) $\ell = 3$, (c) $\ell = 4$ et (d) $\ell = 5$ en utilisant l'AG

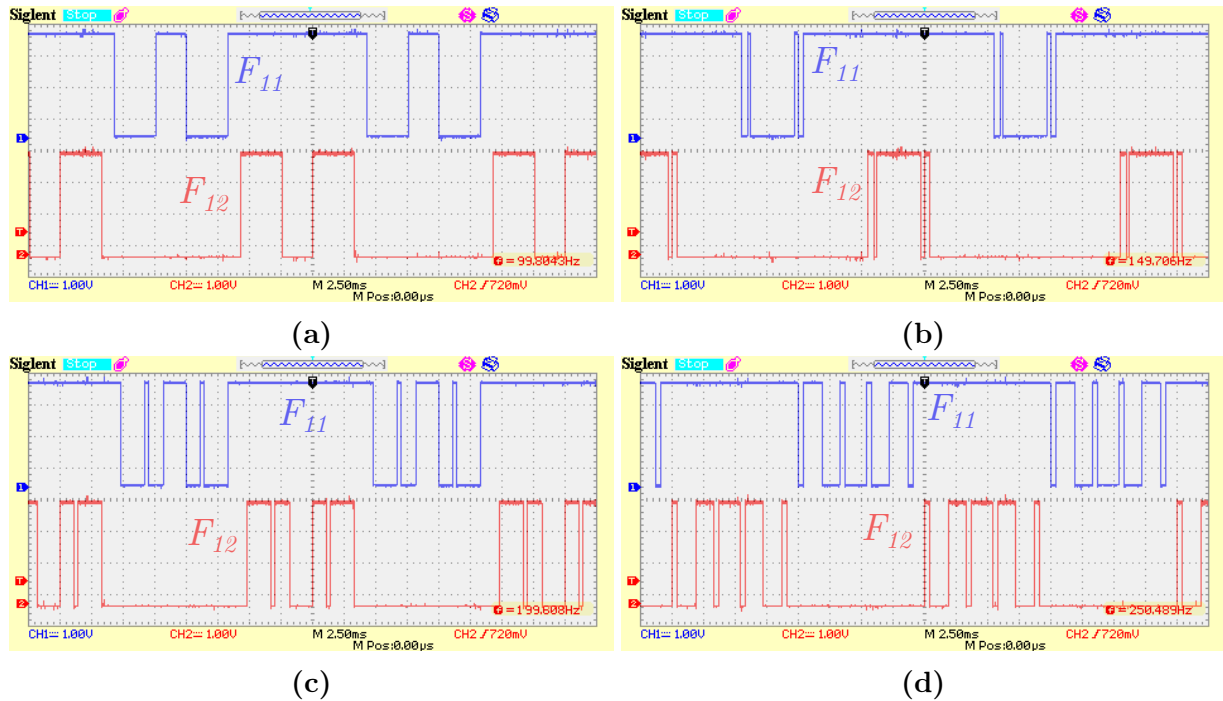


Figure 3.24: Les signaux F_{11} et F_{12} pour $(N = 3, m = 0.8)$ et (a) $\ell = 2$, (b) $\ell = 3$, (c) $\ell = 4$ et (d) $\ell = 5$ en utilisant l'AG

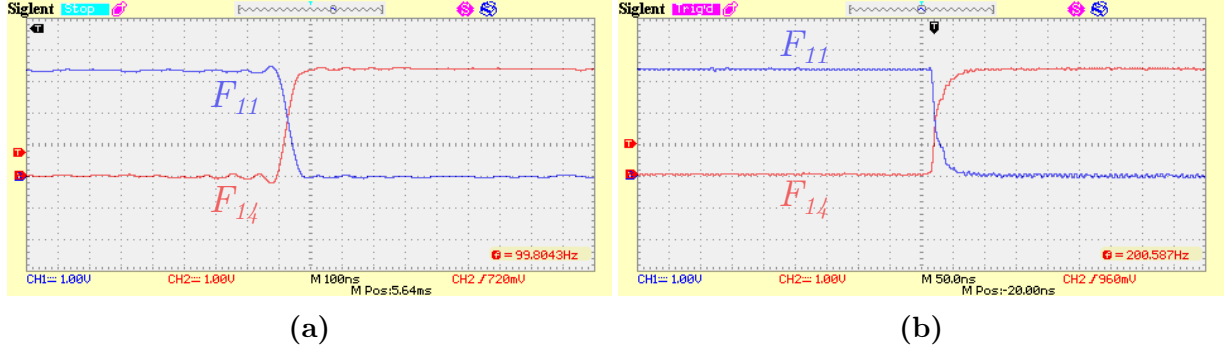


Figure 3.25: L'implémentation du Dead-Time des signaux F_{11} et F_{14} pour $(N = 3, m = 0.8)$ et (a) $\ell = 2$ avec l'AG, (b) $\ell = 4$ avec GSA

3.4 L'implémentation de la stratégie triangulo-sinusoïdale sur FPGA

En anglais “Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)”, est une méthode de commande populaire largement utilisée dans le domaine d'électronique de puissance pour commander les onduleurs. Il possède des avantages comme les faibles pertes de commutation, la sortie a moins d'harmoniques et la méthode est facile à implémenter. Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) est illustré sur la Figure 3.26. Deux signaux sont comparés, le premier est une onde sinusoïdale de fréquence f_r et d'amplitude maximale A_r , où la fréquence fondamentale f_0 de la tension de sortie de l'onduleur est la même que la fréquence f_r . Ce signal est appelé signal de référence. Le deuxième signal est une onde triangulaire de fréquence f_t et d'amplitude maximale A_t , appelée signal porteuse. Lorsque le signal de référence V_{ref} est supérieur au signal porteuse V_{tr} , le signal de commande est égal à 1, sinon il est égal à 0.

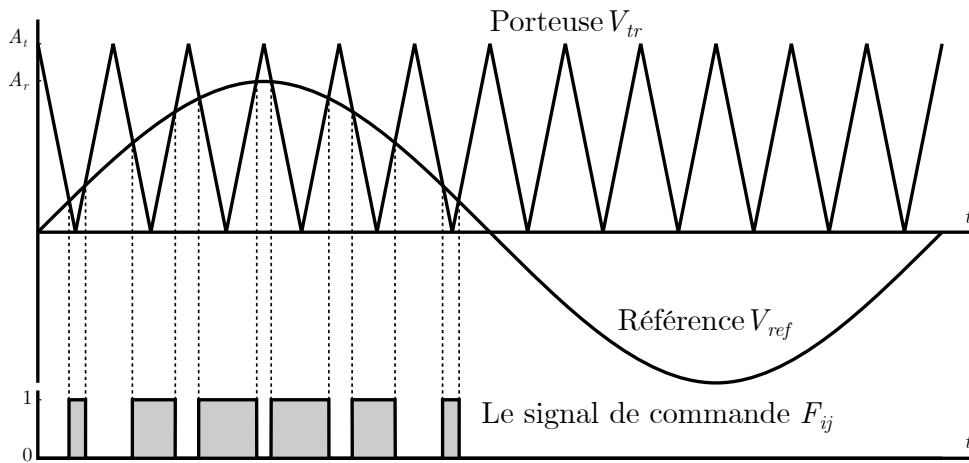


Figure 3.26: Le principe de base de SPWM

La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale possède deux paramètres [103] :

- ❶ L'indice de modulation m_f : c'est le rapport entre la fréquence du signal triangulaire f_t et la fréquence du signal de référence f_r .

$$m_f = \frac{f_t}{f_r} \quad (3.25)$$

- ❷ Le taux de modulation m : c'est le rapport entre la valeur de l'amplitude maximale de l'onde sinusoïdale et la valeur de l'amplitude maximale de l'onde triangulaire.

$$m = \frac{A_r}{A_t} \quad (3.26)$$

Cependant, pour les onduleur multi-niveaux, différent SPWM sont connus, comme “Disposition de phase (PD)”, “Disposition de l'opposition de phase (POD)” et “Opposition et disposition alternative (APOD)” ... etc. Le PD-SPWM est l'une des méthodes la plus utilisée, dans cette stratégie les porteuse ont les même amplitudes, fréquence et phase ; d'où vient sa nom disposition de phase ; mais ayant un décalage verticale différent pour occuper différents niveaux, et ils sont comparés avec un seul signal de référence.

En effet, pour l'onduleur NPC à trois niveaux triphasé, trois signaux de référence sont imposés dans l'équation (3.27), ainsi que deux signaux triangulaires dans l'équation (3.28).

$$\begin{cases} V_{ref1} = A_r \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = A_r \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = A_r \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.27)$$

$$\begin{cases} V_{tr1} = \begin{cases} 2A_t \frac{t}{T_t} & \text{pour } 0 \leq t \leq n\frac{T_t}{2} \\ 2A_t[1 - \frac{t}{T_t}] & \text{pour } n\frac{T_t}{2} \leq t \leq nT_t \end{cases} \\ V_{tr2} = V_{tr1} - A_t \end{cases} \quad (3.28)$$

avec : $\omega = 2\pi f_r$, $T_t = \frac{1}{f_t}$, $n = \text{ceil}(\frac{t}{T_t}) = 1, 2, 3...$

Les étapes pour implémenter cette technique sur un FPGA sont montrées sur la Figure 3.27. Tout d'abord, il faut créer les échantillons d'onde sinusoïdale en utilisant MATLAB, puis stocker ces valeurs dans un LUT située dans la ROM créer par FPGA. Pour générer V_{ref2} et V_{ref3} , la même valeur dans le LUT est décalée dans le temps par $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$. La deuxième étape consiste à créer le signal porteuse. Un compteur “Up/Down” est utilisé, et la paramètre le plus important dans cette étape est de contrôler la fréquence et l'amplitude de la porteuse souhaitée. Cela nécessite un paramètre C_a qui relie la fréquence du FPGA avec la fréquence et l'amplitude de la porteuse pour maintenir les valeurs sou-

haïter de la porteuse. Enfin, les signaux de commande F_{ij} sont générés en comparant la référence et la porteuse, tout en tenant compte de l'implémentation du temps mort.

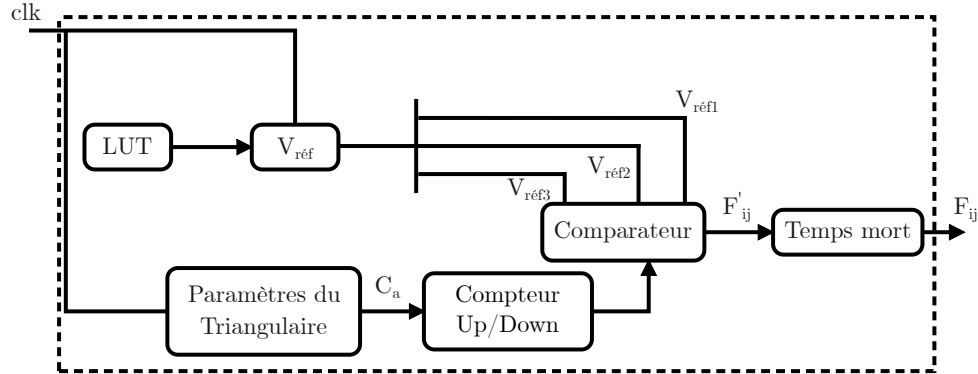


Figure 3.27: Principe de génération des signaux de commande F_{ij} avec VHDL a base du SPWM

Les paramètres utilisés dans la simulation et le banc d'essai expérimental pour le PD-SPWM sont : $f_0 = 50Hz$, $m_f = 21$, $m = 0.8$. Les trois signaux sinusoïdaux et les deux signaux triangulaires créés par VHDL sont représentés sur la Figure 3.28 à l'aide de ModelSim.

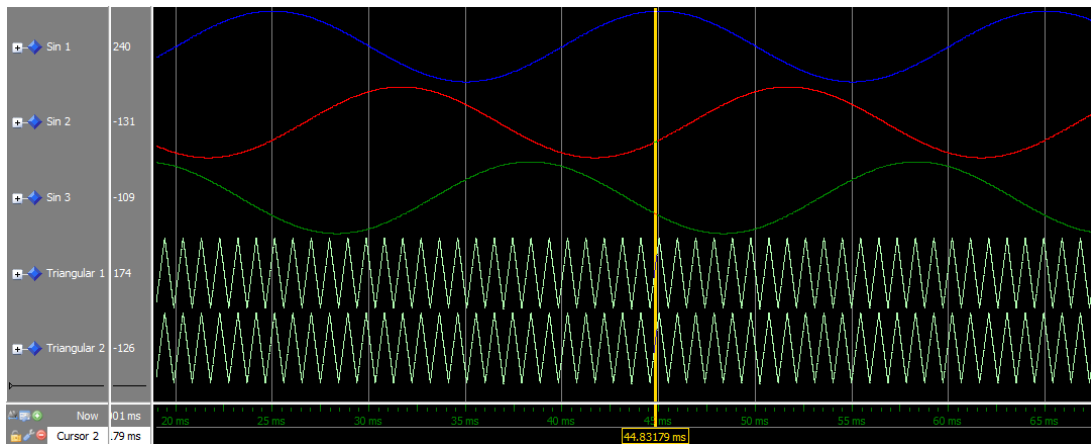


Figure 3.28: Les trois signaux sinusoïdaux et les deux signaux triangulaires créés par VHDL

La Figure 3.29a montre le signal de commande F_{11} et son complémentaire F_{14} fourni par la carte FPGA ; et les signaux F_{11} et F_{12} sont montrés sur la Figure 3.29b. D'autre part, pour éviter les courts-circuits, le temps mort a été implémenté dans la conception de F_{ij} comme le montre la Figure 3.29c.

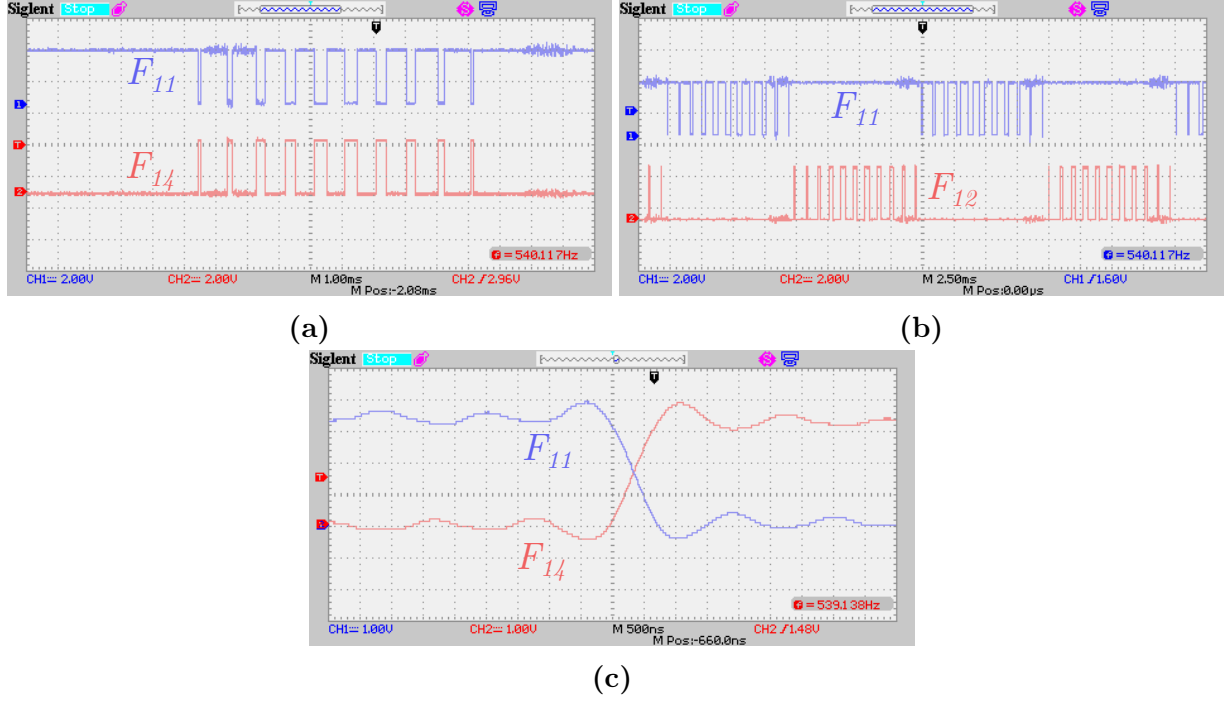


Figure 3.29: L'implémentation des signaux F_{11} , F_{12} et F_{14} pour PD-SPWM (a) F_{11} et F_{14} , (b) F_{11} et F_{12} , (c) Dead-Time des signaux F_{11} et F_{14}

3.5 Validation expérimentale pour un onduleur NPC à trois-niveaux

Pour valider expérimentalement les résultats de l'optimisation présentée précédemment, un onduleur triphasé à trois niveaux NPC déjà réalisé dans notre laboratoire est utilisé. La Figure 3.30 montre le banc d'essai de l'onduleur NPC à trois niveaux.

