

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTÈRE DE
L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ BLIDA 1

Faculté de Technologie

Département d'Automatique et électrotechnique

THÈSE DE DOCTORAT

Spécialité : Automatique

L'UTILISATION DES CONVERTISSEURS Z SOURCE POUR DES SYSTÈMES À
ÉNERGIE RENOUVELABLE

Par

Moufek KHELIFI

Devant le jury composé de :

Kamel KARA	Professeur, U. de Blida	Président
Abdelhalim TLEMCANI	Professeur, U. de Médéa	Examineur
Rafik BRADAI	Professeur, U. de Blida	Examineur
Omar BENZINEB	Professeur, U. de Blida	Directeur de thèse
El-Madjid BERKOUK	Professeur, ENP Alger	Co-Directeur de thèse

Blida, Mai 2024

RESUME

Les travaux présentés dans cette thèse visent principalement à proposer une stratégie de contrôle améliorée basée sur la modulation vectorielle spatiale (ZSVPWM) pour le contrôle et l'amélioration des performances de l'onduleur Z-source dans des applications photovoltaïques (PVs). La stratégie proposée est caractérisée par **des plages d'indice de modulation** et du **rapport cyclique de court-circuit** étendues, tout en maintenant un **rapport cyclique de court-circuit constant** sur tous les cycles de commutation. Les performances obtenues par la stratégie proposée sont : (1) Un gain de tension plus élevé, (2) Une tension de blocage (\widehat{V}_{dc}) réduite, (3) Une ondulation du courant d'inductance (ΔI_L) plus faible, (4) Un courant de court-circuit (I_L) réduit, (5) Une Distorsion harmonique totale de tension (THD) réduite, (6) Un rendement meilleur (Pertes de puissance de commutation et de conduction des commutateurs IGBT de l'onduleur réduites), (7) Une plage de poursuite du MPP plus étendue.

Dans cette thèse, les travaux effectués sont présentés en quatre chapitres. Le premier chapitre a pour objectif de donner un état de l'art sur les systèmes PV et l'onduleur Z-source, où nous avons introduit les différentes notions et relations que nous avons jugées utiles pour le reste des chapitres. Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes concentrés sur l'étude de l'extraction de la puissance maximale d'un générateur photovoltaïque par l'onduleur Z-source en comparant cinq techniques de suivi de puissance maximale (MPPT). Ensuite, une seule technique MPPT est choisie parmi les cinq techniques MPPT étudiées, mais cette fois en utilisant trois stratégies de contrôle conventionnelles différentes. L'objectif principal de ce chapitre est donc d'étudier l'impact des différentes caractéristiques données par les différentes stratégies de contrôle de l'onduleur Z-source sur les performances de la technique MPPT, afin de mettre en évidence les atouts et les faiblesses des stratégies de contrôle de l'onduleur Z-source utilisées dans une application photovoltaïque (PV). Dans le troisième chapitre, une stratégie de modulation vectorielle améliorée notée ID-ZSVPWM-MR est proposée pour le contrôle de l'onduleur Z-source, afin d'améliorer ces performances et de surmonter les limitations des stratégies existantes en exploitant les résultats obtenus dans le chapitre précédent, et en profitant des avantages offerts par la technique de modulation vectorielle (ZSVPWM). Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié l'intégration de l'onduleur Z-source contrôlé par la nouvelle stratégie ID-ZSVPWM-MR dans une

installation PV connectée au réseau électrique via un filtre LCL. L'objectif de ce chapitre est de tester la conformité des résultats obtenus par le système de commande adopté et compris la nouvelle stratégie proposée aux normes internationales d'interconnexion au réseau électrique.

Mots clé : Onduleur Z-source, Système photovoltaïque, ID-ZSVPWM-MR, ZSVPWM, MPPT, Connexion au réseau.

ABSTRACT

The work presented in this thesis mainly aims to propose an improved control strategy based on space vector modulation (ZSVPWM) to control and improve the performance of the Z-source inverter in a photovoltaic application. The proposed strategy is characterized by extended modulation index and short-circuit duty ratio ranges, while maintaining a constant short-circuit duty cycle across all switching cycles. The performances obtained by the proposed strategy are : (1) a higher voltage gain, (2) a reduced voltage stress (\widehat{V}_{dc}), (3) a lower inductance current ripple (ΔIL), (4) a reduced short circuit current (I_L), (5) a reduced total voltage harmonic distortion (THD), (6) better efficiency (reduced switching and conduction power losses of the inverter IGBT switches), (7) a wider MPP tracking range. In this thesis, the work carried out is presented in four chapters. The first chapter aims to provide a state of the art on PV systems and the Z-source inverter, where we introduced the different notions and relationships that we deemed useful for the rest of the chapters. In the second chapter, we focused on studying the extraction of maximum power from a photovoltaic generator by the Z-source inverter by comparing five maximum power tracking techniques (MPPTs). Next, a single MPPT technique is chosen from the five MPPT techniques studied, but this time using three different conventional control strategies. The main objective of this chapter is therefore to study the impact of the different characteristics given by the different control strategies of the Z-source inverter on the performance of the MPPT technique, in order to highlight the strengths and weaknesses Z-source inverter control strategies used in a photovoltaic application. In the third chapter, an improved space vector modulation strategy noted ID-ZSVPWM-MR is proposed for the control of the Z-source inverter, in order to improve this performance and overcome the limitations of existing strategies by exploiting the results obtained in the previous chapter, and taking advantage of the advantages offered by the space vector modulation strategy (ZSVPWM). In the fourth chapter, we studied the integration of the Z-source inverter controlled by the new ID-ZSVPWM-MR strategy in a PV installation connected to the electrical network via an LCL filter. This chapter aims to test the conformity of the results obtained by the control system adopted including the new strategy to international standards for interconnection to the electrical network. **Keywords:** Z-source inverter, Photovoltaic system, ID-ZSVPWM-MR, ZSVPWM, MPPT, Grid connection.

ملخص

يقترح العمل المقدم في هذه الأطروحة استراتيجية تعديل متجه (ZSVPWM) محسنة للتحكم وتحسين أداء العاكس Z-source في تطبيق الطاقة الكهروضوئية. تتميز هذه الإستراتيجية بنطاقات ممتدة لمؤشر التعديل ولنسبة تشغيل دارة قصيرة (Shoot-through)، مع الحفاظ على نسبة تشغيل دارة قصيرة ثابتة عبر جميع دورات التبديل. الأداء الذي تم الحصول عليه من خلال الاستراتيجية المقترحة هو: (1) كسب جهد أعلى، (2) ضغط جهد منخفض لمفاتيح الIGBTs، (3) تموج أقل لتيار الحث (ΔIL)، (4) تيار دارة قصيرة منخفض (IL)، (5) التشوه التوافقي للجهد الإجمالي (THD) منخفض، (6) كفاءة أفضل (تقليل فقدان طاقة التبديل والتوصيل لمفاتيح IGBTs للعاكس)، (7) نطاق تتبع MPP أوسع.

في هذه الأطروحة، تم عرض العمل المنجز في أربعة فصول. يهدف الفصل الأول إلى تقديم الأنظمة الكهروضوئية والعاكس Z-source، حيث تم عرض المفاهيم والعلاقات المختلفة التي رأيناها مفيدة لبقية الفصول. في الفصل الثاني ركزنا على دراسة استخلاص الطاقة القصوى من المولد الكهروضوئي بواسطة العاكس Z-source من خلال مقارنة خمس تقنيات لتتبع الطاقة القصوى (MPPT). بعد ذلك، تم اختيار تقنية MPPT واحدة من بين تقنيات MPPT الخمس التي تمت دراستها، ولكن هذه المرة باستخدام ثلاث استراتيجيات تحكم تقليدية مختلفة. بالتالي فإن الهدف الرئيسي لهذا الفصل هو دراسة تأثير الخصائص المختلفة التي تقدمها استراتيجيات التحكم المختلفة للعاكس Z-source على أداء تقنية ال MPPT، وذلك من أجل تسليط الضوء على نقاط القوة والضعف في استراتيجيات التحكم في العاكس Z-source في التطبيقات الكهروضوئية. في الفصل الثالث تم اقتراح استراتيجية تعديل متجه محسنة تسمى (ID-ZSVPWM-MR) للتحكم في العاكس Z-source، وذلك لتحسين أداءه والتغلب على قيود الاستراتيجيات الحالية من خلال استغلال النتائج التي تم الحصول عليها في الفصل السابق، والاستفادة من المزايا التي توفرها تقنية التعديل المتجه (ZSVPWM). في الفصل الرابع قمنا بدراسة دمج العاكس Z-source المنحكم فيه بإستراتيجية ID-ZSVPWM-MR الجديدة في التركيب الكهروضوئي المتصل بالشبكة الكهربائية عبر مرشح LCL. يهدف هذا الفصل إلى اختبار مدى مطابقة النتائج التي تم الحصول عليها باستخدام نظام التحكم المعتمد بما في ذلك الاستراتيجية الجديدة للمعايير الدولية للربط البيئي بالشبكة الكهربائية.

الكلمات المفتاحية: العاكس Z-source، النظام الكهروضوئي، ID-ZSVPWM-MR، ZSVPWM، MPPT، اتصال الشبكة.

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je voudrais remercier DIEU tout puissant, de m'avoir donné le courage, la patience et la volonté de mener à terme ce travail.

Je tiens tout particulièrement à remercier les directeurs de ma thèse, le Professeur Barkouk El-Majid, professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP), et le Professeur Benzineb Omar, qui malgré leur état de santé, ont encadré et suivi ce travail avec beaucoup de soin, d'attention et de conscience professionnelle.

Je tiens également à remercier les membres du jury d'avoir accepté de juger et corriger ce travail.

Je tiens à exprimer ma gratitude et mes sincères remerciements à mes collègues chercheurs de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) : BEHLOULI Asma, BATOUCHE Fares, CHAIB Ibtissem, et MOSTPHA Kermadi, qui m'ont soutenu depuis mon inscription en thèse. A travers ces lignes, puisse-t-il trouver ma sincère gratitude et ma reconnaissance, en particulier BEHLOULI Asma.

Je tiens également à remercier toute l'équipe du laboratoire LCP de l'ENP qui m'a ouvert les portes pour réaliser les essais expérimentaux de cette thèse.

J'adresse mes plus vifs remerciements au Dr. KHALFI Hamid pour son aide et ses conseils.

Je salue et je remercie mes frères et amis et toutes les personnes dont je n'ai pas cité les noms et qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Les dernières lignes sont réservées à mes chers parents, mes frères (Amine et Adel), ma sœur, qu'ils trouvent ici toute ma gratitude et mes sincères remerciements pour leur soutien et leurs encouragements.

Je réserve un merci particulier à mon épouse pour sa patience, sa confiance et ses encouragements durant toutes ces longues années.

Enfin, je dédie ce travail à mes chers parents, mon fils Anes Abdelillah, ma femme et à tous ceux qui m'aiment.

TABLE DES MATIERES

RESUME	2
REMERCIEMENTS	6
TABLE DES MATIERES	7
LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX	10
INTRODUCTION GENERALE	16
Chapitre 1 Etat de l'art sur les systèmes photovoltaïques et onduleur Z-source	22
1. 1 Introduction	22
1. 2 L'énergie solaire	22
1. 3 La conversion photovoltaïque de l'énergie solaire	23
1. 4 Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque	24
1. 5 Technologies de cellules solaires	24
1. 6 Modélisation d'une cellule photovoltaïque	25
1. 6. 1 Paramètres caractéristiques d'une cellule photovoltaïque	25
1. 6. 2 Modèle d'une cellule photovoltaïque	27
1. 6. 3 L'Association série des cellules solaires	30
1. 6. 4 L'association en parallèle des cellules	30
1. 7 Module photovoltaïque	31
1. 7. 1 Influence de l'irradiation sur les courbes caractéristiques d'un générateur photovoltaïque	32
1. 7. 2 Influence de la température sur les courbes caractéristiques d'un générateur photovoltaïque.	32
1. 8 Champ/générateur photovoltaïque	33
1. 9 Types d'installation photovoltaïque	33
1. 9. 1 L'installation PV hors réseau (autonome)	34
1. 9. 2 L'installation PV hybride	34
1. 9. 3 L'installation PV connectée au réseau	35
1. 10 Configurations des installations PV connectées au réseau	36
1. 10. 1 La configuration à onduleur central	36
1. 10. 2 La configuration à onduleur de chaîne (string inverter)	37
1. 10. 3 La configuration à onduleur multi-chaîne (multistring inverter)	37
1. 10. 4 La configuration à onduleur intégré (Module integrated inverter)	37
1. 11 Topologies typiques des convertisseurs de puissance pour les systèmes photovoltaïques connectés au réseau	38
1. 11. 1 Topologie à un seul étage DC-AC	38
1. 11. 2 Topologie à deux étages (DC-DC, DC-AC)	39

1. 12	Onduleur Z-source (ZSI)	39
1. 12. 1	Circuit équivalent et équations de l'onduleur Z-source	40
1. 12. 2	Calcul du facteur d'amplification (B) et du gain (G) du Z-source	43
1. 12. 3	Topologies de l'onduleur Z-source	45
1. 12. 4	Stratégies de contrôle de l'onduleur Z-source	45
1. 13	Conclusion	54
Chapitre 2 Etude de l'extraction de la puissance maximale d'un générateur photovoltaïque par l'onduleur Z-source.		55
2. 1	Introduction	55
2. 2	Intégration de l'onduleur Z-source dans un système photovoltaïque	55
2. 3	Comparaison entre cinq techniques MPPT pour l'onduleur Z-source	57
2. 3. 1	La stratégie de commande choisie pour le contrôle du Z-source	58
2. 3. 2	Les techniques MPPT utilisées	59
2. 3. 3	Résultats et interprétation	67
2. 4	Analyse des performances de la technique INC-FLC MPPT par l'utilisation de trois stratégies conventionnelles de contrôle du ZSI	77
2. 4. 1	Courbes caractéristiques des trois stratégies conventionnelles du Z-source	77
2. 4. 2	Résultats et Interprétation	79
2. 5	Conclusion	85
Chapitre 3 La stratégie de contrôle ID-ZSVPWM-MR proposée pour le contrôle de l'onduleur Z-source.		88
3. 1	Introduction	88
3. 2	La modulation vectorielle proposée (ID-ZSVPWM-MR)	88
3. 3	Résultats & Discussion	96
3. 3. 1	Résultats de simulation	101
3. 3. 2	Interprétation des résultats de simulation	108
3. 3. 3	Validation expérimentale	110
3. 4	Conclusion	119
Chapitre 4 Application de la nouvelle stratégie ID-ZSVPWM-MR sur l'onduleur Z-source intégré dans un système photovoltaïque connecté au réseau.		120
4. 1	Introduction	120
4. 2	Description du système PV connecté au réseau	120
4. 2. 1	Caractéristiques du générateur PV utilisé	121
4. 2. 2	Intégration de l'onduleur Z-source dans le système étudié	123
4. 2. 3	Modélisation du filtre LCL	123
4. 3	Méthodes de contrôle et régulation	131
4. 3. 1	Synchronisation avec le réseau	131
4. 3. 2	Conception des régulateurs des courants :	136
4. 3. 3	Conception du régulateur pour la valeur crête de la tension de sortie du réseau d'impédance (V _{dc})	140

4.4	La technique MPPT et la stratégie de commande utilisées _____	145
4.5	Résultat et Discussion _____	145
4.6	Conclusion _____	154
CONCLUSION GENERALE _____		155
APPENDICE A: LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS _____		160
REFERENCES _____		166

LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX

Liste des Figures :

Figure 1.1 : Spectre d'irradiance solaire terrestre (en rouge) et extra-terrestre (en jaune) avec distinction entre la part ultraviolet (UV), la part visible et la part infrarouge [42].	23
Figure 1.2 : Energie photovoltaïque [42].	23
Figure 1.3 : Schéma représentatif de la structure d'une cellule photovoltaïque en silicium et illustration des phénomènes de photo-génération et de collecte des porteurs de charges pour différentes longueurs d'onde [44].	24
Figure 1.4 : Classification des cellules solaires [45].	25
Figure 1.5 : Courbes caractéristiques de la cellule solaire (courant-tension I-V et puissance-tension P-V) [46].	26
Figure 1.6 : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.	28
Figure 1.7 : Schéma de trois cellules photovoltaïques associées en série.	30
Figure 1.8 : Caractéristiques (I-V, P-V) résultant de l'association en série de cellules solaires.	30
Figure 1.9 : Schéma de trois cellules photovoltaïques associées en parallèle.	31
Figure 1.10 : Caractéristiques (I-V, P-V) résultantes de l'associées en parallèle des cellules solaires	31
Figure 1.11 : Influence de l'éclairement sur les caractéristiques I-V et P-V du module Jiangsu Aide Solar Energy Technology AD290M6-Aa.	32
Figure 1.12 : Influence de la température sur les caractéristiques I-V et P-V du module Jiangsu Aide Solar Energy Technology AD290M6-Aa.	33
Figure 1.13 : Composantes d'un champ de modules photovoltaïque [47].	33
Figure 1.14 : Installation PV hors réseau (autonome) [48]	34
Figure 1.15 : Installation PV hybride [49]	35
Figure 1.16 : Installation PV connectée au réseau [48].	36
Figure 1.17 : Configurations des installations PV connectées au réseau basées sur le type d'onduleur : (a) Configuration à onduleur intégré, (b) à onduleur de rangée, (c) à onduleur multi-rangée et (d) à onduleur central [58] [59].	38
Figure 1.18 : Topologies des convertisseurs de puissance pour un système PV : (a) Topologie à un seul étage, (b) Topologie à deux étages [66].	38
Figure 1.19 : Onduleur Z-source.	40
Figure 1.20 : Circuit équivalent de l'onduleur Z-source vu du côté DC [8].	41
Figure 1.21 : Circuit équivalent du Z-source en état shoot-through.	42
Figure 1.22 : Circuit équivalent du ZSI en état actif.	42
Figure 1.23 : Variation du facteur de survoltage (B) théorique en fonction du rapport cyclique (d).	45

Figure 1.24 : La stratégie Simple Boost Control (SBC).	46
Figure 1.25 : La stratégie Maximum Boost Control (MBC).	47
Figure 1.26 : La stratégie Maximum constant Boost Contrôle (MCBC).	49
Figure 1.27 : Séquence de commutation de la stratégie 6-ZSVPWM-1 du secteur 01.	50
Figure 1.28 : Séquence de commutation de la stratégie 6-ZSVPWM2 du secteur 01	51
Figure 1.29 : Séquence de commutation de la stratégie 4-ZSVPWM du secteur 01	51
Figure 1.30 : Séquence de commutation pour la stratégie DZSVPWM (a) $0^\circ < \Theta < 60^\circ$, (b) $60^\circ < \Theta < 90^\circ$ [35].	52
Figure 1.31 : Le plan alpha-Beta pour la stratégie ID-ZSVPWM.	53
Figure 1.32 : Séquence de commutation de la stratégie ID-ZSVPWM pour $\Theta < 30^\circ$.	53
Figure 2.1 : Commande du ZSI connecté à un générateur PV alimentant une charge triphasée.	56
Figure 2.2 : Commande de l'onduleur Z-source connectée à un générateur PV alimentant une charge triphasée en utilisant la stratégie MCBC.	57
Figure 2.3 : Technique MPPT de type P&O.	59
Figure 2.4 : Technique MPPT de type INC.	61
Figure 2.5 : Diagramme représentatif de la technique MPPT de type FLC	62
Figure 2.6 : Fonctions d'appartenance : pour l'entrée En, et pour l'entrée ΔEn .	64
Figure 2.7: Niveaux de la fonction de sortie ΔD .	64
Figure 2.8 : L'algorithme de la technique MPPT de type P&O-FLC.	65
Figure 2.9 : L'algorithme de la technique MPPT de type INC-FLC.	65
Figure 2.10 : Niveaux de la fonction de sortie ΔD .	66
Figure 2.11 : La courbe caractéristique P-V du module TSM-290 PC/PA14 utilisé	68
Figure 2.12 : La courbe caractéristique I-V du module TSM-290 PC/PA14 utilisé	68
Figure 2.13 : (a, b) Courbes de poursuite du MPP des cinq techniques MPPT pour un profil de test de 4,25 (s). (a1, b1) Courbes de poursuite du MPP pour une variation brusque de l'irradiation. (a2, b2) Courbes de poursuite du MPP dans des conditions météorologiques stables (25°C et 500 W/m ²).	70
Figure 2.14 : (a-b) Rapport cyclique de court-circuit utilisé pour la poursuite du MPP par les cinq techniques MPPT pour un profil de test de 4,25 (s).	71
Figure 2.15 : (a-b) Courbes de poursuite du MPP par les cinq techniques MPPT pour une variation d'irradiation douce et continue.	72
Figure 2.16 : (a-b) Courbes de poursuite du MPP par les cinq techniques MPPT pour un pas d'irradiation de 0 à 1000 (W/m ²).	73
Figure 2.17 : L'erreur (W) à l'état d'équilibre pour différents niveaux d'irradiation.	74
Figure 2.18 : Le rendement (%) à l'état d'équilibre pour différents niveaux d'irradiation.	74
Figure 2.19 : Le rendement moyen et le temps de réponse des MPPTs.	74

Figure 2.20 : variation du gain de tension par rapport à l'indice de modulation des trois stratégies de commande (SBC, MBC, MCBC).	78
Figure 2.21 : Variation du facteur de survoltage (B) par rapport au gain de tension des trois stratégies de commande (SBC, MBC, MCBC).	78
Figure 2.22 : Variation du rapport cyclique en fonction de l'indice de modulation pour les trois stratégies.	78
Figure 2.23 : Courbes de poursuite du MPP par la technique MPPT de type INC-FLC en utilisant les trois stratégies de contrôle à différents niveaux d'irradiation. (a) Courbes de poursuite du MPP pour un profil de test de 3,5 (s). (a1, a2, a3, a4) Courbes de poursuite du MPP dans des conditions météorologiques stables de 25 °C ((a1) à 500 W/m ² , (a2) à 600 W/m ² , (a3) à 200 W/m ² , (a4) à 300 W/m ²).	80
Figure 2.24 : Le rapport cyclique pour les différentes stratégies de contrôle à différents niveaux d'irradiation	81
Figure 2.25 : L'indice de modulation pour les différentes stratégies de contrôle à différents niveaux d'irradiation	81
Figure 2.26 : Réponse de l'INC-FLC utilisé avec différentes méthodes de contrôle pour un pas de 0 à 1000 W/m ²	82
Figure 2.27 : THD de la tension de sortie Vo à différents niveaux d'irradiation.	82
Figure 2.28 : L'erreur Moyenne de suivi Em (W) à l'état d'équilibre pour différents niveaux d'irradiation.	83
Figure 2.29 : Le rendement (%) à l'état d'équilibre pour différents niveaux d'irradiation.	83
Figure 2.30 : Le rendement moyen de la technique INC-FLC MPPT et son temps de réponse (ms) en utilisant les trois stratégies (SBC, MBC, et MCBC).	84
Figure 3.1 : La référence de la stratégie de contrôle proposée. (a) La nouvelle tension de référence (V _{ref1} *). (b) L'amplitude de la nouvelle tension de référence (V* _M).	89
Figure 3.2 : Principe de la nouvelle stratégie ID-ZSVPWM-MR dans le plan (α - β) [38].	91
Figure 3.3 : Séquences de commutation pour le secteur un de la stratégie proposée ID-ZSVPWM-MR. (a) quand $\theta < 30^\circ$. (b) quand $\theta > 30^\circ$.	92
Figure 3.4 : Secteur un de l'espace vectorielle (α - β) de la nouvelle stratégie proposée.	95
Figure 3.5 : (a) Gain de tension en fonction de l'indice de modulation. (b) Le facteur de survoltage en fonction du gain de tension. (c) Le rapport cyclique de court-circuit en fonction de l'indice de modulation pour les différentes stratégies de contrôle ZSVPWM.	98
Figure 3.6 : Schéma électrique du système utilisé pour les simulations [38].	100
Figure 3.7 : Résultats de simulation pour V _M =13,5 (V) et G=1,5 pour la stratégie ID-ZSVPWM-MR. (a) Tensions V _{dc} (V), V _c (V) et V _{in} (V). (b) Courant d'inductance IL (A). (c) Tension de sortie alternative Vo (V). (d) Spectre d'harmonique de tension.	102
Figure 3.8 : Résultats de simulation pour V _M =13,5 (V) et G=1,5 pour la stratégie ID-ZSVPWM. (a) Tensions V _{dc} (V), V _c (V) et V _{in} (V). (b) Courant d'inductance IL (A). (c) Tension de sortie alternative Vo (V). (d) Spectre d'harmonique de tension.	103
Figure 3.9 : Pertes de puissance pour l'ID-ZSVPWM et l'ID-ZSVPWM-MR pour différentes valeurs du gain de tension (différentes valeurs de référence) et différentes	

valeurs de fréquence. (a) Pertes de conduction (W). (b) Pertes de commutation (W). (c) Pertes de puissance totales (W). _____	104
Figure 3.10 : THD pour l'ID-ZSVPWM et l'ID-ZSVPWM-MR pour différentes valeurs du gain de tension et différentes valeurs de fréquence. _____	105
Figure 3.11 : L'ondulation du courant pour l'ID-ZSVPWM et l'ID-ZSVPWM-MR pour différentes valeurs du gain de tension et différentes valeurs de fréquence. _____	105
Figure 3.12 : Harmoniques d'amplitude (h5, h7, h11, h13, h17 et h19) pour différentes valeurs du gain de tension et de fréquence pour l'ID-ZSVPWM-MR. (a) Pour une fréquence $f=1,2$ kHz. (b) Pour une fréquence $f=4,95$ kHz. (c) Pour une fréquence $f=9,9$ kHz. _____	106
Figure 3.13 : Prototype de validation pratique. _____	110
Figure 3.14 : Résultats expérimentaux (grandeurs continues) de la technique ID-ZSVPWM-MR pour $V_M=13,5$ (V) et $G=1,5$. (a) Tensions V_{dc} (V), V_c (V) et courant d'inductance I_L (A). (b) Les formes d'onde agrandies de (V_{dc} (V), V_c (V) et I_L (A)). _	111
Figure 3.15 : Résultats expérimentaux (Grandeurs alternatives) de la technique ID-ZSVPWM-MR pour $V_M=13,5$ (V) et $G=1,5$. (a) Tension de sortie alternative V_o (V) et tension entre phases (V_{ab}). (b) L'analyse FFT de la tension simple de sortie. _____	112
Figure 3.16 : Résultats expérimentaux (grandeurs continues) de la technique ID-ZSVPWM pour $V_M=13,5$ (V) et $G=1,5$. (a) Tensions V_{dc} (V), V_c (V) et courant d'inductance I_L (A). (b) Les formes d'onde agrandies de (V_{dc} (V), V_c (V) et I_L (A)). _____	113
Figure 3.17 : Résultats expérimentaux (Grandeurs alternatives) de la technique ID-ZSVPWM pour $V_M=13,5$ (V) et $G=1,5$. (a) Tension de sortie alternative V_o (V) et tension entre phases (V_{ab}). (b) L'analyse FFT de la tension simple de sortie. _____	114
Figure 3.18 : Résultats pratiques et résultats de simulation de la variation de l'indice de modulation (M_r) par rapport à l'indice de modulation de référence (M). _____	115
Figure 3.19 : Tension (V_{dc}) de l'ID-SVPWM-MR pour un indice de modulation de référence (M) = 1,2114. (a) Résultats de simulation. (b) Résultats pratiques. _____	115
Figure 3.20 : Tension de sortie alternative V_o (V) de l'ID-SVPWM-MR pour $M = 1,2114$. (a) Résultats de simulation. (b) Résultats pratiques. _____	116
Figure 4.1 : Le système PV étudié _____	121
Figure 4.2 : Caractéristique P-V du générateur photovoltaïque à 25°C et différentes valeurs d'irradiation. _____	122
Figure 4.3 : Caractéristiques I-V du générateur photovoltaïque à 25°C et différentes valeurs d'irradiation. _____	122
Figure 4.4 : Structure générale d'onduleur de tension triphasé connecté au réseau à travers un filtre LCL. _____	124
Figure 4.5 : Variation de (LTCf) par rapport à μ pour $A=1$. _____	126
Figure 4.6 : Diagramme de Bode du filtre LCL non amorti ($R_d = 0$ Ohm) et amorti avec différentes valeurs d'amortissement pour ($R_g=R_i=0$). _____	131
Figure 4.7 : La boucle à verrouillage de phase conventionnelle (PLL) _____	132
Figure 4.8 : Représentation du vecteur tension du réseau (V_g) dans le plan (d-q). _____	132
Figure 4.9 : La boucle à verrouillage de phase classique (PLL). _____	133

Figure 4.10 : Modèle linéaire de la PLL _____	134
Figure 4.11 : Résultat de la PLL pour un système triphasé équilibré avec une fréquence variable qui passe de 50Hz à 60Hz puis à 40Hz. _____	135
Figure 4.12 : Représentation de la connexion de l'onduleur Z-source au réseau à travers le filtre LCL. _____	136
Figure 4.13 : Modèle du système de commande des courants directe et quadratique injecté au réseau. _____	138
Figure 4.14 : Boucles de régulation des courants injectés au réseau dans le plan d-q. ____	139
Figure 4.15 : Boucle de régulation du courant de la composante direct Id _____	139
Figure 4.16 : Schéma de régulation de la tension (Vdc) _____	141
Figure 4.17 : Schéma global du système de contrôle de l'installation PV connecté au réseau _____	144
Figure 4.18 : Niveaux de la fonction de sortie ΔD . _____	145
Figure 4.19 : Profil de l'éclairement solaire utilisé pour la simulation. _____	146
Figure 4.20 : Puissance DC produite par le générateur photovoltaïque (Ppv). _____	146
Figure 4.21 : Tension de sortie du réseau d'impédance (Vdc) et sa valeur de référence (V*dc) _____	147
Figure 4.22 : Courbes de la valeur crête de la tension Vdc (Vdc), et la tension du condensateur (Vc) ainsi que leurs valeurs de références. _____	147
Figure 4.23 : Courbes d'indice de modulation (M), et du rapport cyclique de court-circuit (d). _____	148
Figure 4.24 : Courants de références et courants mesurés dans le repère (d-q). _____	148
Figure 4.25 : Puissance active et réactive injectée dans le réseau. _____	148
Figure 4.26 : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau. (b) Zoom de [0.7-0.9 (s)] des courants triphasés injectés dans le réseau. _____	150
Figure 4.27 : (a) Courants triphasés de sortie d'onduleur Z-source. (b) Zoom de [0.7-0.9 (s)] des courants triphasés de sortie d'onduleur Z-source. _____	151
Figure 4.28 : Tension du réseau vga et le courant ig1 injecté dans le réseau. _____	151
Figure 4.29 : Réponse en fréquence de la PLL. _____	152
Figure 4.30 : Spectre d'harmoniques du courant injecté dans la phase (a) du réseau ____	153

Liste des Tableaux :

Tableau 1.1 : Les stratégies de contrôle PWM du ZSI. _____	49
Tableau 1.2 : Les stratégies de contrôle ZSVPWM du ZSI. _____	53
Tableau 2.1 : Valeurs du gain K pour différents stratégies de contrôle PWM du ZSI. ____	56
Tableau 2.2 : Base des règles floues pour FLC-MPPT. _____	63
Tableau 2.3 : Base des règles floues pour INC-FLC, et P&O-FLC. _____	66
Tableau 2.4 : Paramètres de simulation [13] _____	67
Tableau 2.5 : Spécifications du module PV TSM-290 PC/PA14 [13] _____	67
Tableau 2.6 : Synthèse _____	76
Tableau 2.7 : Synthèse _____	85
Tableau 3.1. Répartition des états de court-circuit entre les séquences de commutation de la stratégie proposée [36]. _____	93
Tableau 3.2 : Résumé des expressions des différentes stratégies de contrôle ZSVPWMs [38]. _____	97
Tableau 3.3 : Paramètres de simulation [38]. _____	100
Tableau 3.4 : Résultats de la simulation _____	107
Tableau 3.5 : Résultats expérimentaux _____	117
Tableau 4.1 : Spécifications du module PV 1Soltech 1STH-335-WH _____	122
Tableau 4.2 : Paramètres considérés du Z-source _____	123
Tableau 4.3 : Paramètres du système utilisés pour la simulation. _____	130
Tableau 4.4 : Conception du filtre LCL. _____	130
Tableau 4.5 : Les paramètres de boucle fermée de la PLL. _____	135
Tableau 4.6 : Les paramètres des boucles fermés des courants (id, iq). _____	140
Tableau 4.7 : Les paramètres de la boucle fermée de régulation de la tension (Vdc). ____	143
Tableau 4.8 : THD du courant de la phase (a) pour différents éclaircissements. _____	154
Tableau 4.9 : Les harmoniques du courant de la phase (a). _____	154
Tableau 4.10 : Distorsion de courant harmonique maximale en pourcentage de Ig [84].	154

INTRODUCTION GENERALE

L'énergie solaire qui atteint la surface de la terre reste assez importante malgré une diminution significative lors de son passage par l'atmosphère [1]. Près de quatre millions d'exajoules ($1 \text{ EJ} = 10^{18} \text{ J}$) d'énergie solaire atteignent la terre chaque année [1]. Cette énergie peut être exploitée et transformée en électricité par des systèmes photovoltaïques (PV) grâce à des cellules dites cellules solaire ou photovoltaïques. Le principe de fonctionnement de ces dernières est basé sur un phénomène physique appelé l'effet photovoltaïque [2].

L'industrie photovoltaïque est devenue l'une des filières prometteuses des énergies renouvelables, grâce aux progrès réalisés en termes de rendement des cellules photovoltaïques et à la baisse de leurs prix [3] [4] [5]. Pour que cette industrie reste compétitive, ces progrès doivent également couvrir les topologies des convertisseurs PV et leurs stratégies de contrôle, notamment celles utilisées dans les installations PV connectées au réseau. Ces installations représentent la grande partie de la capacité PV totale installée dans le monde [6].

Pour les installations PV connectées au réseau, deux topologies typiques de convertisseur de puissance sont adoptées, la topologie à un seul étage DC-AC et à deux étages de puissance (DC-DC, DC-AC). La topologie à un seul étage utilise un seul onduleur de puissance DC-AC, ce qui permet d'obtenir un rendement élevé avec un faible coût par rapport à la topologie à deux étages. Cependant, la conception du contrôleur devient plus complexe. En plus, il est impératif de disposer d'un nombre suffisant de modules PV monté en série afin d'obtenir la tension du bus continue nécessaire pour un bon fonctionnement du système PV ce qui rend le système PV très sensible au phénomène d'ombrage. Sinon il faudra ajouter un transformateur élévateur de tension ce qui augmente le coût. Ceci n'est pas le cas pour la topologie à deux étages de puissance, qui utilise un convertisseur DC-DC de plus, permettant ainsi de booster et d'ajuster la tension du bus continu, mais au détriment du rendement et du coût [7]. Donc chacune de ces topologies présente des avantages et des inconvénients [7]. Afin de surmonter les inconvénients des deux topologies, une nouvelle topologie à un seul étage DC-AC a été proposée par Zeng Peng en [8], dites onduleur Z-source (ZSI) [9] [10] [11]. Cette nouvelle topologie à un seul étage offre la possibilité de booster et d'ajuster la tension du bus continue ce qui n'était pas possible avec la topologie à un seul étage classique [12]. Donc pour cette topologie, pas besoin d'utiliser un

transformateur élévateur de tension et le réglage réalisé par le convertisseur DC-DC n'est plus nécessaire, ce qui permet d'obtenir un rendement élevé avec un faible coût comparée à la topologie à deux étages. De plus, en pratique, l'onduleur Z-source n'utilise pas de retard entre l'activation et la désactivation des interrupteurs d'un même bras de l'onduleur contrairement aux onduleurs classiques qui utilisent un retard afin d'éviter de court-circuiter la tension du bus DC ce qui provoque une perte d'amplitude et un déphasage de la tension de sortie de l'onduleur et rend le contrôle plus compliqué.

L'onduleur Z-source est utilisé souvent dans les systèmes PV comme un étage d'adaptation afin d'optimiser le fonctionnement du générateur PV et de fournir une tension alternative à la charge [13]. L'utilisation de l'onduleur Z-source dans les systèmes PV nécessite l'utilisation d'une technique de suivi du point de puissance maximale (MPPT) pour l'extraction de la puissance maximale du générateur photovoltaïque [13]. Dans la littérature, où l'onduleur Z-source est utilisé dans des applications PV, différentes techniques MPPT sont employées, telles que les techniques MPPT conventionnelles comme Perturber et Observer (P&O) [14], Incrément de la Conductance (INC) [15], elles sont simples et faciles, mais ils souffrent d'oscillations au MPP, et leur efficacité est faible [16][13]. Certains chercheurs ont utilisé la méthode de la logique floue pour améliorer les performances de ces deux méthodes, ce qui a donné naissance aux techniques P&O et INC améliorées à base de logique floue (P&O-FLC et INC-FLC) [17]. D'autres chercheurs choisissent d'utiliser le contrôleur à logique floue (FLC) comme une technique MPPT [14][18][13]. Le résultat obtenu par ces techniques MPPT sera ensuite utilisé par la stratégie de contrôle afin de générer l'état supplémentaire du Z-source appelé état Shoot-Through ou état de court-circuit [13].