Cet onduleur est commandé par une carte FPGA (Development Board Xilinx Spartan-3E XC3S500E). Les angles de commutation utilisés correspondent aux valeurs trouvées par l'AG. Ils sont stockés dans la ROM de la carte pour générer les signaux de commande. Un temps mort de $2 \mu s$ est utilisé pour éviter le courant de court-circuit dû à la non-idéalité des dispositifs de commutation.

La charge connectée à la sortie de l'onduleur est une charge résistive triphasée à courant alternatif. L'entrée de l'onduleur est fixée à 30 V.

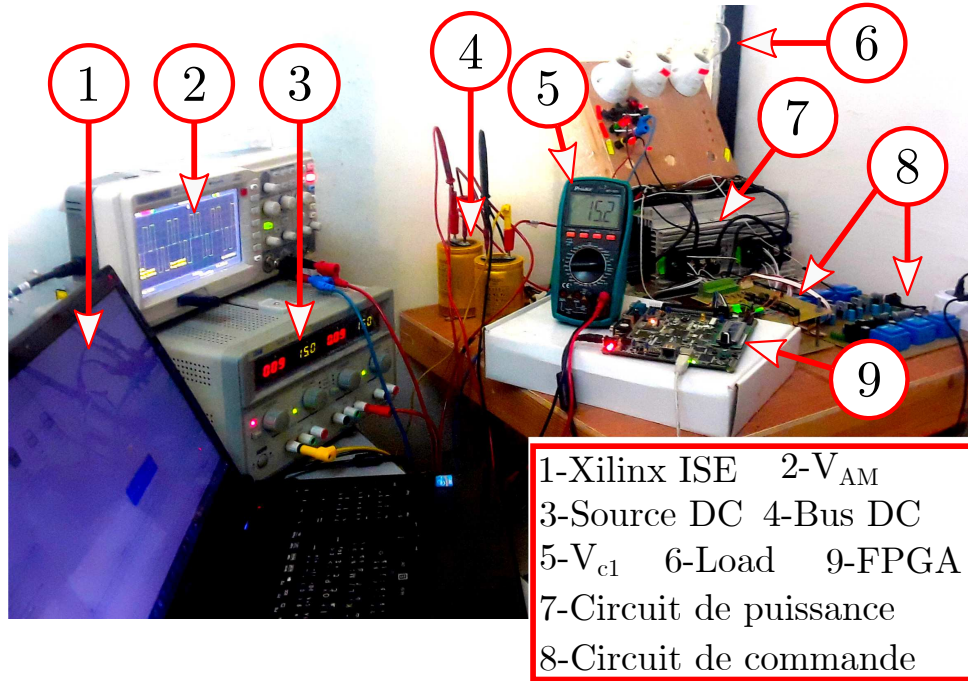


Figure 3.30: Le banc d'essai de l'onduleur NPC à trois niveaux

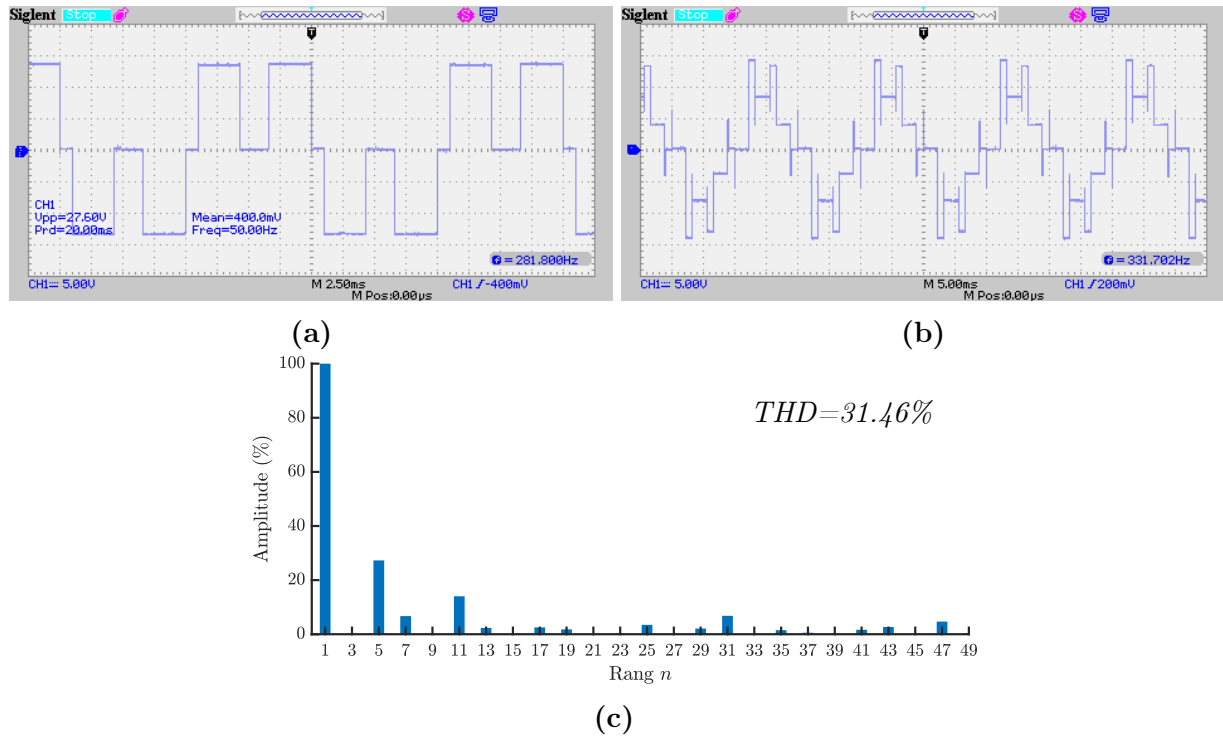


Figure 3.31: (a) Tension du bras V_{AM} , (b) tension simple V_{AN} et (c) son spectre harmonique $FFT(V_{AN})$ pour $N = 3$, $\ell = 2$ et $m = 0.8$ dans le cas expérimentale

La tension du bras V_{AM} et la tension simple V_{AN} générée par l'onduleur sont présentés

respectivement sur les Figures. 3.31a et 3.31b pour la cas de $N = 3$ et $\ell = 2$; et pour le cas de $N = 3$ et $\ell = 4$ les tension sont présentées sur la Figure 3.32.

Les données de tension de l'oscilloscope sont importées dans MATLAB à partir d'un fichier CSV. La colonne de signal souhaitée est extraite et une FFT est appliquée à ce signal. Le spectre d'amplitude est tracé pour visualiser le contenu en fréquence, et le calcul du THD est effectué comme le montre sur les Figures. 3.31c, 3.32c et 3.33c.

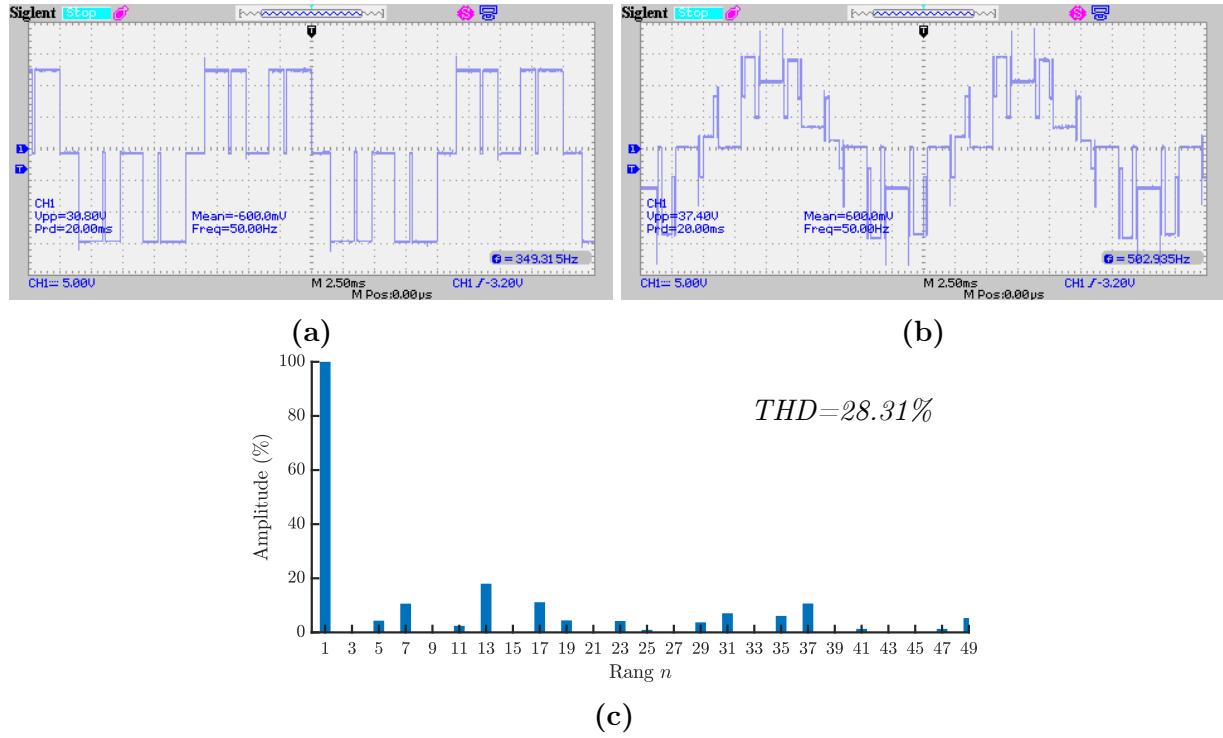


Figure 3.32: (a) Tension du bras V_{AM} , (b) tension simple V_{AN} et (c) son spectre harmonique $FFT(V_{AN})$ pour $N = 3$, $\ell = 4$ et $m = 0.8$ dans le cas expérimentale

Pour les résultats expérimentale du PD-SPWM, la tension du bras V_{AM} et la tension simple V_{AN} sont présentées sur la Figure 3.33

La comparaison entre les valeurs du THD pour les différent cas étudiées expérimentalement et par simulation sont présentée sur le Tableau 3.6.

Tableau 3.6: Analyse comparative des valeurs de THD pour les différents cas présentés dans l'expérimentation.

La technique	Simulation	Expérimentale	err(%)
AG($\ell = 2$)	29.98	31.46	4.94
AG($\ell = 4$)	27.76	28.31	1.99
PD-SPWM	30.12	32.04	5.99

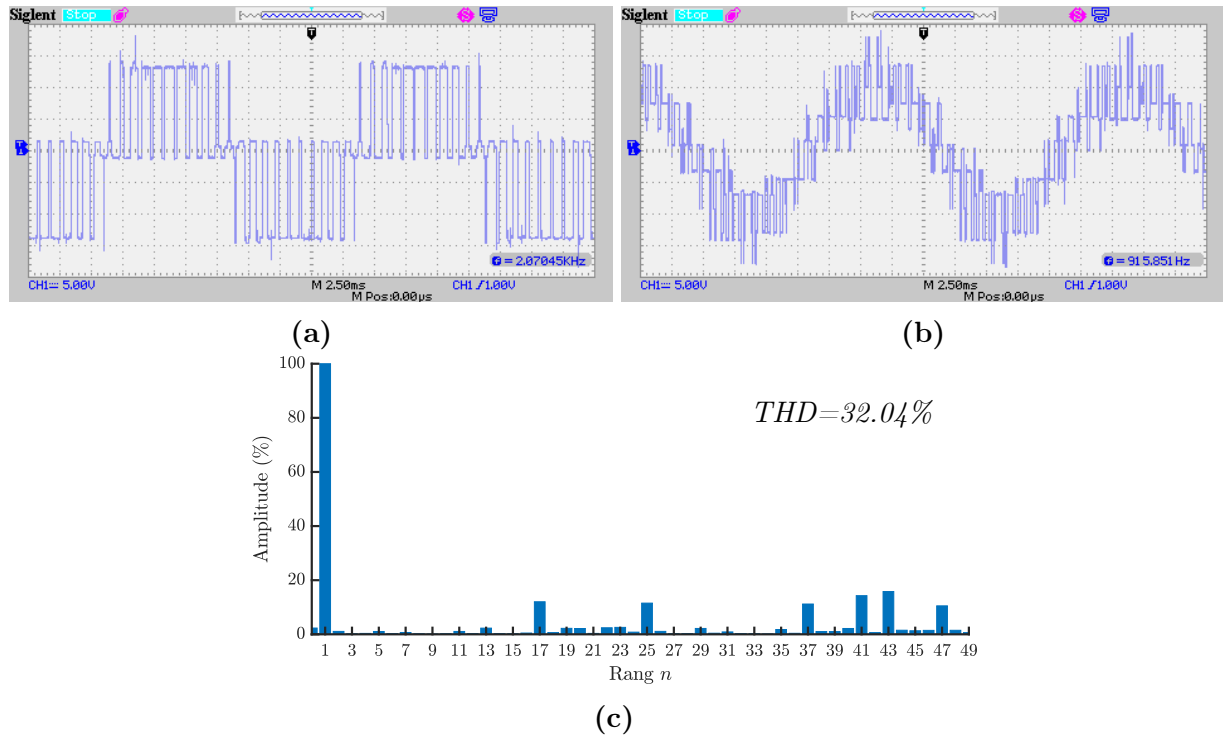


Figure 3.33: (a) Tension du bras V_{AM} , (b) tension simple V_{AN} et (c) son spectre harmonique $FFT(V_{AN})$ pour PD-SPWM dans le cas expérimentale

Une légère différence est observée entre les résultats expérimentaux et les simulations. La forme de la tension est similaire, tout comme les valeurs. De plus, la différence de la valeur du THD est très petite et très proche de celle obtenue par l'OTHD.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la modulation de largeur d'impulsions basée sur l'optimisation du THD (OTHD) est d'abord étudiée en détail puis implémentée sur carte FPGA. Le principe de la commande consiste à imposer un profil de la tension du bras généré avec un certain nombre d'angles de commutations par quart de la période, dans le but de créer une symétrie permettant ainsi l'élimination des harmoniques pairs. Après le développement en série de Fourier, l'expression du THD est obtenue en fonction des angles de commutation. Ces angles seront par la suite calculés mathématiquement en utilisant trois différents algorithmes (Algorithme génétique, algorithme de recherche gravitationnelle et PSO). Cette stratégie a été développée pour le contrôle des onduleurs à 3, 5, 7 et 9 niveaux. Une comparaison entre les méthodes d'optimisation de la fonction objective est effectuée. Pour la validation des solutions, nous avons reconstitué les signaux de la tension du bras et la tension simple pour les quatre onduleurs étudiés. L'analyse spectrale a montrée l'efficacité

des solutions obtenues.

Quant à l'implémentation, le VHDL est utilisé pour la carte SPARTAN-3E. La tension simple récupérée expérimentalement est similaire à celle obtenue par simulation. Cette information est aussi vérifiée par l'analyse spectrale avec une erreur qui ne dépasse pas les 2%.

Chapitre 4

Étude et réalisation d'un émulateur photovoltaïque et équilibrage des tensions du bus continu

4.1 Introduction

Tester les techniques MPPT pour les systèmes photovoltaïques au laboratoire est un défi pour les chercheurs en raison des conditions environnementales non contrôlées. Par conséquent, l'utilisation d'un émulateur pour reproduire les caractéristiques des modules PV dans des conditions bien contrôlées est considérée comme une solution pour tester ces algorithmes. Par ailleurs, les onduleurs multi-niveaux NPC sont actuellement une option réalisable pour les systèmes photovoltaïques. Toutefois, l'équilibre de la tension entre les condensateurs est un défi important associé à cette configuration.

L'objectif principal de ce chapitre est de proposer une topologie d'émulateur PV facile à réaliser et à contrôler avec un prix raisonnable. De l'autre côté, pour résoudre le problème de déséquilibre des tensions des condensateurs de l'onduleur NPC, le hacheur MBC est proposé comme solution dans cette chaîne de conversion.

4.2 Conception et réalisation d'un émulateur photovoltaïque

L'utilisation d'un émulateur PV permet de simuler le comportement d'un panneau photovoltaïque réel afin de tester et évaluer les différentes configurations et les stratégies de contrôle. De plus, cet outil est efficace pour vérifier les performances de l'onduleur, des

régulateurs de charge et d'autres composants d'un système photovoltaïque. L'émulateur PV est capable de générer une tension et un courant de sortie DC contrôlés pour imiter le comportement d'un panneau photovoltaïque. Les ingénieurs et les chercheurs peuvent ainsi réaliser des expériences et développer de nouvelles techniques de commande au laboratoire.