Depuis l'apparition de l'onduleur Z-source, les chercheurs ont proposé plusieurs stratégies de contrôle de ce dernier. Ces techniques sont réalisées en introduisant l'état supplémentaire du Z-source (Shoot-Through) dans les états zéro sans affecter les états actifs. Parmi ces stratégies, il y a les stratégies de contrôle basées sur la PWM conventionnelle qui sont les plus connues grâce à leurs simplicités, telles que la stratégie Simple Boost control [19], Maximum Boost control [20], et la stratégie Maximum Constant Boost control [21]. Par ailleurs, différentes modulations de largeur d'impulsion vectorielle spatiale modifiées (ZSVPWMs) ont été proposées. Dans [22], les auteurs donnent un aperçu de quatre ZSVPWMs qui transforment tous les états zéro traditionnels possibles en états de court-circuit (états Shoot-Through), ce qui entraîne une durée de court-circuit variable qui varie

d'un cycle à l'autre, par conséquent, l'ondulation dans le rapport cyclique de court-circuit (d) qui est défini comme le rapport entre la durée du court-circuit et la période de commutation (T_d) entraînera une ondulation du courant traversant l'inductance et de la tension aux bornes du condensateur. Lorsque la fréquence de sortie est faible, l'ondulation du courant d'inductance devient importante et une grande inductance est nécessaire [23]. D'autres revues ont proposé des techniques de modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale pour le Z-source (ZSVPWM) en maintenant le rapport cyclique de court-circuit constant sur tous les cycles de commutation tels que la technique ZSVPWM avec quatre distributions de court-circuit (4-ZSVPWM) et les deux techniques ZSVPWM avec six distributions de court-circuit (6-ZSVPWM1, et 6-ZSVPWM2) [24, 25, 26, 27, 28]. Comme mentionné dans [29], [30] et [31], les ZSVPWM offrent la possibilité de gérer directement les séquences de commutation, ce qui permet d'obtenir de meilleures performances par rapport aux PWM classiques basés sur la porteuse avec une distorsion harmonique totale réduite et une ondulation de courant plus faible. De plus, ils offrent un indice de modulation plus large sans injection de troisième harmonique, ce qui facilite le contrôle en boucle fermée [32], [33], [34]. Bien que les performances des ZSVPWMs soient élevées, ils souffrent du faible transfert de puissance [35, 36]. Dans [35], les chercheurs ont proposé la modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale discontinue D-ZSVPWM pour le contrôle de l'onduleur Z-source afin de réduire les pertes de puissance de commutation. Malgré l'efficacité du D-ZSVPWM en termes de réduction des pertes de puissance de commutation et de maximisation du transfert de puissance, la stratégie D-ZSVPWM souffre toujours de pertes élevées de la puissance de conduction en raison du maintien des interrupteurs en pleine conduction tout au long de l'intervalle de 60° de l'espace vectorielle (α - β) [37, 36]. Les auteurs de [36] ont proposé une modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale discontinue améliorée (ID-ZSVPWM). La stratégie proposée réduit les pertes de puissance de conduction, maintien de faibles pertes de puissance de commutation, et donne une meilleure distorsion harmonique totale (THD) en divisant l'espace vectorielle (α - β) en douze secteurs de 30° au lieu de 60° . Comme toutes les autres stratégies ZSVPWM avec un rapport de court-circuit constant, la stratégie ID-ZSVPWM souffre toujours d'un faible gain de tension par rapport aux stratégies avec un rapport de court-circuit variable. Ceci s'explique par le fait que la plage de variation du rapport cyclique de court-circuit est très limitée pour deux raisons. Premièrement, l'indice de modulation (M) donné par l'ID-ZSVPWM est limité à 1,1547, alors que pour un fonctionnement optimal de l'onduleur Z-source, sa valeur doit être proche de 1, et comme le rapport cyclique court-circuit (d) du Z-source dépend de la

valeur de l'indice de modulation (M), la plage de variation de ce dernier aura une limite supérieure très restreinte. Deuxièmement, afin de maintenir un rapport cyclique de court-circuit constant, la durée de l'état zéro ne sera pas complètement convertie en un état de court-circuit et par la suite la plage de variation du rapport cyclique de court-circuit sera limitée [38]. Par conséquent, le facteur d'amplification (B) du réseau d'impédance du Z-source et ainsi son gain en tension seront sévèrement limités [39]. De plus, pour une application photovoltaïque, la plage de suivi du MPP sera plus petite.

Dans ce contexte, notre contribution vise à proposer une stratégie de contrôle ZSVPWM améliorée pour le contrôle et l'amélioration des performances de l'onduleur Z-source dans une application photovoltaïque. Cette stratégie devrait être caractérisée par une plage d'indice de modulation et du rapport cyclique de court-circuit étendues, tout en maintenant un rapport cyclique de court-circuit constant sur tous les cycles de commutation. Les performances recherchées sont : (1) Un gain de tension plus élevé, (2) Une tension de blocage réduite, (3) Une ondulation du courant d'inductance (ΔI_L) plus faible, (4) Un courant de court-circuit (I_L) réduit, (5) Une Distorsion harmonique totale de tension (THD) réduite, (6) Un rendement meilleur (Pertes de puissance réduites), (7) Une plage de poursuite du MPP plus étendue. Pour atteindre cet objectif, ce travail est divisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons des généralités sur les systèmes photovoltaïques et l'onduleur Z-source. Nous commençons par rappeler le principe de fonctionnement de la cellule solaire et évoquer ses progrès technologiques. Puis, nous présentons le circuit équivalent et le modèle mathématique de la cellule solaire. Ensuite, nous citons les différents types d'installation PV. Après, nous passons aux configurations des installations photovoltaïques connectées au réseau. Nous fournissons une description des deux topologies typiques des convertisseurs de puissance des systèmes photovoltaïques connectés au réseau ainsi que les atouts et les faiblesses de chacune. Par la suite, nous présentons la nouvelle topologie du convertisseur de puissance, appelée onduleur Z-source, son circuit équivalent vu du côté DC, ainsi que son modèle mathématique. Enfin, nous introduisons trois stratégies PWM conventionnelles dédiées au contrôle des topologies de l'onduleur Z-source.

Le deuxième chapitre se focalise sur l'étude de l'extraction de la puissance maximale d'un générateur photovoltaïque par l'onduleur Z-source. Il est divisé en deux parties. La première partie compare cinq techniques de suivi de puissance maximale (P&O, INC, FLC, P&O-FLC, INC-FLC) en utilisant la stratégie de contrôle Maximum Constant Boost Control

(MCBC). Cette partie a pour objectif la sélection de la meilleure technique MPPT. Dans la deuxième partie, une seule technique MPPT est sélectionnée, mais cette fois en utilisant trois stratégies de contrôle différentes telles que Simple Boost Control (SBC), Maximum Boost Control (MBC) et Maximum Constant Boost Control (MCBC). L'objectif de cette partie est donc de mettre en évidence les atouts et les faiblesses des stratégies de contrôle de l'onduleur Z-source utilisées dans une application photovoltaïque (PV), afin d'élaborer une stratégie de contrôle qui regroupe tous les avantages des stratégies existantes dédiée au contrôle de l'onduleur Z-source dans une application PV. Les simulations sont réalisées par le logiciel MATLAB/Simulink.

Le troisième chapitre présente la nouvelle stratégie de contrôle de l'onduleur Z-source que nous avons proposée dans [38] pour surmonter les limitations des stratégies ZSVPWM existantes afin d'être la mieux adaptée aux applications PVs. Cette stratégie est surnommée modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale améliorée discontinue avec une référence modifiée (ID-ZSVPWM-MR). Elle est élaborée en exploitant les résultats obtenus au chapitre deux concernant les avantages des stratégies de contrôle de l'onduleur Z-source utilisé dans une application PV et en profitant des avantages offerts par la technique de modulation vectorielle spatiale améliorée discontinue (ID-ZSVPWM). La stratégie de contrôle proposée est réalisée en modifiant l'expression de la tension de référence de la stratégie ID-ZSVPWM dans le but d'avoir une tension de référence qui a une forme hexagonale dans le plan (α - β), ce qui donne une plage d'indice de modulation étendue pouvant atteindre 1,2114 au lieu de 1,1547 [38]. Et donne une durée d'état zéro constante sur tous les cycles de commutation. Cela se traduit par une durée de court-circuit (Shoot-Through) maximale en transformant tous les états zéro en états de court-circuit sans affecter les états actifs tout en gardant un rapport de court-circuit constant [38]. Par conséquent, le courant continu de l'inductance et la tension du condensateur n'auront pas d'ondulations associées à la fréquence de sortie [23] [38]. Ce qui peut réduire considérablement les exigences d'inductances ($L1$, $L2$) et de capacités ($C1$, $C2$) du réseau d'impédance du Z-source, et réduit ainsi le coût et la taille de l'onduleur [40] [38]. De plus, ça donne un gain de tension plus élevée et une tension de blocage plus faible.

Les performances de la stratégie de contrôle proposée sont vérifiées par simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink à l'aide du logiciel PLECS blockset et comparée à la modulation vectorielle (ID-ZSVPWM). De plus, un prototype d'un onduleur Z-source alimentant une charge triphasée résistive est utilisé pour valider expérimentalement les

résultats de la simulation à l'aide d'une carte d'acquisition de données appelée Humusoft MF624.

Le quatrième et le dernier chapitre donne une application de la nouvelle stratégie sur le Z-source intégré dans une installation PV connecté au réseau via un filtre LCL. La technique incrément de la conductance à logique floue (INC-FLC MPPT) est sélectionné parmi les cinq techniques MPPT étudiées au chapitre deux pour le suivi rapide et efficace du point de puissance maximale (MPP) du générateur PV de notre installation. L'objectif de ce chapitre est de tester la conformité des résultats obtenus par le système de commande adopté et compris la nouvelle stratégie aux normes internationales d'interconnexion au réseau électrique. Le système étudié est validé par simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink.

La thèse se termine par une conclusion générale qui résume les principaux résultats obtenus, et donne quelques perspectives de recherche.

Chapitre 1 ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES PHOTOVOLTAÏQUES ET ONDULEUR Z-SOURCE

1.1 Introduction

L'industrie photovoltaïque est devenue l'un des secteurs prometteurs dans la branche des énergies renouvelables, grâce aux progrès réalisés en termes de rendement des cellules PV, à la baisse de leur prix, et au développement des topologies des convertisseurs photovoltaïques et leurs stratégies de contrôle. L'une de ces topologies est l'onduleur Z-source.

Dans ce premier chapitre, nous nous concentrons sur les généralités des systèmes photovoltaïques, nous abordons également les types d'installations PV, leurs configurations ainsi que leurs topologies typiques. Puis, nous présentons la nouvelle topologie du convertisseur de puissance, appelé onduleur Z-source, son circuit équivalent vu du côté DC, ainsi que son modèle mathématique. Ensuite, nous présentons trois stratégies PWM conventionnelles dédiées au contrôle de cet onduleur.

1.2 L'énergie solaire

L'énergie solaire qui atteint la surface de la terre reste assez importante malgré une diminution considérable lors de son passage par l'atmosphère [41]. Près de quatre millions d'exajoules ($1 \text{ EJ} = 10^{18} \text{ J}$) d'énergie solaire atteignent la terre chaque année [41].

Le spectre du rayonnement solaire à la surface de la terre est principalement réparti entre le spectre visible et les infrarouges, ainsi qu'une petite partie située dans les ultraviolets, comme illustré à la figure 1.1 [42].

L'un des moyens d'exploitation de cette énergie est le photovoltaïque représenté à la figure 1.2. L'industrie photovoltaïque est l'une des industries les plus dynamiques dans le domaine des énergies renouvelables. Selon la dernière étude de l'IRENA (The International Renewable Energy Agency) publiée en juin 2016, le photovoltaïque a le potentiel de fournir jusqu'à 13% des besoins en électricité dans le monde d'ici à 2030 [7].

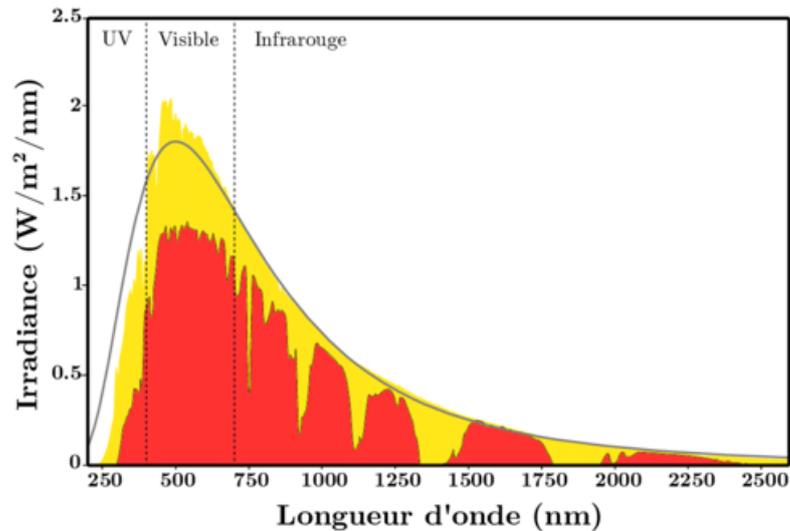


Figure 1.1 : Spectre d'irradiance solaire terrestre (en rouge) et extra-terrestre (en jaune) avec distinction entre la part ultraviolet (UV), la part visible et la part infrarouge [42].



Figure 1.2 : Energie photovoltaïque [42].

1.3 La conversion photovoltaïque de l'énergie solaire

La conversion photovoltaïque de l'énergie solaire est définie comme la transformation d'une partie de l'énergie lumineuse provenant du rayonnement solaire (photons) en énergie électrique au moyen des cellules photovoltaïques (PV). Ces cellules sont principalement fabriquées des matériaux semi-conducteurs dont le principe de fonctionnement se repose sur un phénomène physique appelé l'effet photovoltaïque [7]. L'effet photovoltaïque a été découvert pour la première fois en 1839 grâce à Edmond Becquerel. Mais il a fallu attendre jusqu'à 1954 pour que des chercheurs de Bell Telephone découvrent par hasard un effet photovoltaïque significatif dans les jonctions P-N, qu'ils utilisèrent quelques années plus tard pour fabriquer les premières cellules solaires utilisées dès 1958 dans l'espace [43].

1.4 Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque

Le fonctionnement de la cellule photovoltaïque est fondé sur les propriétés de semi-conducteurs [43]. Dans la majorité des cas, il s'agit du silicium où deux types de silicium sont associés. La face exposée au soleil est « dopée » avec des atomes de phosphore qui comportent plus d'électrons que le silicium dites dopé N (donneurs d'électron) et l'autre face dopée avec des atomes du Bore qui comportent moins d'électrons dites dopé P (composé de trous). L'interface entre ces deux régions s'appelle une jonction P-N. Cette double-face devient une sorte de pile. Entre les deux, il se crée un champ électrique. Une couche antireflet permet d'éviter que trop de photons se perdent en étant réfléchis par la surface. Quand la cellule solaire est mise sous une irradiation solaire, les photons arrachent des électrons de leurs atomes, ce qui donne naissance à une différence de potentiel entre les deux faces. Dès que les deux faces de la cellule sont électriquement reliées à une charge, les électrons vont migrer de la zone N grâce au champ électrique, vers la zone P à travers le circuit extérieur sous forme d'énergie électrique (figure 1.3). Cette énergie dépend principalement de quatre paramètres : l'irradiation, la température, type et la surface de la cellule.

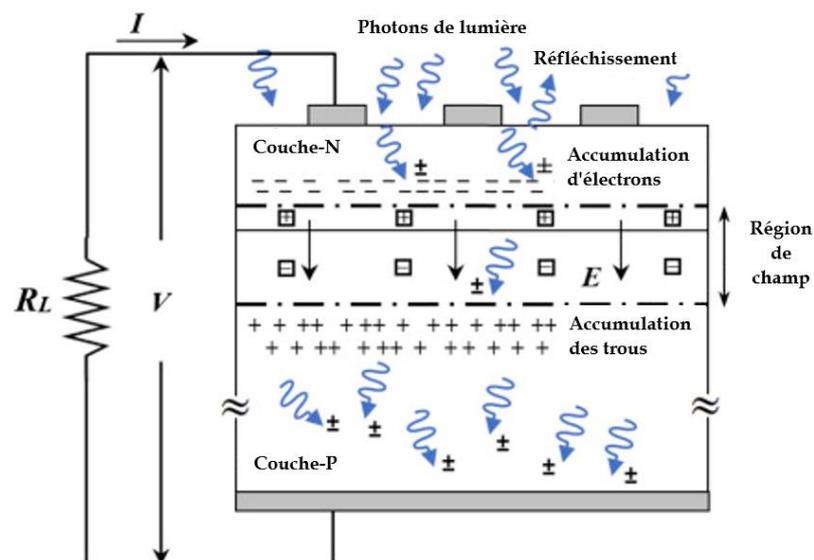


Figure 1.3 : Schéma représentatif de la structure d'une cellule photovoltaïque en silicium et illustration des phénomènes de photo-génération et de collecte des porteurs de charges pour différentes longueurs d'onde [44].

1.5 Technologies de cellules solaires

Les enjeux des cellules photovoltaïques sont les suivants : continuer à abaisser le coût de l'énergie solaire, augmenter le rendement, augmenter la durabilité des cellules solaires, utiliser des matériaux abondants et non toxiques. À ce jour, différentes technologies

de cellule solaire ont été proposés, chacune de ces technologies a des atouts et des faiblesses dans ce domaine prometteur. Les technologies de cellules solaires peuvent être classées en trois générations, comme illustrée à la figure 1.4. Cette classification des technologies de cellules solaires est basée sur le type de matériau de fabrication et le niveau de maturité commerciale [45].

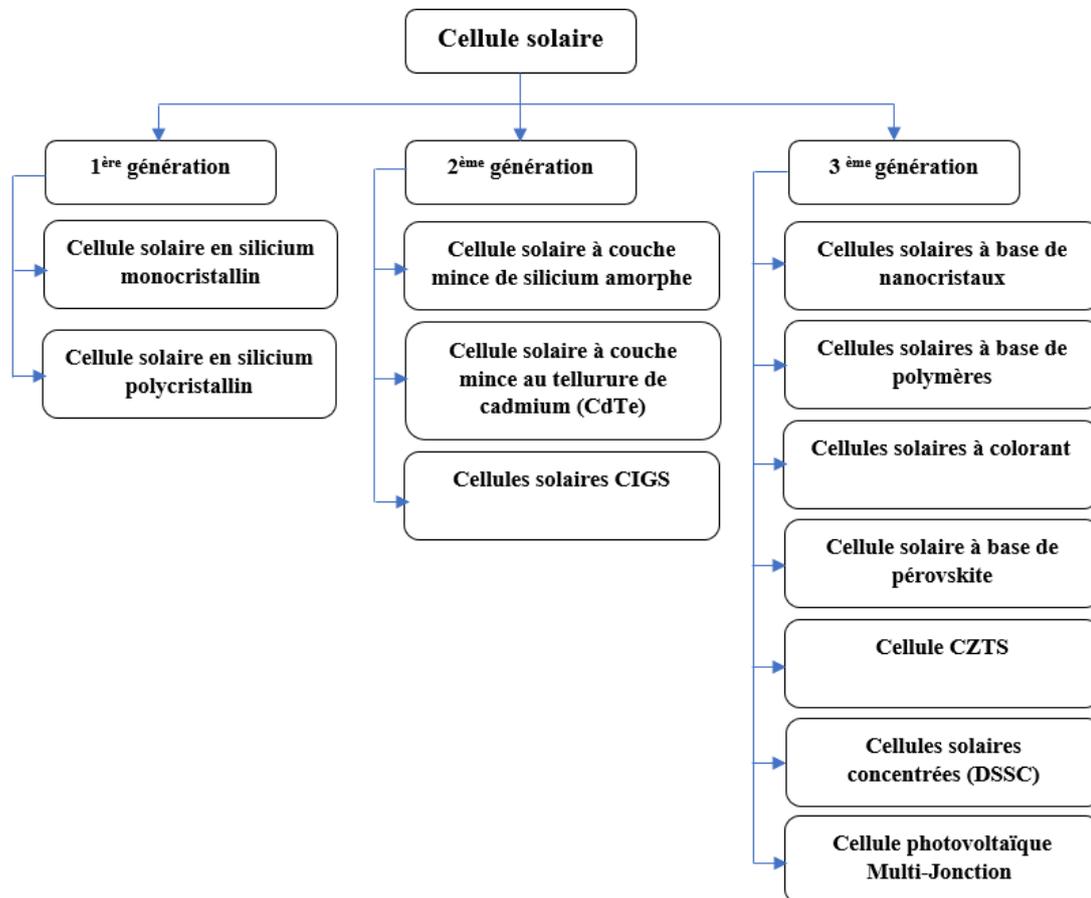


Figure 1.4 : Classification des cellules solaires [45].

1.6 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

1.6.1 Paramètres caractéristiques d'une cellule photovoltaïque

Une cellule solaire est caractérisée souvent par deux courbes caractéristiques (courant-tension (I-V) et puissance-tension (P-V)) qui permettent non seulement de comprendre son comportement, mais aussi de trouver son point de fonctionnement optimal, comme montre la figure 1.5 [7]. À partir de ces courbes, nous pouvons déterminer les paramètres qui caractérisent une cellule solaire tels que la tension du circuit ouvert (V_{OC}), le courant du court-circuit (I_{CC}), la puissance maximale (P_{MPP}), la puissance crête (P_C), le facteur de forme (FF) et le rendement (η_{cel}), [50] [7]. Des brèves définitions de ces paramètres sont données ci-après [51].

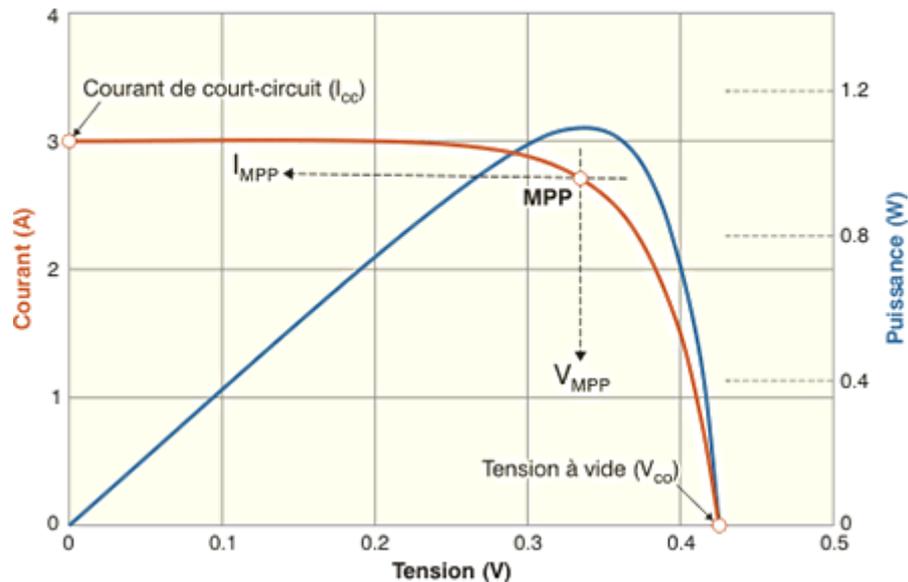


Figure 1.5 : Courbes caractéristiques de la cellule solaire (courant-tension I-V et puissance-tension P-V) [46].

1. 6. 1. 1 Tension de circuit ouvert (V_{oc})

La valeur de la tension V_{oc} correspond à la tension en circuit ouvert. Celle-ci est obtenue lorsque le courant de la cellule est nul. Elle est fonction des caractéristiques de la jonction électronique et des matériaux. Pour une cellule donnée, elle ne varie presque pas avec l'intensité lumineuse [7].

1. 6. 1. 2 Courant de court-circuit (I_{cc})

Le courant de court-circuit (I_{cc}) est le courant qui traverse la cellule lorsqu'elle est en court-circuit [27]. Il est directement proportionnel à l'énergie rayonnante reçue, à la température ambiante, à la vitesse de circulation de l'air ambiant et à la surface de la cellule [7].

1. 6. 1. 3 Puissance maximale (P_{MPP})

La puissance maximale (P_{MPP}) d'une cellule solaire correspond au point de produit maximal de la tension et de l'intensité de courant sur sa courbe caractéristique. Le courant et la tension en ce point sont nommés respectivement courant au point de puissance maximale (I_{MPP}), et tension au point de puissance maximale (V_{MPP}). Le point qui correspond à P_{MPP} est appelé point de puissance maximale (MPP).

1. 6. 1. 4 Puissance crête (P_c)

La puissance crête d'une cellule solaire, notée P_c (Watt crête), représente la puissance électrique maximale délivrée dans les conditions standard (1000 W/m², 25°C).

1. 6. 1. 5 Facteur de forme (FF)

Le facteur de forme permet de juger la qualité de la cellule solaire. Il est défini comme le rapport entre la puissance crête d'une cellule solaire et la puissance idéale obtenues par le produit entre le courant de court-circuit I_{CC} et tension en circuit ouvert V_{OC} . Son expression est donnée par [50] :

$$FF = \frac{P_c}{V_{oc} \times I_{cc}} \quad (1.1)$$

1. 6. 1. 6 Le rendement (η_{cel})

Ce paramètre permet d'évaluer les performances de la cellule PV. Il est défini comme le rapport entre la puissance crête P_C et la puissance lumineuse reçue par la cellule comme montré en (1.2). La puissance lumineuse correspond au produit de surface de la cellule (A_c) par l'éclairement I_r (w/m^2) [50].

$$\eta_{cel} = \frac{P_c}{I_r \cdot A_c} \quad (1.2)$$

Avec :

η_{cel} : Le rendement.

I_r : L'éclairement.

A_c : La surface de la cellule.

1. 6. 2 Modèle d'une cellule photovoltaïque

Dans la littérature, il existe différents modèles de cellules photovoltaïques. Le modèle à une seule diode est actuellement le modèle le plus optimal pour deux raisons, la simplicité et la qualité de ses résultats [52] [13]. Dans notre étude, nous utiliserons le modèle à une seule diode illustrée à la figure 1.6 [53]. Ce modèle est représenté par un circuit électrique, constitué par une source de courant idéale caractérisant le courant photonique (I_{ph}) qui est proportionnel à l'éclairement I_r , une diode qui représente les propriétés de semi-conducteur de la cellule, une résistance série (R_s) et une résistance shunt (R_{sh}) qui représentent respectivement les pertes Joule, et le courant de fuite [7].

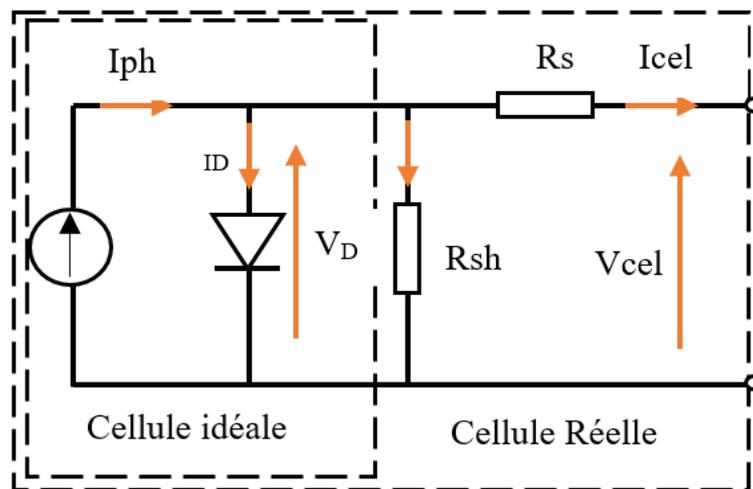


Figure 1.6 : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.

En appliquant la loi de « Kirchhoff » (loi des nœuds) sur le circuit d'une cellule réelle, nous aurons l'équation suivante [14] [54] :

$$I_{cel} = I_{ph} - I_D - I_{sh} \quad (1.3)$$

Tel que :

I_{cel} : Le courant produit par la cellule.

I_{ph} : Le photo-courant (Le courant photonique).

I_D : Le courant passant par la diode.

I_{sh} : Le courant passant par la résistance shunt.

Le courant I_D est défini comme suit :

$$I_D = I_s \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right) \quad (1.4)$$

Avec :

$$V_D = V_{cel} + R_s \cdot I_{cel} \quad (1.5)$$

Donc l'expression de I_D devient :

$$I_D = I_s \left(e^{\frac{V_{cel} + R_s I_{cel}}{V_T}} - 1 \right) \quad (1.6)$$

Tel que :

I_s : Courant inverse de saturation de la diode.

V_T : La tension thermique définit par : $V_T = \frac{nKT}{q}$

V_D : La tension de la diode du modèle de la cellule solaire.

n : Facteur d'idéalité de la jonction P-N de la diode ($1 < n < 2$) .

K : Constante de Boltzmann [$K = 1.3806503 * 10^{-23}$ (J/K)].

q : La charge électrique d'électron $q = 1.602 * 10^{-19}C$

T : Température de fonctionnement de la cellule en degré Kelvin.

Le courant I_{sh} s'écrit comme suit :

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

En remplaçant l'équation (1.6) et (1.7) dans (1.3), nous déduisons le modèle de la cellule solaire, exprimé par la relation (1.8).

$$I_{cel} = I_{ph} - I_s \left(e^{\frac{V_{cel} + R_s I_{cel}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{V_{cel} + R_s I_{cel}}{R_{sh}} \quad (1.8)$$

Les expressions des courants I_{ph} et I_s sont données comme suit [53] :

$$I_{ph} \approx I_{sc} = \frac{Ir}{I_{r_0}} [I_{sc_0} + K_i(T - T_0)] \quad (1.9)$$

$$I_s = I_{s_0} \cdot \left(\frac{T}{T_0} \right)^3 \cdot e^{\frac{-q \cdot E_g}{n \cdot K} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (1.10)$$

I_{sc_0} : Le courant de court-circuit dans les conditions standards.

I_r : L'irradiation solaire (L'éclairement).

I_{r_0} : L'éclairement solaire nominal.

K_i : Le coefficient de variation du courant en fonction de la température.

T_0 : Température nominale en degré Kelvin.

E_g : Largeur de bande de silicium (L'énergie de gap de silicium cristallin $E_g = 1.12eV$, L'énergie de gap de silicium amorphe $E_g = 1.7eV$).

I_{s_0} : Le courant de saturation de la diode dans les conditions standards.

1. 6. 3 L'Association série des cellules solaires

La tension délivrée par une cellule photovoltaïque est limitée à la tension du gap du semi-conducteur utilisé, afin d'augmenter la tension de sortie, plusieurs cellules ayant des caractéristiques similaires sont connectées en série comme illustré à la figure 1.7. Les courbes caractéristiques montrées à la figure 1.8 révèlent que ces cellules sont traversées par le même courant (I_{pv}) mais avec une tension (V_{pv}) proportionnelle à leur nombre [55].

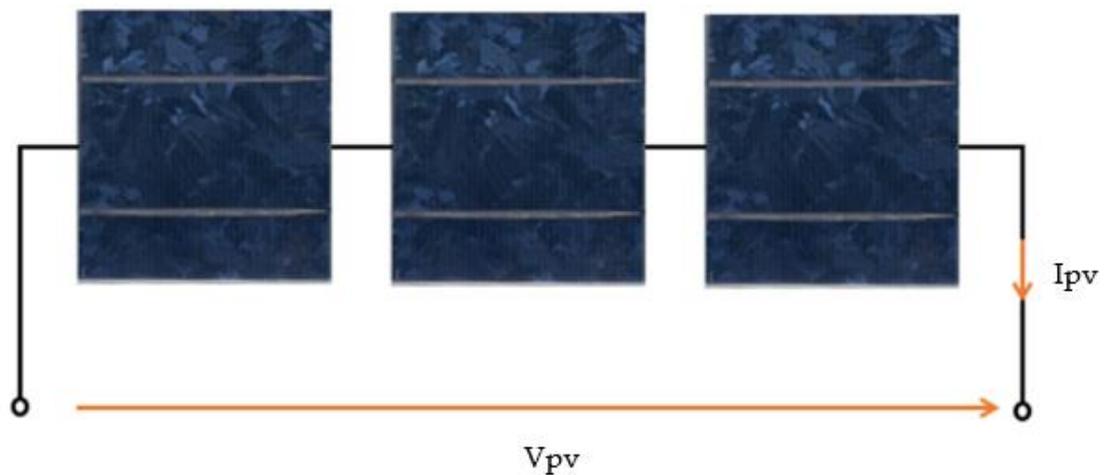
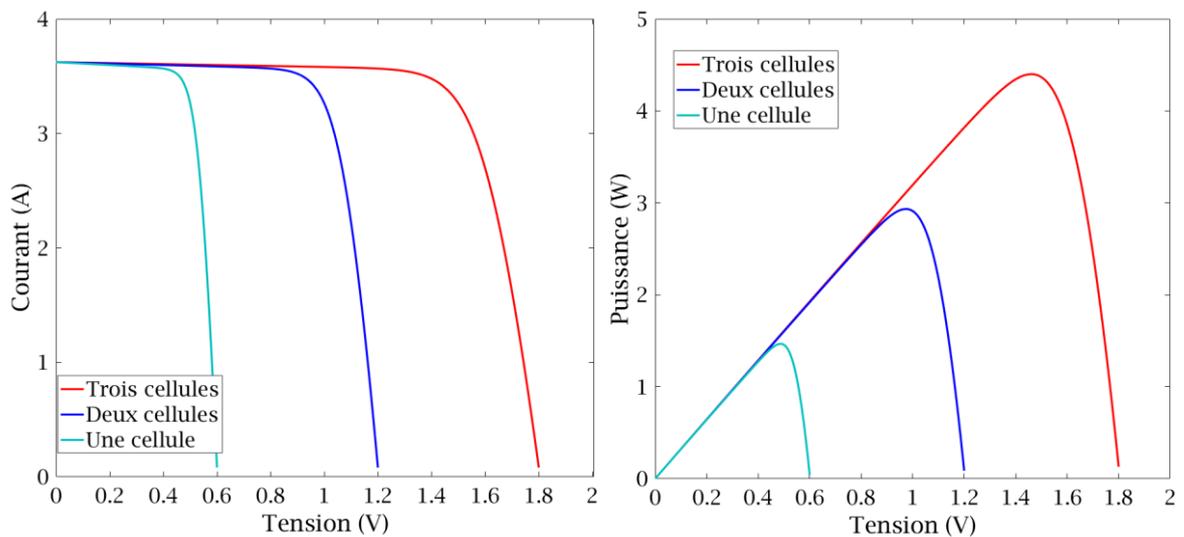


Figure 1.7 : Schéma de trois cellules photovoltaïques associées en série.



1. 6. 4 L'association en parallèle des cellules

La figure 1.9 montre l'association en parallèle des cellules solaires ayant des caractéristiques similaires. Le courant obtenu par cette association est le produit entre le

courant de la cellule élémentaire et le nombre de ces cellules pour une tension qui reste la même comme illustré à la figure 1.10 [55].

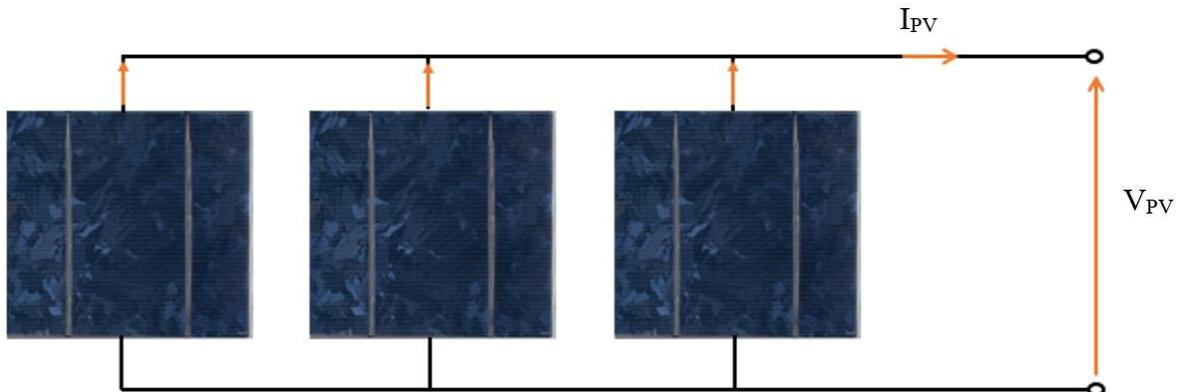


Figure 1.9 : Schéma de trois cellules photovoltaïques associées en parallèle.

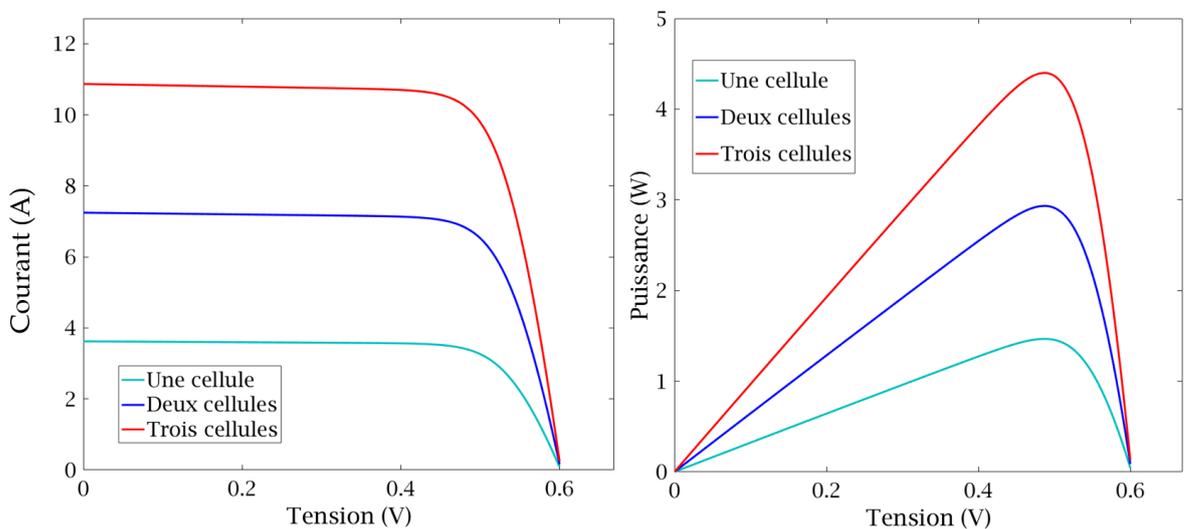


Figure 1.10 : Caractéristiques (I-V, P-V) résultantes de l'association en parallèle des cellules solaires

1.7 Module photovoltaïque

Un module PV est fait par l'association en série et parallèle des cellules ayant des caractéristiques similaires afin d'obtenir des valeurs de puissance plus élevées. Nous introduisons donc l'équation suivante spécifique à un module photovoltaïque à base des équations de cellule solaire décrites précédemment [53].

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_s \left(e^{\frac{V_{PV} + R_s I_{PV}}{N_s V_T} + \frac{R_s I_{PV}}{N_p V_T}} - 1 \right) - N_p \frac{\frac{N_p}{N_s} V_{PV} + R_s I_{PV}}{R_{sh}} \quad (1.11)$$

Où

N_s : nombre de cellules connectées en série dans un module.

N_p : nombre de cellules connectées en parallèle dans un module.

I_{PV} : Courant de sortie GPV.

V_{PV} : Tension de sortie GPV.

R_s et R_{sh} : les résistances série et shunt de cellules solaires.

1. 7. 1 Influence de l'irradiation sur les courbes caractéristiques d'un générateur photovoltaïque

Le courant de sortie d'un générateur PV est proportionnel à l'irradiation (I_r), alors que la tension en circuit ouvert (V_{oc}) est moins sensible. De plus, le point de puissance maximale de la cellule se décale vers les puissances supérieures comme montre la figure 1.11 [56].

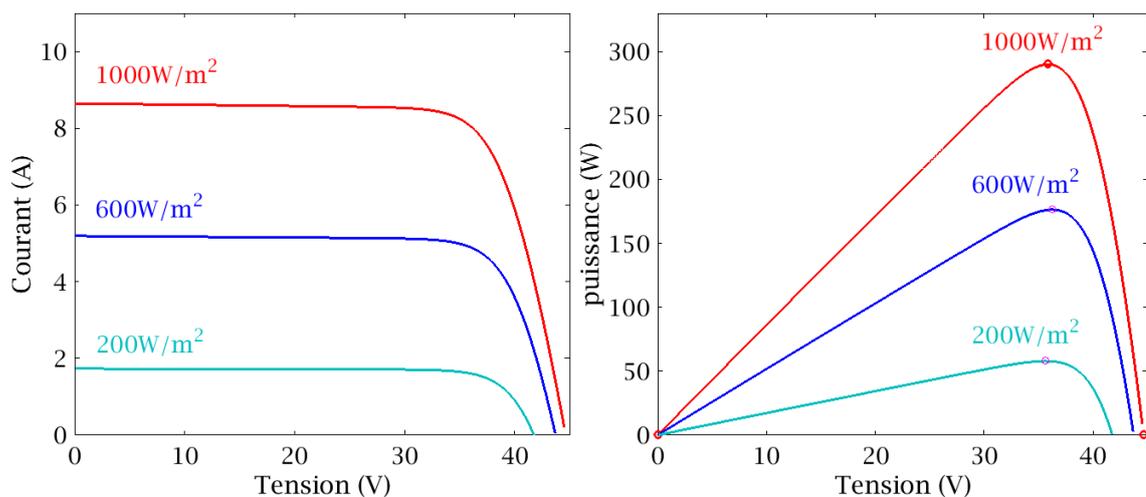


Figure 1.11 : Influence de l'éclairement sur les caractéristiques I-V et P-V du module Jiangsu Aide Solar Energy Technology AD290M6-Aa.

1. 7. 2 Influence de la température sur les courbes caractéristiques d'un générateur photovoltaïque.

Quand la température augmente, la tension en circuit ouvert de la cellule diminue alors que le courant de court-circuit n'augmente que légèrement, ce qui provoquera une baisse de la puissance maximale générée par la cellule comme illustré sur figure 1.12 [55]. Ainsi, nous pouvons déduire qu'un générateur PV fonctionne mieux à basse température et à flux lumineux important.

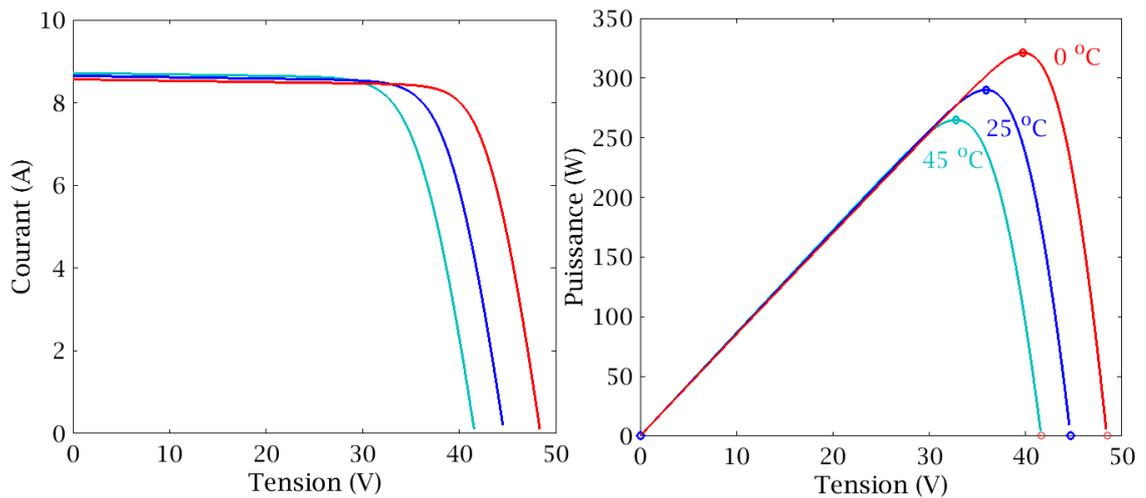


Figure 1.12 : Influence de la température sur les caractéristiques I-V et P-V du module Jiangsu Aide Solar Energy Technology AD290M6-Aa.

1.8 Champ/générateur photovoltaïque

La cellule photovoltaïque délivre une puissance très faible. Alors que la majorité des applications domestiques ou industrielles nécessitent une puissance importante comparée à celle donnée par une cellule solaire. Donc un nombre important de cellules est nécessaire pour une exploitation pratique. Les cellules sont assemblées en série pour constituer un module PV. Les modules photovoltaïques sont par la suite regroupés en série-parallel afin d'obtenir un champ photovoltaïque souvent appelé Générateur photovoltaïque (GPV) comme illustré à la figure 1.13.

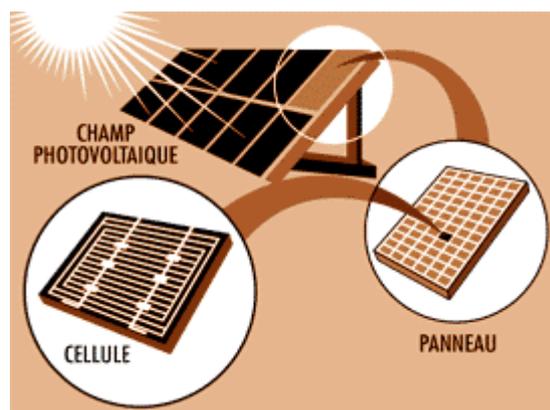


Figure 1.13 : Composantes d'un champ de modules photovoltaïque [47].

1.9 Types d'installation photovoltaïque

Il existe essentiellement trois types d'installations photovoltaïques. Nous citons [57] : Installation photovoltaïque hors réseau (autonome) destinée à alimenter des charges dans des sites isolés, installation photovoltaïque raccordée au réseau où l'énergie produite ou une

partie de cette énergie sera injectée dans le réseau électrique, et enfin, installation PV hybride où les deux premiers types seront combinés.

1.9.1 L'installation PV hors réseau (autonome)

Les installations photovoltaïques autonomes (figure 1.14) sont des installations qui produisent de l'énergie électrique pour alimenter des bâtiments ou d'autres consommateurs dans des endroits isolés, où il n'y a pas d'accès au réseau électrique [7]. Ce type d'installation PV comprend des étages d'adaptation pour adapter la puissance électrique aux besoins du consommateur (convertisseur DC-DC, et convertisseur DC-AC), et un système de stockage afin de stocker l'énergie excédentaire pour qu'elle soit réutilisée quand il n'y aura pas de support d'énergie solaire. Ce type d'installation souffre de problèmes de stockage, d'une faible fiabilité, et d'un niveau de difficulté élevé pour une bonne gestion de l'énergie (charges prioritaires). Pour une meilleure fiabilité de ce type d'installation, nous nous tournons souvent vers l'hybridation où une autre source d'énergie électrique est utilisée tels qu'un groupe électrogène, Ce qui augmente le coût d'installation et provoque des émissions de gaz à effet de serre.

Ce type d'installation n'est donc utile que pour les zones reculées où il n'y a pas d'accès au réseau électrique [57].

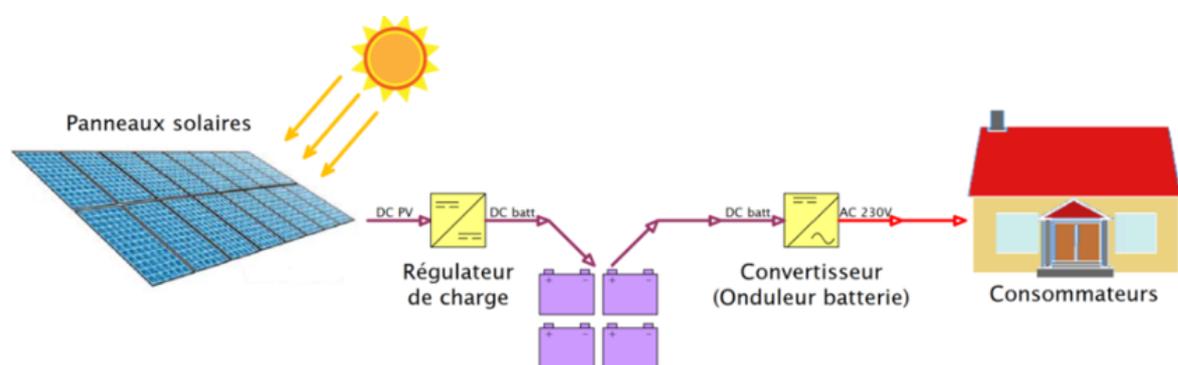


Figure 1.14 : Installation PV hors réseau (autonome) [48]

1.9.2 L'installation PV hybride

Un système PV hybride (figure 1.15) est une combinaison entre un système d'énergie solaire autonome et un système d'énergie solaire connecté au réseau [57]. Ce type d'installation se retrouve souvent dans les habitations où la consommation d'énergie électrique est faible. Et cela pour deux raisons : La première est de réduire la facture d'électricité par l'utilisation des batteries afin d'éviter de consommer l'énergie électrique du réseau aux heures de pointe. De plus, s'il y a un excès de production d'énergie solaire et que

les batteries sont chargées à 100%, l'énergie excédentaire sera injectée dans le réseau. La deuxième raison est d'augmenter la fiabilité et d'éviter de se trouver dans le noir lorsqu'il n'y a pas d'énergie solaire et que les batteries sont épuisées, dans ce cas, l'alimentation peut être obtenue à partir du réseau électrique et les batteries peuvent également être chargées si nous sommes en dehors des heures de pointe. Ainsi, ce type d'installation est plus fiable que les installations autonomes et permet une meilleure gestion de l'énergie, mais il souffre des problèmes liés au stockage et n'est pas pratique pour des grandes puissances, par exemple à l'échelle industrielle.

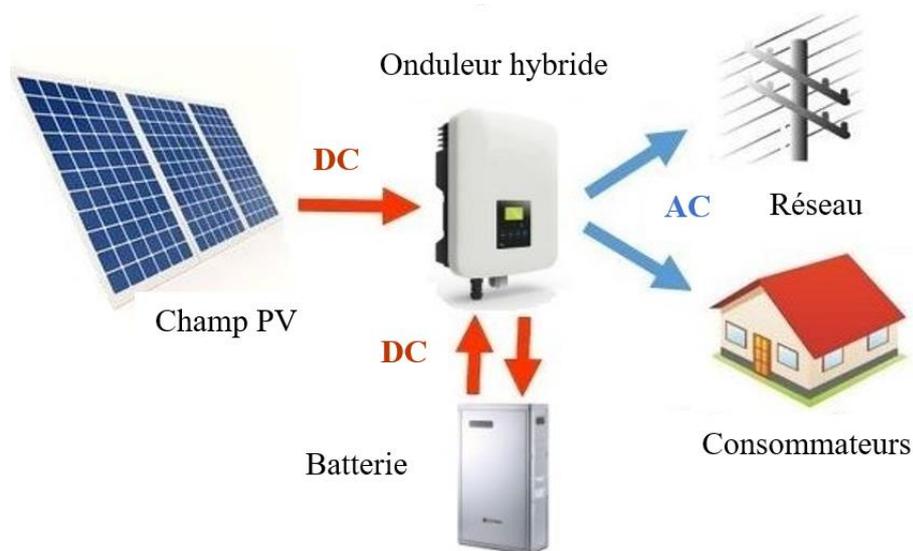


Figure 1.15 : Installation PV hybride [49]

1.9.3 L'installation PV connectée au réseau

Les systèmes solaires connectés au réseau (figure 1.16) disposent généralement des panneaux solaires, d'un onduleur, d'un compteur réversible et d'un réseau électrique [57]. Pour ce type d'installation, il existe deux cas d'utilisation.

- Premier cas, où toute l'énergie produite est injectée dans le réseau, le cas des centrales solaires.
- Le deuxième cas, si le système solaire alimente des charges électriques, dans ce cas si le système solaire produit plus d'énergie que nécessaire, le surplus de puissance est injecté dans le réseau électrique, dans le cas contraire le manque sera compensé par le réseau.

Ce type de système ne possède aucune autonomie, contrairement aux deux premiers systèmes, où il ne peut pas fonctionner en mode îloté (en cas d'absence de réseau électrique). Ce type d'installation est plus pratique pour les grandes puissances telles que les centrales

solaires afin de réduire les coûts et d'éviter les problèmes liés au stockage ce qui explique le fait que la quasi-totalité de la capacité de l'énergie solaire provient des installations solaires connectées au réseau.

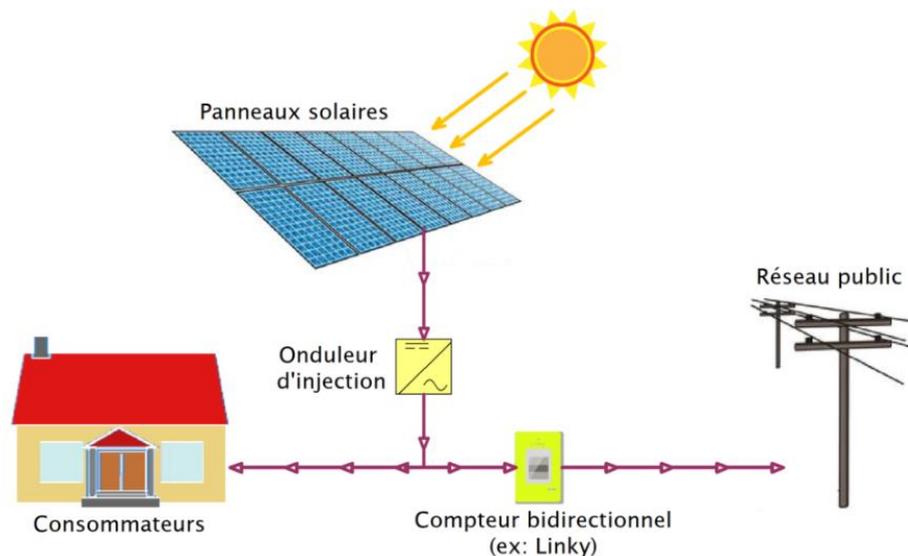


Figure 1.16 : Installation PV connectée au réseau [48].

1. 10 Configurations des installations PV connectées au réseau

Dans l'industrie photovoltaïque, quatre configurations typiques d'installations photovoltaïques connectées au réseau peuvent être distinguées. Ces configurations dépendent principalement du type d'onduleur photovoltaïque utilisé. Il existe principalement quatre types commercialisés d'onduleurs photovoltaïques connectés au réseau qui déterminent la configuration de l'installation PV, comme illustré à la (figure 1.17) [58] [59] [60] :

- Onduleur central (Central inverter) ;
- Onduleur string ou de chaîne (string inverter) ;
- Onduleur multi chaîne (multistring inverter) ;
- Onduleur intégré par module (Module integrated inverter) ou AC-module.

1. 10. 1 La configuration à onduleur central

Dans cette configuration, les modules PV sont associés en série et forment ainsi des rangées qui sont par la suite associées en parallèle pour former un champ PV. Ce dernier est connecté au réseau électrique à travers un seul onduleur de forte puissance comme montre la figure 1.17. (d) [61]. La configuration à onduleur central est souvent mise en œuvre dans des installations PV de grande puissance afin d'améliorer l'efficacité et d'optimiser les coûts [59]. Cependant, cette configuration souffre du problème de fiabilité. De plus, la mise en série des modules PV est sensible au phénomène d'ombrage [7].

1. 10. 2 La configuration à onduleur de chaîne (string inverter)

Dans cette configuration, chaque rangée de modules (PV string) est connectée à un onduleur dit Onduleur String ou de chaîne la figure 1.17. (b). Le suivi du point de puissance maximale est effectué pour chaque rangée séparément, ce qui améliore l'efficacité. La fiabilité de la production photovoltaïque a également été améliorée, ce qui se justifie par le fait que cette configuration ne dépend pas d'un seul équipement. De plus, il devient facile de contrôler la capacité de production [62].

1. 10. 3 La configuration à onduleur multi-chaîne (multistring inverter)

La configuration à onduleur multistring est présentée à la figure 1.17. (c), cette configuration regroupe les avantages techniques des deux configurations précitées [7]. Le suivi du point de puissance maximale est effectué pour chaque rangée séparément ceci rend cette solution moins sensible aux défauts qui apparaissent dans le champ PV, telle que les défauts de mismatch ou de point-chaud, et d'autre part un seul onduleur est utilisé, ce qui réduit le coût du système global [63].

1. 10. 4 La configuration à onduleur intégré (Module integrated inverter)

La configuration à onduleur intégré est représentée à la figure 1.17. (a), où chaque unité possède son propre onduleur, ce qui évite toute perte liée au phénomène d'ombrage ou à d'autres défauts [64]. Cette configuration répond mieux aux variations d'ensoleillement et est plus facile à installer. Cependant, les pertes de puissance augmentent, tout comme le coût de l'installation.

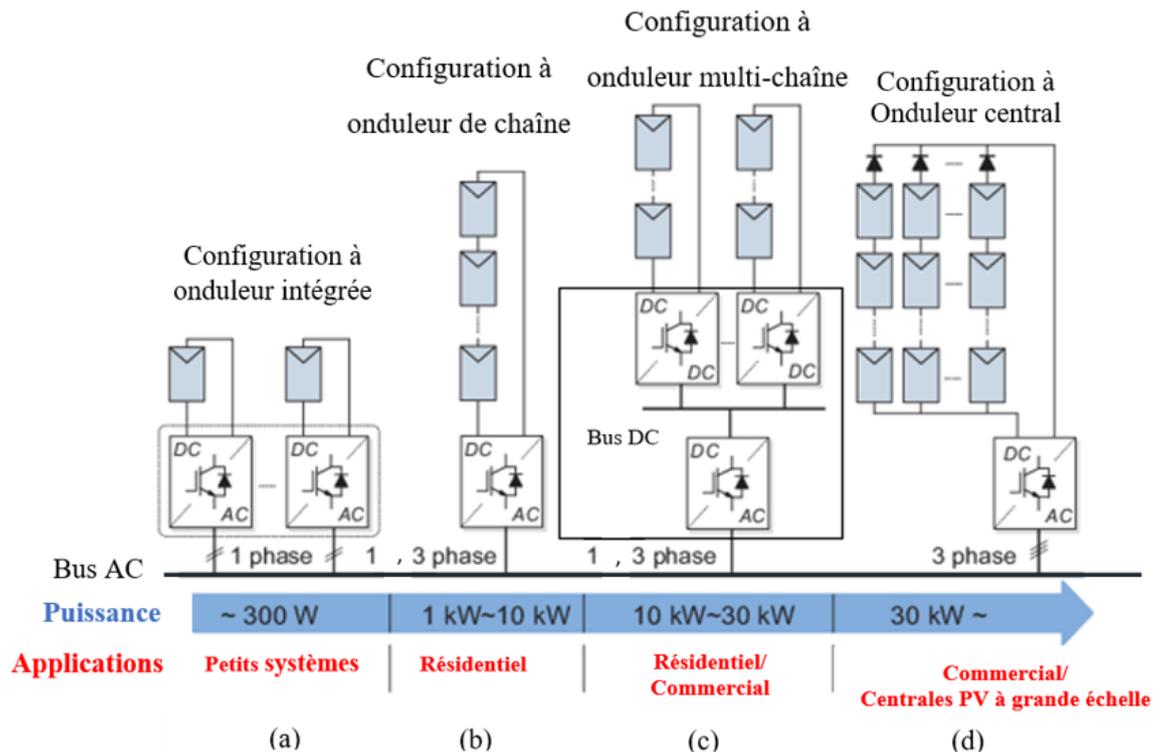


Figure 1.17 : Configurations des installations PV connectées au réseau basées sur le type d'onduleur : (a) Configuration à onduleur intégré, (b) à onduleur de rangée, (c) à onduleur multi-rangée et (d) à onduleur central [58] [59].

1.11 Topologies typiques des convertisseurs de puissance pour les systèmes photovoltaïques connectés au réseau

Pour les d'installations PV connectés au réseau, nous distinguons deux topologies typiques, la topologie à un seul étage DC-AC et la topologie à deux étages de puissance (DC-DC, DC-AC) comme montre la figure 1.18.

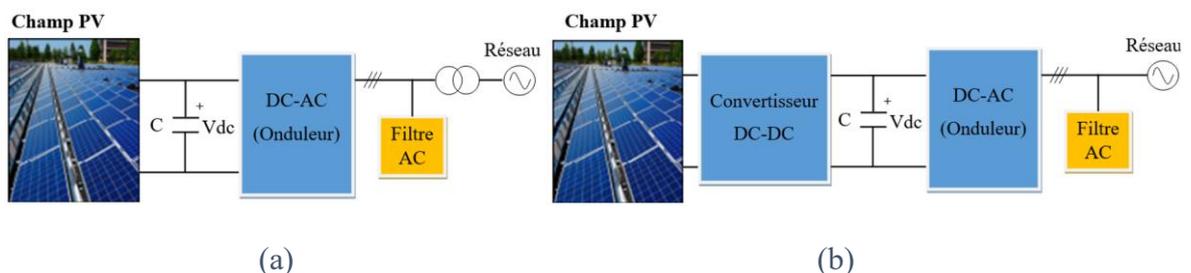


Figure 1.18 : Topologies des convertisseurs de puissance pour un système PV : (a) Topologie à un seul étage, (b) Topologie à deux étages [66].

1.11.1 Topologie à un seul étage DC-AC

La topologie à un seul étage utilise un seul convertisseur de puissance DC-AC, ce qui permet d'obtenir un rendement élevé avec un faible coût par rapport à la topologie à deux étages [65]. Cependant, la conception du contrôleur devient plus complexe [7]. En plus, il

est nécessaire d'avoir un nombre suffisant de modules PV installés en série afin d'obtenir la tension du bus continue nécessaire pour un bon fonctionnement du système, ce qui rend la commande MPPT très sensible au phénomène d'ombrage, Sinon il faudra ajouter un transformateur élévateur de tension ce qui augmente le coût de l'installation.

1. 11. 2 Topologie à deux étages (DC-DC, DC-AC)

En plus du convertisseur DC-AC, la topologie à deux étages de puissance utilise un convertisseur DC-DC supplémentaire qui permet de booster la tension du bus continue. Ceci rend le système PV moins sensible au phénomène d'ombrage par l'utilisation d'un nombre réduit de modules PV en série. De plus, la topologie assure une meilleure stabilité de la tension du bus continu et un meilleur THD [66]. Cependant, le bloc additionnel réduit le rendement et augmente le coût.

Comme mentionné précédemment, chacune de ces deux topologies présente des faiblesses [7]. Afin de pallier ces faiblesses, une nouvelle topologie de convertisseur à un seul étage a été proposée par Zeng Peng en [8], dites onduleur Z-source [9] [10]. Pour cette topologie, le réglage réalisé par le convertisseur DC-DC n'est plus nécessaire, ce qui permet d'obtenir un rendement élevé avec un faible coût par rapport à la topologie à deux étages. Et en même temps offre la possibilité de booster et d'ajuster la tension du bus continue, ce qui n'était pas possible avec la topologie à un seul étage classique. De plus, Les dispositifs (interrupteurs semi-conducteurs) supérieur et inférieur de chaque bras d'onduleur Z-source peuvent être fermés en même temps sans que rien arrive à l'onduleur, ceci n'est pas possible pour les onduleurs classiques qui exigent de mettre un retard entre l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du même bras sinon un court-circuit se produirait et l'onduleur sera détruit [8] [10]. Ce retard provoque une perte d'amplitude et un déphasage du fondamentale par rapport à la tension de référence.

1. 12 Onduleur Z-source (ZSI)

Dans les applications utilisant des convertisseurs DC-AC de tension conventionnelle, la tension de sortie AC est limitée et ne peut pas dépasser la tension d'entrée du circuit intermédiaire. Pour que ces types d'applications atteignent la sortie AC souhaitée, un étage de conversion de puissance supplémentaire est nécessaire pour augmenter la tension du bus DC. Cet étage supplémentaire augmente le coût du système et les pertes de puissance [8] [67] [36]. L'onduleur à Z-source (ZSI) est proposé par Zang Peng pour surmonter les limitations des convertisseurs de source de tension conventionnels [8]. Comme montre la

figure 1.19, l'onduleur Z-source utilise un réseau d'impédance. Le réseau d'impédance du Z-source est principalement composé d'inductances ($L1$, $L2$) et de condensateurs ($C1$, $C2$) connectés en forme de X qui est utilisé pour connecter le pont onduleur à une source d'entrée DC [8] [40] [38]. Contrairement à l'onduleur de tension conventionnel qui a six états actifs et deux états zéro, l'onduleur Z-source a un état supplémentaire appelé l'état de court-circuit ou état shoot-through. L'onduleur Z-source utilise les états de court-circuit pour augmenter la tension du Bus DC afin d'obtenir la tension de sortie AC souhaitée [38]. Cet état est réalisé en activant les interrupteurs supérieur et inférieur de la même branche de phase. Depuis l'introduction de l'onduleur Z-source en 2003 [38], les chercheurs ont proposé différentes techniques de contrôle pour ce dernier. Ces techniques sont réalisées en introduisant le shoot-through dans les états zéro sans affecter les états actifs [36]. De plus, plusieurs recherches ont été menées afin d'améliorer la topologie du Z-source pour qu'elle soit adaptée aux différentes applications [10].

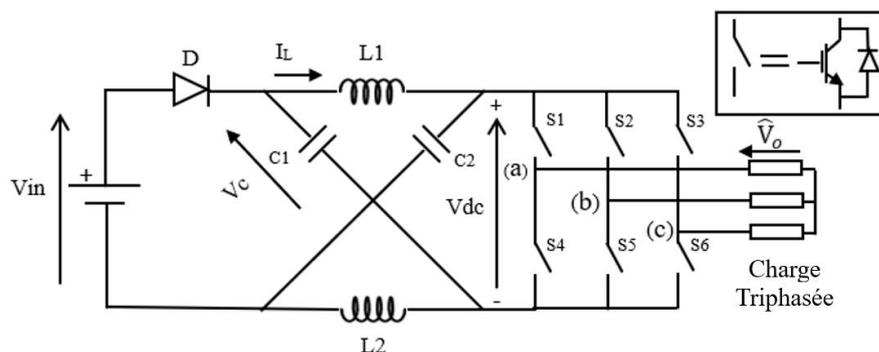


Figure 1.19 : Onduleur Z-source.

1. 12. 1 Circuit équivalent et équations de l'onduleur Z-source

Le circuit équivalent de l'onduleur Z-source illustré à la figure 1.20 est utilisé afin d'élaborer les équations de sortie du réseau d'impédance et d'expliquer son comportement. Ce dernier est obtenu en remplaçant les interrupteurs des trois bras de l'onduleur par un seul interrupteur fictif « S_2 », et la diode D par un autre interrupteur noté « S_1 » avec S_1 et S_2 représentant des interrupteurs idéaux [8].

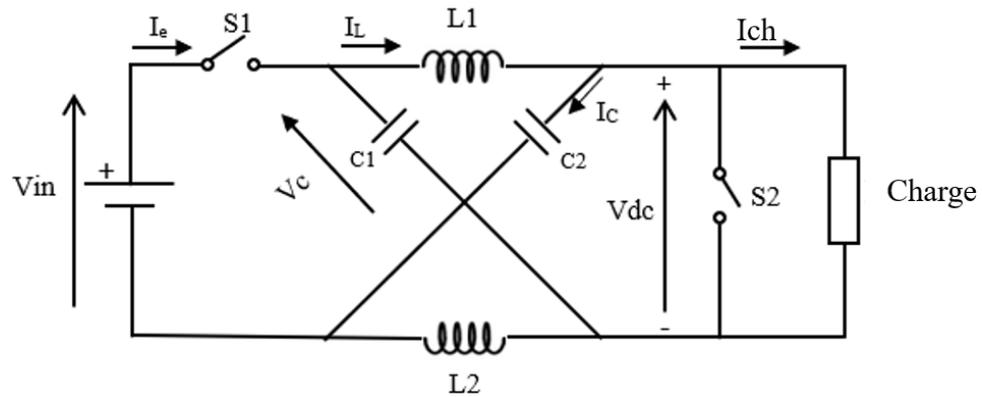


Figure 1.20 : Circuit équivalent de l'onduleur Z-source vu du côté DC [8].

Comme nous avons deux interrupteurs, tout en respectant les règles de causalités, nous aurons 2^2 états possibles. En régime établi, nous distinguons uniquement deux états : l'état Shoot-Through et l'état Actif [8].

Afin d'élaborer les équations régissant le système pour ces deux états, les hypothèses simplificatrices suivantes sont appliquées :

- Les résistances des inductances sont négligeables.
- Le réseau d'impédance du Z-source est symétrique, ce qui veut dire que :

$$\begin{cases} L_1 = L_2 = L \\ C_1 = C_2 = C \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_{L_1} = I_{L_2} = I_L \\ V_{C_1} = V_{C_2} = V_C \end{cases} \quad (1.12)$$

Avec :

- V_{in} , V_C , V_L , V_{dc} représentent respectivement la tension de la source continue, la tension aux bornes du condensateur, la tension d'inductance et la tension de sortie du réseau d'impédance.
- I_e , I_C , I_L , I_{ch} représentent respectivement le courant de source, le courant du condensateur, le courant d'inductance, et le courant de la charge.

1. 12. 1. 1 Etat Shoot-Through (Etat de court-circuit)

Dans cet état, l'interrupteur S_2 est amorcé, donc la tension à l'entrée de l'onduleur sera nulle et il n'y aura pas de transfert d'énergie vers la charge. De plus, les bobines vont se retrouver en parallèle avec les condensateurs ($V_C = V_L$) et ces derniers se déchargent dans les bobines, comme montre la figure 1.21.

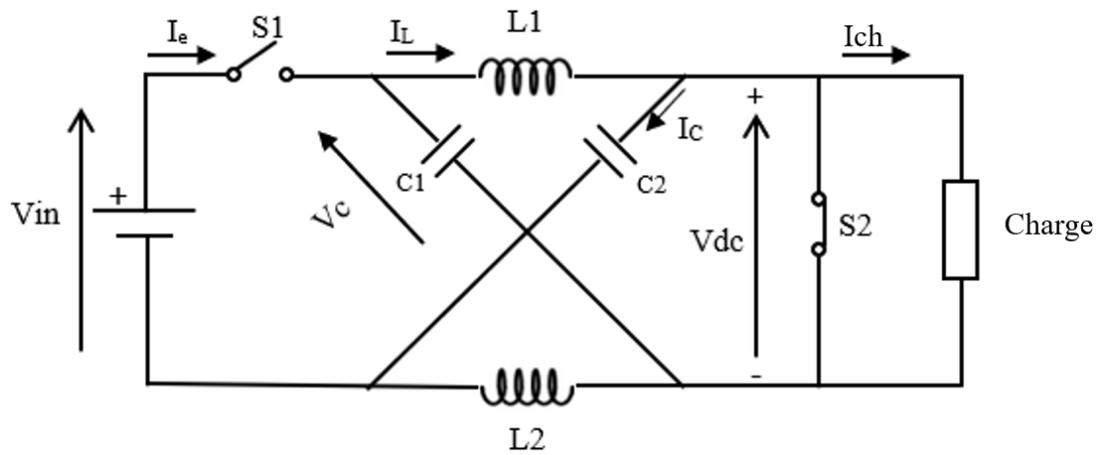


Figure 1.21 : Circuit équivalent du Z-source en état shoot-through.

D'après le circuit électrique équivalent, nous aurons les équations suivantes [8] :

$$\begin{cases} \frac{dV_c}{dt} = -\frac{I_L}{C} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{V_c}{L} \\ V_{dc} = 0 \\ I_e = 0 \end{cases} \quad (1.13)$$

1. 12. 1. 2 Etat Actif

Durant cet état (figure 1.22), la source est connectée à la charge donc il y a bien un transfert d'énergie d'où les inductances se déchargent et la tension d'entrée de l'onduleur va atteindre sa valeur maximale (crête).

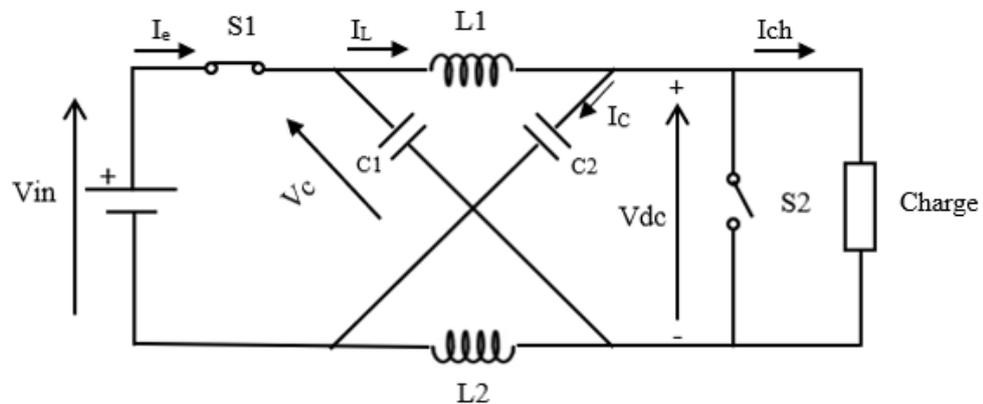


Figure 1.22 : Circuit équivalent du ZSI en état actif.

D'après le circuit électrique, nous avons les équations suivantes [8] :

$$V_L = V_{in} - V_C \quad (1.14)$$

$$I_L = I_{ch} + I_C = I_{ch} + C \frac{dV_c}{dt} \quad (1.15)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_c}{dt} = \frac{I_L - I_{ch}}{C} \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_C}{L} \\ V_{dc} = V_c - V_L = 2V_c - V_{in} \\ I_e \neq 0 \end{array} \right. \quad (1.16)$$

Pour résumer tous les états, nous allons écrire les équations électriques en fonction des configurations des deux interrupteurs S_1 et S_2 [8] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_c}{dt} = \frac{-S_2' I_{ch} + I_L}{C} \\ \frac{dI_L}{dt} = S_2 \frac{V_C}{L} + S_2' \frac{V_{in} - V_C}{L} \\ V_{dc} = S_2' (2V_c - V_{in}) \end{array} \right. \quad (1.17)$$

Avec : $S_2' = 1 - S_2 = S_1$

1. 12. 2 Calcul du facteur d'amplification (B) et du gain (G) du Z-source

Le facteur d'amplification (Survoltage) est l'élément qui caractérise le Z-source, car il représente la fonction essentielle de ce dernier. Il dépend de la durée de l'état « shoot-through », ainsi, il définit le rapport existant entre la tension d'entrée V_{in} et la valeur crête de la tension V_{dc} .