Pour valider expérimentalement les performances d'un algorithme MPPT, il est nécessaire de le tester sous différentes valeurs de température et d'ensoleillement. Cependant, contrôler les conditions climatiques pour réaliser le cas de test souhaité est difficile. Par conséquent, différentes solutions ont été proposées dans la littérature pour émuler les conditions réelles d'un panneau photovoltaïque. Les émulateurs PV sont les plus couramment utilisés à cet effet. Parmi les émulateurs PV disponibles, on trouve :

- ❶ Émulateur photovoltaïque basé sur une source DC et une résistance en série [104].
- ❷ Émulateur photovoltaïque basé sur une source DC et un convertisseur DC-DC Buck-Boost contrôlé par microcontrôleur [105].
- ❸ Émulateur photovoltaïque basé sur une source DC et un panneau photovoltaïque [106].

4.2.1 Présentation de l'émulateur

L'émulateur proposé dans [104, 107] est basé sur le circuit présenté par la Figure 4.1

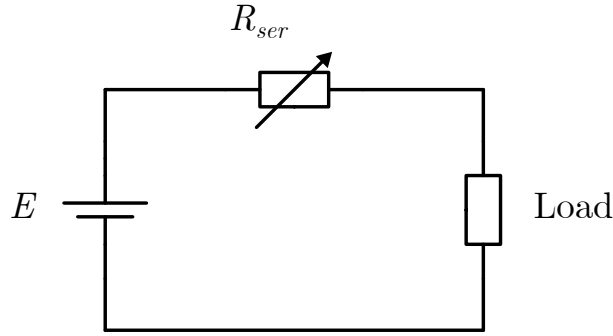


Figure 4.1: Le schéma de base d'un émulateur PV

Pour obtenir une courbe de puissance présentant un pic similaire à celui d'un panneau solaire photovoltaïque, l'émulateur PV doit être capable de fournir une puissance maximale lorsque la résistance de charge est égale à la résistance en série R_{ser} . Pour cela, une approche simple consiste à utiliser une source DC en combinaison avec une résistance variable. Cela repose sur le principe du "théorème de transfert de puissance maximale" [108].

la puissance du R_{load} est :

$$P_{load} = IV_{load} = I^2 R_{load} \quad (4.1)$$

le courant dans le circuit est :

$$I = \frac{E}{(R_{ser} + R_{load})} \quad (4.2)$$

en remplaçant (4.2) dans (4.1), on trouve :

$$P_{load} = \left(\frac{E}{R_{ser} + R_{load}} \right)^2 R_{load} \quad (4.3)$$

la puissance est maximal quand sa dérivée est égale 0. En effet :

$$\frac{dP_{load}}{dR_{load}} = E^2 \frac{R_{ser} - R_{load}}{(R_{ser} + R_{load})^3} = 0 \implies R_{ser} = R_{load} \quad (4.4)$$

En conséquence, selon la condition (4.4), la tension aux bornes de R_{load} est $V = \frac{E}{2}$ et la puissance maximale peut être atteinte dans ces conditions.

Pour l'émulation d'un panneau PV, il est important de connaître les caractéristiques électriques du panneau à émuler. Par exemple, un panneau PV avec une puissance maximale de 30 W, une tension maximale de 30 V et un courant maximal de 1 A peut être émulé en reproduisant ces mêmes valeurs à l'aide d'un émulateur. Les paramètres de l'émulateur photovoltaïque (tels que la valeur de la tension de la source DC et la résistance en série) peuvent être déterminés en calculant les valeurs de E et R_{ser} à l'aide des équations fournies.

$$R_{ser} = \frac{V_{mp}}{I_{mp}} \quad (4.5)$$

et

$$E = 2 * V_{mp} \quad (4.6)$$

4.2.2 Conception générale pour émuler les variations de l'irradiation solaire

La Figure 4.2 montre le circuit de l'émulateur PV pour imiter les différentes valeurs d'irradiation solaire. Le nombre de valeurs émulées dépend du nombre d'étages ajoutés au circuit, où chaque étage est construit d'une résistance et MOSFET. Pour émuler nbG valeurs d'irradiation solaire, $nbG - 1$ étages doivent être ajoutés. La valeur de R_p peut alors être déterminée en utilisant l'équation suivante :

$$R_p = nbG.R_{ser} \quad (4.7)$$

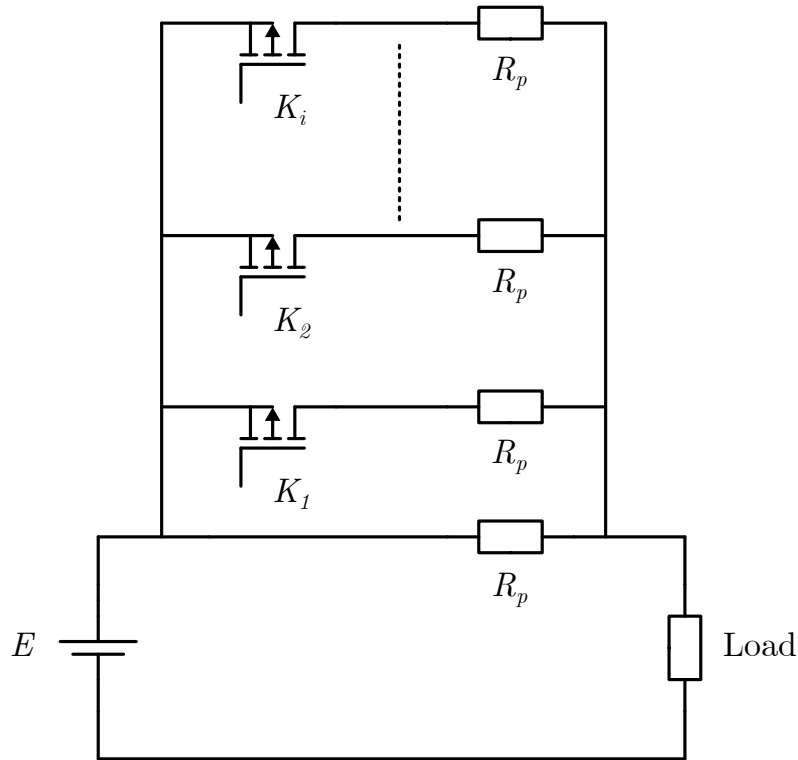


Figure 4.2: Le schéma générale pour émuler les variations de l'irradiation solaire

Par exemple, pour imiter trois valeurs différentes d'irradiation solaire, un design avec deux étages est nécessaire et R_p doit être réglé à 3 fois R_{ser} . Le Tableau 4.1 montre les valeurs d'irradiation solaire qui peuvent être obtenues en utilisant un design à deux étages avec trois combinaisons de commutateurs K_i .

Tableau 4.1: Valeurs d'irradiation solaire obtenues selon les états de commutation en utilisant deux étages

$G(W/m^2)$	K_1	K_2
1000	1	1
666	1	0
333	0	0

Pour cette structure de l'émulateur PV, les valeurs d'irradiation solaire peuvent généralement être calculées en utilisant l'équation suivante :

$$G = \frac{nbC + 1}{nbG} 1000 \quad (4.8)$$

où nbC représente le nombre de commutateurs fermés et nbG le nombre total de points d'irradiation.

Les caractéristiques de l'émulateur sous différentes valeurs d'irradiation et une température constante sont représentées sur la Figure 4.3.

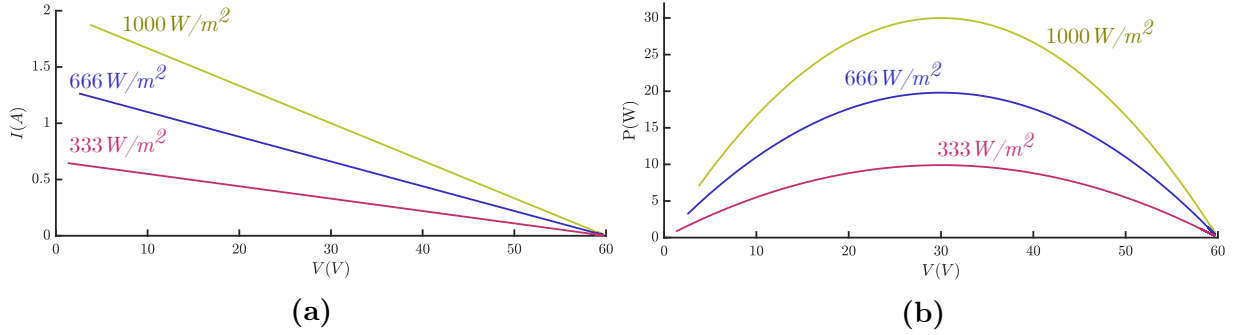


Figure 4.3: Caractéristique de l'émulateur PV par la simulation (a) $I_{pv} - V_{pv}$ et (b) $P_{pv} - V_{pv}$ pour $T = 25^\circ\text{C}$

4.2.3 Conception générale pour émuler les variations de la température

La Figure 4.4 illustre l'émulation de trois valeurs de température, obtenue en remplaçant la source DC de l'émulateur PV par une connexion en série de trois sources DC. La somme de leurs tensions doit être ajustée pour correspondre à la valeur souhaitée de V_{oc} .

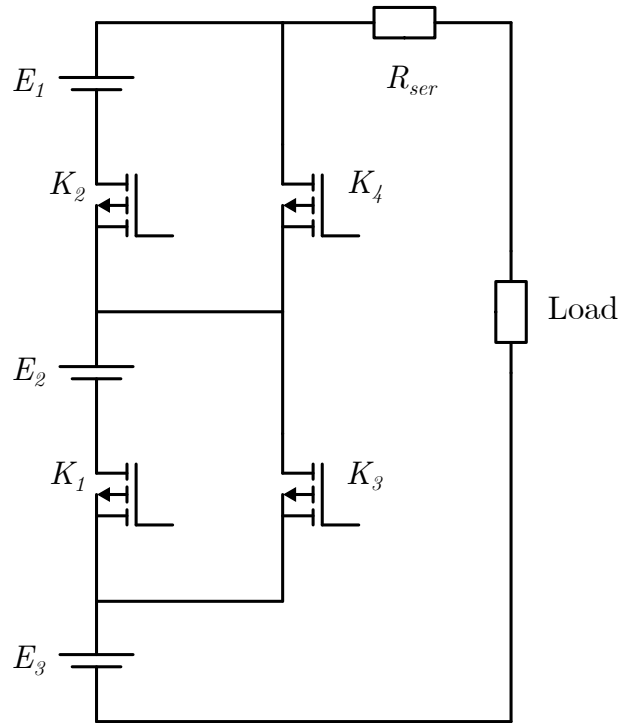


Figure 4.4: Le schéma générale pour émuler les variations de la température solaire

Dans le Tableau 4.2, les valeurs de température qui peuvent être obtenues en utilisant 4 interrupteurs sont représentées.

Tableau 4.2: Valeurs de $T(C^\circ)$ obtenues selon les états de commutation en utilisant $E_1 = 5V$, $E_2 = 5V$ et $E_3 = 50V$

$T(C^\circ)$	V_{oc}	K_1	K_2	K_3	K_4
25	60V	1	1	0	0
50	55V	1	0	0	1
75	50V	0	0	1	1

Les caractéristiques de l'émulateur PV sous différentes températures avec une irradiation constante sont représentées sur la Figure 4.5.

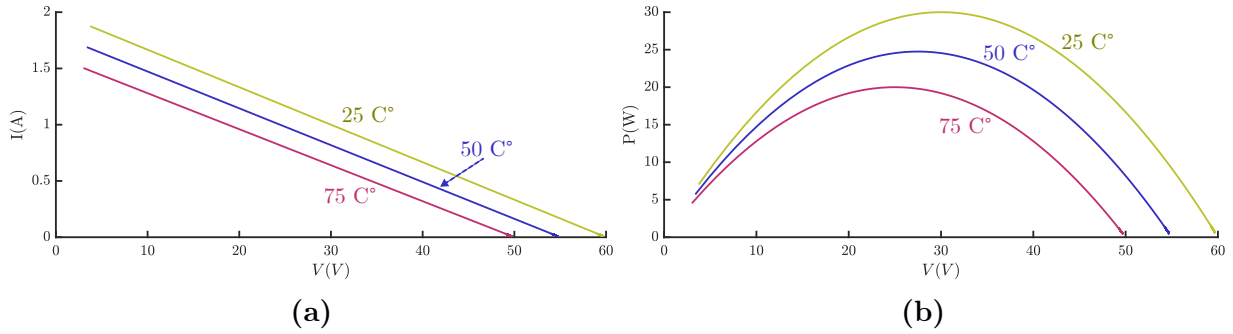


Figure 4.5: Caractéristique de l'émulateur PV par la simulation (a) $I_{pv} - V_{pv}$ et (b) $P_{pv} - V_{pv}$ pour $G = 1000 \text{ W/m}^2$

4.2.4 Résultats expérimentaux de l'émulateur photovoltaïque

L'émulateur PV est testé pour différents niveaux d'irradiation et de température pour présenter les caractéristique $I_{pv} - V_{pv}$ et $P_{pv} - V_{pv}$ de l'émulateur. Le banc d'essai correspondant est présenté sur la Figure 4.6. Il est constitué d'une source DC, d'une charge variable et de trois étages de résistances. Chaque étage est constitué de neuf résistances de 10Ω .

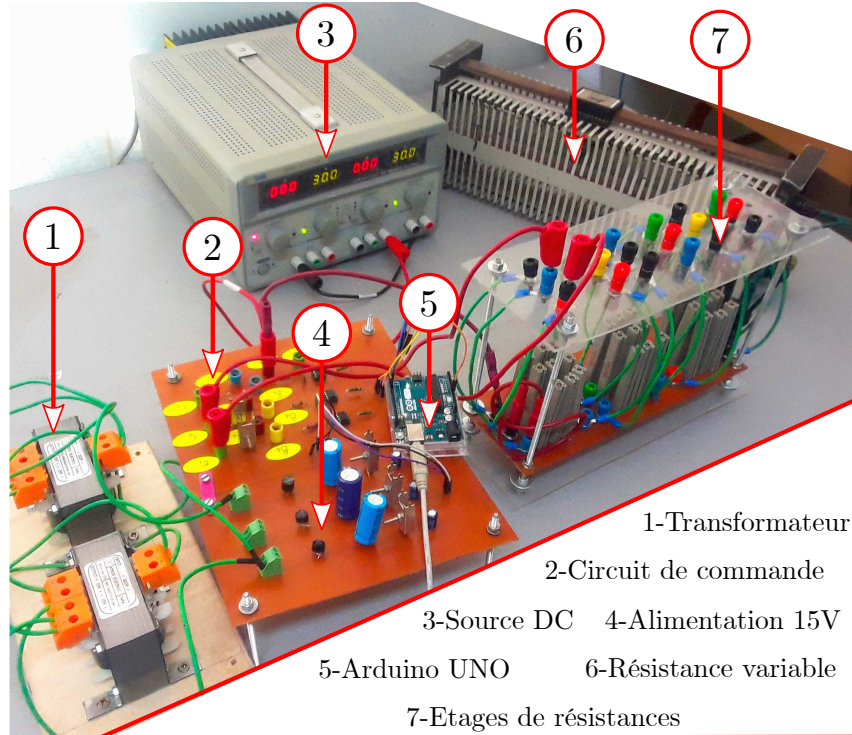


Figure 4.6: Banc d'essai de l'émulateur PV

Afin de tester la validité de l'émulateur pour différents niveaux d'irradiations et une température constante de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, la tension et le courant de l'émulateur sont mesurés et la Figure 4.7 illustre les caractéristiques $I - V$ et $P - V$ de l'émulateur.

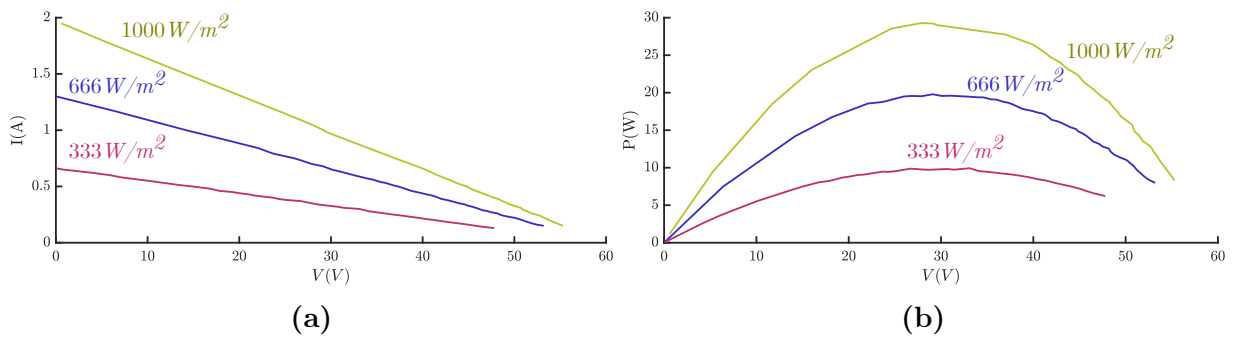


Figure 4.7: Caractéristique de l'émulateur obtenu expérimentalement (a) $I_{pv} - V_{pv}$ et (b) $P_{pv} - V_{pv}$ pour $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

La Figure 4.8 illustre les caractéristiques $I - V$ et $P - V$ de l'émulateur dans le cas expérimental pour l'irradiation de 1000 W/m^2 et différentes températures.