En exploitant les équations d'état Actif et d'état Shoot-through, nous pouvons écrire les expressions suivantes [8] :

$$\begin{cases} V_L = V_C \\ V_{dc} = 0 \end{cases} \quad (1.18)$$

$$\begin{cases} V_L = V_{in} - V_C \\ V_{dc} = V_C - V_L \end{cases} \quad (1.19)$$

En considérant que l'onduleur Z-source est en état shoot-through pendant une durée (T_{sh}) durant un cycle de commutation (T_d), la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance (V_{Lmoy}) doit être nulle (charge pendant le shoot-through et décharge pendant l'état actif). Elle est exprimée par [8] :

$$V_{Lmoy} = \frac{T_{sh}V_C + (T_d - T_{sh})(V_{in} - V_C)}{T_d} = 0 \quad (1.20)$$

À partir de la relation (1.20), nous pouvons exprimer respectivement la tension du condensateur (V_C) et celle de la valeur crête de la tension Vdc notée (\widehat{V}_{dc}) par (1.21), et (1.22) [8].

$$V_C = \frac{(1 - d)}{(1 - 2d)} V_{in} \quad (1.21)$$

$$\widehat{V}_{dc} = \frac{1}{(1 - 2d)} V_{in} \quad (1.22)$$

Avec (d) est le rapport cyclique de court-circuit du Z-source. Il est exprimé par la relation (1.23).

$$d = \frac{T_{sh}}{T_d} \quad (1.23)$$

À partir de la relation (1.22), nous pouvons définir le facteur de survoltage théorique (B) comme étant le gain du réseau d'impédance. Il est donné par la relation (1.24) [10].

$$B = \frac{\widehat{V}_{dc}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - 2d)} \quad (1.24)$$

L'indice de modulation de référence (M) de l'onduleur Z-source est défini par (1.25).

$$M = \frac{V_M}{\frac{\widehat{V}_{dc}}{2}} \quad (1.25)$$

Avec V_M est la valeur maximale de la tension alternative de référence. En utilisant (1.24), et (1.25), nous définissons le gain total théorique (G) de l'onduleur Z-source par (1.26) [8].

$$G = \frac{V_M}{\frac{V_{in}}{2}} = M \cdot B \quad (1.26)$$

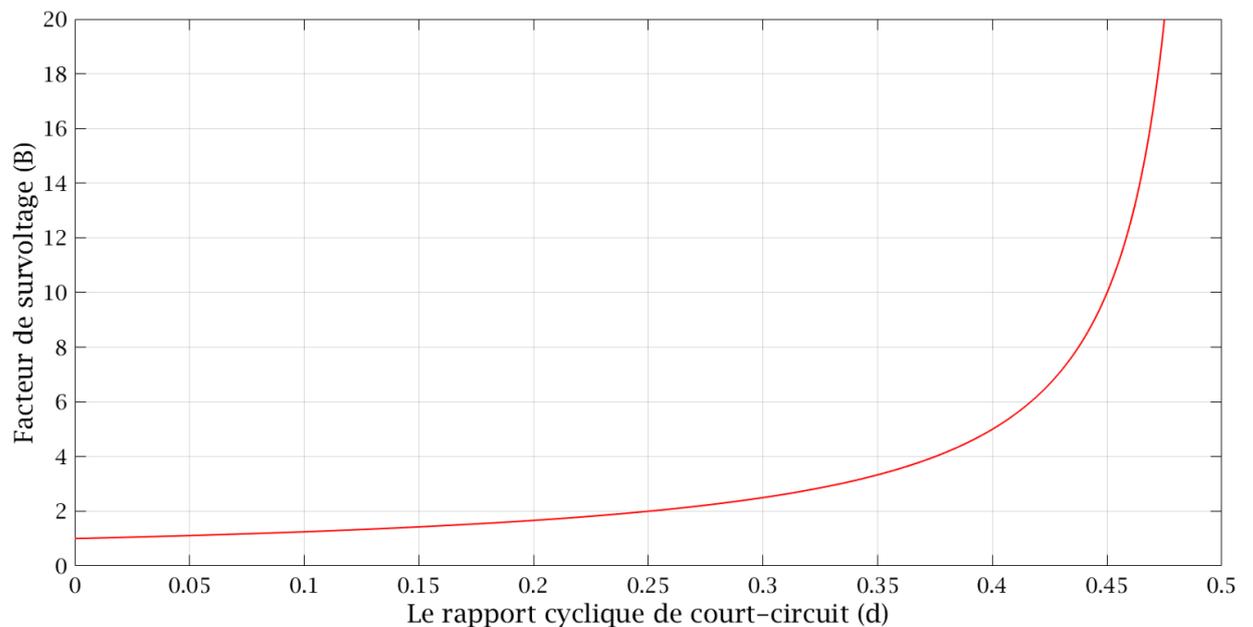


Figure 1.23 : Variation du facteur de survoltage (B) théorique en fonction du rapport cyclique (d).

D'après la figure 1.23, nous remarquons bien que théoriquement (\widehat{V}_{dc}) prend des valeurs entre 0 et l'infini pour des valeurs de (d) appartenant à l'intervalle $[0, 0.5]$, d'où le Z-source fonctionne en mode élévateur de tension. Ainsi, l'avantage qu'offre cet onduleur est d'avoir théoriquement en sortie une tension alternative non limitée par la tension continue d'entrée contrairement aux onduleurs conventionnels.

1. 12. 3 Topologies de l'onduleur Z-source

Dans la littérature, de nombreuses modifications ont été apportées à la structure de base du Z-source afin qu'elle soit adaptée aux différentes applications [10] [68]. Cela a donné lieu à différentes topologies appelées topologies Z-source, pour faire connaissance de ces topologies veuillez consulter [69].

1. 12. 4 Stratégies de contrôle de l'onduleur Z-source

Depuis l'apparition de l'onduleur Z-source, les chercheurs ont proposé plusieurs stratégies de contrôle de ce dernier. Ces techniques sont réalisées en introduisant l'état supplémentaire du Z-source (état de court-circuit ou Shoot-Through) dans les états zéro sans affecter les états actifs. Ces stratégies peuvent être classées en deux catégories : (a) Les stratégies de contrôle basées sur la PWM conventionnelle, et (b) Les stratégies de modulations vectorielles modifiées notées ZSVPWM.

1. 12. 4. 1 Les stratégies de contrôle basées sur la PWM conventionnelle

Les stratégies de contrôle basées sur la PWM conventionnelle sont les plus connues grâce à leurs simplicités, telles que la stratégie Simple Boost control [19], Maximum Boost control [20], et la stratégie Maximum Constant Boost control [21].

Le tableau 1.1 résume les différentes relations des trois stratégies de contrôle PWM de l'onduleur Z-source (SBC, MBC, et MCBC). Chacune de ces stratégies a ses avantages et ses inconvénients qui sont discutés et comparés en termes de pertes de commutation, d'ondulation de courant, de distorsion harmonique totale THD et de capacité d'amplification dans [27] [29] [70].

a) La stratégie Simple Boost Control (SBC)

La stratégie de commande SBC a été introduit pour le contrôle de l'onduleur Z-source pour la première fois en [8].

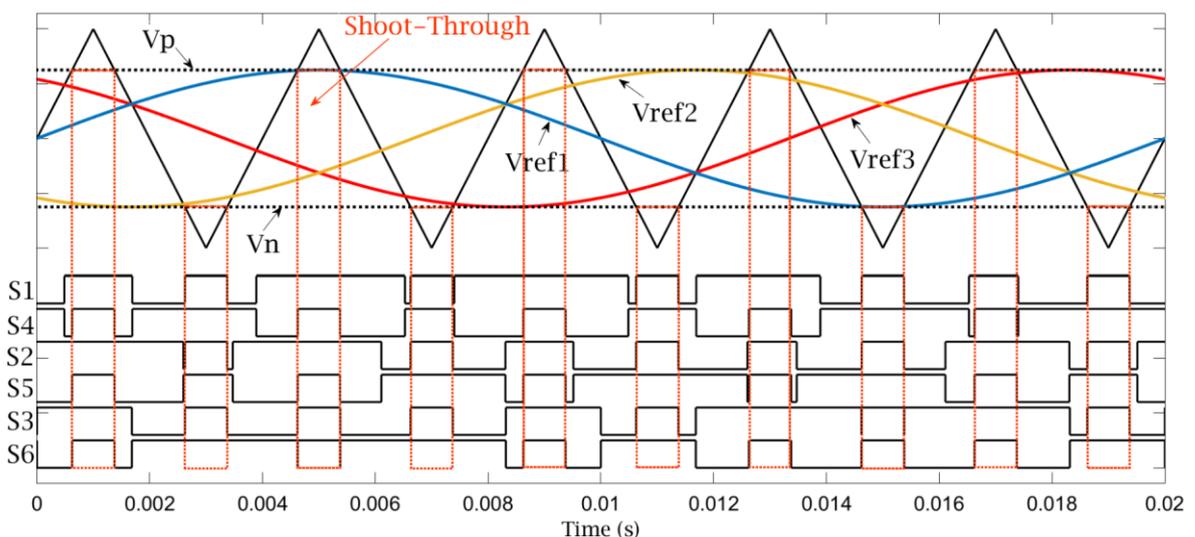


Figure 1.24 : La stratégie Simple Boost Control (SBC).

Comme illustré à la figure 1.24, la stratégie SBC diffère de la PWM sinusoïdale traditionnelle par deux lignes droites égales à la valeur de crête des trois références, qui sont utilisées pour contrôler le rapport cyclique. Lorsque la forme d'onde triangulaire est supérieure à la ligne supérieure V_p , ou inférieure à la ligne inférieure V_n , le circuit passe en état de court-circuit. Sinon, il fonctionne comme une PWM traditionnel de base [29].

La valeur maximale du rapport cyclique de court-circuit "d" de la stratégie SBC est donnée par la relation (1.26).

$$d \leq 1 - M \quad (1.27)$$

En utilisant les équations (1.24), et (1.25) et en prenant compte de la contrainte sur le rapport cyclique de court-circuit pour la stratégie SBC indiquée précédemment, le facteur d'amplification (B), ainsi que le gain de tension (G) théoriques de cette stratégie de contrôle sont exprimés par les relations (1.28) [10].

$$\begin{cases} B = \frac{1}{(2M - 1)} \\ G = \frac{M}{(2M - 1)} \end{cases} \quad (1.28)$$

b) La stratégie Maximum Boost control (MBC)

Pour cette stratégie, la durée de l'état zéro est converti entièrement en état shoot-through sans affecter les états actifs et sans déformer les formes d'onde de sortie. L'onduleur est en état shoot-through lorsque l'onde porteuse triangulaire est soit supérieure à la courbe maximale des références, soit inférieure au minimum des références (voir figure 1.25). L'état shoot-through se répète périodiquement tous les $(\pi/3)$. Le rapport cyclique moyen sur un cycle de commutation dans l'intervalle $(\pi/6, \pi/2)$ peut être exprimé par (1.29) [71].

$$d = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi} \quad (1.29)$$

Les expressions du facteur de survoltage (B) et du gain de tension pour la commande MBC sont obtenues en remplaçant la valeur de (d) dans les deux relations (1.24) et (1.25) :

$$\begin{cases} B = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} \\ G = MB = \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi} \end{cases} \quad (1.30)$$

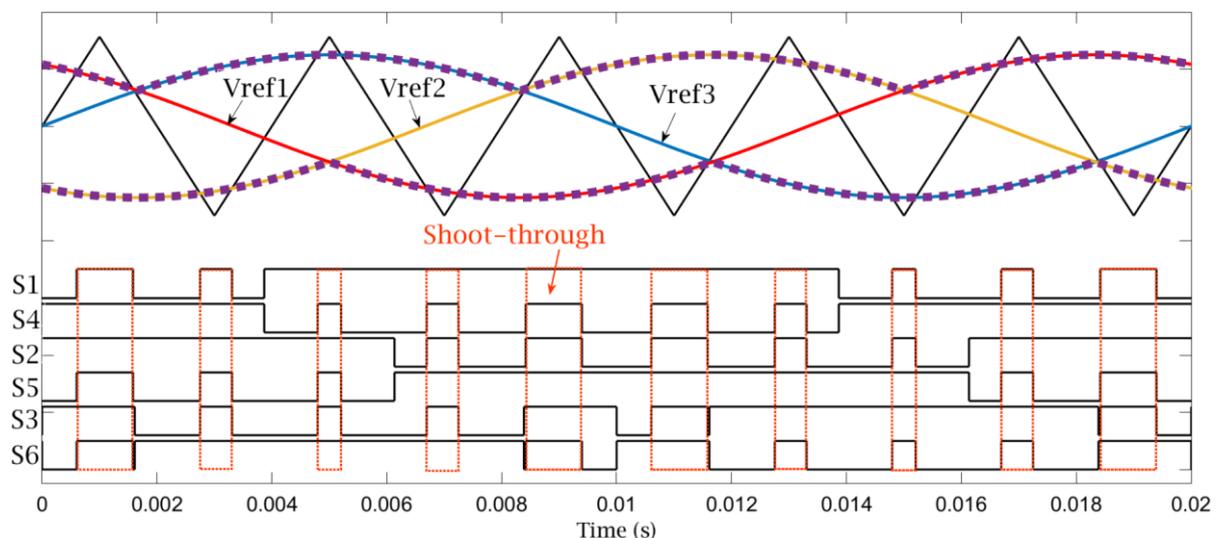


Figure 1.25 : La stratégie Maximum Boost Control (MBC).

c) La stratégie Maximum constant Boost Control (MCBC)

La stratégie de commande MCBC permet d'obtenir le gain de tension maximal tout en maintenant le rapport cyclique shoot-through constant [72]. La figure 1.26 montre le schéma de la commande MCBC avec injection de troisième harmonique. Dans cette méthode, la troisième harmonique est injectée avec le signal de modulation. Cela signifie que la référence (sinusoïde) est ajoutée à une autre sinusoïde ayant une fréquence exactement trois fois supérieure de la référence et une amplitude généralement égale à un sixième de l'onde modulante. La nouvelle expression du signal de référence de la phase 1 (V_{ref1}) est donnée par la relation (1.31).

$$V_{ref1} = V_M \sin(\omega t) + \frac{V_M}{6} \sin(3\omega t) \quad (1.31)$$

Avec V_M et ω sont respectivement la valeur maximale et la pulsation de la tension de référence.

Le rapport cyclique de court-circuit (d) de cette stratégie est donné par [69] :

$$d = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} M \quad (1.32)$$

Le remplacement de l'expression (1.32) du rapport cyclique (d) dans les relations (1.24), et (1.25) donne respectivement les expressions du facteur d'amplification (B) et du gain total (G) de l'onduleur en fonction de l'indice de modulation (M).

$$\begin{cases} B = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} \\ G = MB = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \end{cases} \quad (1.33)$$

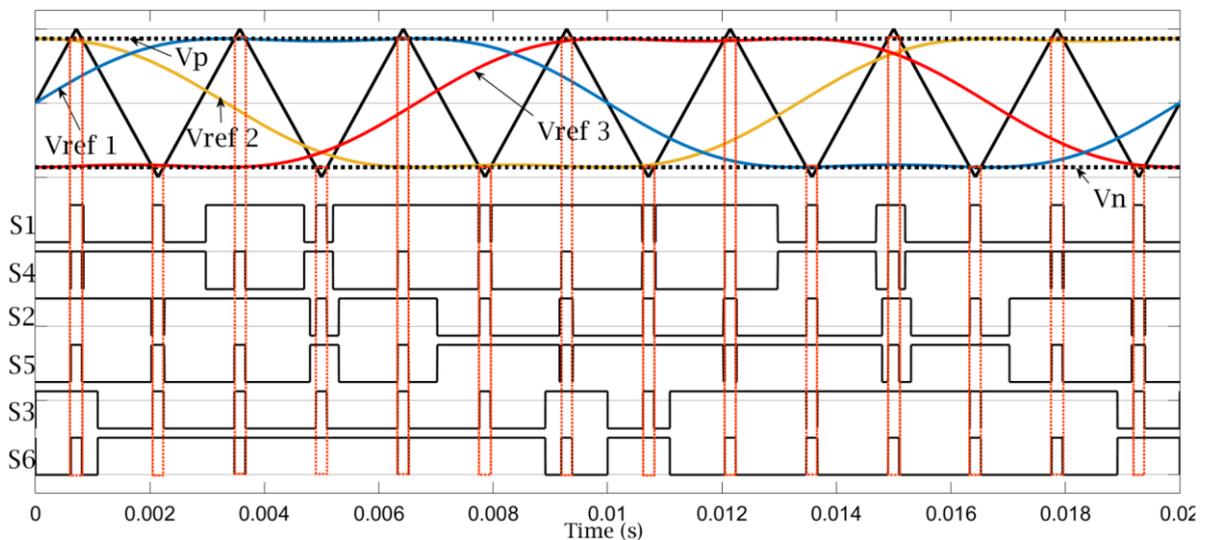


Figure 1.26 : La stratégie Maximum constant Boost Contrôle (MCBC).

Tableau 1.1 : Les stratégies de contrôle PWM du ZSI.

	La stratégie de contrôle		
	SBC	MBC	MCBC
Rapport cyclique de l'état shoot-through (d)	$1 - M$	$\frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi}$	$1 - \frac{\sqrt{3}}{2}M$
Gain de tension (G)	$\frac{M}{2M - 1}$	$\frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$
Facteur de survoltage (B)	$\frac{1}{2M - 1}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$
Indice de modulation (M)	$\frac{G}{2G - 1}$	$\frac{\pi G}{3\sqrt{3}G - \pi}$	$\frac{1}{\sqrt{3}G - 1}$

1. 12. 4. 2 Les stratégies basées sur la modulation vectorielle modifiée (ZSVPWMs)

Comme mentionné dans [29], [30] et [31], les ZSVPWMs offrent la possibilité de gérer directement les séquences de commutation, ce qui permet d'obtenir de meilleures performances par rapport aux PWM classiques basés sur la porteuse avec une distorsion harmonique totale réduite et une ondulation de courant plus faible. De plus, ils offrent un indice de modulation plus large sans injection de troisième harmonique, ce qui facilite le contrôle en boucle fermée [32], [33], [34]. Pour cette raison différentes ZSVPWMs ont été proposées pour le contrôle et l'amélioration des performances de l'onduleur Z-source. Dans [22], les auteurs donnent un aperçu de quatre ZSVPWMs qui transforment tous les états zéro traditionnels possibles en états de court-circuit (états Shoot-Through), ce qui entraîne une durée de court-circuit variable qui varie d'un cycle à l'autre, par conséquent, l'ondulation dans le rapport cyclique de court-circuit (d) qui est défini comme le rapport entre la durée du court-circuit et la période de commutation (T_d) entraînera une ondulation du courant traversant l'inductance et de la tension aux bornes du condensateur. Lorsque la fréquence de sortie est faible, l'ondulation du courant d'inductance devient importante et une grande inductance est nécessaire [23]. D'autres revues ont proposé des techniques de modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale pour le Z-source (ZSVPWM) en maintenant le rapport cyclique de court-circuit constant sur tous les cycles de commutation tels que la technique ZSVPWM avec quatre distributions de court-circuit (4-ZSVPWM) et les deux techniques ZSVPWM avec six distributions de court-circuit (6-ZSVPWM1, et 6-ZSVPWM2) [24, 25, 26, 27, 28]. Récemment, deux nouvelles stratégies ZSVPWM

discontinues améliorées ont été proposées. La première proposée dans [35] est la modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale discontinue notée D-ZSVPWM qui réduit les pertes de puissance de commutation en éliminant deux commutations à chaque cycle. La deuxième proposition de [36] est la modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale discontinue améliorée notée ID-ZSVPWM qui améliore le THD et réduit les pertes de puissance de conduction.

Dans la suite nous allons donner des brèves descriptions des stratégies de contrôle ZSVPWM à rapport cyclique de court-circuit constant telles que : 4-ZSVPWM, 6-ZSVPWM1, 6-ZSVPWM2, DZSVPWM, et ID-ZSVPWM. Le tableau 1.2 résume les différentes relations des stratégies de contrôle ZSVPWM à rapport cyclique de court-circuit constant.

a) La première stratégie ZSVPWM à 6 courts-circuits (6- ZSVPWM1)

Comme son nom l'indique cette stratégie utilise six états de court-circuit. L'état zéro de cette stratégie est distribué sur quatre parties de mêmes valeurs. Ceci limite la plage de variation de l'état de court-circuit (T_{sh}) à $(\frac{3}{4}) T_0$ au lieu de T_0 ce qui rend le gain en tension faible. La figure 1.27 présente la séquence de commutation du secteur 01 de la stratégie 6-ZSVPWM1.

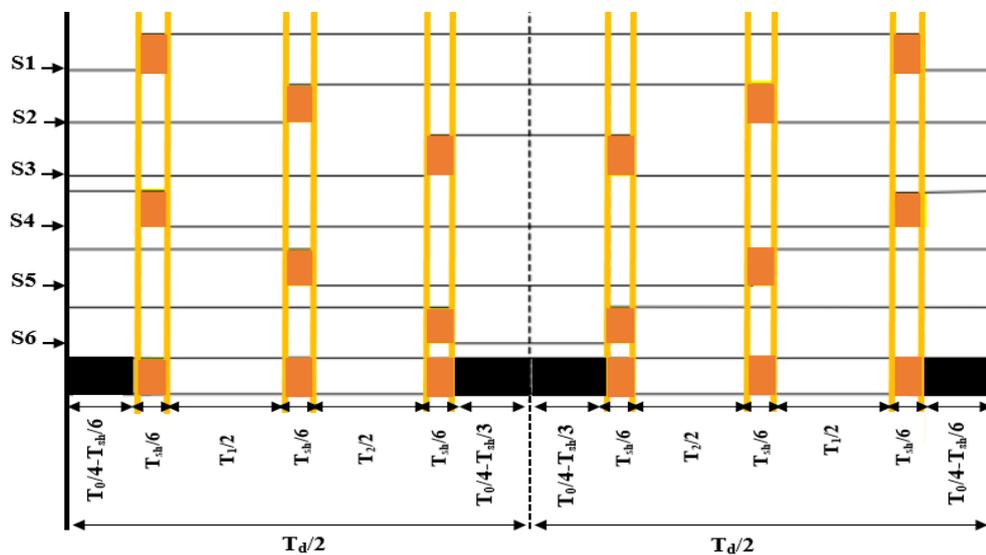


Figure 1.27 : Séquence de commutation de la stratégie 6-ZSVPWM-1 du secteur 01.

b) La deuxième stratégie ZSVPWM à 6 courts-circuits (6- ZSVPWM2)

L'état zéro de cette stratégie est distribué de façons à assurer que la plage de variation maximale de l'état de court-circuit (T_{sh}) atteigne T_0 . Cette stratégie offre un meilleur gain de tension que la première méthode. Cependant les pertes de commutation de cette stratégie

sont importantes du fait de l'utilisation d'un grand nombre de courts-circuits (Six courts-circuits chaque cycle). La figure 1.28 présente la séquence de commutation du secteur 01 de la stratégie 6- ZSVPWM2.

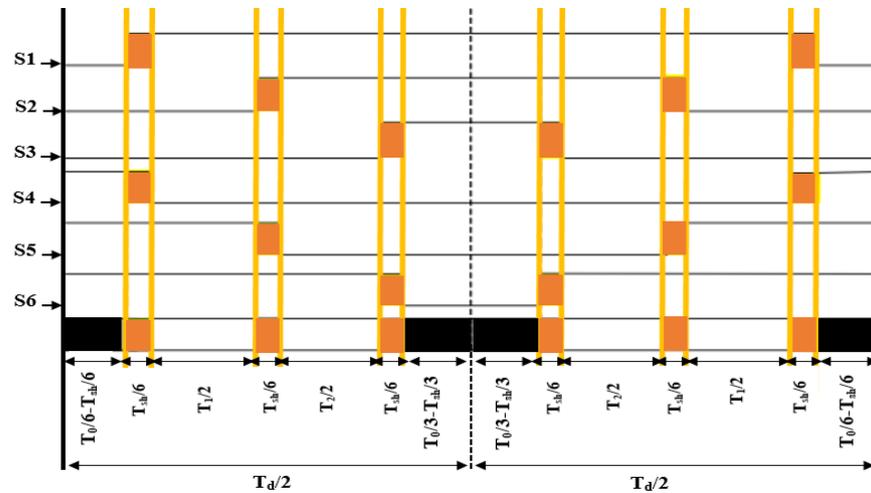


Figure 1.28 : Séquence de commutation de la stratégie 6-ZSVPWM2 du secteur 01

c) La stratégie ZSVPWM à 4 courts-circuits (4- ZSVPWM)

La stratégie à 4 court-circuit réduit les pertes de commutation par rapport aux deux stratégies à 6 courts-circuits par l'utilisation d'un nombre réduit de courts-circuits. Le gain de tension de cette stratégie est le même que celui donné par la deuxième stratégie à 6 courts-circuits. La figure 1.29 présente la séquence de commutation du secteur 01 de la stratégie 4-ZSVPWM.

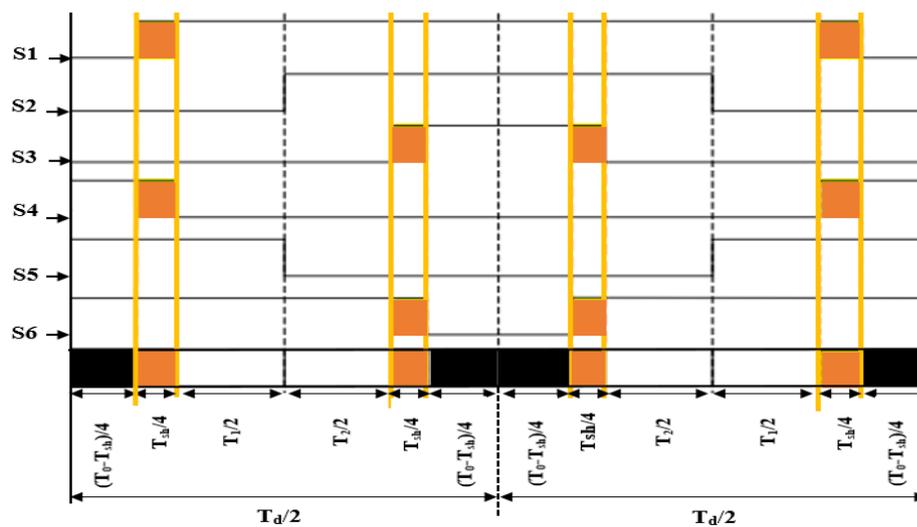


Figure 1.29 : Séquence de commutation de la stratégie 4-ZSVPWM du secteur 01

d) La stratégie ZSVPWM discontinue (D- ZSVPWM)

Cette stratégie divise les deuxième et cinquième quadrant en 30° chacun, augmentant le nombre de secteurs à huit alors qu'il était de six dans les stratégies de commutation

précédentes. Pour cette stratégie, la composante V_0 n'est pas utilisé dans le premier secteur tandis que V_7 n'est pas utilisé pour le secteur suivant et cette procédure se répète ensuite pour tous les secteurs. La séquence de commutation pour la DZSVPWM pour le secteur 1 ($0^\circ - 60^\circ$) et le secteur 2 ($60^\circ - 90^\circ$) est illustré sur les figures. 1.30 (a) et (b). Semblable aux méthodes précédentes, le Shoot-Through est distribué correctement et la nouvelle séquence obtenue est (12277) pour les interrupteurs supérieurs et (22110) pour les interrupteurs inférieurs [35]. Cette stratégie réduit le nombre de commutations de deux commutations par cycle ce qui réduit sensiblement les pertes de commutation comme montre la figure 1.30.

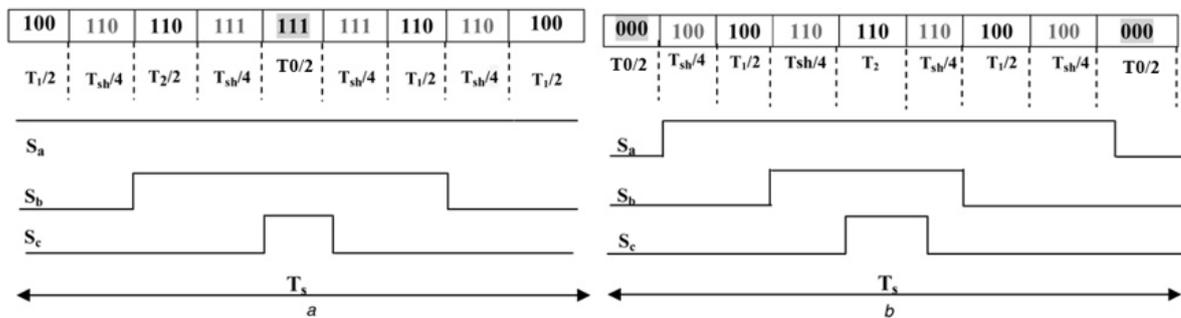


Figure 1.30 : Séquence de commutation pour la stratégie DZSVPWM (a) $0^\circ < \Theta < 60^\circ$, (b) $60^\circ < \Theta < 90^\circ$ [35].

e) La stratégie ZSVPWM améliorée discontinue (ID- ZSVPWM)

L'ID-ZSVPWM proposé dans [36] diminue la distorsion harmonique totale (THD) de la tension de sortie du Z-source et assure un compromis entre la réduction des pertes de conduction et la réduction des pertes de commutation. Pour cette stratégie chaque secteur de 60° est divisé par deux, divisant ainsi le plan alpha-beta par 12 secteurs de 30° comme montre la figure 1.31. Où chaque sous-secteur de 30° utilise un seul vecteur zéro (V_7 ou V_0) et le deuxième vecteur zéro (vecteur V_7) pour lequel il n'y a pas de transfert de puissance est remplacé par un vecteur actif V_1 comme montre la figure 1.32. Ceci est afin de réduire la durée de conduction des interrupteurs qui correspond à la configuration du vecteur V_1 de $T_1/2$ à $T_1/4$ ce qui réduit les pertes de conduction.

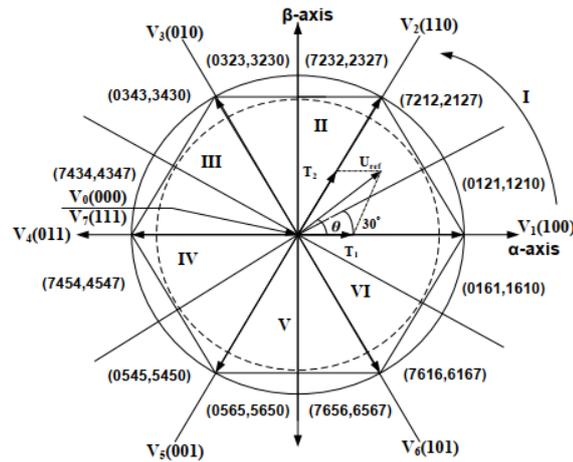


Figure 1.31 : Le plan alpha-Beta pour la stratégie ID-ZSVPWM.

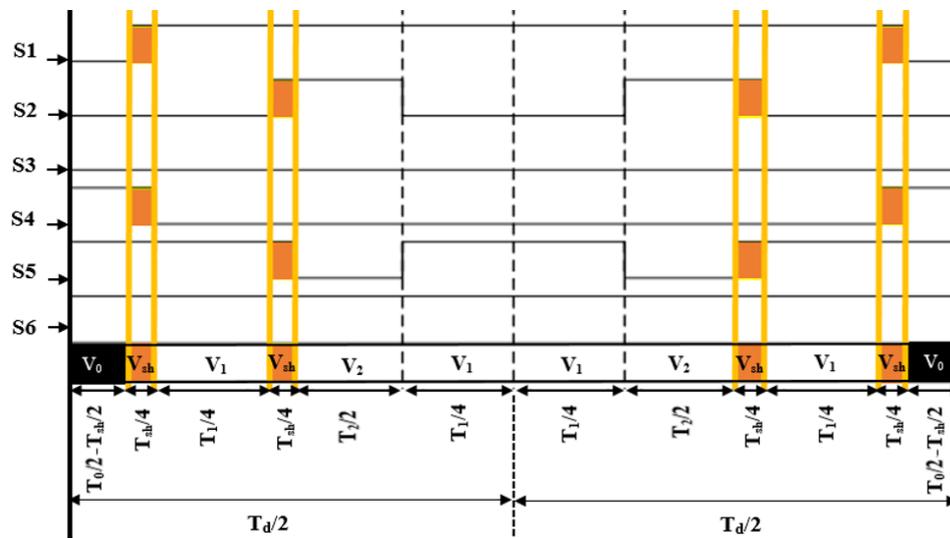


Figure 1.32 : Séquence de commutation de la stratégie ID-ZSVPWM pour $\Theta < 30^\circ$.

Tableau 1.2 : Les stratégies de contrôle ZSVPWM du ZSI.

	ID-ZSVPWM/ D-ZSVPWM	6-ZSVPWM-1	6-ZSVPWM-2	4-ZSVPWM
Rapport cyclique de l'état shoot-through (d)	$1 - \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)M$	$\frac{3}{4} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}M\right)$	$1 - \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)M$	$1 - \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)M$
Facteur de survoltage (B)	$\frac{1}{\sqrt{3}M-1}$	$\frac{4}{3\sqrt{3}M-2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M-1}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M-1}$
Gain de tension (G)	$\frac{M}{\sqrt{3}M-1}$	$\frac{4M}{3\sqrt{3}M-2}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M-1}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M-1}$
Indice de modulation (M)	$\frac{G}{\sqrt{3}G-1}$	$\frac{4G}{3\sqrt{3}G-2}$	$\frac{G}{\sqrt{3}G-1}$	$\frac{G}{\sqrt{3}G-1}$

1.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur les systèmes photovoltaïques et l'onduleur Z-source. Nous avons commencé par rappeler le principe de fonctionnement de la cellule solaire et évoquer ses progrès technologiques. Puis nous avons présenté le circuit équivalent et le modèle mathématique de la cellule solaire. Ensuite, nous avons cité les différents types d'installation PV. Après, nous sommes passés aux configurations des installations photovoltaïques connectées au réseau. Nous avons également fourni une description des deux topologies typiques des convertisseurs de puissance des systèmes photovoltaïques connectés au réseau ainsi que les atouts et les faiblesses de chacune. Par la suite, nous avons présenté la nouvelle topologie du convertisseur de puissance, appelée onduleur Z-source, son circuit équivalent vu du côté DC, ainsi que son modèle mathématique. Ensuite, nous avons introduit différents types de stratégies de contrôle dédiées au contrôle des topologies de l'onduleur Z-source. De ce chapitre nous pouvons conclure que :

1- L'industrie photovoltaïque a un avenir dans les énergies renouvelables grâce aux progrès réalisés dans cette branche.

2- L'onduleur Z-source à travers ces différentes topologies et ces différentes stratégies de contrôle est à la pointe des convertisseurs de puissance dédiés à l'industrie photovoltaïque.

3- La stratégie de contrôle a un impact significatif sur les performances de l'onduleur Z-source.

4- Chacune des stratégies de contrôle de l'onduleur Z-source présente des forces et des faiblesses tandis que les chercheurs sont toujours à la recherche d'une stratégie qui rassemble le plus d'avantages et réduit les faiblesses.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier l'intégration de l'onduleur Z-source dans un système PV en utilisant différents types de suivi de point de puissance maximale (MPPT). Nous allons également étudier l'influence du choix de la stratégie de contrôle sur les performances de la technique MPPT pour une application PV utilisant l'onduleur Z-source.

Chapitre 2 **ÉTUDE DE L'EXTRACTION DE LA PUISSANCE MAXIMALE D'UN GÉNÉRATEUR PHOTOVOLTAÏQUE PAR L'ONDULEUR Z-SOURCE.**

2.1 Introduction

Ce chapitre se focalise sur l'étude de l'extraction de la puissance maximale d'un générateur photovoltaïque par l'onduleur Z-source. Pour atteindre cet objectif, ce chapitre a été divisé en deux parties.

Dans la Première partie, un générateur PV est connecté à une charge triphasée à travers un onduleur Z-source afin d'optimiser son fonctionnement et de fournir une tension alternative à la charge. Pour cela, cinq techniques MPPT sont utilisées. Ces techniques contrôlent le rapport cyclique de court-circuit (d) de l'onduleur Z-source. Ce dernier est utilisé pour générer les états de court-circuit et le calcul de l'indice de modulation (M) de la stratégie de contrôle afin de générer les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur Z-source. La stratégie de commande utilisée est la MCBC. Les cinq techniques MPPT sont comparés pour sélectionner la meilleure technique MPPT pour le contrôle du rapport cyclique de court-circuit du Z-source.

Dans la deuxième partie, le système reste le même que celui utilisé dans la première partie (GPV, Z-source, Charge-triphasée). Sauf que cette fois une seule technique MPPT est choisi avec trois différentes stratégies de contrôle SBC, MBC, et MCBC afin d'observer l'influence du choix de la stratégie de commande sur les performances de la technique MPPT. L'objectif de cette partie est donc de mettre en évidence les atouts et les faiblesses des stratégies de commandes du Z-source utilisé dans une application photovoltaïque, dans le but d'élaborer une stratégie de commande qui regroupe tous les avantages des stratégies existantes dédiée pour le contrôle de l'onduleur Z-source dans des applications PV.

2.2 Intégration de l'onduleur Z-source dans un système photovoltaïque

L'onduleur Z-source est généralement utilisé dans les systèmes PV comme un étage d'adaptation afin d'optimiser le fonctionnement du générateur PV et de fournir une tension alternative à la charge [13]. Pour un bon fonctionnement de ce genre de système, des adaptations au niveau de la structure et la commande du Z-source sont nécessaires (figure 2.1). Afin d'adapter la structure du Z-source pour une application PV, un condensateur est utilisé pour la connexion du générateur photovoltaïque à l'onduleur Z-source afin d'éviter d'avoir des discontinuités de la puissance de sortie du générateur PV dues à la discontinuité du courant d'entrée de l'onduleur Z-source [73] [13]. En ce qui concerne la commande, un

bloc de calcul est ajouté dans le but de calculer l'indice de modulation M à partir du rapport cyclique (d) donné par la technique MPPT. Ce bloc utilise un gain K multiplié par $(1-d)$. Le gain K est une constante qui dépend de la stratégie de contrôle utilisée, elle est définie dans le tableau 2.1 [13].

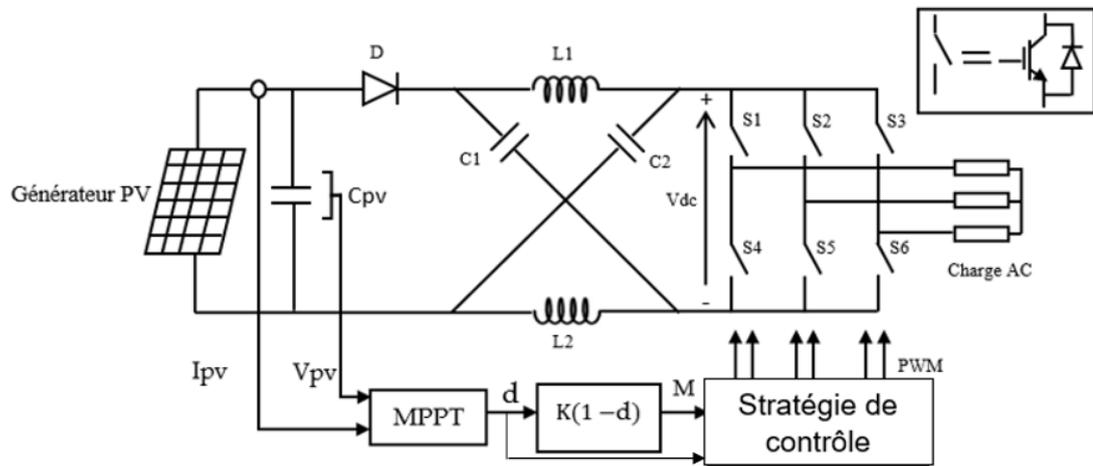


Figure 2.1 : Commande du ZSI connecté à un générateur PV alimentant une charge triphasée.

Tableau 2.1 : Valeurs du gain K pour différents stratégies de contrôle PWM du ZSI.

	La stratégie de contrôle PWM du Z-source		
	SBC	MBC	MCBC
La valeur du gain K	1	$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$

La relation entre la valeur maximale du fondamentale de la tension alternative de sortie du Z-source (\hat{V}_o) et la tension du générateur PV est donnée par (2.1) [73] :

$$\hat{V}_o = Mr \times Br \times \frac{V_{PV}}{2} \quad (2.1)$$

Où \hat{V}_o , V_{pv} , Mr et Br sont respectivement la valeur maximale du fondamentale de la tension de sortie d'onduleur, la tension de sortie du générateur PV, l'indice de modulation et le facteur de survoltage réels. Les expressions du facteur de survoltage (Br), de l'indice de modulation (Mr), et du gain total (Gr) réels sont donnés par (2.2). Leurs valeurs sont obtenues en utilisant des mesures et pas des références. B , M , G sont respectivement les références du Br , Mr , et Gr .

$$\left\{ \begin{array}{l} Br = \frac{\hat{V}_{dc}}{V_{pv}} \\ Mr = \frac{\hat{V}_o}{\frac{\hat{V}_{dc}}{2}} \\ Gr = Mr \times Br = \frac{\hat{V}_o}{\frac{V_{pv}}{2}} \end{array} \right. \quad (2.2)$$

2.3 Comparaison entre cinq techniques MPPT pour l'onduleur Z-source

Dans la littérature, où l'onduleur Z-source est utilisé dans les applications PV, différentes techniques MPPT sont utilisées, telles que les techniques MPPT conventionnelles comme Perturber et Observer (P&O) dans [14], Incrément de la Conductance (INC) dans [15], elles sont simples et faciles, mais ils souffrent d'oscillations autour du point de puissance maximale (MPP), et leurs efficacités sont faibles [16]. Certains chercheurs ont utilisé la logique floue pour améliorer les performances de ces deux techniques MPPT, ce qui a donné naissance aux techniques P&O et INC améliorées basées sur la logique floue (P&O-FLC et INC-FLC) [17]. D'autres chercheurs ont choisi d'adapter le contrôleur à logique floue (FLC) pour en faire une technique MPPT [14][18].

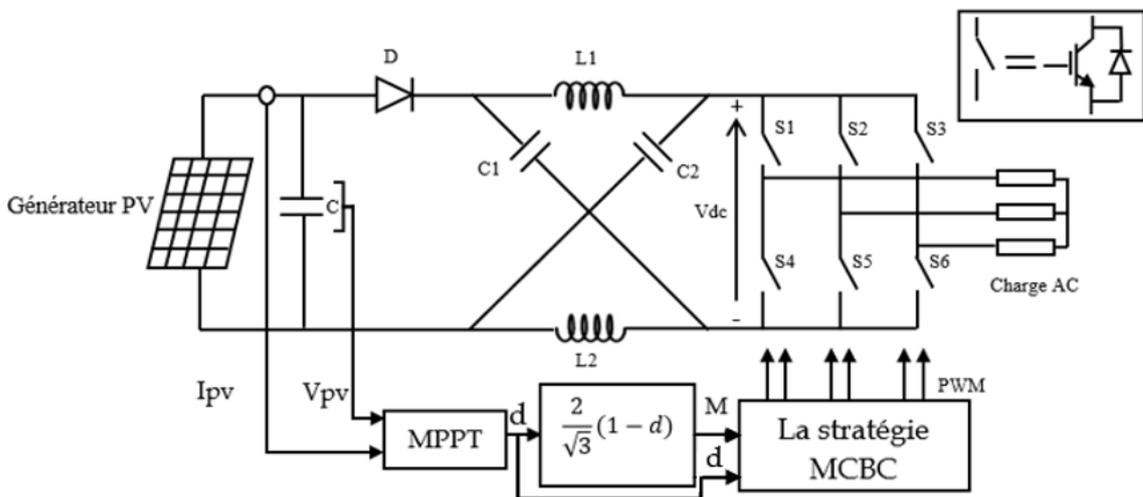


Figure 2.2 : Commande de l'onduleur Z-source connectée à un générateur PV alimentant une charge triphasée en utilisant la stratégie MCBC.

Dans cette section, les cinq techniques MPPT (P&O, INC, FLC-MPPT, P&O-FLC et INC-FLC MPPT) sont utilisés pour le suivi du point de puissance maximale (MPP) en agissant directement sur le rapport cyclique de court-circuit (d). Comme illustré à la figure 2.2, le rapport cyclique (d) est ensuite utilisé pour calculer l'indice de modulation (M). Ce

dernier sera utilisé par la stratégie de contrôle MCBC pour générer les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur Z-source.

Les cinq techniques MPPT sont comparés les uns aux autres afin de sélectionner la meilleure technique MPPT pour le suivi du point de puissance maximale dans une application PV utilisant l'onduleur Z-source. L'étude comparative est basée sur les critères suivants : la vitesse de suivi du MPP, l'erreur de suivi du MPP, le rendement moyen de suivi et en fin la complexité de chaque technique.

La valeur moyenne de l'erreur de poursuite pour une irradiation et température données notée E_M est calculée par [13] :

$$E_M = \sum_{k=0}^N \left(\frac{P_{MPP} - P_{pv}(k)}{N} \right) \quad (2.3)$$

N représente le nombre des échantillons utilisés. P_{MPP} et $P_{pv}(k)$ représentent respectivement la puissance maximale et l'échantillon k de la puissance extraite du générateur PV.

Le rendement de la technique MPPT pour une irradiation et température données noté η est calculé par la relation (2.4) [13].

$$\eta(\%) = \frac{P_{MPP} - E_M}{P_{MPP}} \times 100 \quad (2.4)$$

Le rendement moyen (η_m) est la moyenne des rendements à différents niveaux d'irradiation [13].

$$\eta_m(\%) = \left(\frac{\eta(100(W/m^2)) + \dots + \eta(1000(W/m^2))}{10} \right) \quad (2.5)$$

Le temps de réponse est le temps t_{res} pour atteindre 95% de point de puissance maximale (MPP) pour une irradiation de 1000 W/m² et à 25°C sans redescendre [13].

2.3.1 La stratégie de commande choisie pour le contrôle du Z-source

Dans cette section, la stratégie de commande MCBC est choisie pour le contrôle du Z-source puisqu'elle est facile à mettre en œuvre, utilise un rapport cyclique de court-circuit constant et produit un gain de tension élevé tout en minimisant la tension de blocage des interrupteurs du pont d'onduleur [74] [13]. La MCBC peut être mis en œuvre en utilisant la méthode d'injection du troisième harmonique, comme illustré à la figure 1.26 [74].

2.3.2 Les techniques MPPT utilisées

Cette partie fournit une description détaillée des cinq techniques MPPT utilisées (P&O, INC, FLC-MPPT, P&O-FLC et INC-FLC MPPT).

2.3.2.1 Perturber et observer (P&O)

La technique P&O est une technique relativement précise et facile à mettre en œuvre, ce qui la rend populaire et largement utilisée [75]. La figure 2.3 montre l'organigramme de la technique P&O [76].

Comme décrit dans [14], le principe de fonctionnement de cette technique est basé sur la perturbation du rapport cyclique, en incrémentant ou décrémentant ce dernier, puis nous observons le changement de signe de la variation de la puissance du générateur PV. Cette procédure se répète jusqu'à ce que le point de puissance maximale (MPP) soit atteint. Une fois le point de puissance maximum atteint, la technique MPPT fluctue évidemment autour de sa valeur.

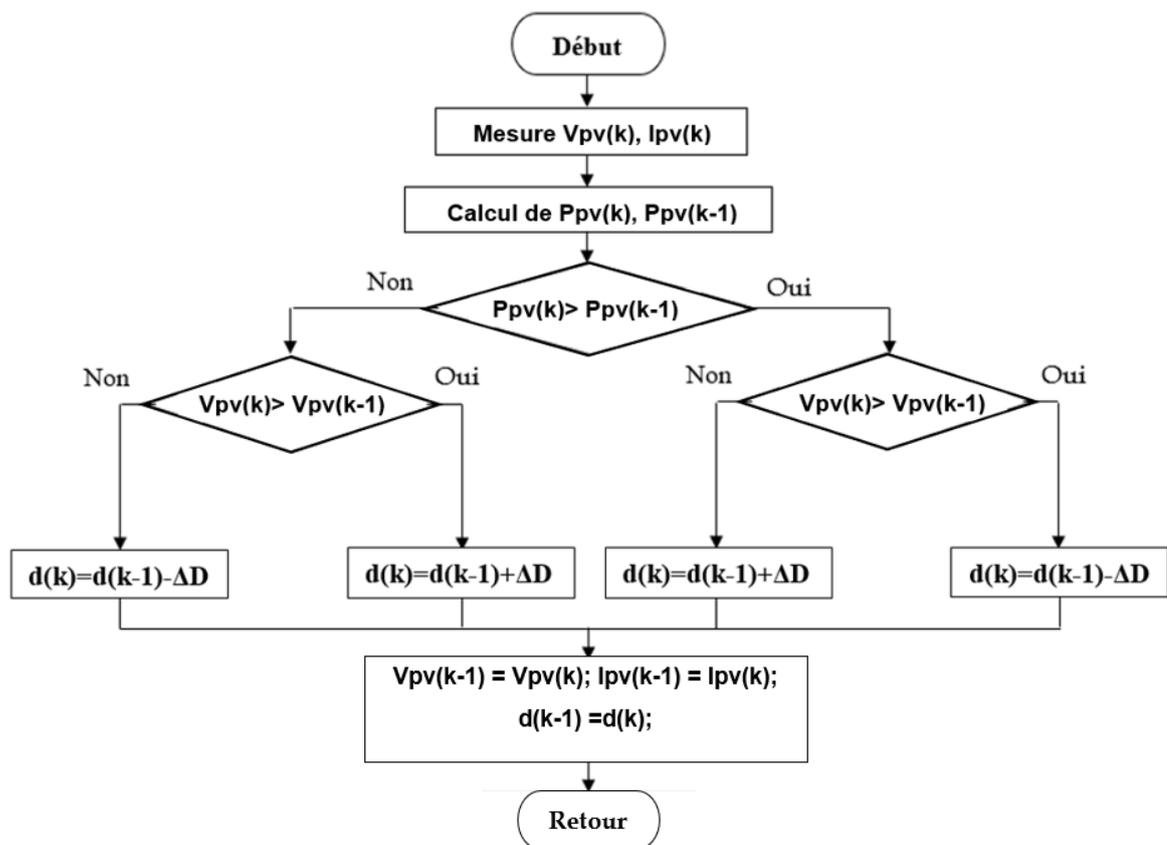


Figure 2.3 : Technique MPPT de type P&O.

2. 3. 2. 2 Incrément de la Conductance (INC)

Cette méthode dépend principalement du signe de la pente de la courbe P-V. La pente de la courbe P-V est positive, signifie que le point de fonctionnement est à gauche du point de puissance maximale (MPP). Par conséquent, lorsqu'il est négatif, le point de fonctionnement est à droite du MPP. Au MPP, la pente est nulle. La pente de la courbe P-V est donnée par la relation (2.6).

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} + I_{pv} \quad (2.6)$$

À la puissance maximale, nous obtenons :

$$0 = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} + \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad (2.7)$$

Par conséquent, le MPP peut être trouvé en comparant la conductance instantanée (I_{pv}/V_{pv}) à la conductance incrémentale (dI_{pv}/dV_{pv}) [15]. Comme montre la figure 2.4, si le point de fonctionnement est à gauche du MPP, la tension PV (V_{pv}) doit être augmentée en diminuant le rapport cyclique (d) et si le point de fonctionnement est à droite du MPP, La tension PV (V_{pv}) doit être réduite en augmentant le rapport cyclique (d) [77] [15].

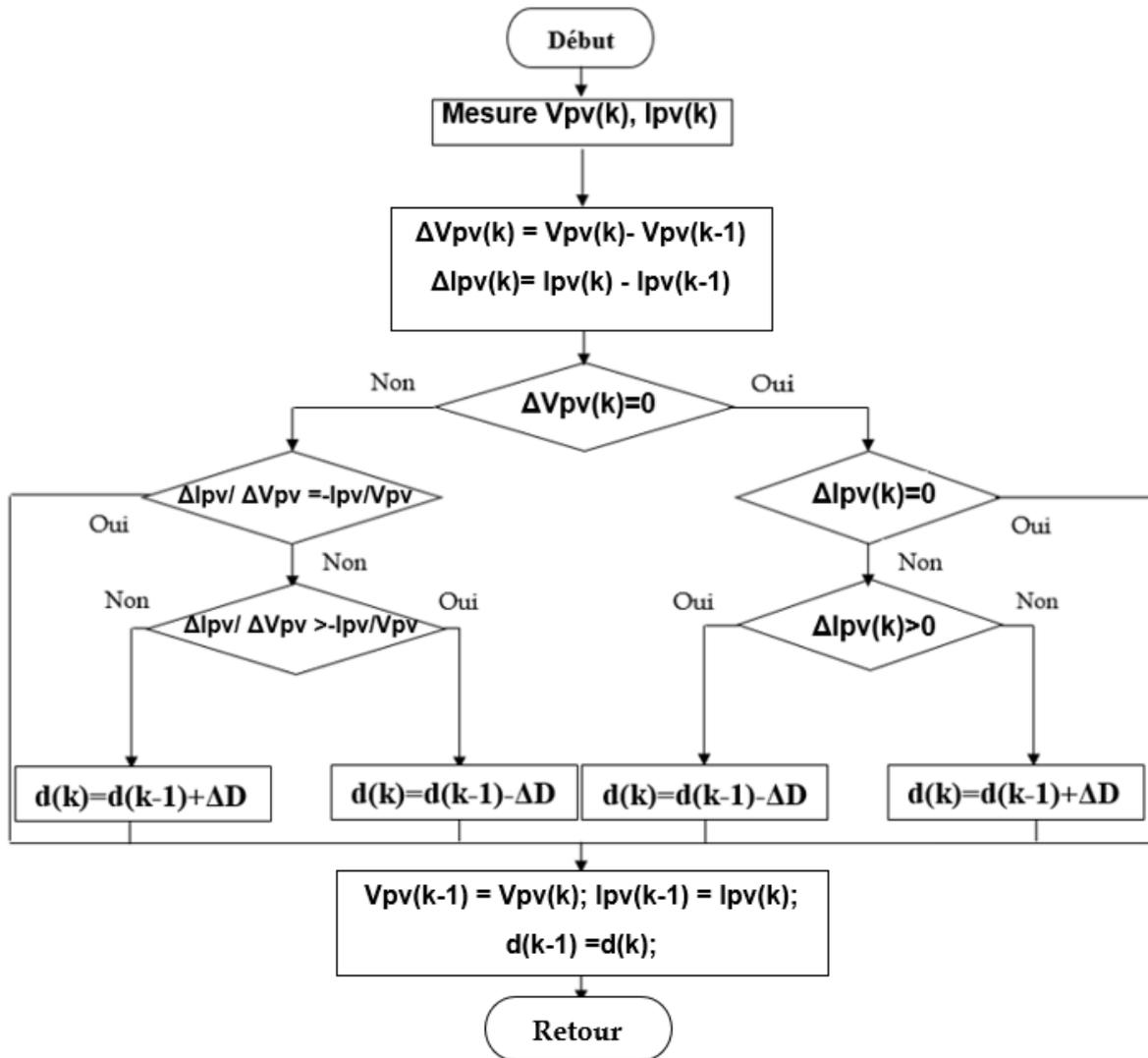


Figure 2.4 : Technique MPPT de type INC.

2. 3. 2. 3 Technique MPPT à logique floue (FLC-MPPT)

La logique floue est considérée comme l'une des techniques d'optimisation les plus appropriées pour la technique MPPT [13].

La technique MPPT à logique floue (FLC-MPPT) développée est basée principalement sur le contrôleur à logique floue (FLC). La technique FLC-MPPT utilise deux entrées et une sortie. Les variables d'entrée sont l'erreur ($E(k)$), et la variation d'erreur ($\Delta E(k)$), tandis que la variable de sortie est le rapport cyclique ($d(k)$). Ces variables sont définies respectivement par les relations (2.8), (2.9), et (2.10) [16].

$$E(k) = \frac{P_{pv}(k) - P_{pv}(k-1)}{V_{pv}(k) - V_{pv}(k-1)} \quad (2.8)$$

$$\Delta E(k) = E(k) - E(k - 1) \quad (2.9)$$

$$d(k) = d(k - 1) + \Delta D(k) \quad (2.10)$$

Où k est le numéro d'échantillon actuel. $P_{pv}(k)$ et $V_{pv}(k)$ sont respectivement les échantillons de la puissance et la tension de sortie du générateur photovoltaïque. ΔD est la perturbation du rapport cyclique de court-circuit (d).

Les entrées ($E(k)$, et $\Delta E(k)$) avant d'être traitées par le contrôleur à logique floue (FLC), elles seront multipliées par un gain G_n puis passées dans une fonction de saturation afin d'obtenir des entrées normalisées ($E_n(k)$, et $\Delta E_n(k)$) variant entre moins un et un. Donc les entrées du contrôleur à logique floue seront ($E_n(k)$, et $\Delta E_n(k)$), tandis que la sortie sera la perturbation du rapport cyclique de court-circuit (ΔD), comme montre la figure 2.5.

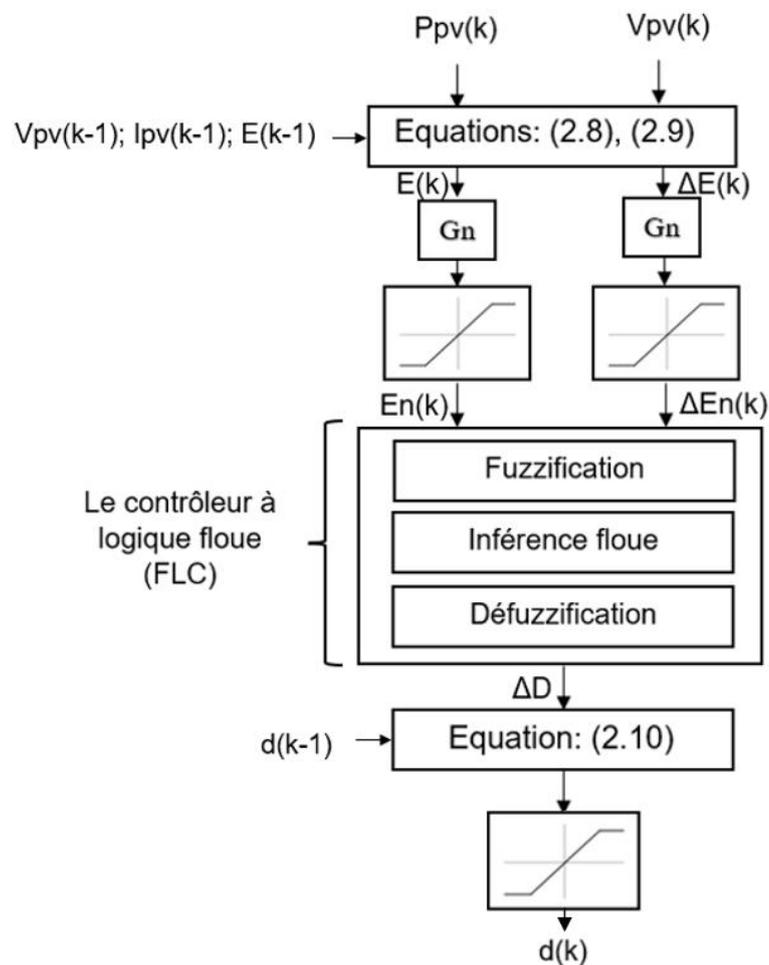


Figure 2.5 : Diagramme représentatif de la technique MPPT de type FLC

Le contrôleur FLC développé procède en trois étapes : fuzzification, inférence floue et défuzzification [16].

Dans le module de fuzzification, les variables d'entrée ($E_n(k)$, et $\Delta E_n(k)$) sont transformées en variables linguistiques prenant des valeurs linguistiques comme suit :

Positive-Grand (PB), Positive-Petit (PS), Zéro (Z), Négatif-Petit (NS), Négatif-Grand (NB). À chaque valeur linguistique (ensemble flou) est affectée une fonction qui définit le degré d'appartenance de la variable d'entrée à cet ensemble. Les fonctions d'appartenance utilisées sont présentées dans la figure 2.6.

L'inférence floue a pour objectif de construire des règles de décisions et de trouver pour chacune d'entre elle un degré d'activation. Pour notre cas, l'inférence floue utilisée est celle du Sugeno [17]. Ce qui signifie que la variable de sortie (ΔD) prend des valeurs numériques (figure 2.7). Sa valeur est obtenue en consultant une table de règles floues composée de 25 règles, comme indiqué dans le tableau 2.2 [76]. Le degré d'activation de chaque règle est le minimum des degrés d'appartenances des deux variables linguistiques de la même règle.

Le module de défuzzification a pour rôle le passage d'un résultat linguistique à un résultat numérique. Pour le cas considéré, la sortie (ΔD) est calculée en utilisant la méthode de la moyenne pondérée.

Puis la sortie du contrôleur FLC (ΔD) sera utilisée pour calculer le rapport cyclique global (d) du Z-source en se basant sur la relation (2.10).

Tableau 2.2 : Base des règles floues pour FLC-MPPT.

ΔE \ E	NB	NS	Z	PS	PB
NB	PB	PB	PB	PB	PB
NS	PS	PS	PS	Z	Z
Z	Z	Z	Z	Z	Z
PS	Z	Z	NS	NS	NS
PB	NB	NB	NB	NB	NB

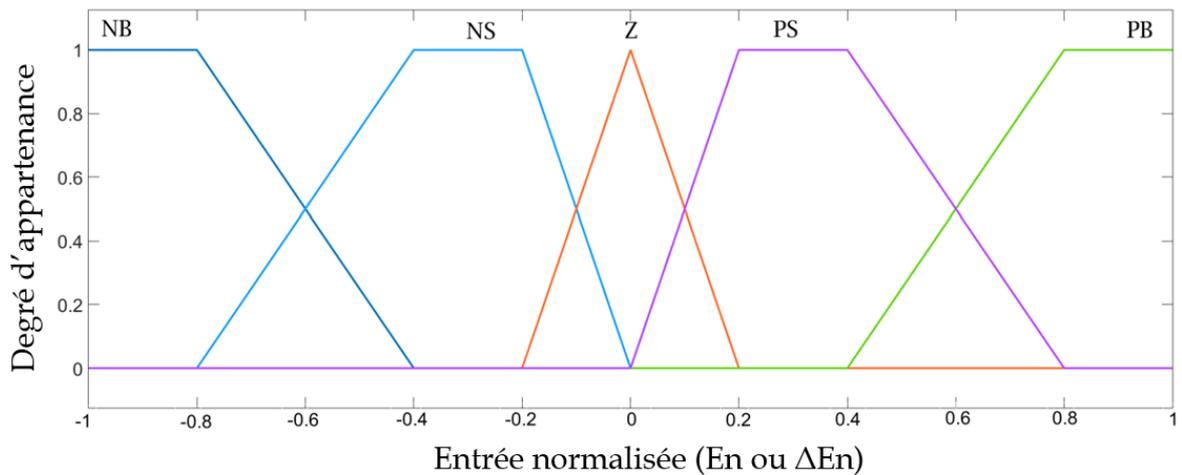


Figure 2.6 : Fonctions d'appartenance : pour l'entrée E_n , et pour l'entrée ΔE_n .

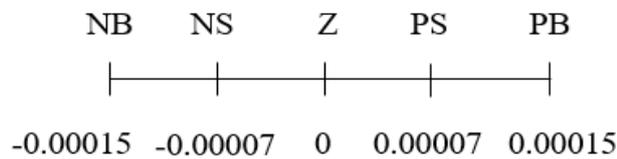


Figure 2.7: Niveaux de la fonction de sortie ΔD .

2. 3. 2. 4 INC et P&O modifiés basés sur la logique floue (INC-FLC, P&O-FLC)

Les techniques MPPT de type INC et P&O fonctionnent en utilisant un pas fixe du rapport cyclique. La taille du pas détermine la vitesse à laquelle le MPP est suivi. Avec une taille de pas plus grande, l'oscillation en régime permanent autour du MPP devient importante [15]. Les contrôleurs MPPT proposés à la fois augmentent la réponse en vitesse et réduisent les oscillations de puissance autour du MPP [13]. Comme le montrent les figures 2.8 et 2.9, ces méthodes comprennent deux modules principaux : le but du premier module est de générer une taille de pas ΔD variable, tandis que le deuxième module utilise cette dernière étape pour calculer la valeur entière du rapport cyclique (d) [17] [52].

Le premier bloc est basé sur le contrôleur à logique floue. Le deuxième bloc est basé sur l'algorithme INC pour l'INC-FLC, et l'algorithme P&O pour la technique P&O-FLC [17]. Pour les deux techniques, nous utilisons les mêmes appartenances que la FLC de la figure 2.6. La base des règles floues utilisées est présentée dans le tableau 2.3. Et les niveaux de la sortie (valeurs numériques) sont indiqués à la figure 2.10 : (B) pour grand, (S) pour petit et (Z) pour Zéro.

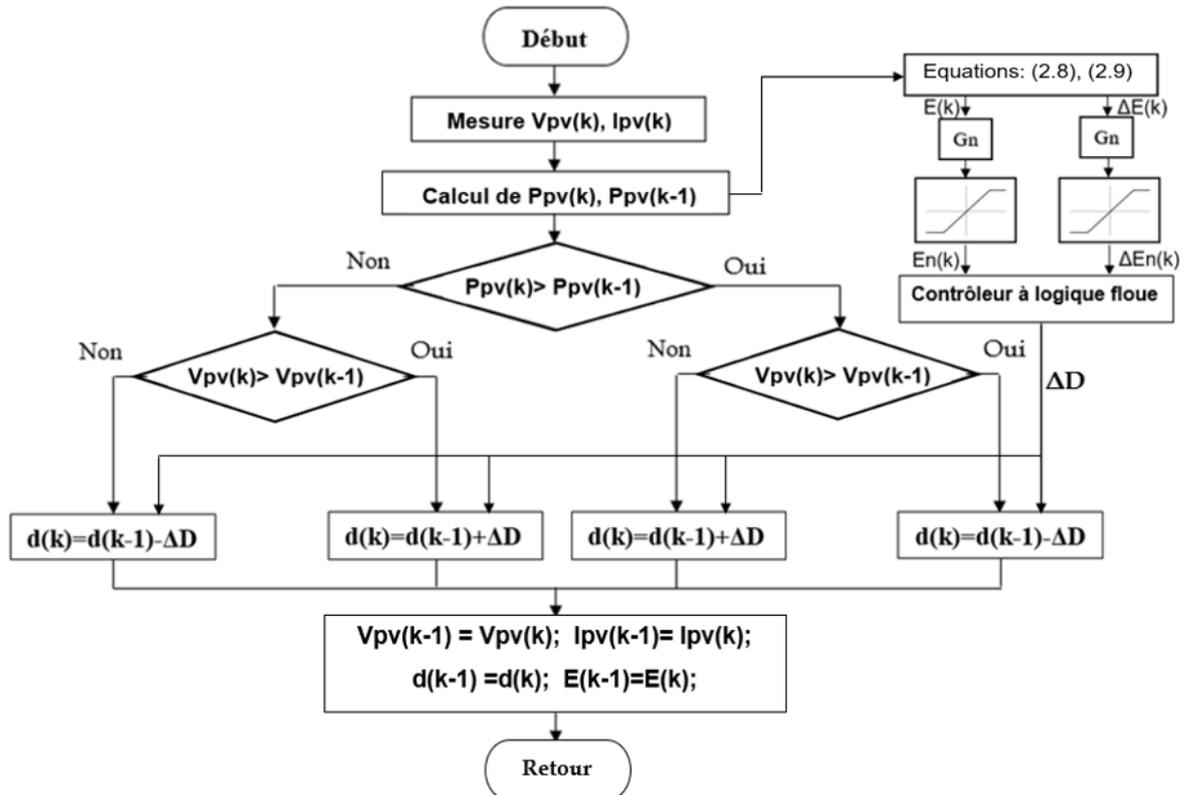


Figure 2.8 : L'algorithme de la technique MPPT de type P&O-FLC.

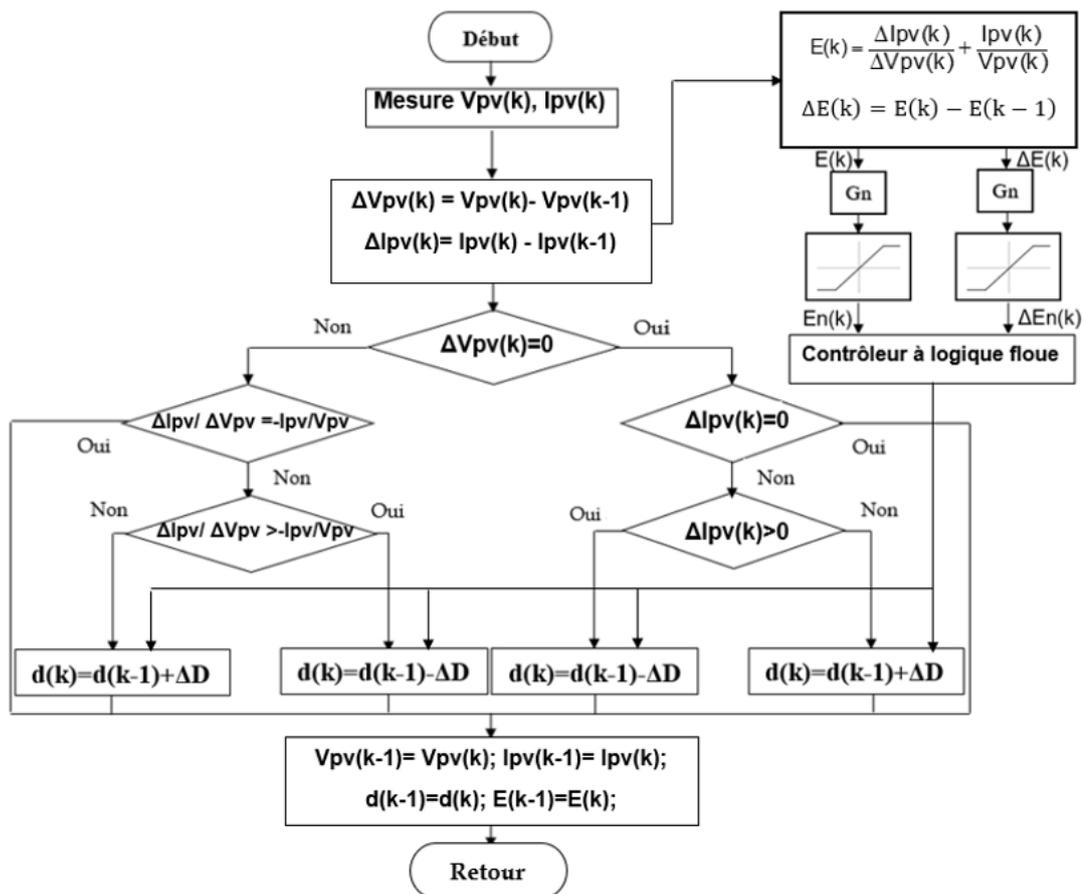
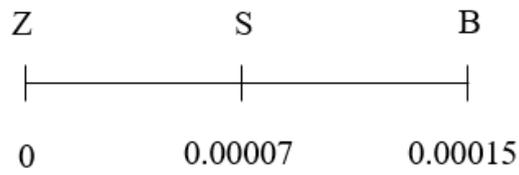


Figure 2.9 : L'algorithme de la technique MPPT de type INC-FLC.

Tableau 2.3 : Base des règles floues pour INC-FLC, et P&O-FLC.

E \ ΔE	NB	NS	Z	PS	PB
NB	B	B	B	B	B
NS	S	S	S	Z	Z
Z	Z	Z	Z	Z	Z
PS	Z	Z	S	S	S
PB	B	B	B	B	B

Figure 2.10 : Niveaux de la fonction de sortie ΔD .

2. 3. 3 Résultats et interprétation

Pour évaluer les performances des techniques MPPT utilisées, le modèle du circuit illustré à la figure 2.2 est établi à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les valeurs des paramètres utilisés du réseau d'impédance de l'onduleur Z-source, la charge et la fréquence du signal de la porteuse sont répertoriés dans le tableau 2.4.

Le module PV utilisé pour la simulation est le TSM-290 PC/PA14 [13]. Les paramètres électriques de ce module sont répertoriés dans le tableau 2.5. Les valeurs sont données dans les conditions de test standard STC (masse d'air AM1.5, 1000 W/m² d'éclairement, température de la cellule 25°C). Les courbes caractéristiques P-V et I-V du module utilisé sont respectivement illustrées aux figures 2.11 et 2.12. Pour les deux techniques MPPT de type FLC et P&O-FLC le gain G_n est choisi égale à (1/50), alors pour la technique INC-FLC ce gain est unitaire.