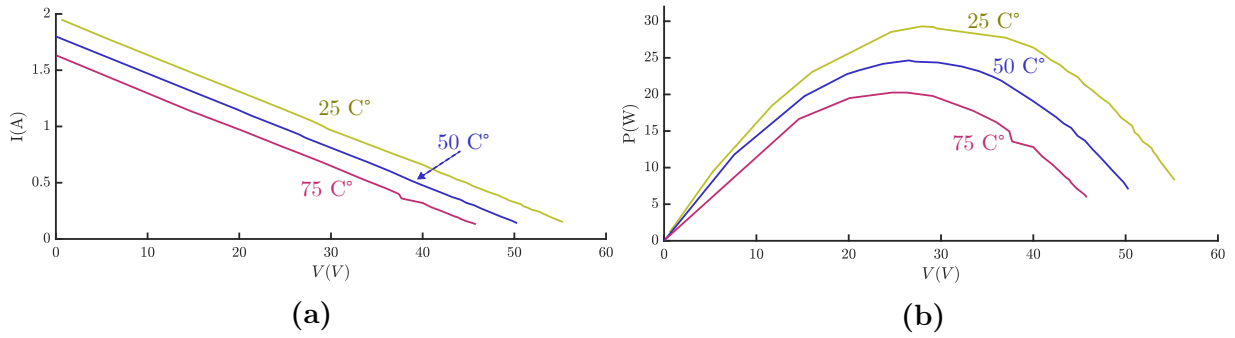


Figure 4.8: Caractéristique expérimentales de l'émulateur (a) $I_{pv} - V_{pv}$ et (b) $P_{pv} - V_{pv}$ pour $G = 1000W/m^2$

Dans cette étude, les tests et la mise en œuvre du système de suivi du point de puissance maximale est réalisé. Tout d'abord, le banc d'essai expérimental présenté par la Figure 4.9 est utilisé pour évaluer les performances du MPPT. Ensuite, l'algorithme P&O est implémenté en utilisant la carte *Arduino UNO* avec le langage de programmation *Arduino C*. Pour mesurer précisément le courant, un capteur de courant à effet Hall *ACS712* est utilisé ; les mesures de tension ont été réalisées à l'aide d'un diviseur de tension comme le montre sur la Figure 4.10.

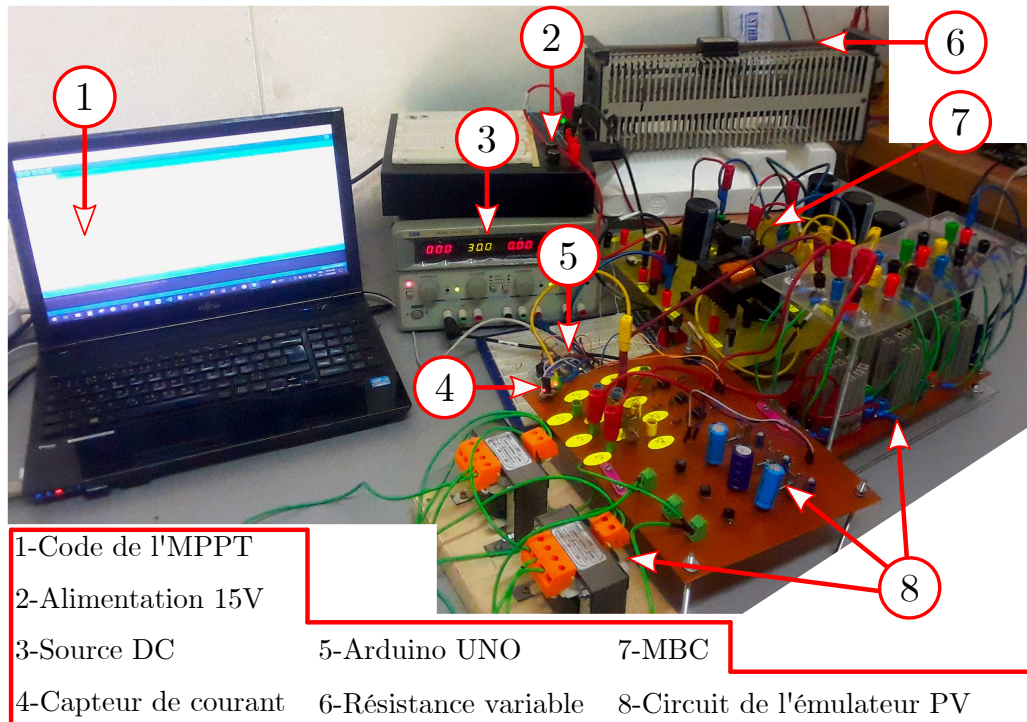


Figure 4.9: Banc d'essai de l'émulateur PV pour tester MPPT

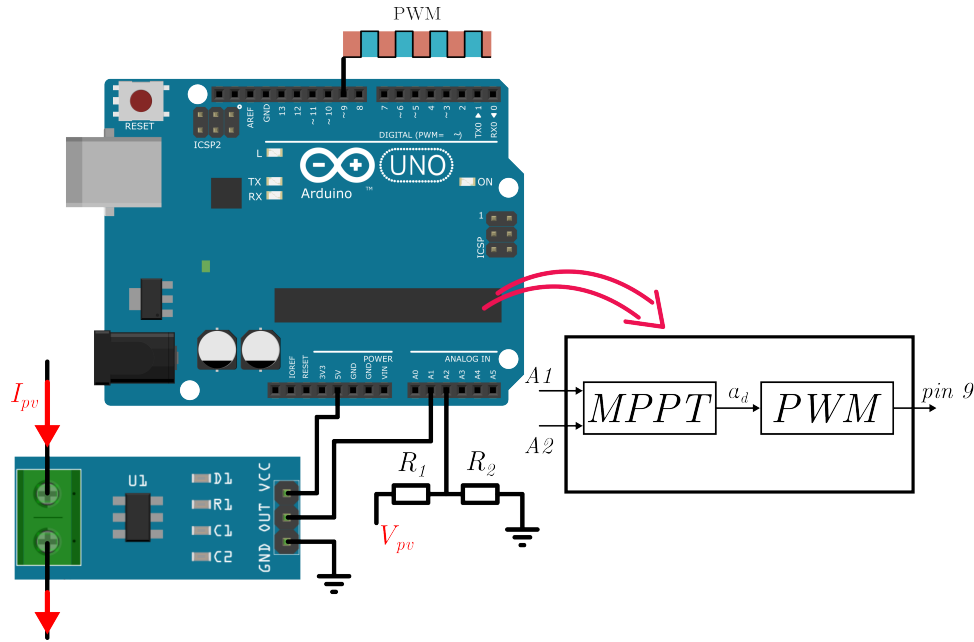


Figure 4.10: Les capteurs de tension et courant reliés avec Arduino UNO

Les résultats de la puissance extraite de l'émulateur PV, en utilisant l'algorithme P&O dans différents niveaux d'irradiation sont illustrés sur la Figure 4.11. De plus, le Tableau 4.3 présente une analyse comparative entre la puissance maximale de l'émulateur PV et la puissance extraite à l'aide du système MPPT.

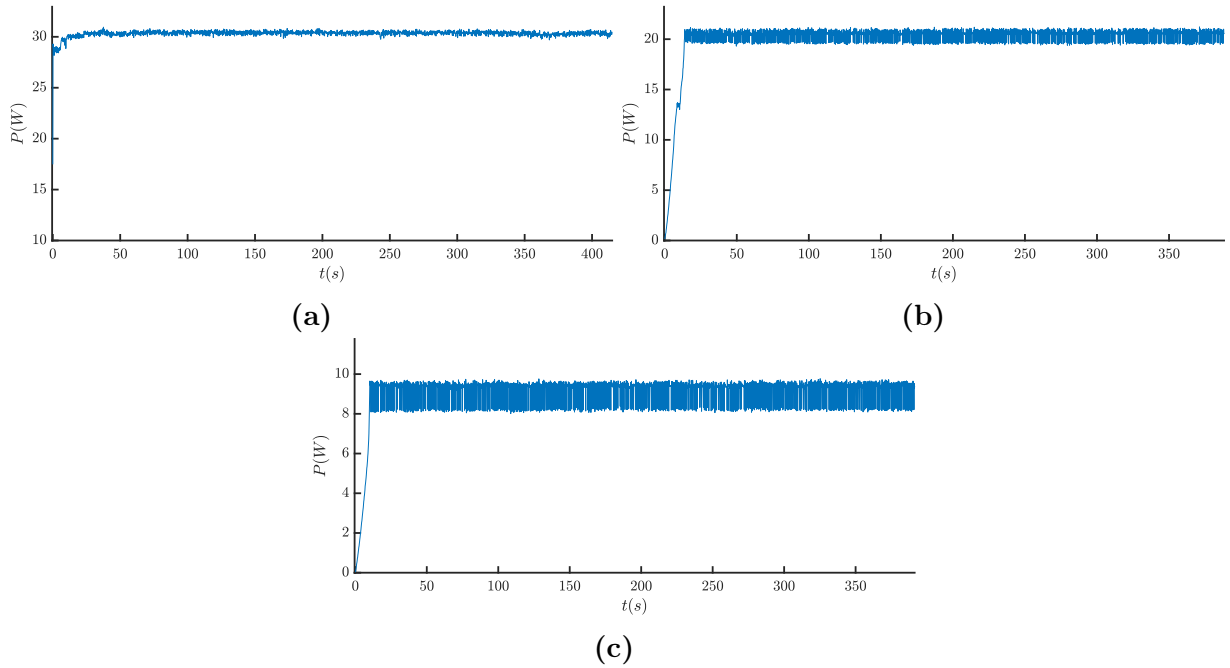


Figure 4.11: La puissance trouvée par MPPT dans le cas expérimental pour l'ensoleillement (a) $G = 1000 \text{ W/m}^2$, (b) $G = 666 \text{ W/m}^2$ et (c) $G = 333 \text{ W/m}^2$

Tableau 4.3: Analyse comparative entre la puissance maximale de l'émulateur PV et la puissance extraite à l'aide du MPPT pour différents irradiances solaire

$G(W/m^2)$	P_{mp}	$P_{mp}(MPPT)$	$err(\%)$
1000	29.30	30.36	3.6
666	19.79	20.47	3.43
333	09.93	09.21	7.25

Les résultats de la puissance extraite de l'émulateur PV, en utilisant l'algorithme P&O dans différentes températures sont illustrés sur la Figure 4.12. De plus, le Tableau 4.4 présente une analyse comparative entre la puissance maximale de l'émulateur PV et la puissance extraite à l'aide du système MPPT.

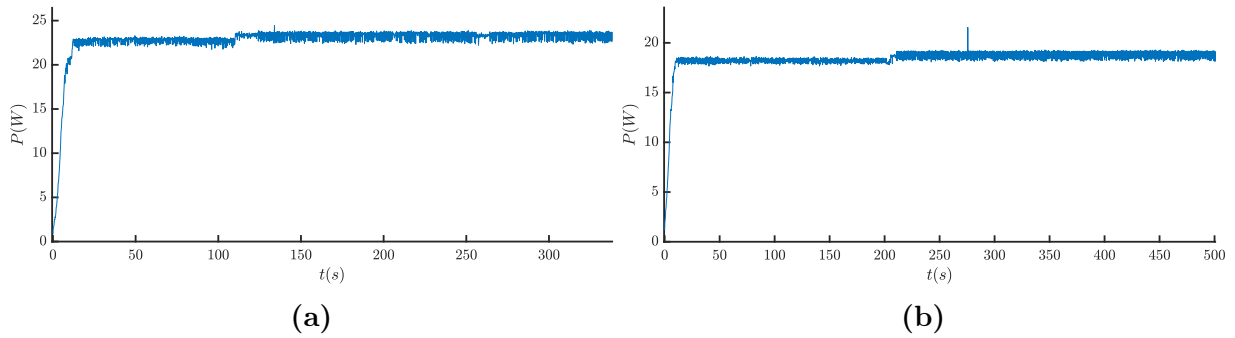


Figure 4.12: La puissance trouver par MPPT dans le cas expérimental pour une température (a) $T = 50\ C^\circ$, (b) $T = 75\ C^\circ$ et pour l'ensoleillement $G = 1000W/m^2$

Tableau 4.4: Analyse comparative entre la puissance maximale de l'émulateur PV et la puissance extraite à l'aide du MPPT pour différents températures

$T(C^\circ)$	P_{mp}	$P_{mp}(MPPT)$	$err(\%)$
25	29.30	30.36	3.6
50	24.65	23.37	5.19
75	20.25	18.89	6.71

L'évaluation expérimentale de l'algorithme MPPT a donné des résultats prometteurs. L'algorithme a efficacement suivi le point de puissance maximale de l'émulateur PV dans des conditions variables d'irradiation et de température, démontrant ainsi sa capacité à optimiser la production d'énergie et faciliter les tests du MPPT avec la structure de l'émulateur PV proposée. L'algorithme MPPT s'adaptant aux changements des conditions environnementales, en ajustant dynamiquement le point de fonctionnement de l'émulateur

PV, cette adaptabilité a conduit à une augmentation substantielle du rendement énergétique et a démontré la capacité de l'algorithme MPPT à optimiser la génération d'énergie même dans des conditions non idéales. Ces résultats soulignent l'efficacité du MPPT dans l'amélioration des performances des systèmes d'énergie solaire et valident son importance dans la maximisation de l'extraction de puissance.

4.3 Réalisation expérimentale du convertisseur DC-DC Boost multi-niveaux

Le schéma synoptique des différents étages du MBC est présenté par la Figure 4.13. Il est constitué par : une carte *Arduino UNO* qui génère le PWM, un circuit de commande pour l'adaptation du signal, le circuit d'alimentation 15V et le circuit de puissance.

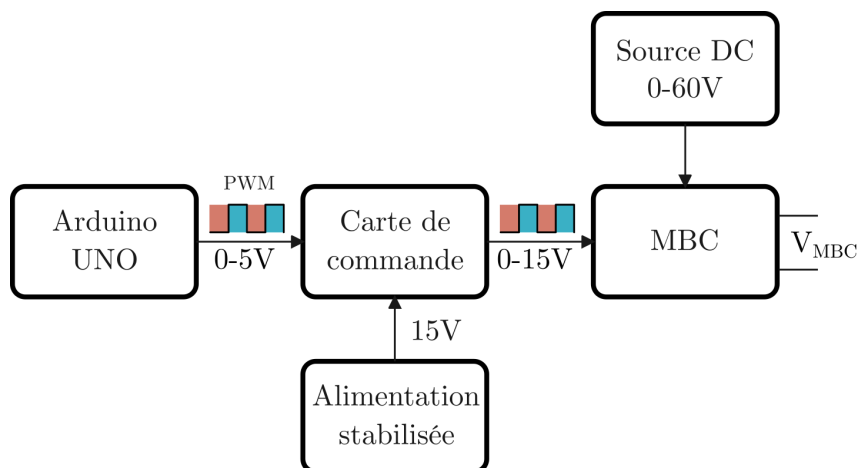


Figure 4.13: Schéma synoptique de la réalisation du convertisseur MBC

Générateur de la PWM :

Ce convertisseur est commandé par un signal PWM de fréquence 20 kHz, comme le montre la Figure 4.14. Pour générer la PWM avec cette fréquence, la carte *Arduino UNO* est utilisée. Cependant, la carte nous offre deux fréquences. La fréquence 490 Hz correspond aux pins 3, 5, 6, 9, 10, 11 et la fréquence 980 Hz correspond aux pins 5 et 6. Une modification du timer du microcontrôleur *ATmega328P* est nécessaire pour générer un signal de commande de 20 kHz.

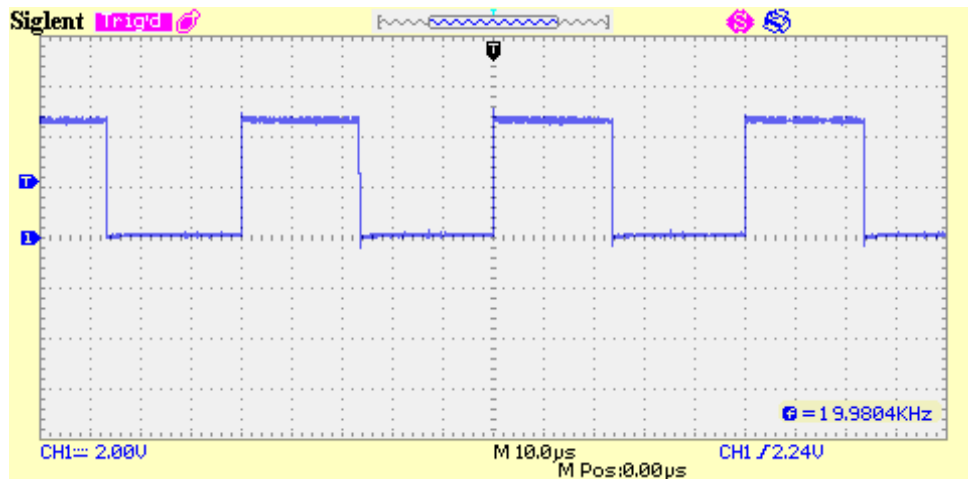


Figure 4.14: PWM généré par Arduino pour commander MBC

La carte de commande :

Pour amorcer l'IGBT, il est nécessaire d'appliquer la tension entre la grille et la source d'une tension entre 15-20 V. Le contrôle de cet IGBT est assuré par un pilote qui ajuste le signal de commande fourni par l'Arduino aux exigences des interrupteurs. le circuit de commande avec HCPL est présenté dans la Figure 4.15.

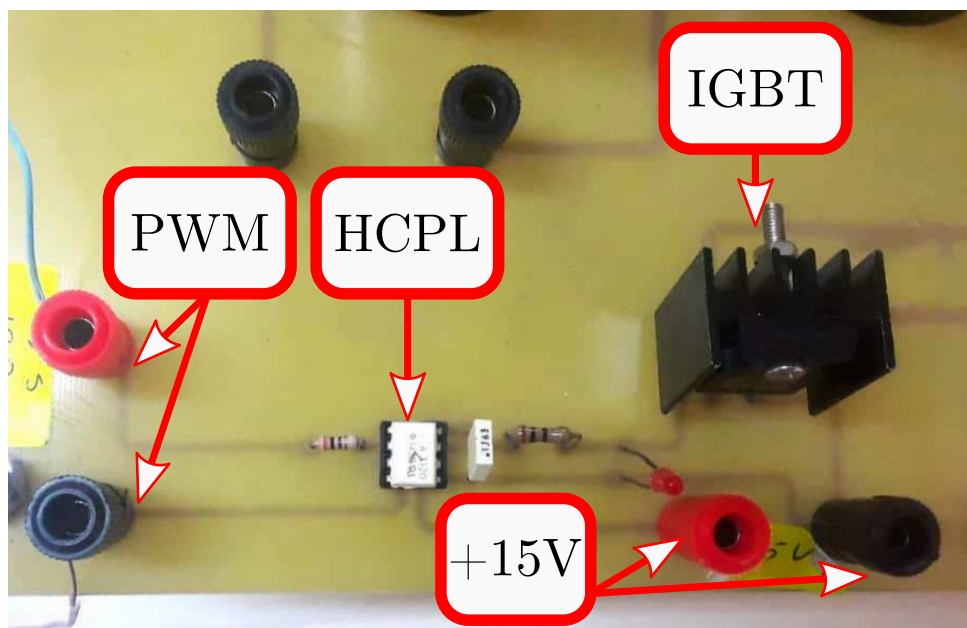


Figure 4.15: Circuit de commande avec HCPL pour commander MBC

Circuit d'alimentation :

l'HCPL3120 doit être alimenté avec une tension entre 15V et 30V. Selon la disponibilité des composants, nous avons opté pour une alimentation stabilisée de 15V montrée sur la Figure 4.16.



Figure 4.16: La carte d'alimentation de 15 V

Circuit de puissance :

Le MBC est constitué d'un interrupteur IGBT en série avec une bobine et sept diodes de type BYT 30PI-1000 branchées en série, ainsi que sept condensateurs supportant au maximum 450 V. Le circuit MBC réalisé au laboratoire est présenté sur la Figure 4.17.

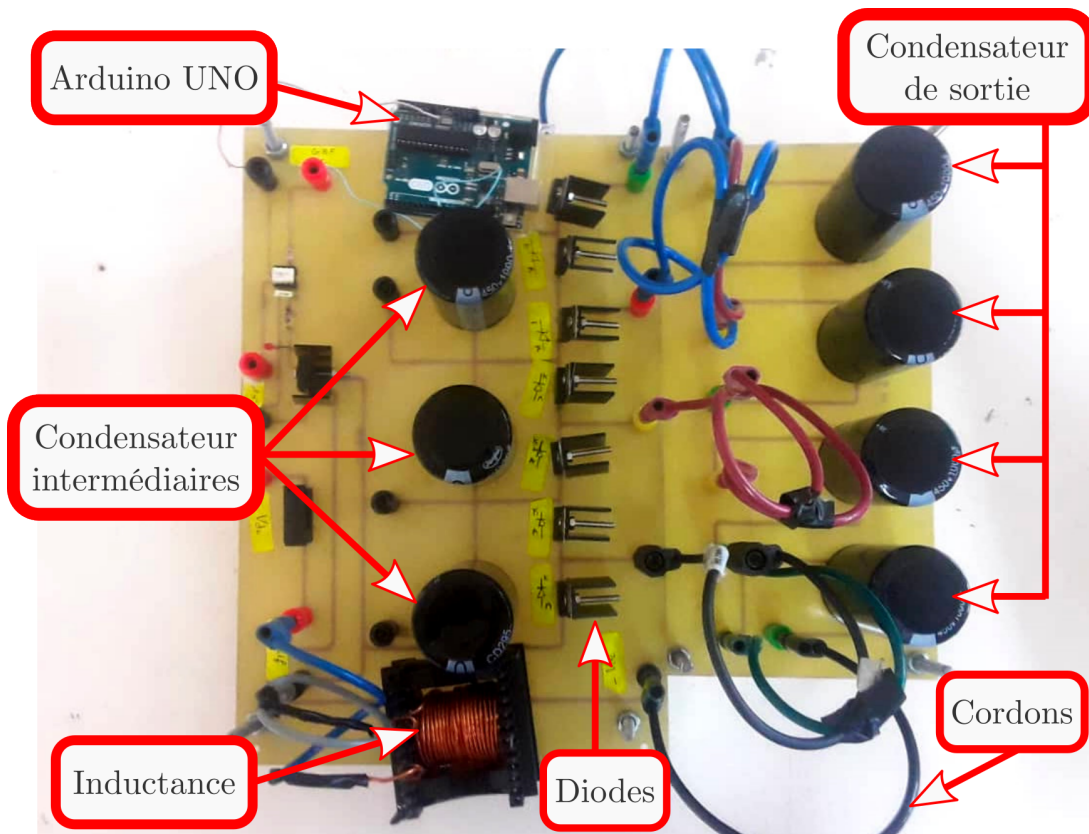


Figure 4.17: Le convertisseur MBC à quatre niveaux

Des expériences sont menées dans le laboratoire. Nous avons commencé par mettre en place un seul condensateur à la sortie du convertisseur (un Hacheur Boost simple), puis nous avons ajouté progressivement un deuxième et un troisième avant de réaliser l'essai final avec quatre condensateurs à la sortie. Les résultats de ces expériences sont

très satisfaisants.

Le Tableau 4.5 présente les résultats obtenus en utilisant trois condensateurs ($K = 3$). Les valeurs ont été obtenues en faisant varier la tension d'entrée et la charge avec un rapport cyclique de $\alpha_d = 47\%$.

Tableau 4.5: Les valeurs d'entrées et sorties du MBC

V_{pv} (V)	I_{in} (mA)	V_{MBC} (V)	I_{MBC} (mA)	Rendement (%)
10	515	50.4	86	84
20	260	104	38	76
30	330	160	51	82

La Figure 4.18 montre la tension obtenue à la sortie du convertisseur pour deux valeurs différentes de V_{in} (10 et 30 V), $\alpha_d = 50\%$ et $K = 3$. Les résultats obtenus montrent le bon fonctionnement du convertisseur MBC et confirme les résultats de la simulation.

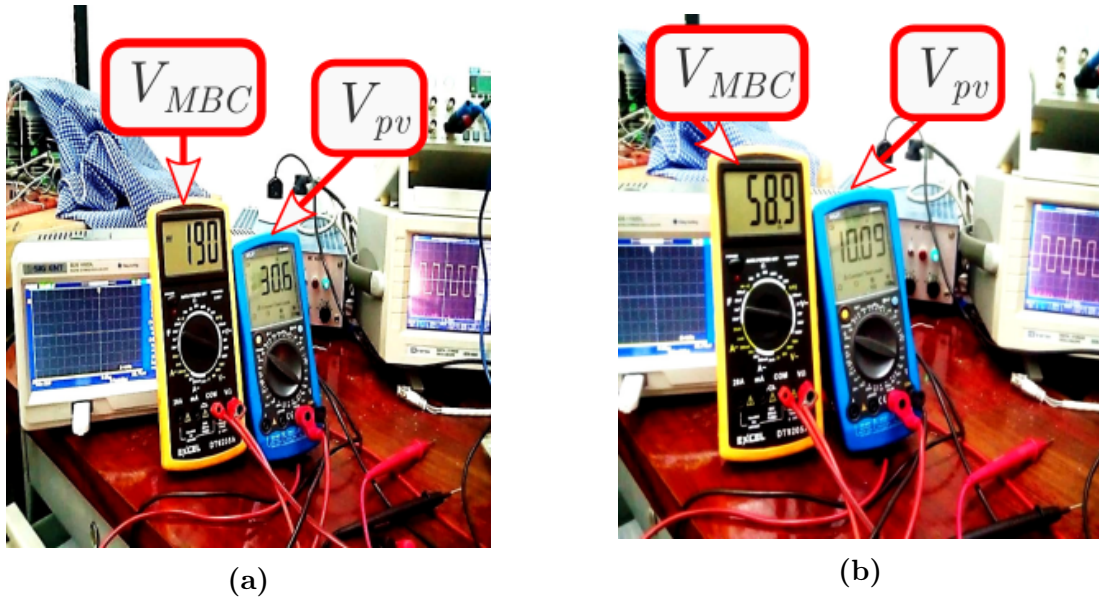


Figure 4.18: Tension obtenue à la sortie du convertisseur MBC pour deux valeurs différentes de V_{pv} (a) 30 V et (b) 10 V

4.4 Équilibrage des tensions du bus continu

Les onduleurs multi-niveaux NPC sont actuellement une solution appropriée pour une large gamme d'applications. Il est bien connu que l'équilibrage des tensions des condensateurs est un problème majeur pour cette topologie [109, 110]. Le défi ici consiste à relier la source d'énergie renouvelable à un onduleur multi-niveau NPC, les condensateurs du

bus continu doivent être équilibrés, et il est souhaitable qu'ils soient auto-équilibrés afin d'éviter une stratégie de contrôle complexe [111]. Le convertisseur NPC nécessite que les tensions des condensateurs DC soient égales (équilibrées) à $V_{dc}/(N - 1)$ à tout moment et dans toutes les conditions de fonctionnement. où V_{dc} est la tension totale du bus DC.

Le problème de déséquilibre des tensions du bus continu sont diviser en deux catégories :

- (i) Déséquilibre au point milieu, lorsque la somme des tensions des condensateurs supérieurs dépasse la somme des tensions des condensateurs inférieurs, le point milieu est déséquilibré. Généralement, pour résoudre ce type de problème, on utilise des techniques basées sur la redondance d'états [15], mais il est limité aux conditions de fonctionnement [112, 113].
- (ii) La décharge des condensateurs du centre, où les condensateurs centraux se déchargent et exercent une contrainte sur les commutateurs. Pour résoudre ce type de problème, différentes propositions se trouvent dans la littérature, basées sur des solutions logicielles "Software" [15, 114], matérielles "Hardware" [16, 115, 116] ou une combinaison entre les deux.

Pour traiter le problème des tensions déséquilibrées des condensateurs d'onduleur NPC à trois niveaux, nous avons utilisé la configuration expérimentale présentée sur la Figure 3.30. Cette configuration a utilisé quatre angles de commutation $\ell = 4$, obtenues par l'AG (voir le chapitre 3). La tension d'entrée V_{dc} est fixée à 60 V. Les tensions des condensateurs dans le cas expérimental sont présentées sur la Figure 4.19.

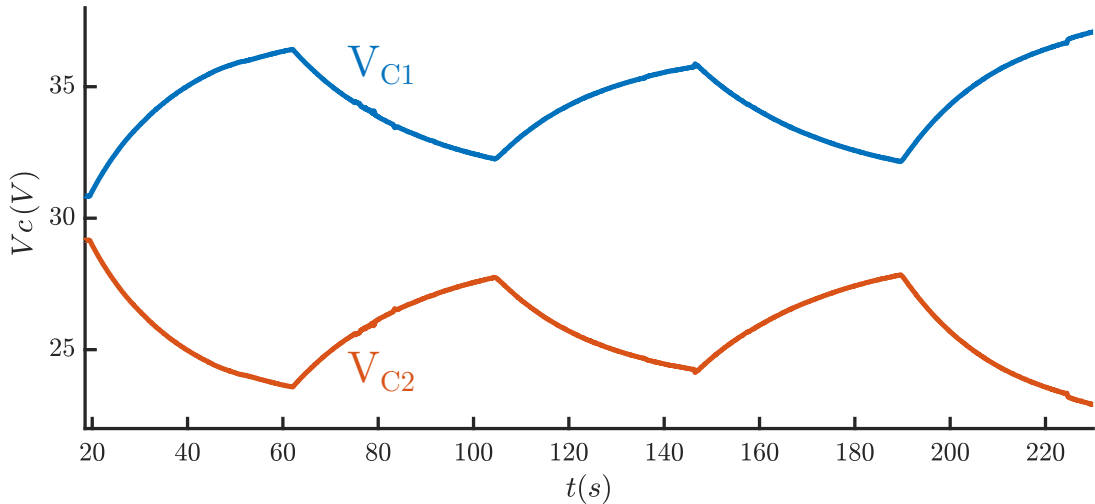


Figure 4.19: Tension des condensateur V_{C1} et V_{C2} dans le cas expérimental

Le comportement des tensions des condensateurs dans ce cas montre qu'il y a un déséquilibre des tensions des condensateurs du bus continu.

Dans notre travail une solution à base de "Hardware" est utilisée, le convertisseur MBC est utilisé comme circuit externe pour assurer l'équilibrage du bus continu [111]. Le schéma synoptique du banc d'essai utilisé est présenté sur la Figure 4.20.

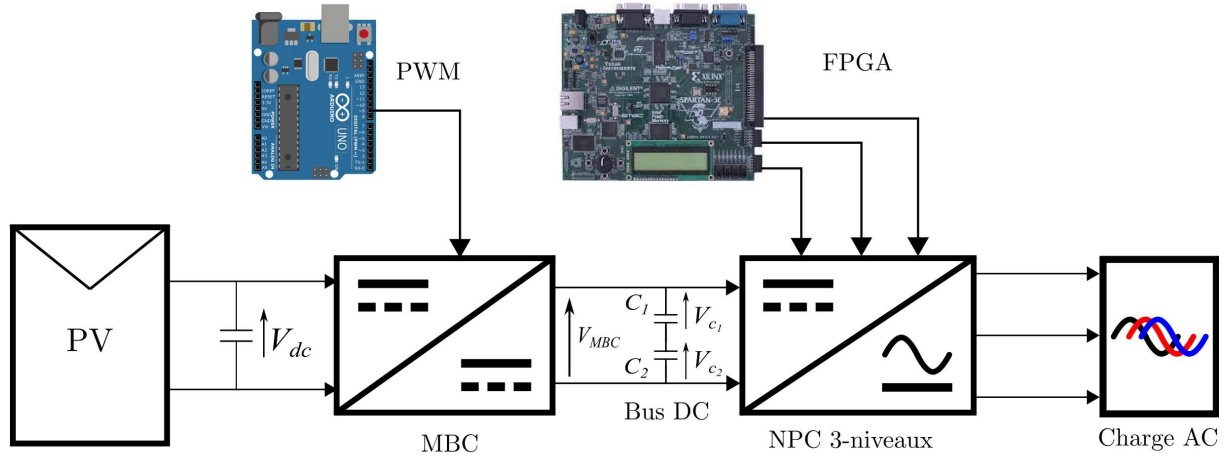


Figure 4.20: Le schéma du MBC et l'ondeur NPC à trois niveaux

Ce système est simulé sous MATLAB/Simulink. Deux cas sont étudiés et investigés expérimentalement et par simulation. Le premier cas utilisant le convertisseur Boost à deux niveaux (deux condensateurs à la sortie du MBC) et le second utilise le convertisseur Boost à quatre niveaux (quatre condensateurs à la sortie du MBC). Le MBC est contrôlé par la PWM avec un rapport cyclique constant égal à 0.5 et une fréquence de 20 kHz. Cinq angles de commutation sont utilisés pour commander l'ondeur NPC à trois niveaux, avec un taux de modulation égal à 0.8.