Tableau 2.4 : Paramètres de simulation [13]

Paramètres	Rch	L1=L2	C1=C2	Cpv	fsw
Valeurs	10 Ohms	10 mH	4.7 mF	0.33 mF	3050 Hz

Tableau 2.5 : Spécifications du module PV TSM-290 PC/PA14 [13]

Données électriques au STC	Valeur
Puissance crête (Pc)	290 W
Tolérance de Puissance de sortie (%)	±3%
Tension à Pc (V _{MP})	36.1 V
Courant à Pc (I _{MP})	8.04 A
Tension du circuit ouvert (Voc)	44.9 V
Courant de court-circuit (Icc)	8.53 A
Nombre de cellules connectées en série	72
Efficacité du module (%)	14.9 %
Température de fonctionnement nominale de la cellule (NOCT)	45°C (±2°C)
Coefficient de température de Voc	-0.33%/°C
Coefficient de température de Icc	0.046%/°C

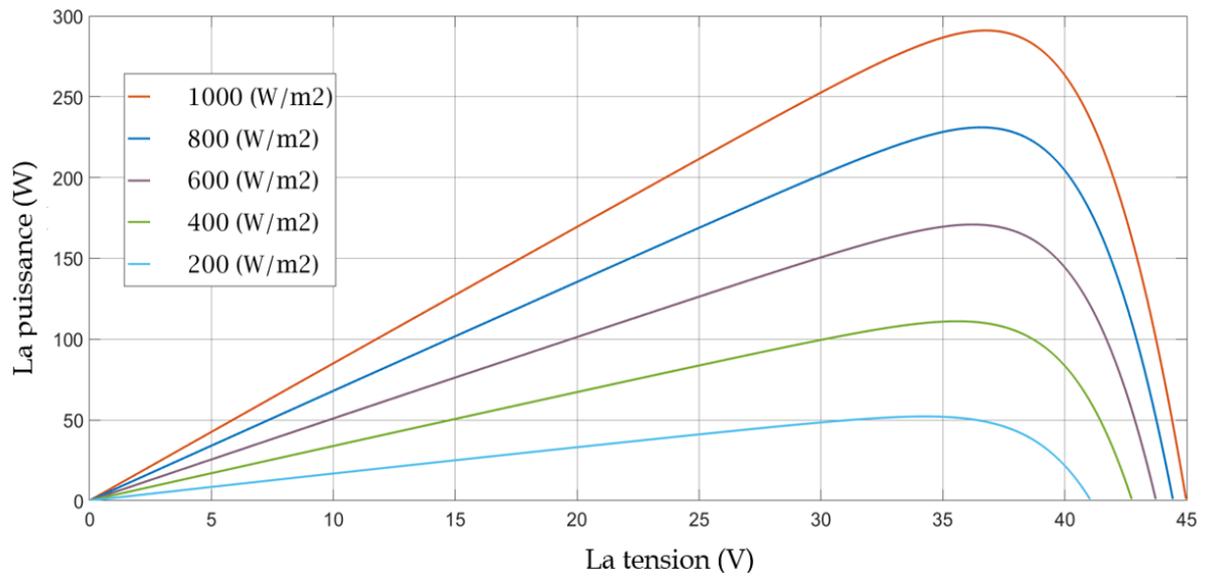


Figure 2.11 : La courbe caractéristique P-V du module TSM-290 PC/PA14 utilisé

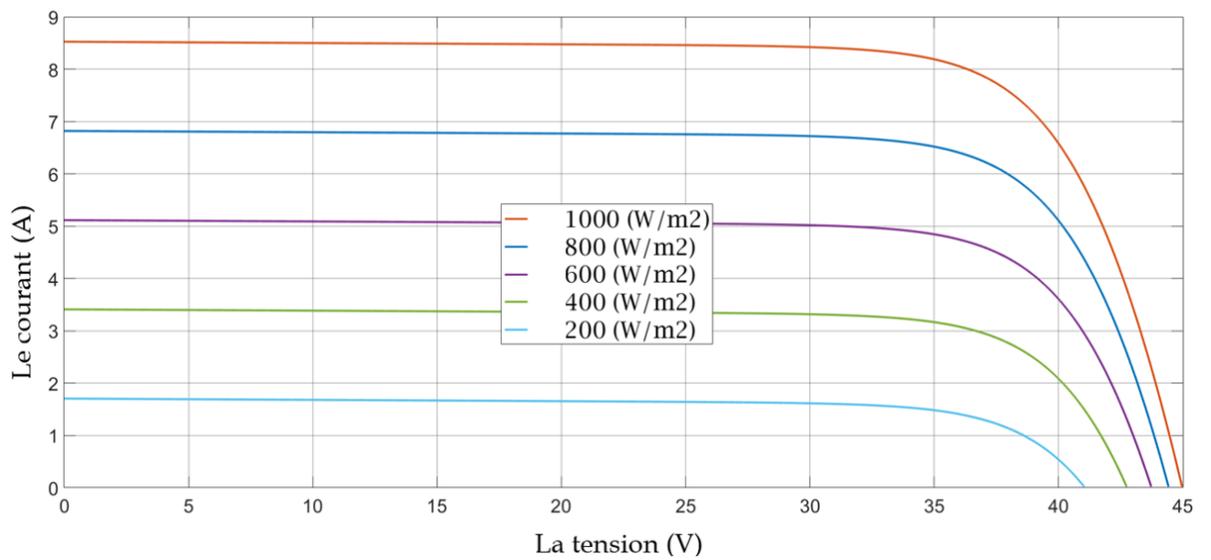
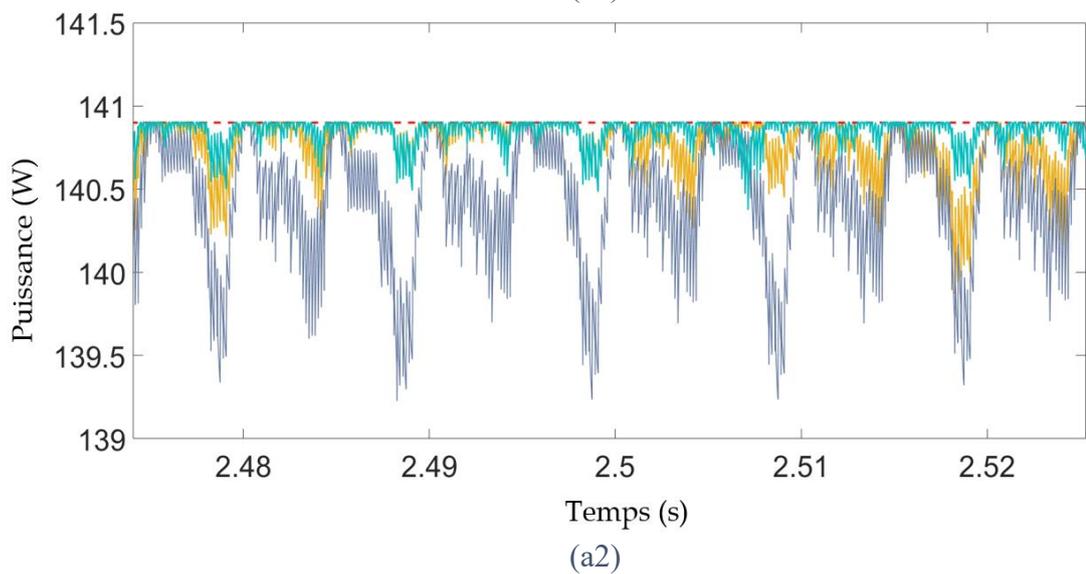
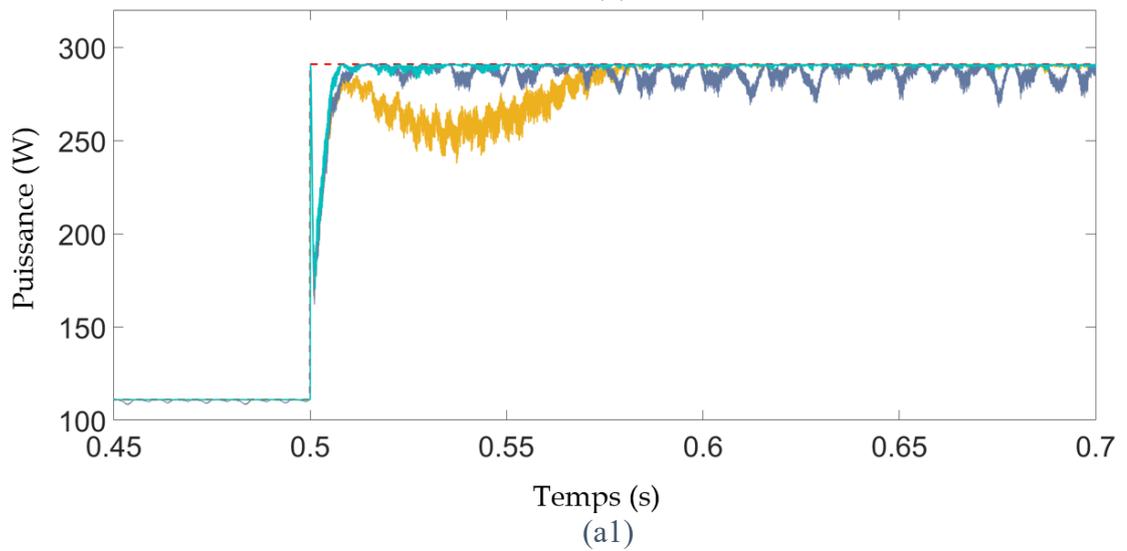
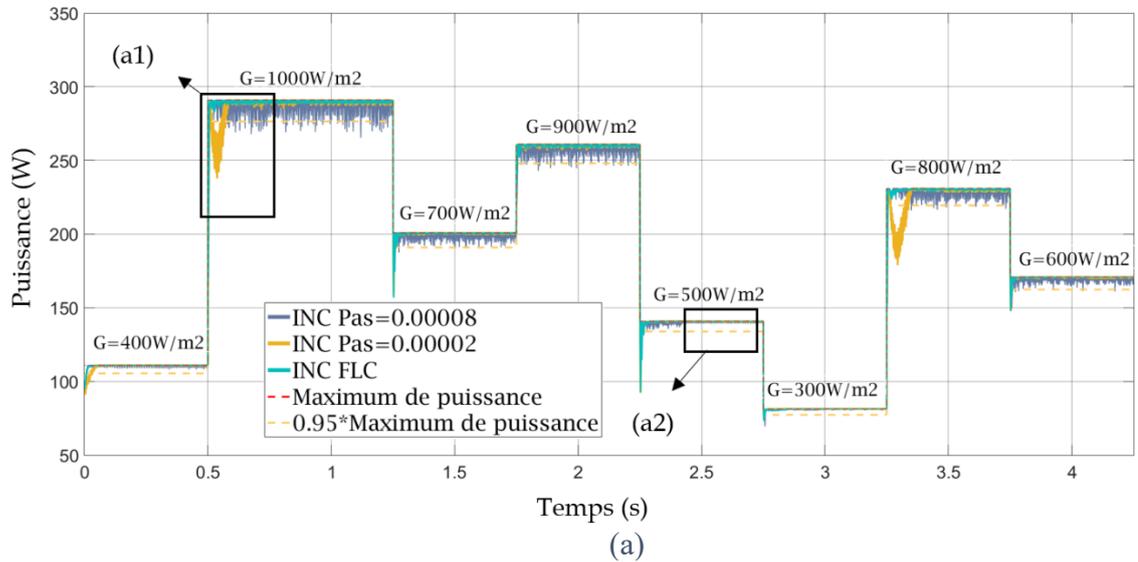
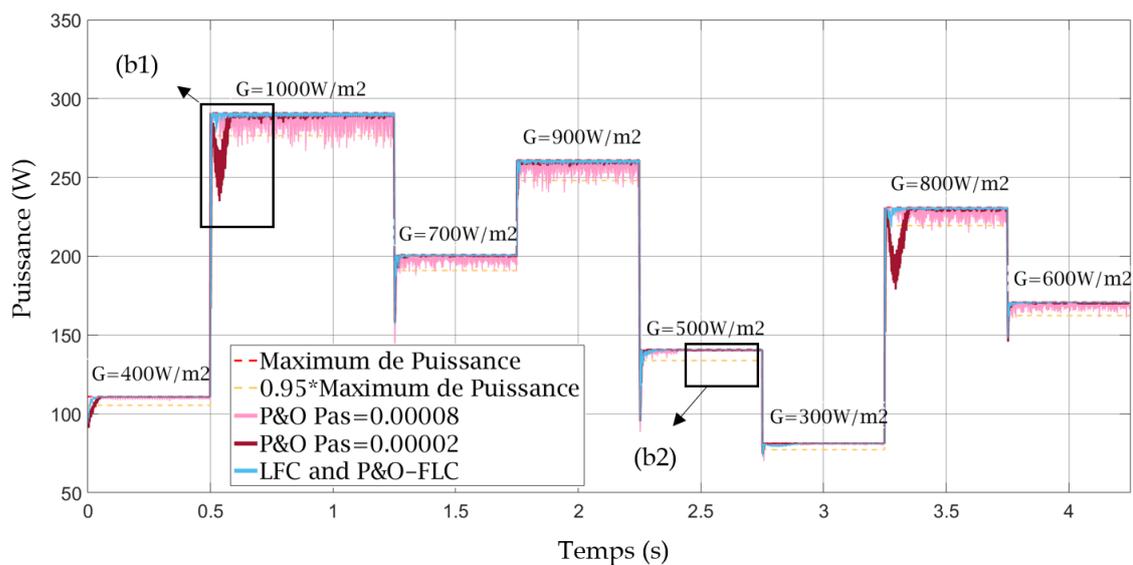


Figure 2.12 : La courbe caractéristique I-V du module TSM-290 PC/PA14 utilisé

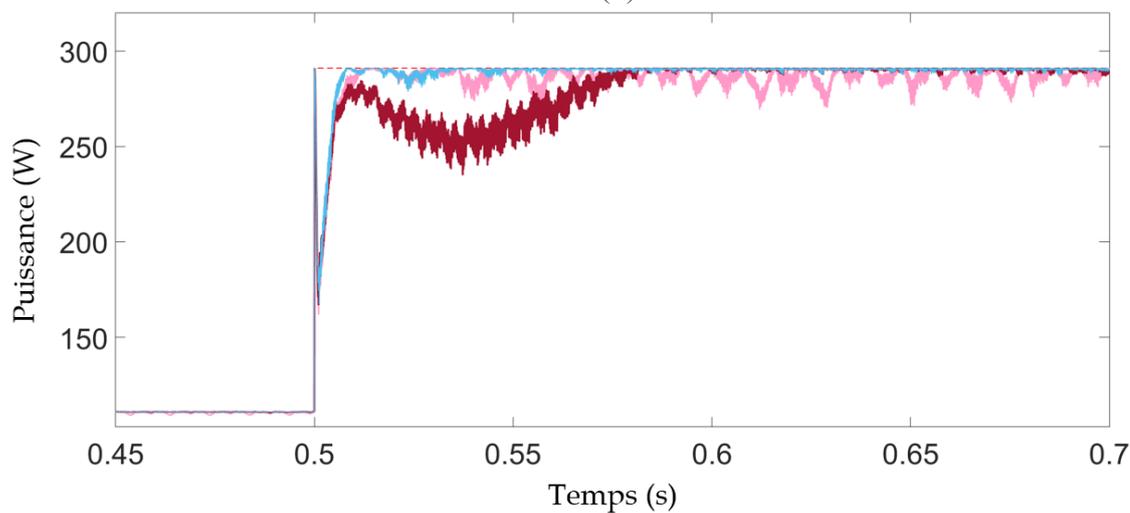
2. 3. 3. 1 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation des cinq techniques MPPT implémentées (P&O, INC, FLC, INC-FLC, P&O-FLC).

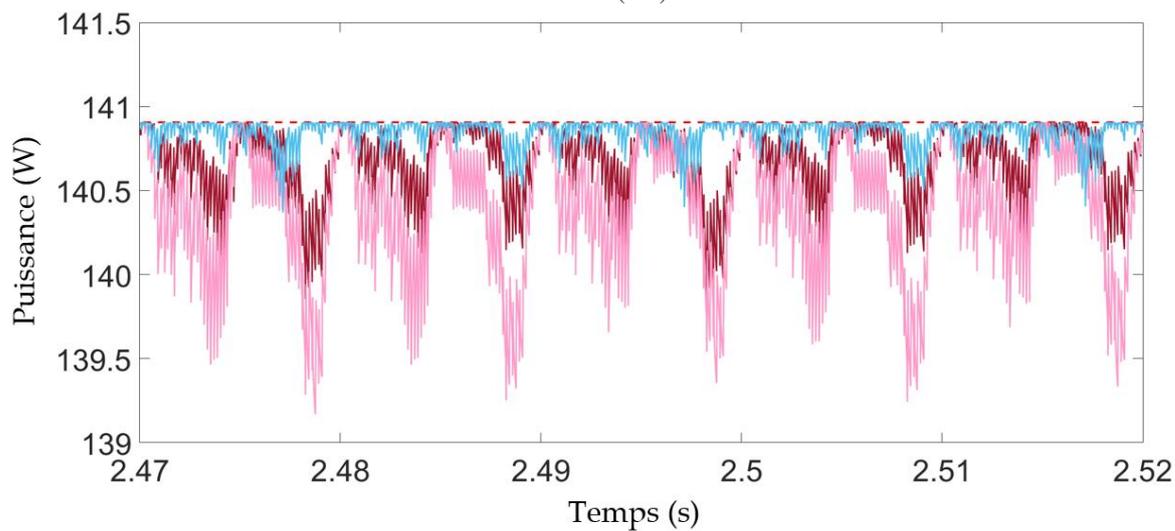




(b)

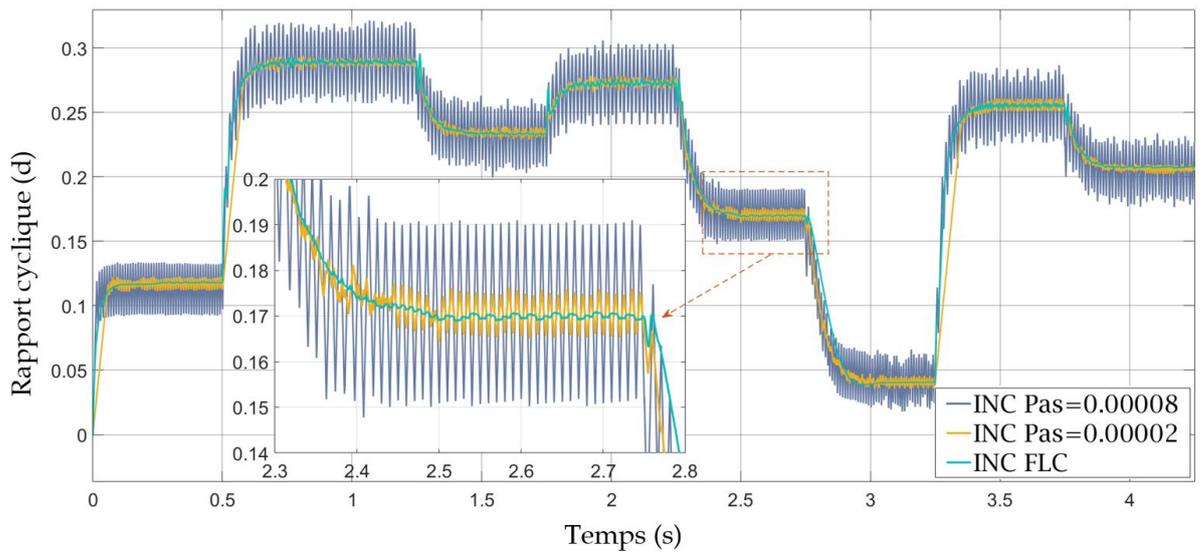


(b1)

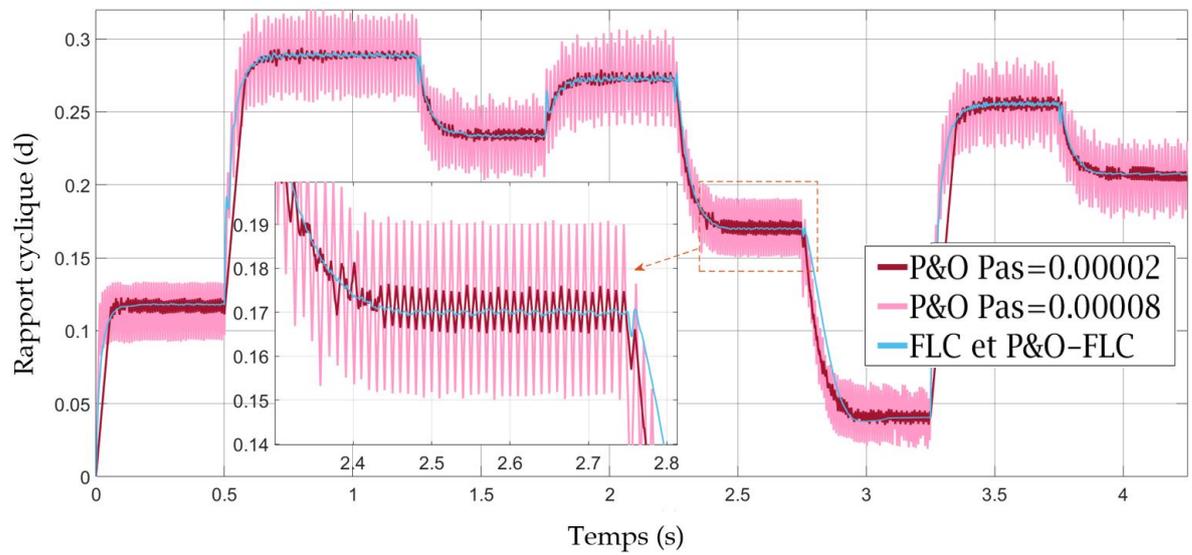


(b2)

Figure 2.13 : (a, b) Courbes de poursuite du MPP des cinq techniques MPPT pour un profil de test de 4,25 (s). (a1, b1) Courbes de poursuite du MPP pour une variation brusque de l'irradiation. (a2, b2) Courbes de poursuite du MPP dans des conditions météorologiques stables (25°C et 500 W/m²).

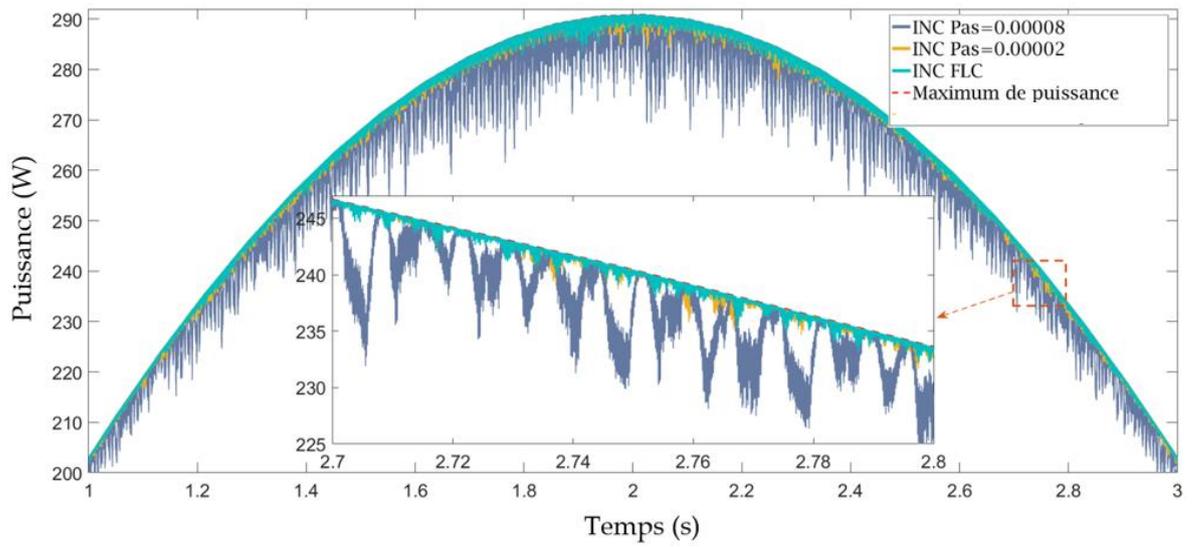


(a)

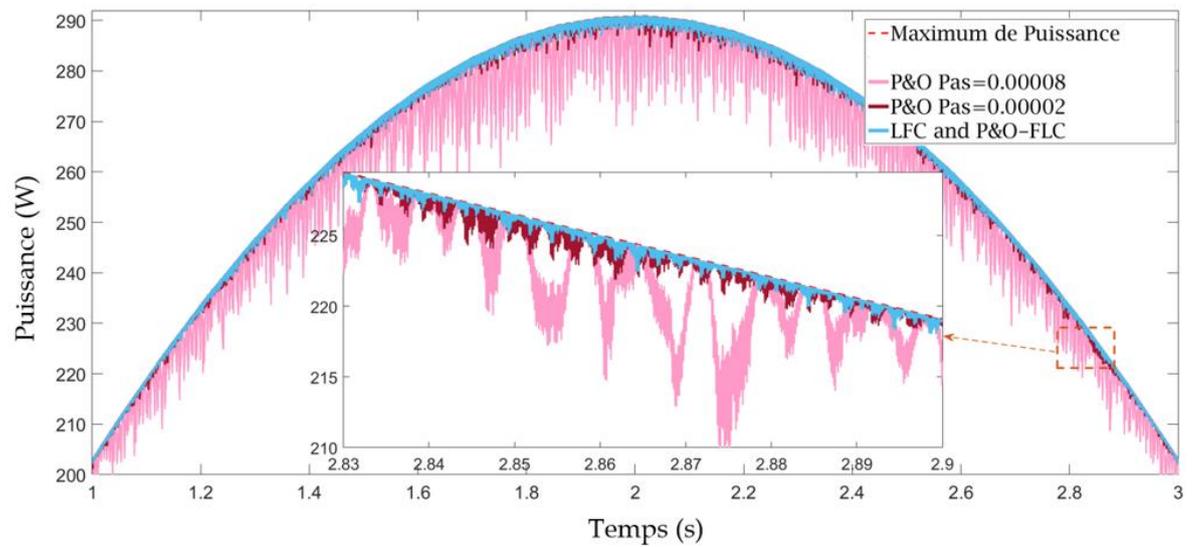


(b)

Figure 2.14 : (a-b) Rapport cyclique de court-circuit utilisé pour la poursuite du MPP par les cinq techniques MPPT pour un profil de test de 4,25 (s).

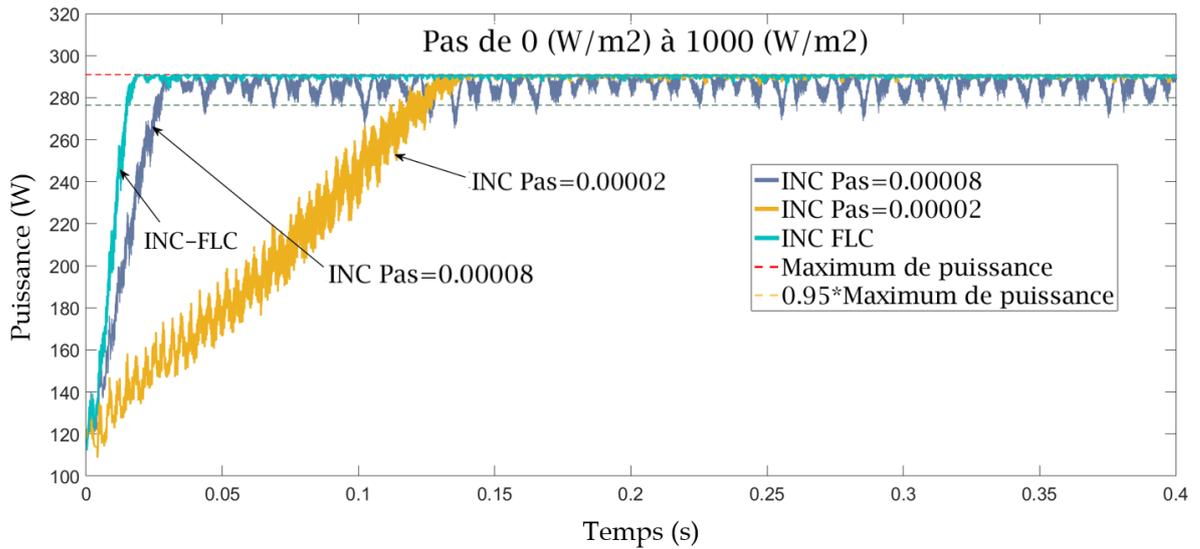


(a)

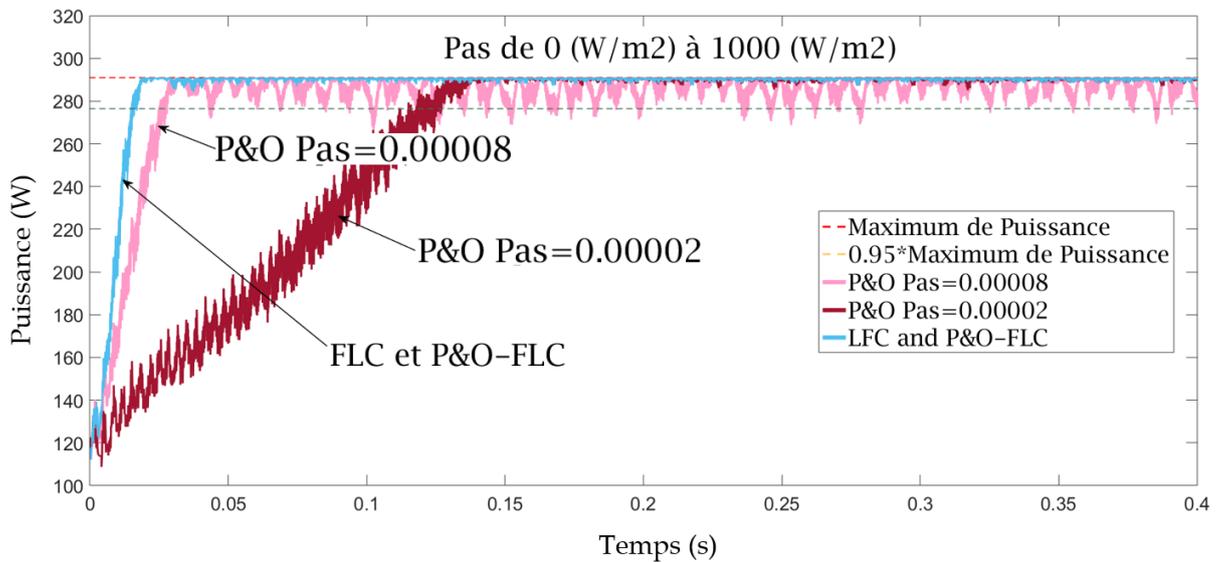


(b)

Figure 2.15 : (a-b) Courbes de poursuite du MPP par les cinq techniques MPPT pour une variation d'irradiation douce et continue.



(a)



(b)

Figure 2.16 : (a-b) Courbes de poursuite du MPP par les cinq techniques MPPT pour un pas d'irradiation de 0 à 1000 (W/m²).

Les figures (2.17), (2.18), et (2.19) sont obtenus à base des résultats de simulation présentés ci-dessus, en utilisant les relations (2.3), (2.4), et (2.5) avec le temps de réponse est le temps met pour atteindre 95% du point de puissance maximale (MPP) pour une irradiation de 1000 W/m² et à une température de 25°C sans redescendre [13]. Ces figures facilitent l'interprétation des résultats de simulation.

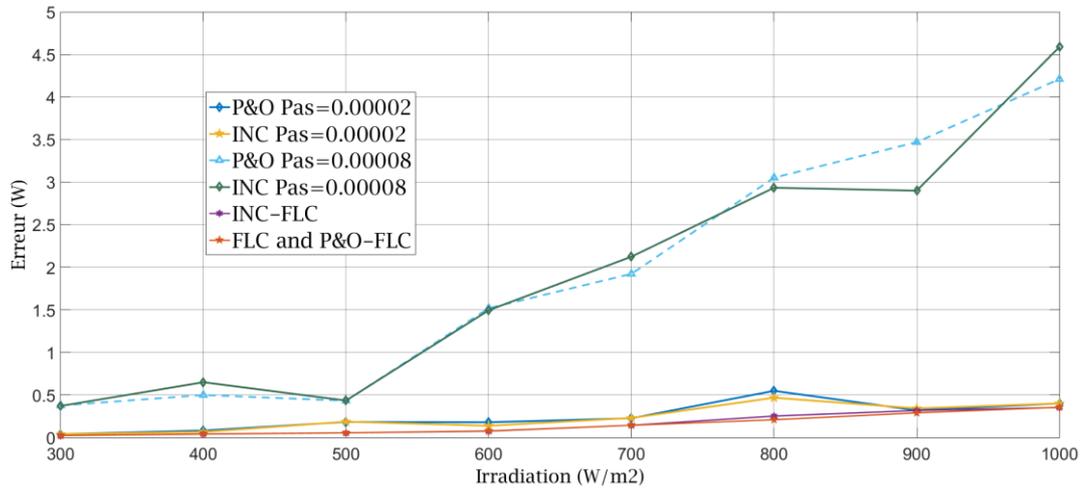


Figure 2.17 : L'erreur (W) à l'état d'équilibre pour différents niveaux d'irradiation.

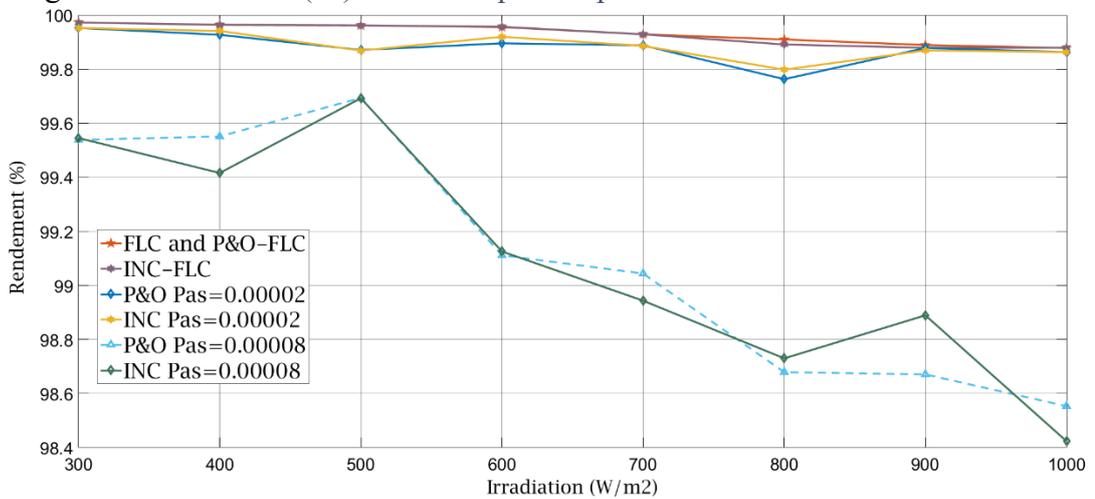


Figure 2.18 : Le rendement (%) à l'état d'équilibre pour différents niveaux d'irradiation.

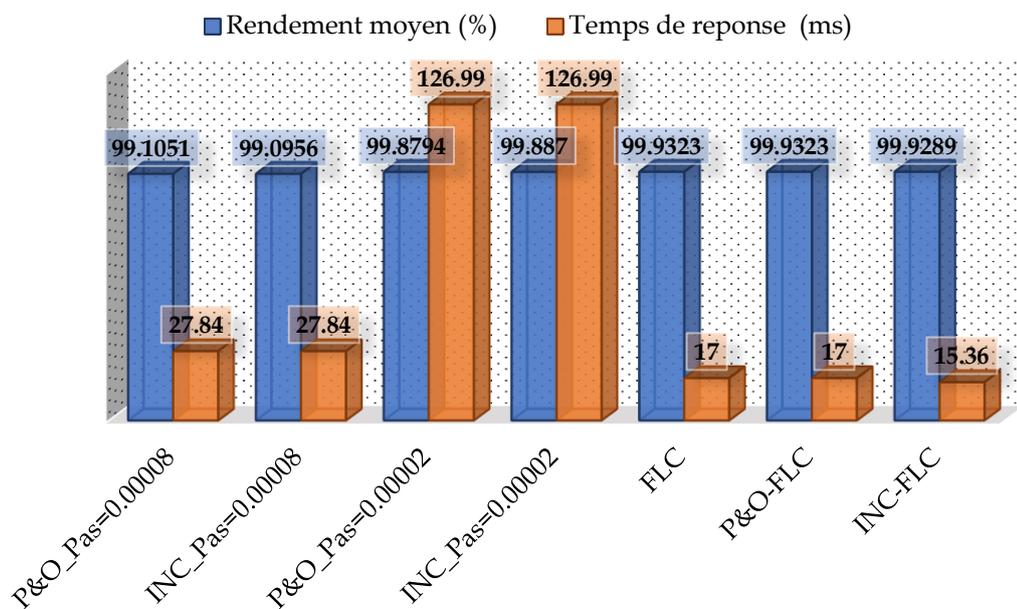


Figure 2.19 : Le rendement moyen et le temps de réponse des MPPTs.

2. 3. 3. 2 Interprétation des résultats

Les figures 2.13, 2.14 et 2.15 obtenues révèlent que tous les contrôleurs MPPT développés peuvent suivre le point de puissance maximale et donc extraire le maximum de puissance du système PV aux différentes valeurs d'irradiation, mais avec des performances différentes.

De plus, les techniques MPPT de type P&O et INC, avec le même pas fixe (taille de pas optimale = 0,00002) donnent des performances similaires même si elles utilisent deux approches de suivi différentes. Elles donnent le même temps de réponse ($T_r = 126,99$ (ms)), et des rendements moyens très proches (figures (2.18), et (2.19)). Le temps de réponse de ces deux techniques dépend principalement de la taille du pas, lorsqu'il est augmenté de 0,00002 à 0,00008 cela réduit le temps de réponse de $T_r = 126,99$ (ms) à $T_r = 27,84$ (ms), mais augmente également les oscillations et réduit le rendement de ces deux techniques, comme montrent les figures 2.16, 2.17, 2.18, et 2.19.

Les techniques MPPT de type FLC et de type (P&O-FLC) donnent pratiquement les mêmes courbes de puissance de sortie, leurs performances sont très similaires aux performances de la technique INC améliorée (INC-FLC). Elles donnent de meilleures performances comparées aux deux autres techniques conventionnelles (P&O et INC) avec une meilleure efficacité et un meilleur temps de réponse, inférieur à 17 (ms) pour les techniques FLC et P&O-FLC, et 15,36 (ms) pour la technique INC améliorée (INC-FLC), comme indiqué aux figures 2.16, et 2.19.

En observant les algorithmes des différentes techniques MPPT utilisées, nous constatons aisément que les techniques utilisant le contrôleur à logique floue sont beaucoup plus complexes que les techniques classiques.

Le tableau 2.6 donne une synthèse des résultats de l'étude comparative basés sur les critères suivants : la vitesse de suivi du MPP, l'erreur de suivi du MPP, le rendement moyen de suivi et enfin la complexité. À partir de cette synthèse, nous pouvons dire que les techniques utilisant un contrôleur à logique floue donnent de meilleures performances, mais avec une plus grande complexité.

Tableau 2.6 : Synthèse

Critères de comparaison	Vitesse de réponse	Erreur moyenne de poursuite	Rendement moyen	Complexité
P&O Pas=0.00002	Vitesse lente	Petite	Élevé	Faible
P&O Pas=0.00008	Vitesse rapide	Grande	Moyen	Faible
INC Pas=0.00002	Vitesse lente	Petite	Élevé	Faible
INC Pas=0.00008	Vitesse rapide	Grande	Moyen	Faible
FLC	Vitesse très rapide	Très Petite	Très élevé	Moyenne
P&O-FLC	Vitesse très rapide	Très Petite	Très élevé	Élevée
INC_FLC	Vitesse très rapide	Très Petite	Très élevé	Élevée

2.4 Analyse des performances de la technique INC-FLC MPPT par l'utilisation de trois stratégies conventionnelles de contrôle du ZSI

Dans cette section, la technique MPPT de type INC-FLC est sélectionné pour le suivi du point de puissance maximale du système PV illustré à la figure 2.1. Pour le contrôle de l'onduleur Z-source, les trois stratégies présentées au chapitre 1 (SBC, MBC, et MCBC) sont utilisées, afin d'observer l'influence du choix de la stratégie de commande sur les performances de la technique MPPT, et de mettre en évidence les atouts et les faiblesses des stratégies de commande dans les applications photovoltaïques. Les critères choisis pour évaluer les trois stratégies de contrôle sont : la vitesse de poursuite du MPP, l'erreur de poursuite du MPP, le rendement moyen de la technique INC-FLC, la plage de poursuite du MPP et le THD de chaque stratégie.

2.4.1 Courbes caractéristiques des trois stratégies conventionnelles du Z-source

Afin de comprendre les différences entre les trois stratégies utilisées, nous avons tracé leurs différentes caractéristiques sur les figures 2.20, 2.21 et 2.22.

Les figures 2.20, 2.21 et 2.22 sont obtenus à partir des relations des trois stratégies de commande résumées dans le tableau 1.1.

À partir de ces figures, nous constatons que la stratégie de commande MBC à n'importe quelle valeur de l'indice de modulation a le gain de tension le plus élevé, et la tension de blocage la plus faible. Toutefois, comme le montre la figure 1.25, la stratégie MBC, contrairement à la stratégie SBC utilise un rapport cyclique de court-circuit variable ce qui limite la plage de variation de ce dernier à une valeur minimale égale à $(1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}) = 0.17$ comme montre la figure 2.22. La MCBC donne un gain de tension plus élevé, et une tension de blocage plus faible comparé à la stratégie SBC et en même temps a une plage du rapport cyclique plus large que la MBC grâce à l'utilisation d'un rapport cyclique constant et à la plage étendue de l'indice de modulation obtenue par l'injection de l'harmonique trois.

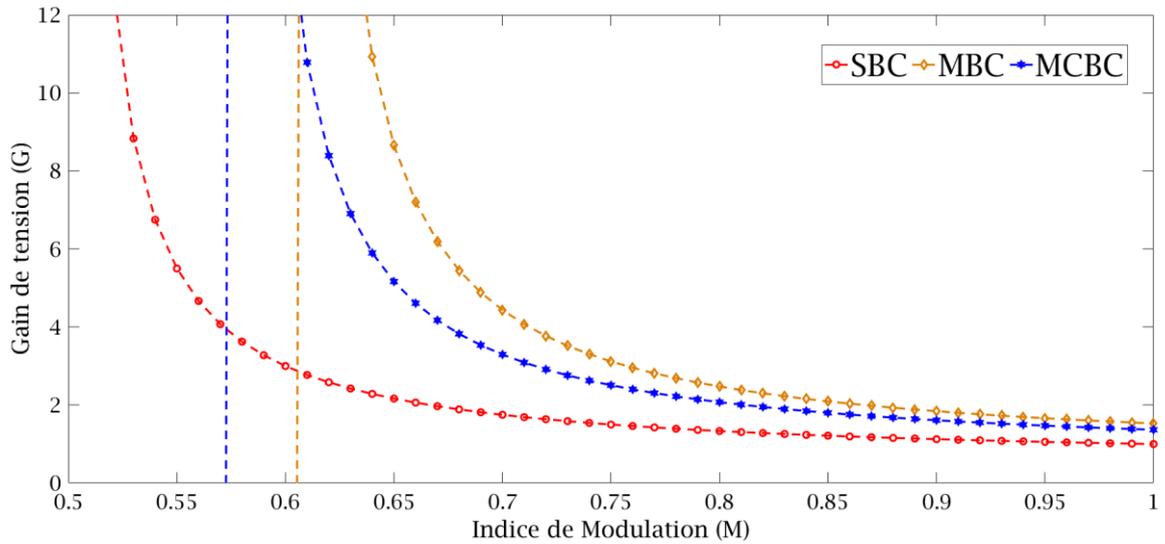


Figure 2.20 : variation du gain de tension par rapport à l'indice de modulation des trois stratégies de commande (SBC, MBC, MCBC).