Le banc expérimental est présenté sur la Figure 4.21. Chaque bras de l'ondeur est réalisée avec deux IGBT (CM100DY-24H), deux diodes (BYT30PI-1000), et deux condensateurs ($C = 1000 \mu\text{F}$) pour le bus DC. Les signaux de commande de l'ondeur sont générés à l'aide de la carte de développement FPGA Xilinx Spartan-3E XC3S500E, avec un temps mort de 2 μs pour éviter le courant de court-circuit de l'ondeur en raison de la non-idéalité des dispositifs de commutation. Le PWM utilisé pour contrôler le MBC est généré avec *Arduino UNO*, la fréquence du PWM est égale à 20 kHz, et le rapport cyclique est égal à 50%. La charge connectée à la sortie de l'ondeur est une charge triphasée résistive.

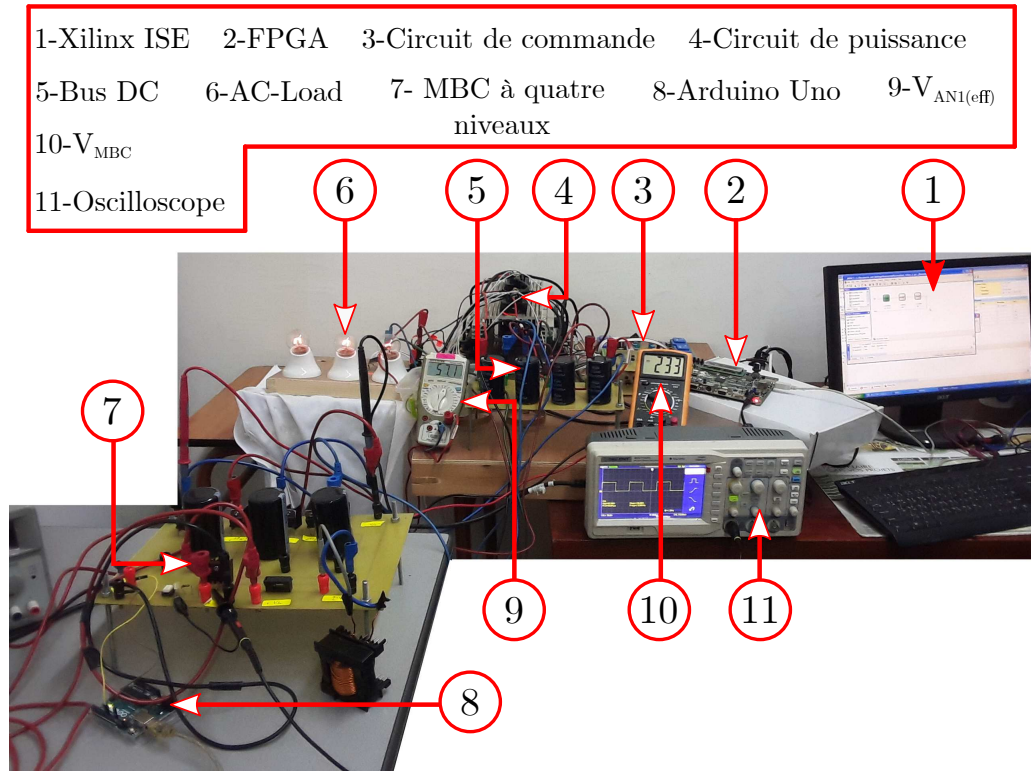


Figure 4.21: Configuration expérimentale du MBC et l'onduleur NPC à trois niveaux

La tensions des condensateurs V_{c1} et V_{c2} du bus continue DC de l'onduleur triphasé à trois niveaux type NPC, obtenues par simulation et expérimentalement est représenter respectivement sur les figures 4.22a et 4.22b. Quant au test avec 4 condensateur les résultats sont illustrés sur la Figure 4.23.

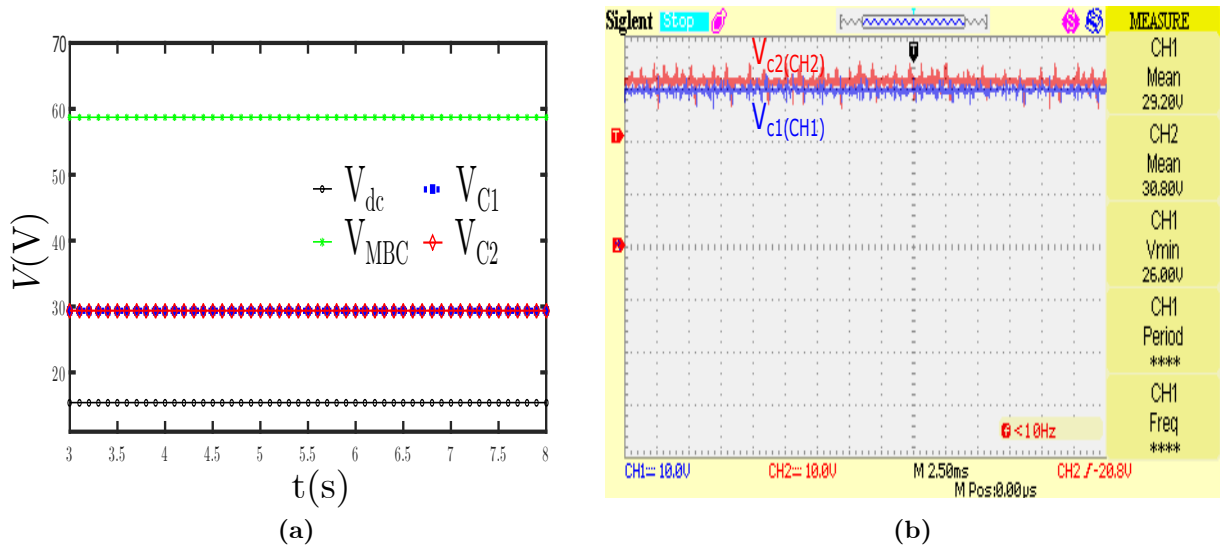


Figure 4.22: Tension d'entrée et de sortie du MBC à 2 niveaux et tension des condensateurs (a) simulation, (b) expérimentale

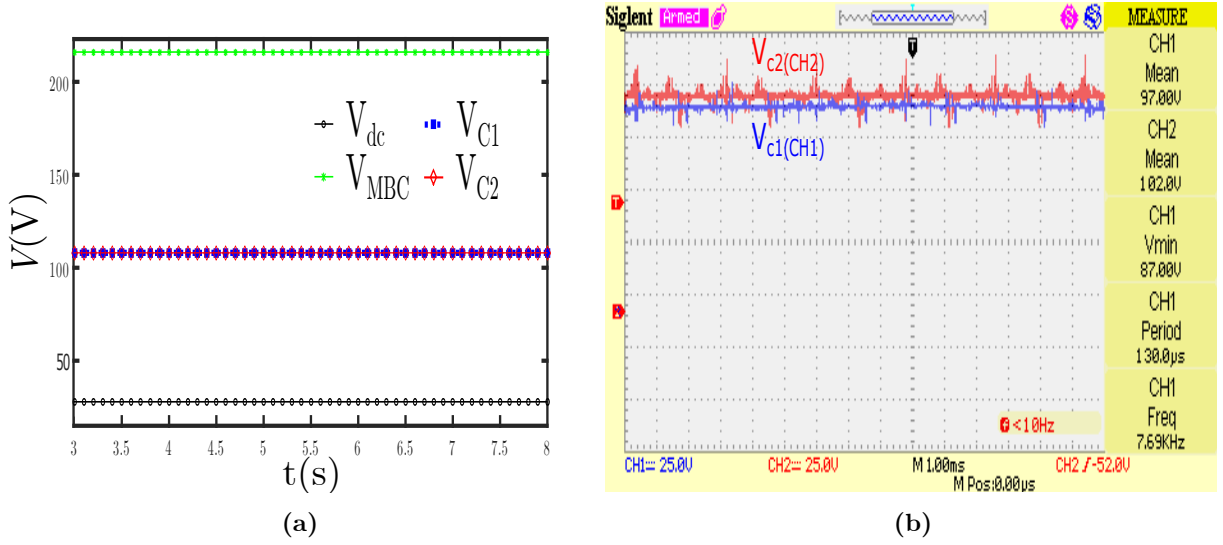


Figure 4.23: Tension d'entrée et de sortie du MBC à 4 niveaux et tension des condensateurs (a) simulation, (b) expérimentale

Le Tableau 4.6 résume les résultats théoriques et expérimentaux obtenus dans chaque cas.

Le V_{MBC} est obtenu à l'aide de (1.22), où $K = 2$ puis 4. La sortie du MBC est divisée de manière égale sur deux condensateurs et connectée à l'onduleur à trois niveaux, le fondamental $V_{AN1}(eff)$ est obtenu à l'aide de (3.23).

En outre, la sortie de l'onduleur à trois niveaux et leurs analyses harmoniques pour les différents cas sont présentées sur les figures 4.24, 4.25, 4.26 et 4.27.

Tableau 4.6: Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux

	Théorique		Expérimental		$err(\%)$	
	Cas 01	Cas 02	Cas 01	Cas 02	Cas 01	Cas 02
V_{dc}	15V	27V	15V	27V	0	0
V_{MBC}	60V	216V	59.20V	199V	1.33	7.87
V_{c1}	30V	108V	29.20V	97V	2.66	10
V_{c2}	30V	108V	30.00V	102V	0	5.55
V_{AN1}	16.67V	61.1V	16V	64V	4	4.76

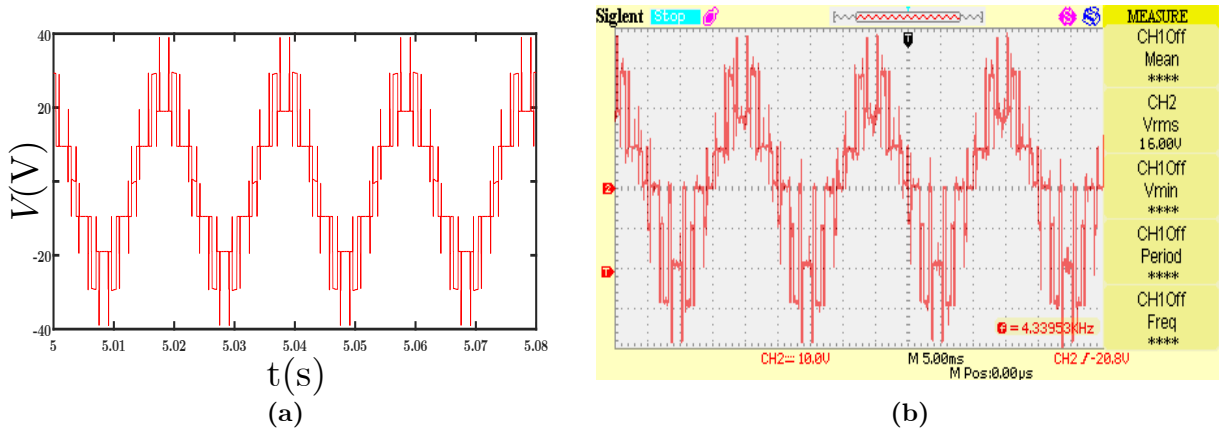


Figure 4.24: Tension de sortie V_{AN} dans le premier cas (a) essai de simulation (b) essai expérimental

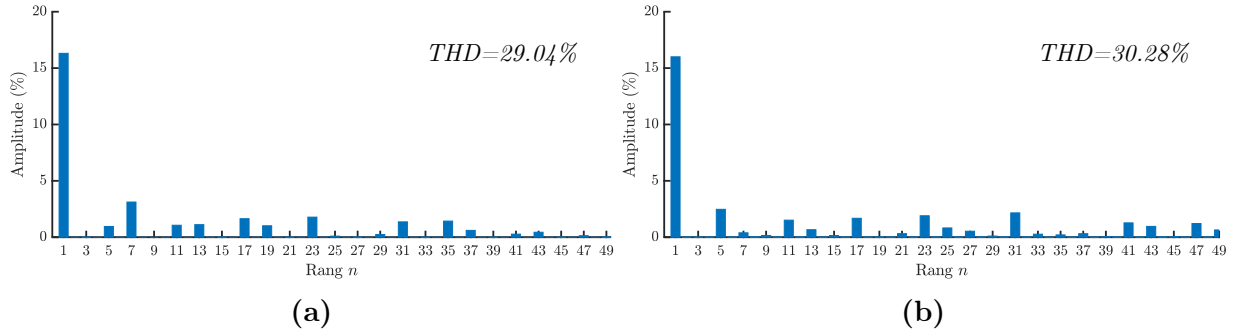


Figure 4.25: FFT de V_{AN} dans le premier cas (a) test de simulation (b) test expérimental

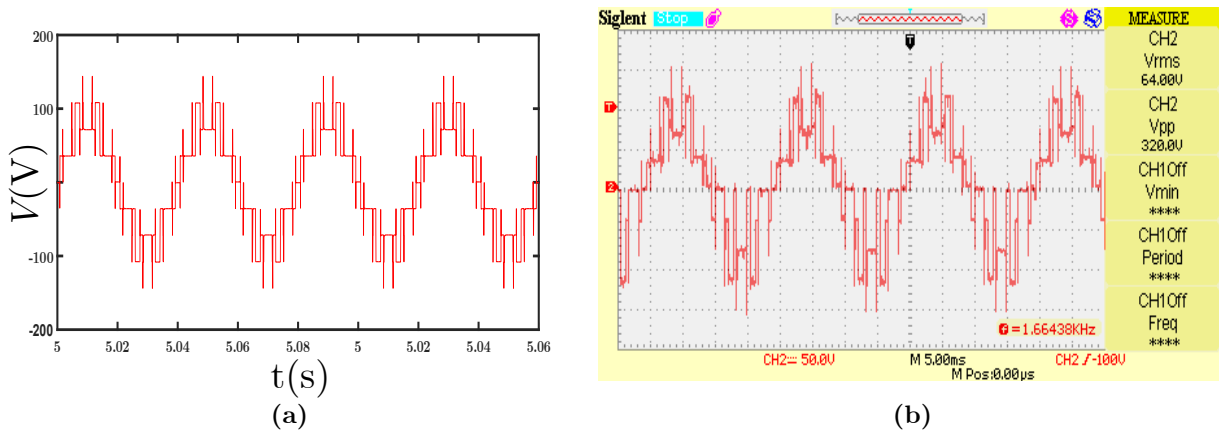


Figure 4.26: Tension de sortie V_{AN} dans le deuxième cas (a) essai de simulation (b) essai expérimental

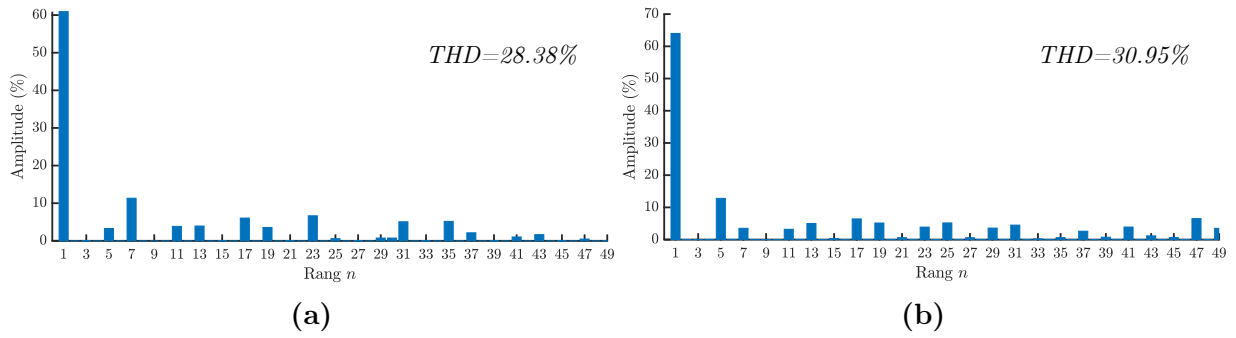


Figure 4.27: FFT de V_{AN} dans le second cas (a) test de simulation (b) test expérimental

Le Tableau 4.6 montre une légère différence dans tous les cas entre les résultats expérimentaux et théoriques. Pour chaque tension (15 V et 27 V), le MBC amplifié la valeur d'entrée avec un rapport de $2/(1-\alpha_d)$ puis de $4/(1-\alpha_d)$ selon les résultats expérimentaux (59.20 V et 199 V). On a plus de pertes lorsque la tension augmente. L'erreur estimée est inférieure à 8%. Cette tension est maintenue stable sans l'utilisation d'un algorithme des états redondants comme le montre sur les Figures 4.22.b et 4.23.b

Les valeurs moyennes de V_{c1} et V_{c2} sont respectivement voisinent (29.20 V et 30 V) pour le premier cas et voisinent (97 V, 102 V) pour le second cas. D'autre part, la valeur efficace de la tension de sortie est très proche de la valeur théorique. L'erreur est estimée à moins de 5% comme le montrent les Figures 4.24, 4.25, 4.26 et 4.27.

4.5 Conclusion

En conclusion, les résultats des tests expérimentaux de l'émulateur PV présentés dans ce chapitre ont montré que notre émulateur PV peut fournir une courbe P-V qui présente un pic de puissance, qui peut être suivi par l'algorithme MPPT. En outre, une explication de l'émulateur PV pour simuler une variation rapide de l'irradiation solaire et de la température dans le cas des systèmes PV est présentée.

Le déséquilibre de la tension des condensateurs du bus DC est aussi traité pour l'onduleur NPC. Il est résolu dans cette étude à l'aide d'un convertisseur Boost multi-niveau. Pour l'étude expérimentale, le système est composé d'un onduleur NPC à trois niveaux alimenté par un convertisseur Boost multi-niveau pour assurant la stabilité des tensions du bus DC en temps réel. Deux études de cas sont examinées, un convertisseur Boost multi-niveau avec deux condensateurs en sortie et ensuite quatre condensateurs, l'augmentation du nombre de condensateurs augmente la tension appliquée et les résultats expérimentaux sont très satisfaisants.

Conclusion Générale

En conclusion, cette thèse présente une démonstration de la contribution significative des convertisseurs multi-niveaux dans une chaîne de conversion photovoltaïque. Ceci a été réalisé grâce à l'insertion d'un hacheur multiniveaux à deux niveaux et à quatre niveaux et d'un onduleur à trois niveaux type NPC commandé par carte FPGA.

De nos jours, l'énergie photovoltaïque devient progressivement une source d'énergie à part entière, caractérisée par une demande de plus en plus importante que ce soit dans les installations domestiques ou dans les grandes centrales connectées au réseau. Néanmoins, des travaux d'envergure sont toujours nécessaires afin d'améliorer les chaînes de conversion photovoltaïque en termes de rendement et de fiabilité. Ces performances dépendent directement de l'efficacité des commandes des convertisseurs statiques qui relient la source à la charge. En effet, pour les systèmes PV isolés la robustesse des algorithmes MPPT face aux changements climatiques est toujours posé. Quant aux systèmes PV connectés, le problème des harmoniques apparaît associé au déséquilibre des tensions du bus continu situé entre le hacheur et l'onduleur en cas de structure multi-niveaux.

Notre étude s'est focalisée d'une part sur la conception de hacheur Boost à quatre niveaux (MBC). Le convertisseur MBC a été utilisé pour augmenter la tension générée par le PV d'un rapport de $(1/(1 - \alpha_d))$ et stabiliser les tensions des condensateurs à l'entrée de l'onduleur multi-niveaux, sans le recours à une commande supplémentaire, pour les systèmes PV connecté. On a remarqué que les résultats expérimentaux coïncident à ceux obtenus par simulation. Pour ce qui concerne le hacheur Boost, le convertisseur a fonctionné correctement et le gain d'amplification croît avec le nombre de condensateur inséré à la sortie.

Deux commandes MPPT sont aussi développées la première est basée sur l'algorithme P&O et la seconde est basée sur l'approche floue (FLC). Les tests de simulations sont effectués pour trois modes de fonctionnement, commençons par un éclaircissement variable, température variable puis charge variable. L'analyse des résultats démontre l'efficacité des deux techniques pour attirer le point de puissance maximum. En revanche, l'algorithme basée sur la logique floue présente une meilleure stabilité et rentabilité.

D'autre part, nos travaux ont porté sur l'amélioration de l'étage de conversion DC/AC par l'application de la méthode d'optimisation du THD pour commander les interrupteurs des onduleurs multi-niveaux étudiés ($N=3, 5, 7$ et 9). Cette partie est développée après avoir effectué un état de l'art des récentes topologies proposées dans la littérature, constituant généralement l'élément principal dans la chaîne de conversion photovoltaïque connectée au réseau.

Dans le chapitre trois, nous proposons l'usage de trois algorithmes différents : l'algorithme génétique, l'algorithme de recherche gravitationnelle puis le PSO, pour la résolution des équations non-linéaires de la MLI permettant de calculer les instants de commande des semi-conducteurs. La technique OTHD est appliquée sur les onduleurs à trois, cinq, sept et neuf niveaux. Pour chaque onduleur, plusieurs cas sont étudiés en détail. Ceci revient à résoudre des équations non linéaires à deux angles de commutation, trois angles, quatre angles et cinq angles de commutation. Ces différents cas nous ont permis de généraliser l'algorithme et le maîtriser pour la commande des onduleurs multi-niveaux. Les résultats obtenus sont très satisfaisants. Cette MLI basée sur le principe de l'optimisation est par la suite implémentée numériquement sur une carte FPGA (SPARTAN-3E). Pour la génération des angles de commutations, un programme en VHDL a été développé. Les résultats expérimentaux sont obtenus en utilisant un onduleur à trois niveaux type NPC. L'analyse spectrale de la tension de sortie de l'onduleur confirme les solutions générées par les méthodes citées précédemment et l'efficacité de l'implémentation numérique. La valeur du THD et le fondamental obtenus expérimentalement sont très proche à ceux obtenus théoriquement. L'erreur ne dépasse pas les 3% en terme de THD et 5% pour la tension du fondamental. Afin de mettre en évidence les améliorations apportées par l'insertion des convertisseurs multi-niveaux à une chaîne photovoltaïque, nous avons proposé l'étude et la réalisation d'un émulateur photovoltaïque dans le chapitre 4. L'idée de base est de pouvoir générer les courbes (I-V) et (P-V) pour différentes valeurs d'ensoleillement et températures.

Les travaux de recherche effectués dans le cadre de cette thèse ont contribué à l'apport dans le monde académique et nous espérons également que leurs utilisations pourront être étendues dans un environnement industriel.

Cette thèse a ouvert la porte à un nombre de perspectives :

- ❶ Plus d'investigations pratiques sur les récentes topologies des convertisseurs multi-niveaux.
- ❷ Equilibrage naturel des tensions d'entrée de l'onduleur par un algorithme associé à la MLI.
- ❸ Intégration de la partie stockage d'énergie en utilisant le hacheur Buck/Boost multi-niveaux.

Bibliographie

- [1] Feres Hadji, Nabila Ihaddadene, Razika Ihaddadene, Younes Kherbiche, Merouan Mostefaoui, and Abedel Hadi Beghidja. Solar energy in m'sila (algerian province). In *2018 6th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, pages 1–5, 2018.
- [2] Houda Tassoult and Brahim Haddad. Suitable sites for csp power plants installation in algeria. In *2019 7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, pages 1–5, 2019.
- [3] Amruta Pattnaik and Anuradha Tomar. The role of power electronics in the field of photovoltaic system : A study. In *Lecture Notes in Electrical Engineering*, pages 777–784. Springer Singapore, 2021.
- [4] Mohammad Sarvi and Ahmad Azadian. A comprehensive review and classified comparison of MPPT algorithms in PV systems. *Energy Systems*, 13(2) :281–320, March 2021.
- [5] Abdelhakim Belkaid, Ilhami Colak, and Korhan Kayisli. Implementation of a modified p&o-mppt algorithm adapted for varying solar radiation conditions. *Electrical Engineering*, 99(3) :839–846, October 2016.
- [6] Mujahed Al-Dhaifallah, Ahmed M. Nassef, Hegazy Rezk, and Kottakkaran Sooppy Nisar. Optimal parameter design of fractional order control based inc-mppt for pv system. *Solar Energy*, 159 :650–664, 2018.
- [7] Shijie Yan, Jia Yuan, and Lei Xu. Fuzzy logic control of mppt for photovoltaic power system. In *2012 9th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery*, pages 448–451, 2012.
- [8] Mounir Dabboussi, Ali Hmidet, and Olfa Boubaker. An efficient fuzzy logic mppt control approach for solar pv system : A comparative analysis with the conventional perturb and observe technique. In *2020 6th IEEE International Energy Conference (ENERGYCon)*, pages 366–371, 2020.
- [9] R.H. Baker and L. H. Bannister. Switching circuit. *U.S. Patent 4 210 826*, July. 1980.

- [10] T. Meynard and H. Foch. Multi-level conversion : high voltage choppers and voltage-source inverters. *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 397–403 vol.1, 1992.
- [11] Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai, J.W. McKeever, and J. VanCoevering. A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static var generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(5) :1130–1138, 1996.
- [12] Khoukha Imarazene, **Bouali, Yacine**, Mahrez Amani, and El Madjid Berkouk. Vhdl implementation of two-level space vector pwm for fpgas. In *2022 2nd International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE)*, pages 1–6, 2022.
- [13] Khoukha Imarazene, **Bouali, Yacine**, and El Madjid Berkouk. Three-level space vector pwm implementation for neutral point clamped inverter using a hardware description language. In *2022 IEEE International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, volume 4, pages 1–6, 2022.
- [14] **Bouali, Yacine**, Khoukha Imarazene, and El Madjid Berkouk. Digital control of pd-spwm algorithm for three-level inverter using fpga device. In *2020 6th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, pages 80–84, 2020.
- [15] K. Imarazene, E. M. Berkouk, and H. Chekireb. Self-balancing dc-link capacitor voltages in seven-level inverter using selective harmonics elimination pwm. In *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 922–927, 2016.
- [16] **Yacine Bouali**, Khoukha Imarazene, and El Madjid Berkouk. Total harmonic distortion optimization of multilevel inverters using genetic algorithm : Experimental test on NPC topology with self-balancing of capacitors voltage using multilevel DC–DC converter. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 48(5) :6067–6087, September 2022.
- [17] Khaled El-Naggar and Tamer H. Abdelhamid. Selective harmonic elimination of new family of multilevel inverters using genetic algorithms. *Energy Conversion and Management*, 49(1) :89–95, 2008.
- [18] A.K. Al-Othman and Tamer H. Abdelhamid. Elimination of harmonics in multilevel inverters with non-equal dc sources using pso. *Energy Conversion and Management*, 50(3) :756–764, 2009.
- [19] K. Ganesan, K. Barathi, P. Chandrasekar, and D. Balaji. Selective harmonic elimination of cascaded multilevel inverter using bat algorithm. *Procedia Technology*, 21 :651–657, 2015.

- [20] Mohammad Ali Hosseinzadeh, Maryam Sarbanzadeh, Yamisleydi Salgueiro, Marco Rivera, and Patrick Wheeler. Selective harmonic elimination in cascaded h-bridge multilevel inverter using genetic algorithm approach. In *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 1527–1532, 2019.
- [21] Mudasir Ahmed Memon, Marif Daula Siddique, Mekhilef Saad, and Marizan Mubin. Asynchronous particle swarm optimization-genetic algorithm (apso-ga) based selective harmonic elimination in a cascaded h-bridge multilevel inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pages 1–1, 2021.
- [22] Maryam Sarbanzadeh, Mohammad Ali Hosseinzadeh, Ali Salehi, Marco Rivera, and Patrick Wheeler. Genetic algorithm technique for 7-level cascaded h-bridge multilevel converter thd minimization. In *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 2635–2640, 2019.
- [23] M. K Maharana and Rupali Mohanty. PSO based harmonic reduction technique for wind generated power system. *International Journal of Power System Operation and Energy Management*, pages 31–35, January 2013.
- [24] Suresh N. and R. Samuel Rajesh Babu. Reduction of total harmonic distortion in cascaded h-bridge inverter by pattern search technique. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 7(6) :3292, December 2017.
- [25] Gamze Nalcaci and Muammer Ermis. Effect of grey wolf optimization on thd of 3- phase voltage source inverter with selective harmonic elimination base. In *2019 4th International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA)*, pages 1–5, 2019.
- [26] K. Imarazene, A. Ladjici, and E. M. Berkouk. Optimized total harmonic distortion pwm in five level inverter with differential evolution approach. In *2019 8th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, pages 189–193, 2019.
- [27] David H Wolpert and William G Macready. No free lunch theorems for optimization. *IEEE transactions on evolutionary computation*, 1(1) :67–82, 1997.
- [28] Robert Foster. *Solar Energy : Renewable Energy and the Environment*. CRC Press, 2017.
- [29] Waqas Ali, Haroon Farooq, Ata Ur Rehman, Qasim Awais, Mohsin Jamil, and Ali Noman. Design considerations of stand-alone solar photovoltaic systems. In *2018 International Conference on Computing, Electronic and Electrical Engineering (ICE Cube)*, pages 1–6, 2018.
- [30] Md Masud Rana, Moslem Uddin, Md Rasel Sarkar, G.M. Shafiullah, Huadong Mo, and Mohamed Atef. A review on hybrid photovoltaic – battery energy storage

- system : Current status, challenges, and future directions. *Journal of Energy Storage*, 51 :104597, 2022.
- [31] Habis Al-Zoubi, Yaqoub Al-Khasawneh, and Waid Omar. Design and feasibility study of an on-grid photovoltaic system for green electrification of hotels : a case study of cedars hotel in jordan. *International Journal of Energy and Environmental Engineering*, 12(4) :611–626, June 2021.
- [32] Y Hazarathaiah and B V Rami Reddy. Takagi-sugeno-kang fuzzy controllers for single stage grid connected pv system. In *2022 1st IEEE International Conference on Industrial Electronics : Developments & Applications (ICIDeA)*, pages 129–134, 2022.
- [33] Deepak Tiku. Modular multilevel mmi(hb) topology for single-stage grid connected pv plant. In *11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission*, pages 1–8, 2015.
- [34] H.J. Queisser and J.H. Werner. Principles and technology of photovoltaic energy conversion. In *Proceedings of 4th International Conference on Solid-State and IC Technology*, pages 146–150, 1995.
- [35] A.S. Bouazzi. High-efficiency silicon solar cells. *IEEE Potentials*, 19(2) :16–18, 2000.
- [36] José Luceño-Sánchez, Ana Díez-Pascual, and Rafael Peña Capilla. Materials for photovoltaics : State of art and recent developments. *International Journal of Molecular Sciences*, 20(4) :976, February 2019.
- [37] N. Pandiarajan and Ranganath Muthu. Mathematical modeling of photovoltaic module with simulink. In *2011 1st International Conference on Electrical Energy Systems*. IEEE, January 2011.
- [38] Xuan Hieu Nguyen and Minh Phuong Nguyen. Mathematical modeling of photovoltaic cell/module/arrays with tags in matlab/simulink. *Environmental Systems Research*, 4(1), December 2015.
- [39] Nupur Yadav and D.K. Sambariya. Mathematical modelling and simulation of photovoltaic module using MATLAB/SIMULINK. In *2018 9th International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT)*. IEEE, July 2018.
- [40] Sangeeta Modi, Kurian Kevin, and P. Usha. Mathematical modeling, simulation and performance analysis of solar cell. In *2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)*, pages 730–734, 2018.
- [41] **Bouali, Yacine**, K. Imarazene, and El Madjid Berkouk. Mathematical modelling of photovoltaic module in matlab/simulink considering ambient conditions. In

- 7th Virtual International Conference on Science, Technology and Management in Energy (eNergetics 2021)*, pages 25–29, 12 2021.
- [42] Kummara Venkat Guru Raghavendra, Kamran Zeb, Anand Muthusamy, T. N. V. Krishna, S. V. S. V Prabhudeva Kumar, Do-Hyun Kim, Min-Soo Kim, Hwan-Gyu Cho, and Hee-Je Kim. A comprehensive review of dc–dc converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems. *Electronics*, 9(1), 2020.
- [43] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, F. Z. Peng, and A. Valderrabano. A dc-dc multilevel boost converter. *IET Power Electronics*, 3(1) :129–137, 2010.
- [44] Ahmed Sheir, Mohamed Z. Youssef, and Mohamed Orabi. A novel bidirectional t-type multilevel inverter for electric vehicle applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(7) :6648–6658, 2019.
- [45] Salvador Alepuz, Sergio Busquets-Monge, Joan Nicolás-Apruzzese, Àlber Filbà-Martínez, Josep Bordonau, Xibo Yuan, and Samir Kouro. A survey on capacitor voltage control in neutral-point-clamped multilevel converters. *Electronics*, 11(4), 2022.
- [46] J. C. Mayo-Maldonado, J. E. Valdez-Reséndiz, J. C. Rosas-Caro, R. Salas-Cabrera, E. N. Salas-Cabrera, and H. Cisneros-Villegas. A contribution to the dynamic modeling of switched-capacitor converters. In *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 1284–1290, 2011.
- [47] M. E. Ahmed, M. Mousa, and M. Orabi. Development of high gain and efficiency photovoltaic system using multilevel boost converter topology. In *The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, pages 898–903, 2010.
- [48] Manel Hlaili and Hfaiedh Mechergui. Comparison of different MPPT algorithms with a proposed one using a power estimator for grid connected PV systems. *International Journal of Photoenergy*, 2016 :1–10, 2016.
- [49] Hala J. El-Khozondar, Rifa J. El-Khozondar, Khaled Matter, and Teuvo Suntio. A review study of photovoltaic array maximum power tracking algorithms. *Renewables : Wind, Water, and Solar*, 3(1), February 2016.
- [50] Saad Motahhir, Aboubakr El Hammoumi, and Abdelaziz El Ghzizal. The most used mppt algorithms : Review and the suitable low-cost embedded board for each algorithm. *Journal of Cleaner Production*, 246 :118983, 2020.