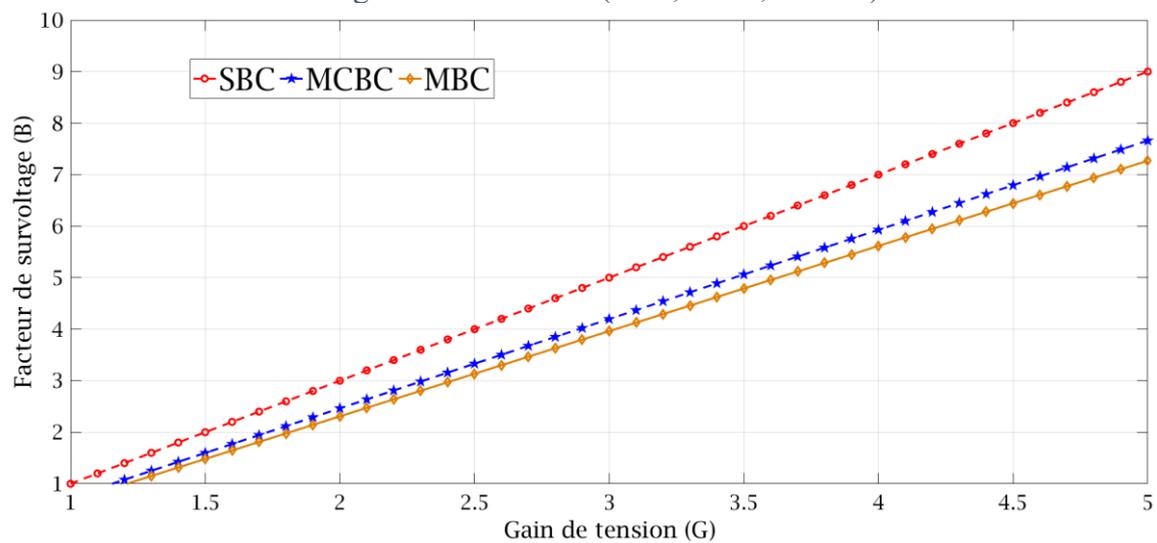


Figure 2.21 : Variation du facteur de survoltage (B) par rapport au gain de tension des trois stratégies de commande (SBC, MBC, MCBC).

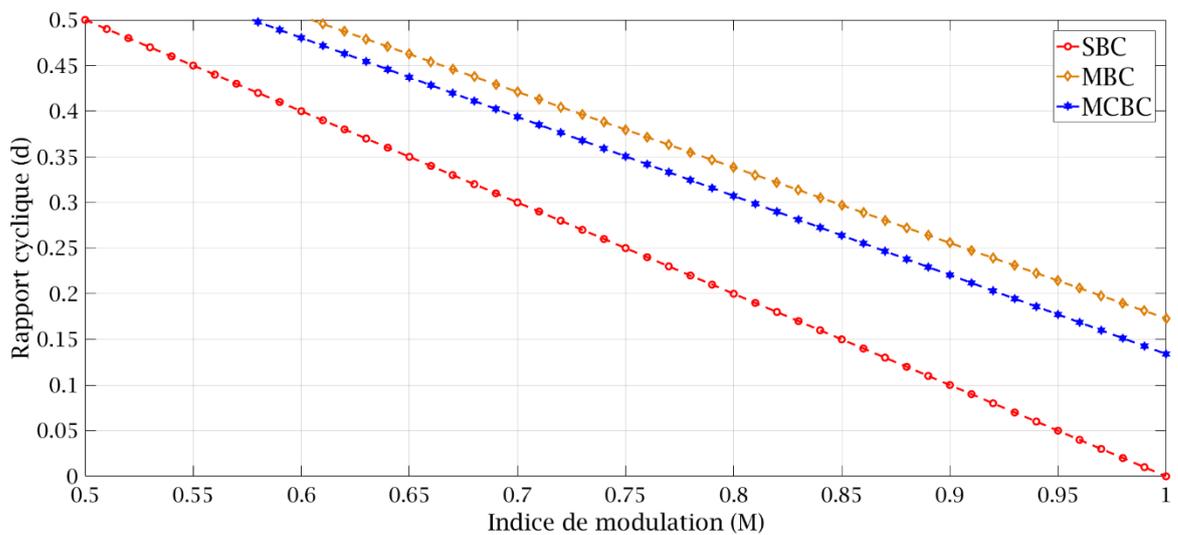


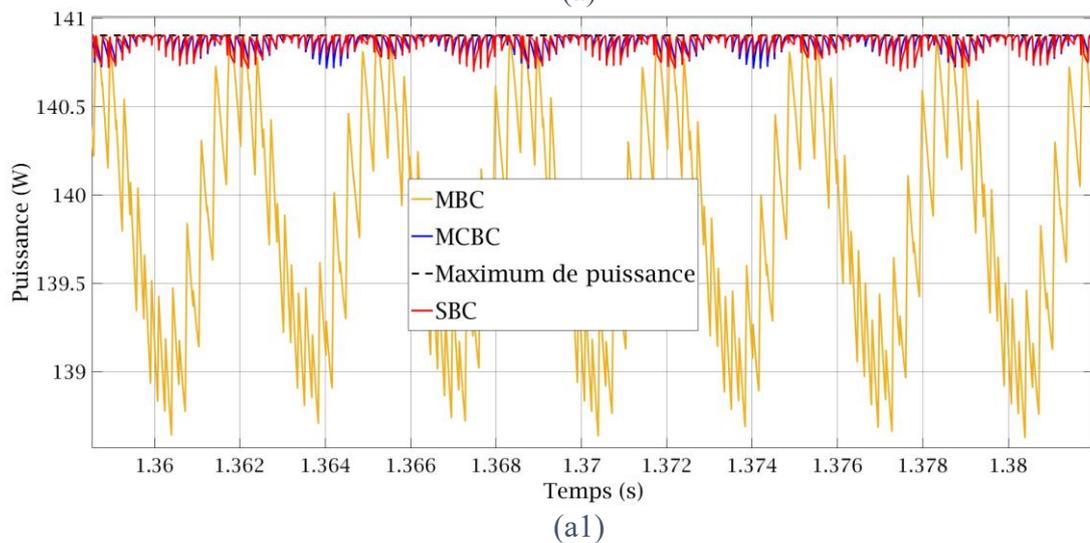
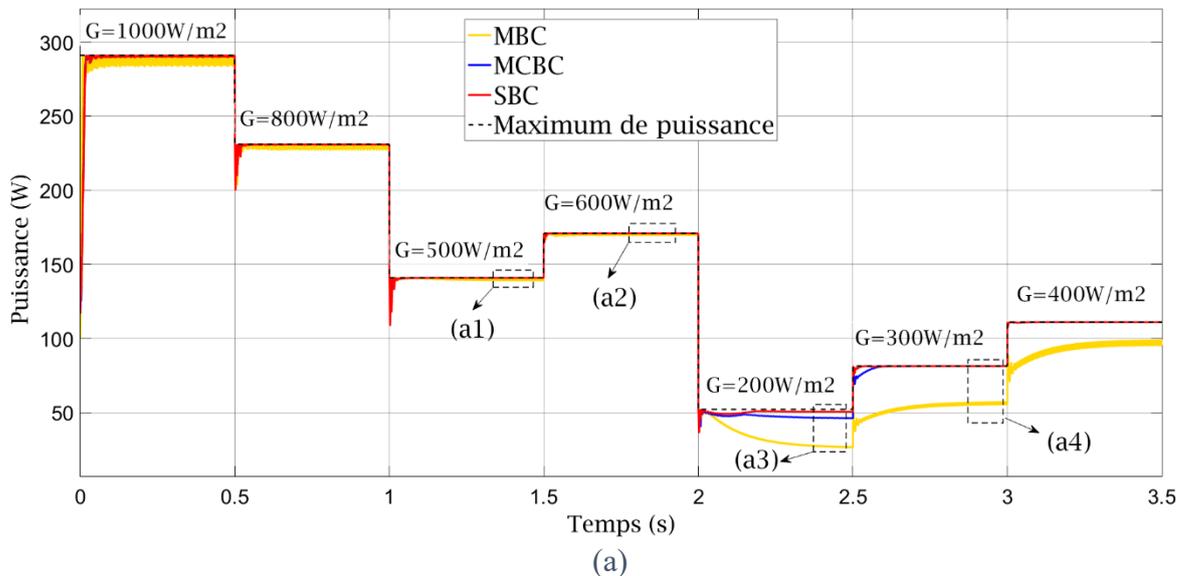
Figure 2.22 : Variation du rapport cyclique en fonction de l'indice de modulation pour les trois stratégies.

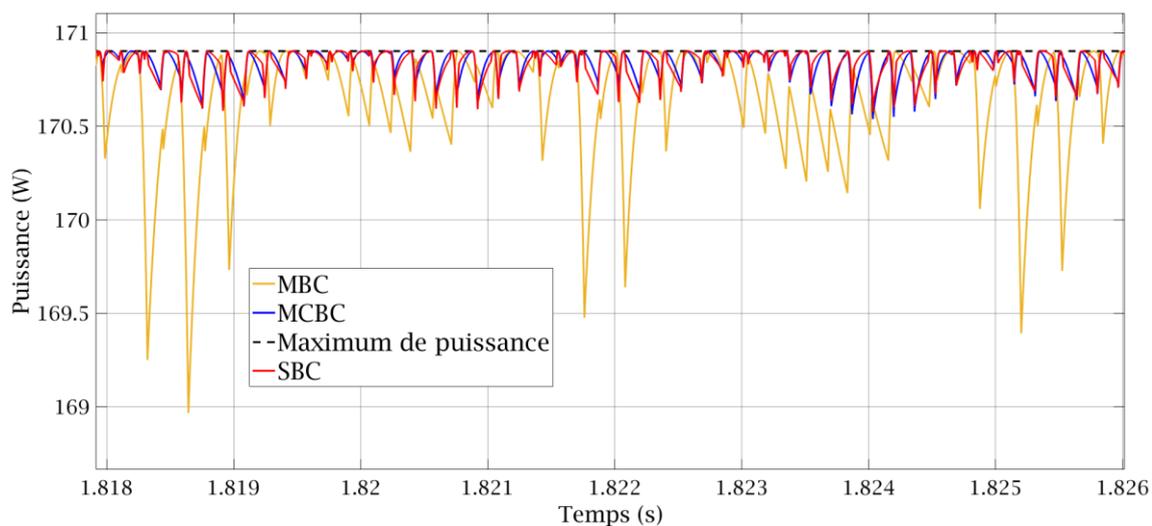
2. 4. 2 Résultats et Interprétation

Afin d'évaluer et d'observer l'influence du choix de la stratégie de commande sur les performances de la technique MPPT de type INC-FLC, le modèle du circuit illustré à la figure 2.1 est établi à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les valeurs des paramètres utilisés pour le réseau d'impédance du Z-source, la charge et la fréquence du signal de la porteuse sont répertoriées dans le tableau 2.4. Le module PV utilisé pour la simulation est le TSM-290 PC/PA14 [13]. Les paramètres électriques de ce module sont répertoriés dans le tableau 2.5. Les courbes caractéristiques P-V et I-V du module utilisé sont respectivement illustrées aux figures 2.11 et 2.12.

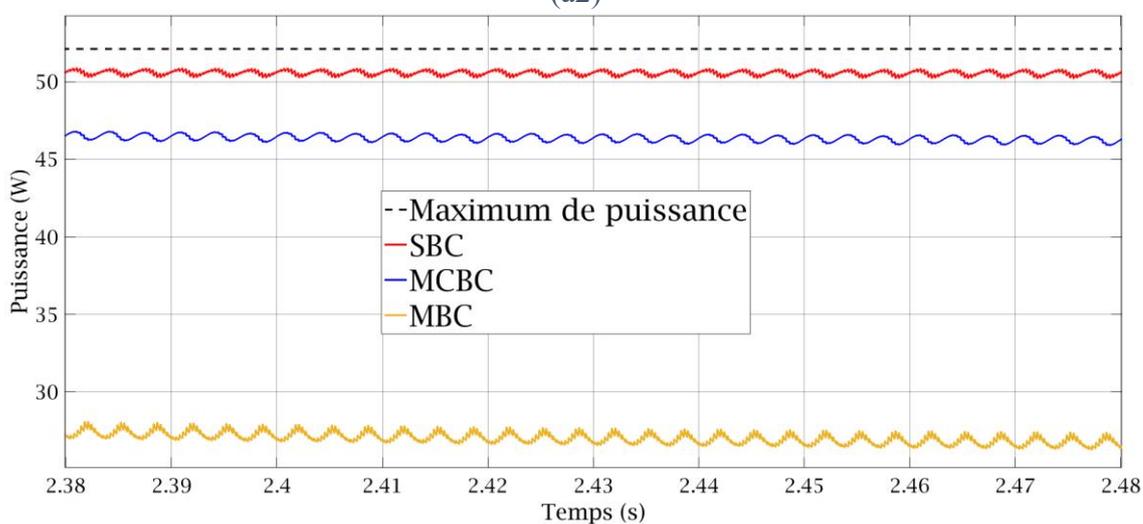
2. 4. 2. 1 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation de la technique INC-FLC MPPT en utilisant les trois stratégies PWMs (SBC, MBC, MCBC).

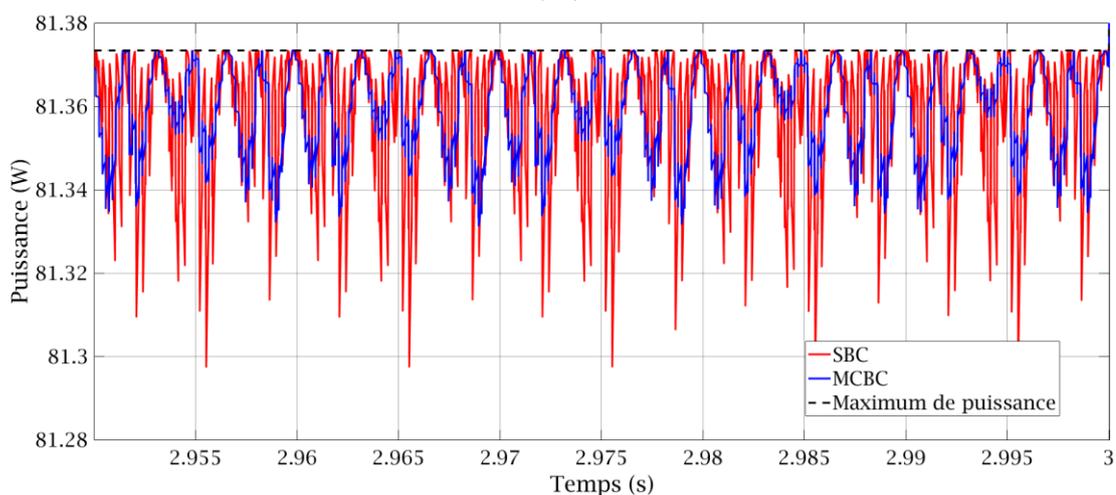




(a2)



(a3)



(a4)

Figure 2.23 : Courbes de poursuite du MPP par la technique MPPT de type INC-FLC en utilisant les trois stratégies de contrôle à différents niveaux d'irradiation. (a) Courbes de poursuite du MPP pour un profil de test de 3,5 (s). (a1, a2, a3, a4) Courbes de poursuite du MPP dans des conditions météorologiques stables de 25 °C ((a1) à 500 W/m², (a2) à 600 W/m², (a3) à 200 W/m², (a4) à 300 W/m²).

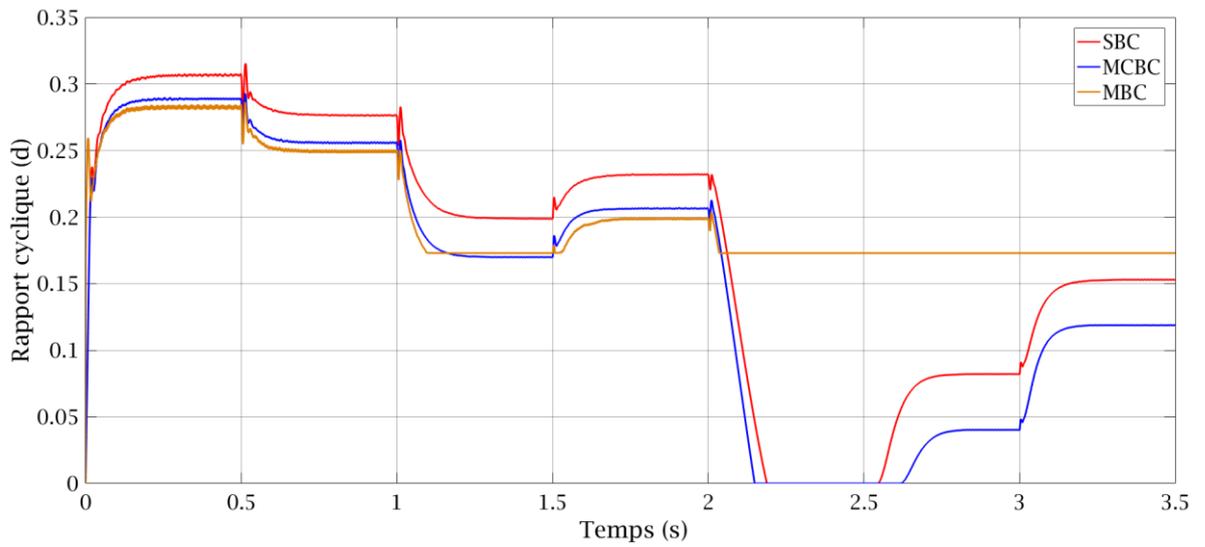


Figure 2.24 : Le rapport cyclique pour les différentes stratégies de contrôle à différents niveaux d'irradiation

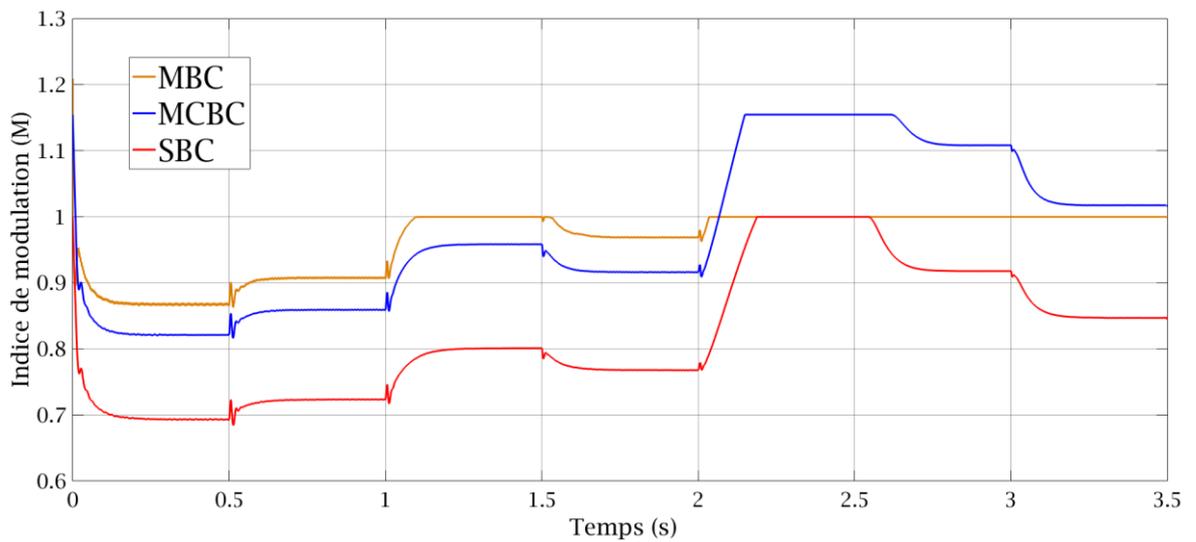


Figure 2.25 : L'indice de modulation pour les différentes stratégies de contrôle à différents niveaux d'irradiation

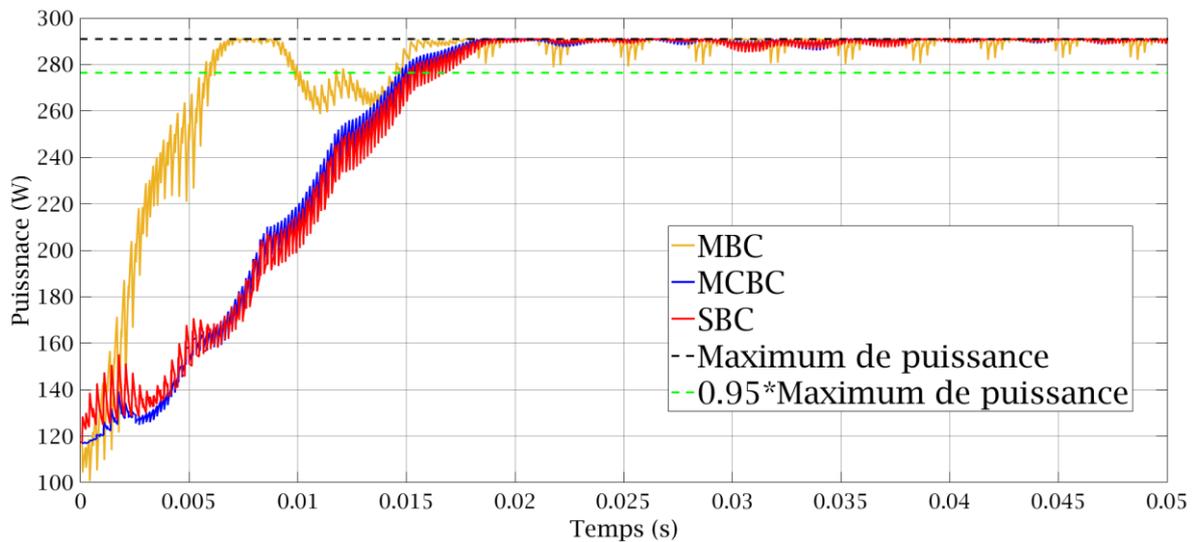


Figure 2.26 : Réponse de l'INC-FLC utilisé avec différentes méthodes de contrôle pour un pas de 0 à 1000 W/m²

Les figures (2.28), (2.29), et (2.30) sont obtenus à partir des résultats de simulation présentés ci-dessus, en utilisant les relations (2.3), (2.4), et (2.5) avec le temps de réponse et le temps met pour atteindre 95% du point de puissance maximale (MPP) pour une irradiation de 1000 W/m² et à une température de 25°C sans redescendre [13]. Ces figures facilitent l'interprétation des résultats de simulation.

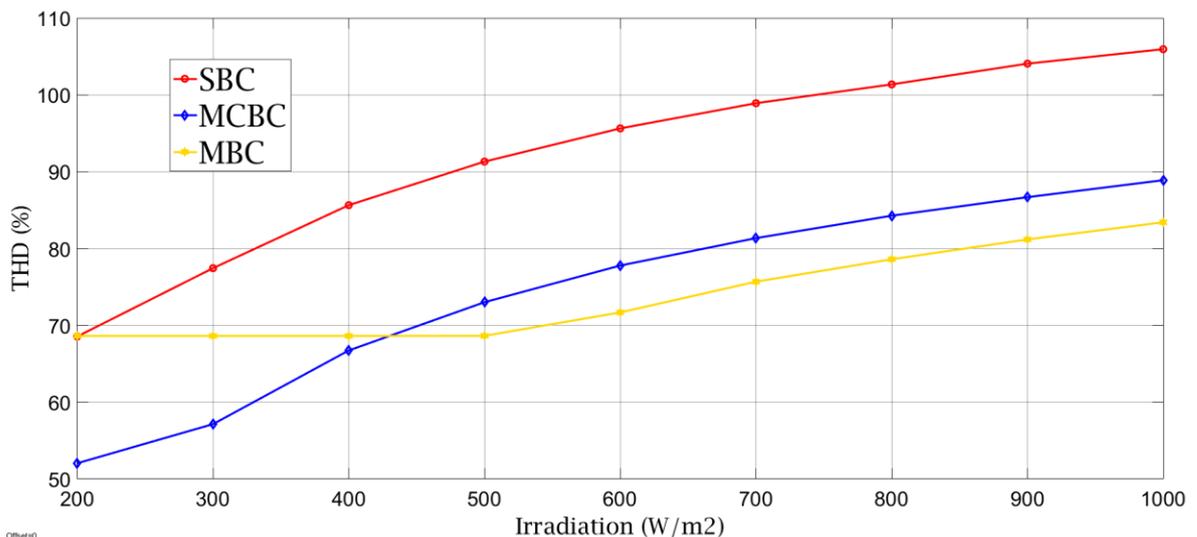


Figure 2.27 : THD de la tension de sortie Vo à différents niveaux d'irradiation.

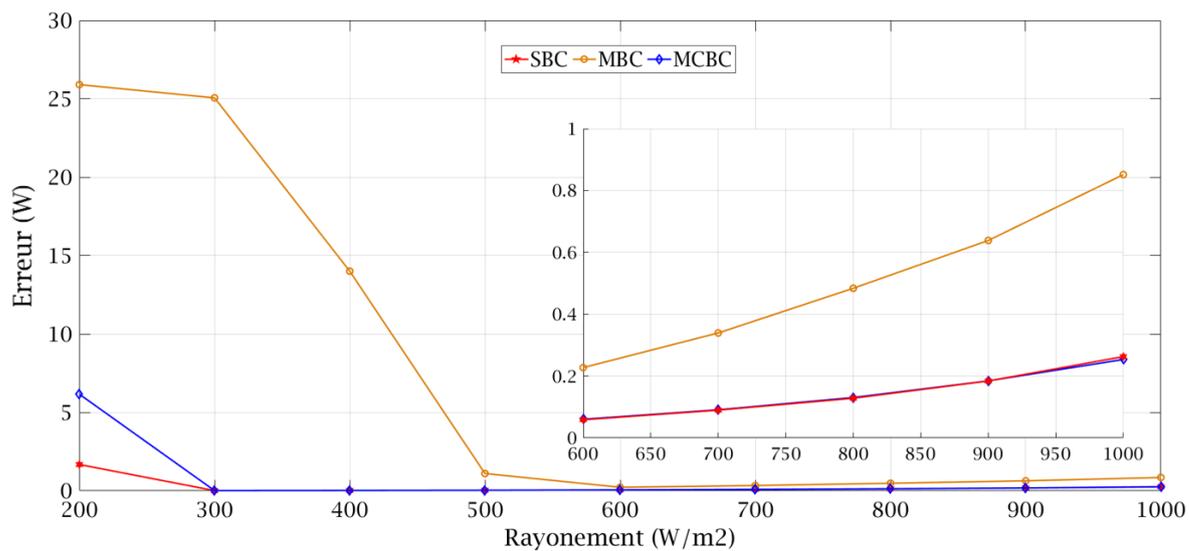


Figure 2.28 : L'erreur Moyenne de suivi E_m (W) à l'état d'équilibre pour différents niveaux d'irradiation.

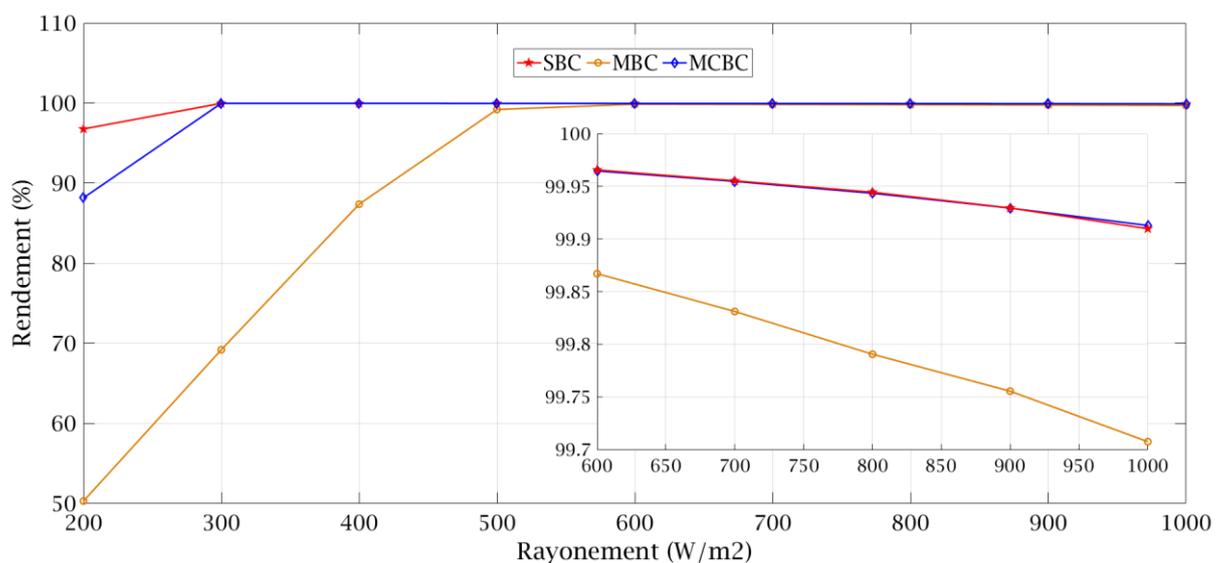


Figure 2.29 : Le rendement (%) à l'état d'équilibre pour différents niveaux d'irradiation.

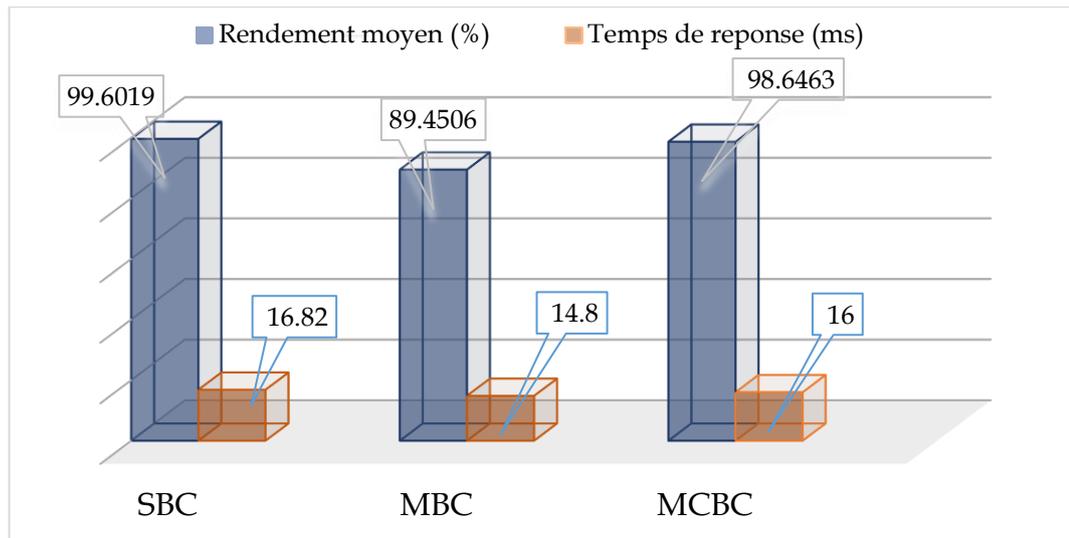


Figure 2.30 : Le rendement moyen de la technique INC-FLC MPPT et son temps de réponse (ms) en utilisant les trois stratégies (SBC, MBC, et MCBC).

2. 4. 2. 2 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus révèlent que l'INC-FLC MPPT donne différents résultats en utilisant différentes stratégies de commande du ZSI.

Par l'utilisation des deux stratégies SBC et MCBC utilisant un rapport cyclique de court-circuit constant, nous avons obtenu une large plage de poursuite du MPP comparé à la stratégie MBC qui a empêché la technique MPPT d'assurer la poursuite du MPP pour des valeurs d'irradiation inférieure à 500W/m² comme illustré à la figure 2.23. Cela est expliqué par le fait que la stratégie MBC utilise un rapport cyclique variable, ce qui limite la plage de variation de ce dernier à une valeur minimale égale à $(1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi})$ qui correspond à un indice de modulation unitaire. Et comme les faibles irradiations nécessite un faible rapport cyclique, la plage de poursuite de la technique MPPT avec la stratégie MBC se limite à une irradiation qui correspond à une valeur qui nécessite un rapport cyclique supérieure ou égale à $(1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi})$ comme montrent les figures 2.22, 2.24, et 2.25.

De plus, les erreurs de poursuites les plus faibles ainsi que les meilleurs rendements de la MPPT sont donnés par l'utilisation des stratégies SBC et MCBC (Un rendement moyen de 99,6019 % pour la SBC, et un rendement moyen de 98,6463 % pour la MCBC) comme illustré aux figures 2.28, 2.29, et 2.30

D'après les figures 2.26, 2.27 et 2.30, nous pouvons constater qu'en utilisant des stratégies avec un gain de tension plus élevé telles que la stratégie MBC et MCBC, nous

avons obtenu une réponse plus rapide de la MPPT ($T_r = 14,8$ (ms) pour MBC et $T_r = 16$ (ms) pour la MCBC), et un meilleur THD de la tension de sortie d'onduleur comparé à la stratégie SBC qui a le gain de tension le plus faible (figure 2.20). Le tableau 2.7 donne une synthèse des résultats obtenus.

Tableau 2.7 : Synthèse

Critères	Stratégie de commande utilisée		
	SBC	MCBC	MBC
Gain de tension	Faible	Moyen	Élevé
Plage de l'indice de modulation	Limité à 1	Étendue à 1.1547	Limité à 1
Rapport cyclique	Constant	Constant	Variable
Temps de réponse	Lent	Moyen	Rapide
Erreur de poursuite	Petite	Petite	Grande
Rendement	Élevé	Élevé	Faible
THD	Élevé	Moyen	Réduit
Plage de poursuite du MPP	Grande	Grande	Petite

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes focalisés sur l'étude de l'extraction de la puissance maximale d'un générateur photovoltaïque par l'onduleur Z-source. Cette étude est faite à la base des simulations sous le logiciel MATLAB/SIMULINK. Cette étude a été divisée en deux parties.

La première partie présente une analyse de cinq techniques MPPT (P&O, INC, FLC, INC-FLC, P&O-FLC). Ces techniques ont été utilisées pour le contrôle du rapport cyclique de l'onduleur Z-source en utilisant la stratégie de contrôle MCBC.

Les résultats obtenus révèlent que tous les contrôleurs MPPT développés peuvent extraire la puissance maximale du générateur PV aux différentes valeurs d'irradiation, mais avec des performances différentes. Les techniques P&O et INC produisent pratiquement les mêmes courbes de puissance de sortie et donnent des performances très similaires. Lorsque la taille du pas devient plus grande, leur réponse devient plus rapide, mais leurs oscillations en régime permanent autour du MPP deviennent importantes, ce qui réduit leur efficacité.

La technique MPPT basé sur la logique floue FLC-MPPT et les techniques MPPT améliorées de type P&O-FLC et INC-FLC montrent une efficacité très élevée, avec un temps de réponse réduit comparé aux deux premières techniques conventionnelles. En observant

les algorithmes des différentes techniques MPPT utilisées, nous constatons aisément que les techniques utilisant le contrôleur à logique floue sont beaucoup plus complexes que les techniques conventionnelles. Bien que la technique FLC-MPPT soit moins complexe que les méthodes améliorées INC et P&O, elles donnent des performances très similaires.

La deuxième section de ce chapitre présente une analyse de la technique MPPT de type INC-FLC. La technique INC-FLC est utilisée avec trois différentes stratégies de contrôle (SBC, MBC, et MCBC) afin d'observer l'influence du choix de la stratégie de commande sur les performances de la technique MPPT. L'objectif était de mettre en évidence les atouts et les faiblesses des stratégies de commandes du Z-source utilisées dans une application photovoltaïque. Les résultats obtenus par les trois stratégies ont été comparés selon les critères suivants : la vitesse de poursuite, l'erreur de poursuite, le rendement moyen, la plage de poursuite du MPP et le THD de chaque stratégie.

Les résultats de simulation obtenus révèlent que :

- La technique MPPT de type INC-FLC donne différentes performances en utilisant différentes stratégies de contrôle du ZSI.
- Les stratégies de contrôle utilisant un rapport cyclique constant telles que la SBC et la MCBC permettent à la technique INC-FLC d'obtenir un rendement meilleur avec une large plage de poursuite du point de puissance maximale (MPP).
- En utilisant les stratégies de contrôle qui ont un gain de tension plus grand telle que la stratégie MBC, nous avons obtenu une réponse de poursuite plus rapide et un THD plus faible.

Toutefois, Pour un éclairage inférieur à 500 W/m², la stratégie MCBC donne des meilleurs résultats comparés à la stratégie MBC en termes de plage de poursuite et THD grâce à la plage étendue de l'indice de modulation qui permet au rapport cyclique d'aller jusqu'à 0 pour un indice de modulation égale à 1.1547. Contrairement à la stratégie MBC qui a un indice de modulation limité à 1, cette valeur correspond à une valeur minimale du rapport cyclique (d) égale à $(1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}) \approx 0.1730$.

À partir de ces résultats, nous pouvons dire qu'une meilleure stratégie de contrôle de l'onduleur Z-source utilisé dans une application PV doit répondre aux critères suivants :

- Avoir un rapport cyclique de court-circuit constant.
- Avoir la plage d'indice de modulation la plus étendue.
- Avoir le gain de tension le plus élevé.

Dans le prochain chapitre, ces résultats obtenus seront utilisés afin d'élaborer une stratégie de contrôle qui regroupe tous les avantages des stratégies existantes dédiées au contrôle de l'onduleur Z-source dans une application PV.

Chapitre 3 LA STRATEGIE DE CONTROLE ID-ZSVPWM-MR PROPOSEE POUR LE CONTROLE DE L'ONDULEUR Z-SOURCE.