- [51] Vijay Laxmi Mishra, Yogesh K. Chauhan, and K.S. Verma. A critical review on advanced reconfigured models and metaheuristics-based mppt to address complex shadings of solar array. *Energy Conversion and Management*, 269 :116099, 2022.
- [52] L.A. Zadeh. Fuzzy sets. *Information and Control*, 8(3) :338–353, 1965.
- [53] Bruno Scrosati and Jürgen Garche. Lithium batteries : Status, prospects and future. *Journal of Power Sources*, 195(9) :2419–2430, May 2010.
- [54] Weidong Chen, Jun Liang, Zhaohua Yang, and Gen Li. A review of lithium-ion battery for electric vehicle applications and beyond. *Energy Procedia*, 158 :4363–4368, 2019. Innovative Solutions for Energy Transitions.
- [55] Ahmad A. Pesaran. Lithium-ion battery technologies for electric vehicles : Progress and challenges. *IEEE Electrification Magazine*, 11(2) :35–43, 2023.
- [56] Mohammad Shahjalal, Probir Kumar Roy, Tamanna Shams, Ashley Fly, Jahedul Islam Chowdhury, Md. Rishad Ahmed, and Kailong Liu. A review on second-life of li-ion batteries : prospects, challenges, and issues. *Energy*, 241 :122881, 2022.
- [57] Tan, Rodney H.G., Er, Chee Kang, and Solanki, Sunil G. Modeling of photovoltaic mppt lead acid battery charge controller for standalone system applications. *E3S Web Conf.*, 182 :03005, 2020.
- [58] Santosh Kumar Yadav, Nidhi Singh, M. A. Ansari, and Rohit Kumar. Design and comparative analysis of photovoltaic battery charge control techniques in simulink environment. In *Advances in Smart Communication and Imaging Systems*, pages 545–560. Springer Singapore, 2021.
- [59] Feby Chandra Arsandi, Moh. Zaenal Efendi, and Farid Dwi Mudianto. Constant current constant voltage for precise lithium-ion battery charging. In *2022 International Electronics Symposium (IES)*, pages 48–53, 2022.
- [60] Leopoldo G. Franquelo, Jose Rodriguez, Jose I. Leon, Samir Kouro, Ramon Portillo, and Maria A.M. Prats. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2(2) :28–39, 2008.
- [61] Rekha Agrawal and Shailendra Jain. Comparison of reduced part count multilevel inverters (rpc-mlis) for integration to the grid. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 84 :214–224, 2017.
- [62] Rushikesh Mali, Nitin Adam, Akshay Satpaise, and A. P. Vaidya. Performance comparison of two level inverter with classical multilevel inverter topologies. In *2019 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, pages 1–7, 2019.

- [63] Prabhu Omer, Jagdish Kumar, and Balwinder Singh Surjan. A review on reduced switch count multilevel inverter topologies. *IEEE Access*, 8 :22281–22302, 2020.
- [64] G.F. Reed, T.R. Croasdaile, J.J. Paserba, R.M. Williams, R. Takeda, S. Jochi, N. Morishima, T. Aritsuka, Y. Hamasaki, Y. Yonehata, S. Amakasu, and K. Takamiya. Applications of voltage source inverter (vsi) based technology for facts and custom power installations. In *PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.00EX409)*, volume 1, pages 381–386 vol.1, 2000.
- [65] Sara Hazrati, Mohammad Bagher Bannae Sharifian, Mohammad Reza Feyzi, and Ebrahim Babaei. Developed configuration of stacked multicell topology with reduced DC voltage sources. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 49(12) :3941–3965, June 2021.
- [66] Ali Iftexhar Maswood and Hossein Dehghani Tafti, editors. *Advanced multilevel converters and applications in grid integration*. John Wiley & Sons, Nashville, TN, December 2018.
- [67] Wenping Zhang, Dehong Xu, Prasad N. Enjeti, Haijin Li, Joshua T. Hawke, and Harish S. Krishnamoorthy. Survey on fault-tolerant techniques for power electronic converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(12) :6319–6331, 2014.
- [68] Hari Priya Vemuganti, Dharmavarapu Sreenivasarao, Siva Kumar Ganjikunta, Hirralal Murlidhar Suryawanshi, and Haitham Abu-Rub. A survey on reduced switch count multilevel inverters. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2 :80–111, 2021.
- [69] Javad Ebrahimi, Ebrahim Babaei, and Gevorg B. Gharehpetian. A new multilevel converter topology with reduced number of power electronic components. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(2) :655–667, 2012.
- [70] Ebrahim Babaei, Sara Laali, and Zahra Bayat. A single-phase cascaded multilevel inverter based on a new basic unit with reduced number of power switches. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(2) :922–929, 2015.
- [71] Mingzhe Wu, Yun Wei Li, and Georgios Konstantinou. A comprehensive review of capacitor voltage balancing strategies for multilevel converters under selective harmonic elimination pwm. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(3) :2748–2767, 2021.
- [72] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17(5) :518–523, Sep. 1981.

- [73] Akanksha Sinha, Kartick Chandra Jana, and Madan Kumar Das. An inclusive review on different multi-level inverter topologies, their modulation and control strategies for a grid connected photo-voltaic system. *Solar Energy*, 170 :633–657, August 2018.
- [74] Gouri Deshmukh, Pradyumn Chaturvedi, and Vedashree Rajderkar. Analysis of cascaded h-bridge multilevel inverter. In *2022 International Conference on Futuristic Technologies (INCOFT)*, pages 1–6, 2022.
- [75] Vineet Bharadwaj, Samudra Panda, Sourabh Kundu, and Subrata Banerjee. Seven level chb multilevel inverter based statcom using decoupled control & dc voltage balancing. In *2023 International Conference on Computer, Electrical & Communication Engineering (ICCECE)*, pages 1–6, 2023.
- [76] T. Bruckner, S. Bernet, and H. Guldner. The active npc converter and its loss-balancing control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(3) :855–868, 2005.
- [77] Thomas Bruckner and Steffen Bernet. The active npc converter for medium-voltage applications. In *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, volume 1, pages 84–91 Vol. 1, 2005.
- [78] Anton Lesnicar and Rainer Marquardt. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*,, 3 :6 pp. Vol.3–, 2003.
- [79] Kurt Friedrich. Modern hvdc plus application of vsc in modular multilevel converter topology. *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 3807–3810, 2010.
- [80] Amirreza Poorfakhraei, Mehdi Narimani, and Ali Emadi. A review of multilevel inverter topologies in electric vehicles : Current status and future trends. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 2 :155–170, 2021.
- [81] S. Foti, A. Testa, T. Scimone, S. De Caro, L. D. Tornello, G. Scarcella, and G. Scelba. A novel hybrid n-level t-type inverter topology. In *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 5507–5513, 2019.
- [82] A. Salem and M. A. Abido. T-type multilevel converter topologies : A comprehensive review. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 44(3) :1713–1735, August 2018.
- [83] Ebrahim Babaei. A cascade multilevel converter topology with reduced number of switches. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(6) :2657–2664, 2008.

- [84] Javad Ebrahimi, Ebrahim Babaei, and Goverg B. Gharehpetian. A new topology of cascaded multilevel converters with reduced number of components for high-voltage applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(11) :3109–3118, 2011.
- [85] Ebrahim Babaei and Sara Laali. A multilevel inverter with reduced power switches. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 41(9) :3605–3617, June 2016.
- [86] Mohammad Ali Hosseinzadeh, Maryam Sarebanzadeh, Cristian Garcia, Ebrahim Babaei, and Jose Rodriguez. An asymmetric modular multicell inverter with low number of dc source and voltage stress. *IEEE Access*, pages 1–1, 2022.
- [87] Gi-Taek Kim and T.A. Lipo. Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(6) :1331–1337, 1996.
- [88] Krishna Kumar Gupta, Alekh Ranjan, Pallavee Bhatnagar, Lalit Kumar Sahu, and Shailendra Jain. Multilevel inverter topologies with reduced device count : A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(1) :135 – 151, 2016.
- [89] Ebrahim Babaei, Somayeh Alilu, and Sara Laali. A new general topology for cascaded multilevel inverters with reduced number of components based on developed h-bridge. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(8) :3932–3939, 2014.
- [90] Randy Haupt. *Practical genetic algorithms*. John Wiley, Hoboken, N.J, 2004.
- [91] Dan Simon. *Evolutionary optimization algorithms*. Wiley-Blackwell, Chichester, 2013.
- [92] Yang. *Nature-inspired optimization algorithms*. Elsevier, London England Waltham Massachusetts, 2014.
- [93] Pradnya A. Vikhar. Evolutionary algorithms : A critical review and its future prospects. In *2016 International Conference on Global Trends in Signal Processing, Information Computing and Communication (ICGTSPICC)*, pages 261–265, 2016.
- [94] J. H. Kim, H. M. Lee, Donghwi Jung, and A. Sadollah. Engineering benchmark generation and performance measurement of evolutionary algorithms. In *2017 IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC)*, pages 714–717, 2017.
- [95] S. D. Immanuel and U. K. Chakraborty. Genetic algorithm : An approach on optimization. In *2019 International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*, pages 701–708, 2019.
- [96] T. Pencheva, K. Atanassov, and A. Shannon. Modelling of a stochastic universal sampling selection operator in genetic algorithms using generalized nets. In *Proceedings of the Tenth International Workshop on Generalized Nets, Sofia*, pages 1–7, 2009.

- [97] Esmat Rashedi, Hossein Nezamabadi-pour, and Saeid Saryazdi. Gsa : A gravitational search algorithm. *Information Sciences*, 179(13) :2232–2248, 2009. Special Section on High Order Fuzzy Sets.
- [98] Himanshu Mittal, Ashish Tripathi, Avinash Chandra Pandey, and Raju Pal. Gravitational search algorithm : a comprehensive analysis of recent variants. *Multimedia Tools and Applications*, 80(5) :7581–7608, October 2020.
- [99] Norlina Mohd Sabri, Mazidah Puteh, and Mohamad Rusop Mahmood. An overview of gravitational search algorithm utilization in optimization problems. In *2013 IEEE 3rd International Conference on System Engineering and Technology*, pages 61–66, 2013.
- [100] J. Kennedy and R. Eberhart. Particle swarm optimization. In *Proceedings of ICNN’95 - International Conference on Neural Networks*, volume 4, pages 1942–1948 vol.4, 1995.
- [101] Eberhart and Yuhui Shi. Particle swarm optimization : developments, applications and resources. In *Proceedings of the 2001 Congress on Evolutionary Computation (IEEE Cat. No.01TH8546)*, volume 1, pages 81–86 vol. 1, 2001.
- [102] Tareq M. Shami, Ayman A. El-Saleh, Mohammed Alswaitti, Qasem Al-Tashi, Mhd Amen Summakieh, and Seyedali Mirjalili. Particle swarm optimization : A comprehensive survey. *IEEE Access*, 10 :10031–10061, 2022.
- [103] K. Imarazene, E. M. Berkouk, and H. Chekireb. Optimized total harmonics distortion pwm and multi-carries pwm : Comparison. In *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, pages 337–341, May 2015.
- [104] A.K. Mukerjee and Nivedita Dasgupta. Dc power supply used as photovoltaic simulator for testing mppt algorithms. *Renewable Energy*, 32(4) :587–592, 2007.
- [105] Dylan D.C. Lu and Quang Ngoc Nguyen. A photovoltaic panel emulator using a buck-boost dc/dc converter and a low cost micro-controller. *Solar Energy*, 86(5) :1477–1484, 2012.
- [106] Z. Zhou, P.M. Holland, and P. Iqbal. Mppt algorithm test on a photovoltaic emulating system constructed by a dc power supply and an indoor solar panel. *Energy Conversion and Management*, 85 :460–469, 2014.
- [107] A. Chalh, S. Motahhir, A. El Hammoumi, A. El Ghzizal, and A. Derouich. Study of a low-cost PV emulator for testing MPPT algorithm under fast irradiation and temperature change. *Technology and Economics of Smart Grids and Sustainable Energy*, 3(1), August 2018.

- [108] C.S. Kong. A general maximum power transfer theorem. *IEEE Transactions on Education*, 38(3) :296–298, 1995.
- [109] Santiago A. Verne, Sergio A. Gonzalez, and Maria I. Valla. An optimization algorithm for capacitor voltage balance of n-level diode clamped inverters. In *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pages 3201–3206, 2008.
- [110] Jose Rodriguez, Steffen Bernet, Peter K. Steimer, and Ignacio E. Lizama. A survey on neutral-point-clamped inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(7) :2219–2230, 2010.
- [111] Julio C. Rosas-Caro, Juan M. Ramirez, and Antonio Valderrabano. Voltage balancing in dc/dc multilevel boost converters. In *2008 40th North American Power Symposium*, pages 1–7, 2008.
- [112] Lei Lin, Yunping Zou, Zhan Wang, and Hongyuan Jin. A simple neutral-point voltage balancing control method for three-level npc pwm vsi inverters. In *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, pages 828–833, 2005.
- [113] J. Pou, R. Pindado, and D. Boroyevich. Voltage-balance limits in four-level diode-clamped converters with passive front ends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(1) :190–196, 2005.
- [114] Sergio Busquets-Monge, JosÉ Daniel Ortega, Josep Bordonau, JosÉ Antonio Beristain, and Joan Rocabert. Closed-loop control of a three-phase neutral-point-clamped inverter using an optimized virtual-vector-based pulsewidth modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5) :2061–2071, 2008.
- [115] Takumi Ito, Masamu Kamaga, Yukihiro Sato, and Hiromichi Ohashi. An investigation of voltage balancing circuit for dc capacitors in diode-clamped multilevel inverters to realize high output power density converters. In *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 3675–3682, 2010.
- [116] Tejash Naik, Rupesh G. Wandhare, and Vivek Agarwal. Three-level npc inverter with novel voltage equalization for pv grid interface suitable for partially shaded conditions. In *2013 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, pages 186–193, 2013.

Annexe A

Angles de commutation α_i

A.1 Angles de commutation obtenues par l'algorithme génétique

Tableau A.1: Les angles de commutation pour un onduleur trois niveau ($N = 3, \ell = 4$)

m	$\alpha_i(^{\circ})$	$THD(\%)$
0.6	[7.51 53.47 60.72 65.55]	29.92
0.7	[12.79 49.08 58.34 72.83]	27.05
0.8	[13.5316 47.98 52.81 73.79]	27.76
0.9	[22.99 38.05 48.16 84.64]	26.68
1	[22.62 36.95 41.78 85.16]	25.13

Tableau A.2: Les angles de commutation pour un onduleur trois niveau ($N = 3, \ell = 5$)

m	$\alpha_i(^{\circ})$	$THD(\%)$
0.6	[2.46 14.51 44.40 59.72 76.70]	27.99
0.7	[2.87 13.59 44.80 61.61 73.21]	26.21
0.8	[7.32 16.01 42.52 66.99 75.43]	28.14
0.9	[12.20 24.23 35.29 72.40 82.68]	26.66
1	[16.48 24.47 34.94 77.89 82.72]	23.55

Tableau A.3: Les angles de commutation pour un onduleur cinq niveau ($N = 5, \ell = 3$)

m	$\alpha_i(^{\circ})$	$THD(\%)$
0.5	[45.40 78.64 83.47]	26.82
0.6	[47.66 69.28 85.17]	25.48
0.7	[16.16 66.22 74.69]	17.48
0.8	[1.99 40.09 59.50]	14.35
0.9	[2.18 23.44 59.84]	10.13
1	[7.11 18.88 68.40]	12.72