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, une nouvelle stratégie de contrôle est proposée pour le contrôle de l'onduleur Z-source triphasé et l'amélioration de ces performances [38]. La stratégie de contrôle proposée est élaborée en se basant sur les résultats obtenus au chapitre deux, et en profitant des avantages offerts par la technique de modulation vectorielle (ID-ZSVPWM). Cette technique est surnommée modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale améliorée discontinue avec une référence modifiée (ID-ZSVPWM-MR).

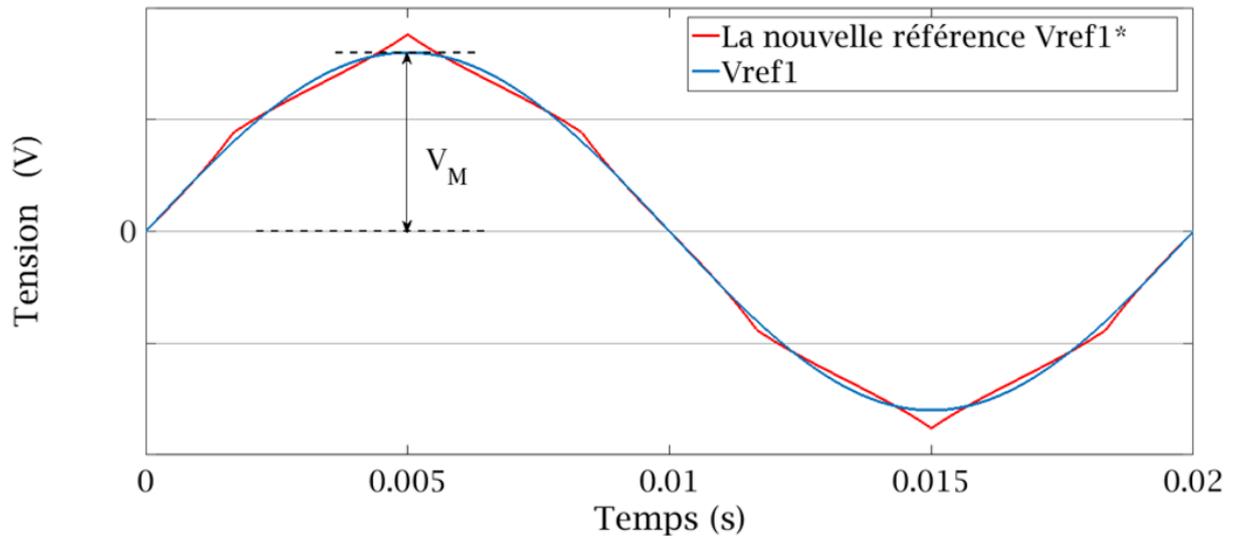
La stratégie de contrôle proposée est réalisée en modifiant l'expression de la tension de référence de la stratégie ID-ZSVPWM dans le but d'avoir une tension de référence qui a une forme hexagonale dans le plan (α - β), ce qui donne une plage d'indice de modulation étendue pouvant atteindre 1,2114 au lieu de 1,1548. La stratégie de contrôle proposée donne une durée d'état zéro constante sur tous les cycles de commutation. Cela se traduit par une durée de court-circuit (Shoot-Through) maximale en transformant tous les états zéro en états de court-circuit sans affecter les états actifs tout en gardant un rapport de court-circuit constant. Par conséquent, le gain de tension sera maximisé, et la tension de blocage sera minimisée. De plus, le courant continu de l'inductance et la tension du condensateur n'auront pas d'ondulations associées à la fréquence de sortie. Ce qui peut réduire considérablement les valeurs des paramètres L et C du réseau d'impédance, et réduit ainsi le coût et la taille de l'onduleur.

Les performances de la nouvelle stratégie sont vérifiées par simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink à l'aide du logiciel PLECS et comparées à celles de la stratégie de modulation vectorielle spatiale discontinue améliorée existante (ID-ZSVPWM). De plus, un prototype d'un onduleur Z-source alimentant une charge triphasée résistive est utilisé pour valider expérimentalement les résultats de la simulation à l'aide d'une carte d'acquisition de données appelée Humusoft MF 624.

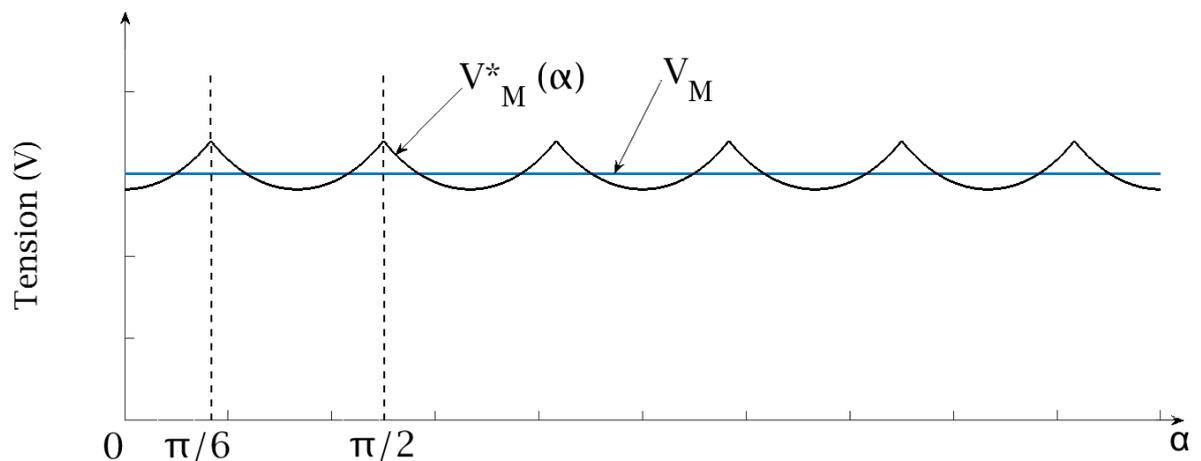
3.2 La modulation vectorielle proposée (ID-ZSVPWM-MR)

La stratégie de contrôle proposée vise à améliorer les performances de l'onduleur Z-source. Cette stratégie de contrôle est réalisée en modifiant l'expression de la tension de référence (V_{ref}) [38]. La nouvelle tension de référence (V_{ref1}^*) de la phase une est montrée

à la figure 3.1. La nouvelle tension de référence trace une forme hexagonale dans le plan (α - β) au lieu de la forme circulaire, comme montré à la figure 3.2.



(a)



(b)

Figure 3.1 : La référence de la stratégie de contrôle proposée. (a) La nouvelle tension de référence (V_{ref1}^*). (b) L'amplitude de la nouvelle tension de référence ($V_M^*(\alpha)$).

L'expression de la nouvelle tension de référence (V_{ref1}^*) illustrée à la figure 3.1 (a) est donnée par la relation suivante [38].

$$V_{ref1}^*(\theta) = \frac{\pi}{3 \ln(3) \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)} V_M \sin(\theta) \quad (3.1)$$

$$\text{Avec : } \left\{ \begin{array}{l} \alpha = \theta \rightarrow \text{si} \rightarrow 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3} \\ \alpha = \theta - \frac{\pi}{3} \rightarrow \text{si} \rightarrow \frac{\pi}{3} \leq \theta < 2\frac{\pi}{3} \\ \alpha = \theta - 2\frac{\pi}{3} \rightarrow \text{si} \rightarrow 2\frac{\pi}{3} \leq \theta < \pi \\ \alpha = \theta + \frac{\pi}{3} \rightarrow \text{si} \rightarrow -\frac{\pi}{3} \leq \theta < 0 \\ \alpha = \theta + 2\frac{\pi}{3} \rightarrow \text{si} \rightarrow -2\frac{\pi}{3} \leq \theta < -\frac{\pi}{3} \\ \alpha = \theta + \pi \rightarrow \text{si} \rightarrow -\pi \leq \theta < -2\frac{\pi}{3} \end{array} \right.$$

Avec Θ , et α sont respectivement l'angle de la tension de référence, et l'angle modifié de variation d'amplitude de la nouvelle tension de référence.

L'expression de l'amplitude de la nouvelle tension de référence, illustrée à la figure 3.1 (b) est définie par la relation (3.2).

$$V_M^*(\alpha) = \frac{\pi V_M}{3 \ln(3) \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)} \quad (3.2)$$

La valeur moyenne de l'amplitude de la nouvelle tension de référence (\bar{V}_M) est exprimée par la relation (3.3).

De la relation (3.3), nous pouvons constater que la valeur moyenne de l'amplitude de la nouvelle tension de référence est égale à la valeur maximale de la tension de référence recherchée (V_M).

$$\bar{V}_M = \frac{6}{\pi} \times \frac{\pi V_M}{3 \ln(3)} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \frac{1}{\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)} d\alpha = V_M \quad (3.3)$$

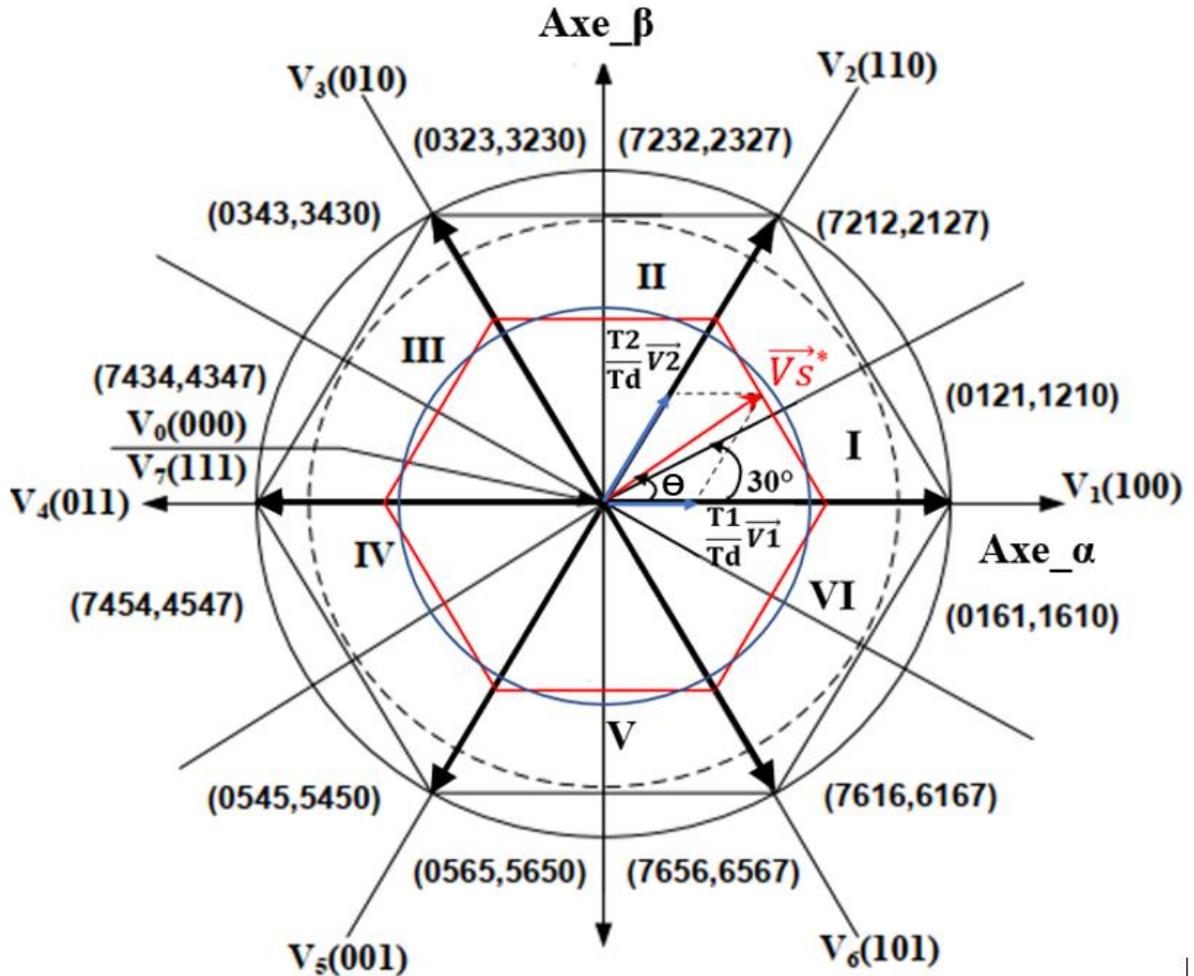
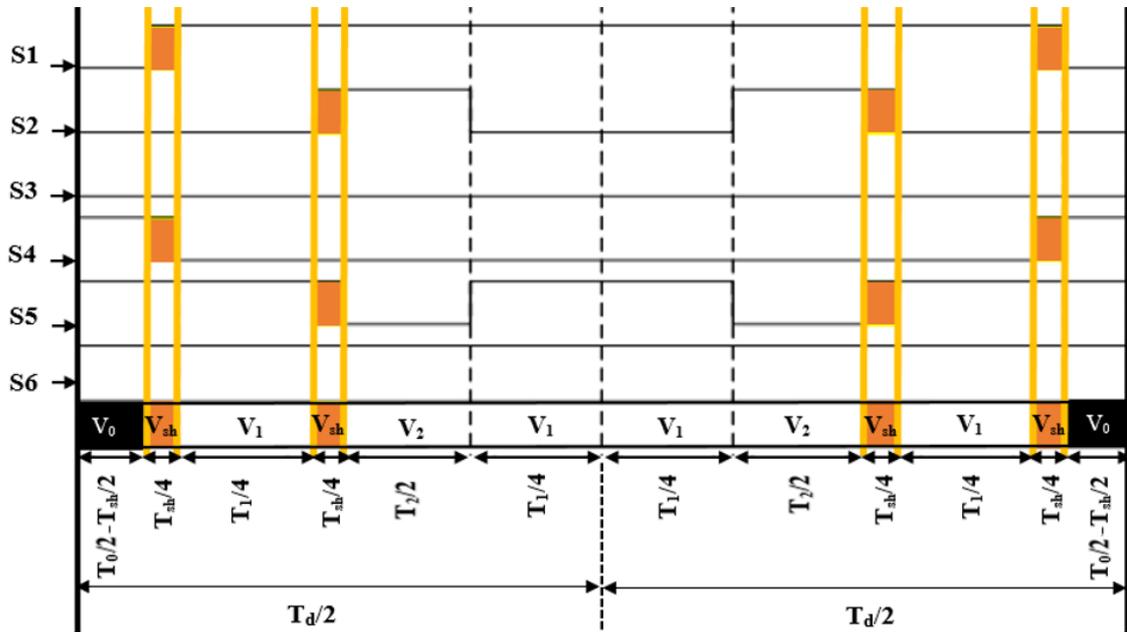


Figure 3.2 : Principe de la nouvelle stratégie ID-ZSVPWM-MR dans le plan (α - β) [38].

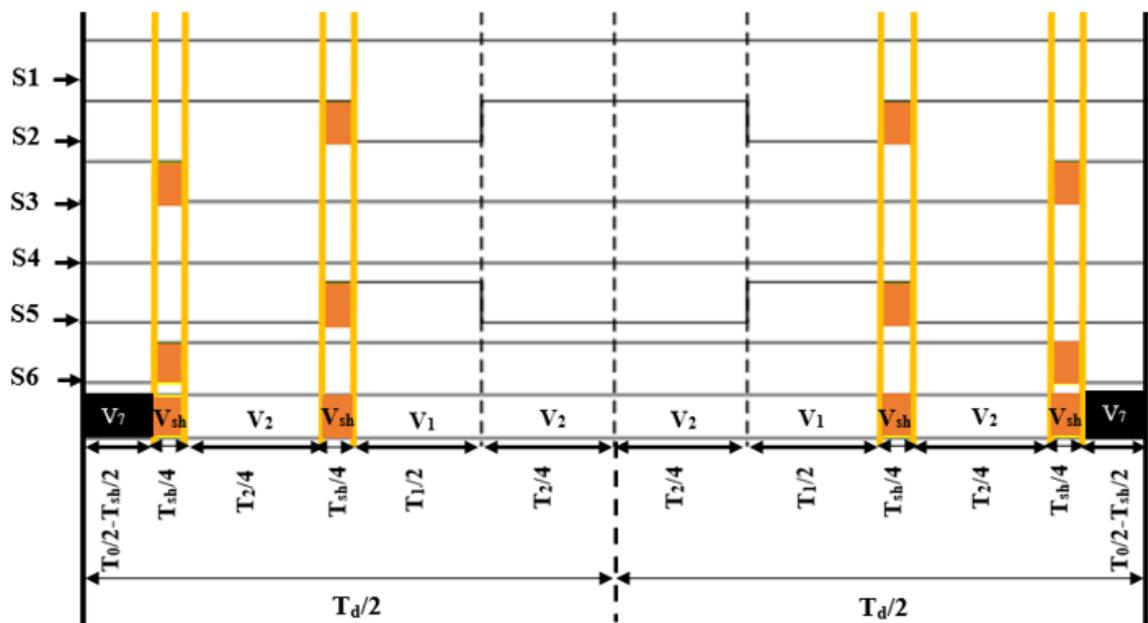
La réduction des pertes de puissance de conduction et de commutation est une exigence essentielle pour le choix de la stratégie de commande, c'est pourquoi dans cette stratégie de contrôle les mêmes séquences de commutation proposées en [36] et exposées dans le tableau 3.1 ont été utilisées.

Dans les séquences de commutation proposées, chaque secteur est divisé en deux sous-secteurs de 30° , comme le montre la figure 3.2. La distribution des états de court-circuit entre les séquences de commutation pour le secteur un est illustrée à la figure 3.3 où chaque sous-secteur utilise un seul vecteur zéro (V_0) [38]. Le deuxième vecteur zéro (V_7) pour le quel il n'y a pas de transfert de puissance est remplacé par un vecteur actif (V_1) afin de réduire la durée de conduction des interrupteurs qui correspond à la configuration du vecteur V_1 de $T_1/2$ à $T_1/4$. Cela est pour 30° et pour le deuxième 30° c'est V_0 qui sera remplacé par V_2 . Cela signifie que les interrupteurs qui correspondent aux configurations de V_1 et V_2 ne

restent en pleine conduction que pendant 30° au lieu de 60° ce qui réduit les pertes de conduction.



(a)



(b)

Figure 3.3 : Séquences de commutation pour le secteur un de la stratégie proposée ID-ZSVPWM-MR. (a) quand $\theta < 30^\circ$. (b) quand $\theta > 30^\circ$.

Tableau 3.1. Répartition des états de court-circuit entre les séquences de commutation de la stratégie proposée [36].

Secteur	Sous-secteur	Signaux de commande	T ₀	T _{sh}	T ₁	T _{sh}	T ₂	T ₁
Secteur I	(V ₀ V ₁ V ₂ V ₁ , V ₁ V ₂ V ₁ V ₀)	(S ₁ S ₂ S ₃)	000	100	100	110	110	100
		(S ₄ S ₅ S ₆)	111	111	011	011	001	011
	(V ₇ V ₂ V ₁ V ₂ , V ₂ V ₁ V ₂ V ₇)	(S ₁ S ₂ S ₃)	111	111	110	110	100	110
		(S ₄ S ₅ S ₆)	000	001	001	011	011	001
Secteur II	(V ₇ V ₂ V ₃ V ₂ , V ₂ V ₃ V ₂ V ₇)	(S ₁ S ₂ S ₃)	111	111	110	110	010	110
		(S ₄ S ₅ S ₆)	000	001	001	101	101	001
	(V ₀ V ₃ V ₂ V ₃ , V ₃ V ₂ V ₃ V ₀)	(S ₁ S ₂ S ₃)	000	010	010	110	110	010
		(S ₄ S ₅ S ₆)	111	111	101	101	001	101
Secteur III	(V ₀ V ₃ V ₄ V ₃ , V ₃ V ₄ V ₃ V ₀)	(S ₁ S ₂ S ₃)	000	010	010	011	011	010
		(S ₄ S ₅ S ₆)	111	111	101	101	100	101
	(V ₇ V ₄ V ₃ V ₄ , V ₄ V ₃ V ₄ V ₇)	(S ₁ S ₂ S ₃)	111	111	011	011	010	011
		(S ₄ S ₅ S ₆)	000	100	100	101	101	100
Secteur IV	(V ₇ V ₄ V ₅ V ₄ , V ₄ V ₅ V ₄ V ₇)	(S ₁ S ₂ S ₃)	111	111	011	011	001	011
		(S ₄ S ₅ S ₆)	000	100	100	110	110	100
	(V ₀ V ₅ V ₄ V ₅ , V ₅ V ₄ V ₅ V ₀)	(S ₁ S ₂ S ₃)	000	001	001	011	011	001
		(S ₄ S ₅ S ₆)	111	111	110	110	100	110
Secteur V	(V ₀ V ₅ V ₆ V ₅ , V ₅ V ₆ V ₅ V ₀)	(S ₁ S ₂ S ₃)	000	001	001	101	101	001
		(S ₄ S ₅ S ₆)	111	111	110	110	010	110
	(V ₇ V ₆ V ₅ V ₆ , V ₆ V ₅ V ₆ V ₇)	(S ₁ S ₂ S ₃)	111	111	101	101	001	101
		(S ₄ S ₅ S ₆)	000	010	110	110	110	010
Secteur VI	(V ₇ V ₆ V ₁ V ₆ , V ₆ V ₁ V ₆ V ₇)	(S ₁ S ₂ S ₃)	111	111	101	101	100	101
		(S ₄ S ₅ S ₆)	000	010	010	011	011	010
	(V ₀ V ₁ V ₆ V ₁ , V ₁ V ₆ V ₁ V ₀)	(S ₁ S ₂ S ₃)	000	100	100	101	101	100
		(S ₄ S ₅ S ₆)	111	111	011	011	010	011

L'expression de l'amplitude du nouveau vecteur de tension de référence (V_s^*) dans le plan (α - β) est donnée par la relation (3.4).

$$V_s^* = \sqrt{\frac{3}{2}} V_M^*(\alpha) \quad (3.4)$$

Les expressions des durées des états actifs T1, T2 et des états zéro T0 pour le secteur 01 de l'ID-ZSVPWM-MR sont calculées comme suit.

$$T_1 = \sqrt{3} \frac{V_M^*(\alpha)}{\hat{V}_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) T_d \quad (3.5)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \frac{V_M^*(\alpha)}{\hat{V}_{dc}} \sin(\theta) T_d \quad (3.6)$$

$$T_0 = T_d - (T_1 + T_2) \quad (3.7)$$

Où \hat{V}_{dc} est la valeur crête de la tension de sortie du réseau d'impédance (Vdc), T_d est le cycle de commutation, $V_M^*(\alpha)$ est l'amplitude de la nouvelle tension de référence. Le résultat donné par la relation (3.8) est obtenu en appliquant le théorème de Thalès sur la figure 3.4.

$$(T_1 + T_2) = \text{Constant} \quad (3.8)$$

En utilisant les équations (3.7) et (3.8), nous pouvons conclure que la durée de l'état zéro T0 est constante sur tous les cycles de commutation. Ce résultat permet de maximiser la durée de court-circuit sans affecter les états actifs en transformant tous les états zéro en états de court-circuit, tout en gardant un rapport cyclique constant. Dans cette condition, le courant continu de l'inductance et la tension du condensateur n'aura pas d'ondulations associées à la fréquence de sortie [78].

Pour $\theta = \pi / 6$ nous avons.

$$(T_1 = T_2) \rightarrow (T_1 + T_2) = 2T_1\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad (3.9)$$

$$\begin{cases} T_1\left(\frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{3} \frac{V_M^*\left(\frac{\pi}{6}\right)}{\hat{V}_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) T_d \\ 2T_1\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{\pi}{\sqrt{3} \ln(3)} \frac{V_M}{\hat{V}_{dc}} T_d \end{cases} \quad (3.10)$$

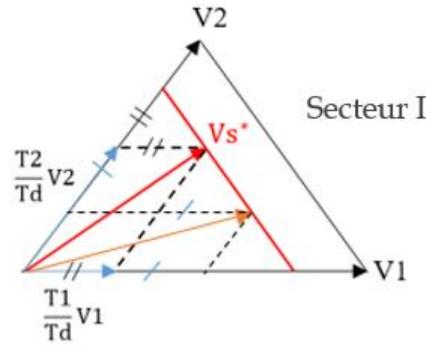


Figure 3.4 : Secteur un de l'espace vectorielle (α - β) de la nouvelle stratégie proposée.

L'expression de T_0 suivante est obtenue en remplaçant (3.10) dans (3.7).

$$T_0 = T_d - \left(\frac{\pi}{\sqrt{3} \ln(3)} \frac{V_M}{\hat{V}_{dc}} \right) T_d \quad (3.11)$$

L'expression de l'indice de modulation de référence (M) pour un onduleur de tension triphasé est donnée par la relation suivante.

$$M = \frac{V_M}{\frac{\hat{V}_{dc}}{2}} \quad (3.12)$$

En utilisant les relations (3.11) et (3.12), nous pouvons aboutir à l'expression de la durée de court-circuit donnée par la relation (3.13). Cette relation est obtenue en transformant tous les états zéro en un état de court-circuit.

$$T_{sh} = T_0 = T_d - \left(\frac{\pi}{2\sqrt{3} \ln(3)} M \right) T_d \quad (3.13)$$

En se basant sur la relation (3.13), nous pouvons exprimer le rapport cyclique de court-circuit (d) par la relation suivante.

$$d = \frac{T_{sh}}{T_d} = 1 - \left(\frac{\pi}{2\sqrt{3} \ln(3)} \right) M \quad (3.14)$$

Afin de travailler dans la zone linéaire de l'indice de modulation pour éviter la saturation de la tension de sortie, il suffit d'avoir.

$$(T_1 + T_2) \leq T_d \quad (3.15)$$

De (3.9), (3.10) et (3.15) le résultat suivant est obtenu.

$$\frac{\pi}{\sqrt{3} \ln(3)} \frac{V_M}{\hat{V}_{dc}} T_d \leq T_d \quad (3.16)$$

D'après les deux relations (3.12) et (3.16), nous pouvons avoir la valeur maximale de l'indice de modulation de la stratégie proposée. Elle est donnée par la relation suivante.

$$M \leq \frac{2\sqrt{3} \ln(3)}{\pi} \approx 1.2114 \quad (3.17)$$

Le résultat trouvé dans l'équation ci-dessus montre que l'indice de modulation pour l>ID-ZSVPWM-MR aura une plage étendue comparé aux stratégies ZSVPWMs existantes. La nouvelle plage de l'indice de modulation est donc donnée comme suit.

$$0 \leq M \leq \frac{2\sqrt{3} \ln(3)}{\pi} \quad (3.18)$$

Les expressions du gain de tension (G) et du facteur de survoltage (B) théoriques sont données par les relations suivantes.

$$B = \frac{1}{1-2d} \quad (3.19)$$

$$G = M \times B = \frac{M}{1-2d} \quad (3.20)$$

Les expressions du gain de tension (G) et du facteur de survoltage (B) en fonction d'indice de modulation de la nouvelle stratégie sont trouvées en remplaçant la relation (3.14) dans (3.19), et (3.20) respectivement.

$$B = \frac{\sqrt{3} \ln(3)}{\pi M - \sqrt{3} \ln(3)} \quad (3.21)$$

$$G = \frac{\sqrt{3} \ln(3) M}{\pi M - \sqrt{3} \ln(3)} \quad (3.22)$$

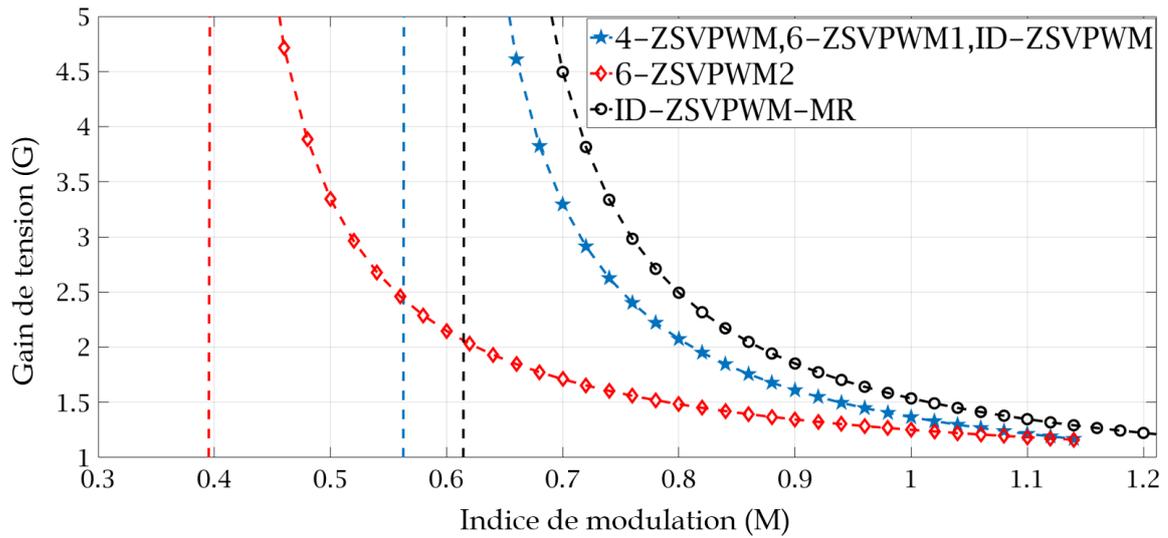
3.3 Résultats & Discussion

Le tableau 3.2 résume les relations des différentes stratégies de contrôle ZSVPWMs de l'onduleur Z-source et compris celle de la nouvelle stratégie proposée [38]. La figure 3.5 (a) montre la variation du gain de tension par rapport à l'indice de modulation, la figure 3.5

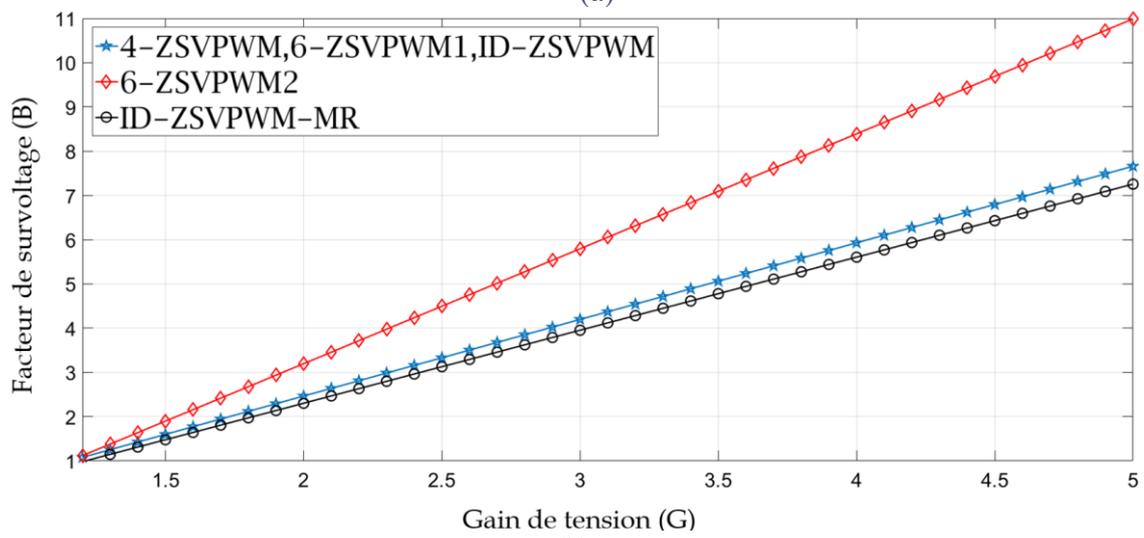
(b) montre la variation du facteur de survoltage par rapport au gain de tension, et la figure 3.5 (c) montre la variation du rapport cyclique de court-circuit par rapport à l'indice de modulation pour les différentes stratégies de contrôle ZSVPWMs. En se basant sur la figure 3.5, nous pouvons conclure que l>ID-ZSVPWM-MR à n'importe quelle valeur de l'indice de modulation a le gain de tension le plus élevé, la tension de blocage la plus faible, et la plage de variation du rapport cyclique de court-circuit la plus étendue.

Tableau 3.2 : Résumé des expressions des différentes stratégies de contrôle ZSVPWMs [38].

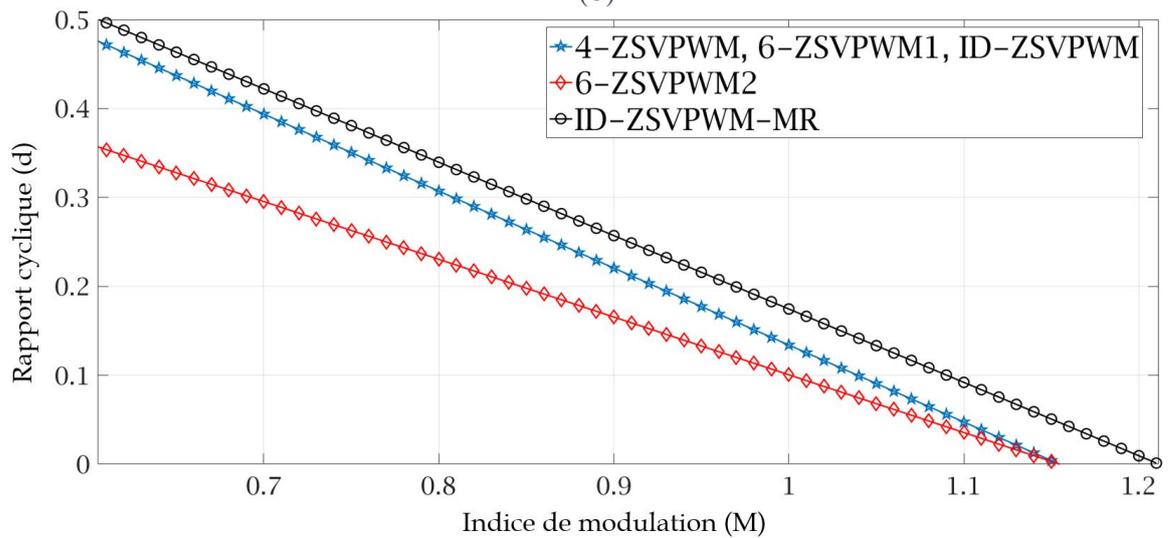
	ID-ZSVPWM-MR	ID-ZSVPWM/ D-ZSVPWM	6-ZSVPWM-1	6-ZSVPWM-2	4-ZSVPWM
d	$1 - \left(\frac{\pi}{2\sqrt{3}\ln(3)} \right) M$	$1 - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) M$	$\frac{3}{4} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} M \right)$	$1 - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) M$	$1 - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) M$
B	$\frac{\sqrt{3}\ln(3)}{\pi M - \sqrt{3}\ln(3)}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{4}{3\sqrt{3}M - 2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$
G	$\frac{\sqrt{3}\ln(3)M}{\pi M - \sqrt{3}\ln(3)}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{4M}{3\sqrt{3}M - 2}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$
M	$\frac{\sqrt{3}\ln(3)G}{\pi G - \sqrt{3}\ln(3)}$	$\frac{G}{\sqrt{3}G - 1}$	$\frac{4G}{3\sqrt{3}G - 2}$	$\frac{G}{\sqrt{3}G - 1}$	$\frac{G}{\sqrt{3}G - 1}$
\hat{V}_{dc}	$\left(\frac{\pi}{\sqrt{3}\ln(3)} G - 1 \right) V_{in}$	$(\sqrt{3}G - 1) V_{in}$	$\left(\frac{3\sqrt{3}}{2} G - 2 \right) V_{in}$	$(\sqrt{3}G - 1) V_{in}$	$(\sqrt{3}G - 1) V_{in}$



(a)



(b)



(c)

Figure 3.5 : (a) Gain de tension en fonction de l'indice de modulation. (b) Le facteur de survoltage en fonction du gain de tension. (c) Le rapport cyclique de court-circuit en fonction de l'indice de modulation pour les différentes stratégies de contrôle ZSVPWM.

Afin d'évaluer les performances de l'ID-ZSVPWM-MR proposée et de les comparer à celles de la stratégie de contrôle ID-ZSVPWM, des simulations sont développées sous l'environnement Matlab/Simulink en utilisant le logiciel PLECS BLOCKSET.

Les critères de comparaison sont la tension de blocage (\hat{V}_{dc}), la contrainte de tension (V_c), l'ondulation du courant d'inductance (ΔI_L), la réduction de la distorsion harmonique totale de tension (THD), les pertes de puissance de conduction (P_{cond}), les pertes de puissance de commutation (P_{sw}), les pertes de puissance totales (P_{tot}), et le rendement.

L'expression du rendement est donnée par [38] :

$$\eta(\%) = \frac{P_{in} - P_{tot}}{P_{in}} \times 100 \quad (3.23)$$

Où P_{in} est la puissance d'entrée et P_{tot} est les pertes de puissance totales (pertes de puissance de conduction et de commutation).

Les deux stratégies de contrôle sont testées sur le système illustré à la figure 3.6, où l'onduleur Z-source est connecté à une source continue alimentant une charge triphasée résistive.

Pour comparer les pertes de puissance des deux stratégies de contrôle à l'aide du logiciel PLECS, le modèle thermique des commutateurs semi-conducteurs IGBT IKW40N120T2 est utilisé. Les paramètres du système utilisé sont donnés par le tableau 3.3. Les paramètres du réseau d'impédance du Z-source utilisés sont les mêmes que ceux utilisés dans [79].

Les résultats de simulation obtenus sont résumés dans le tableau 3.4. Pour chaque stratégie, les résultats sont obtenus pour différentes valeurs du gain en tension [de 1,5 à 3,5], et différentes valeurs de fréquence de découpage, $f_{sw} = 1,2$ kHz, $f_{sw} = 4,95$ kHz et $f_{sw} = 9,9$ kHz.

L'expression utilisée pour calculer le THD est celle du CIGRE qui est donnée par [38] :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{V^2 - V_1^2}}{V_1} \times 100 \quad (3.24)$$

Où V est la valeur efficace de la tension de sortie d'onduleur, et V_1 est la valeur efficace de la tension du fondamentale.

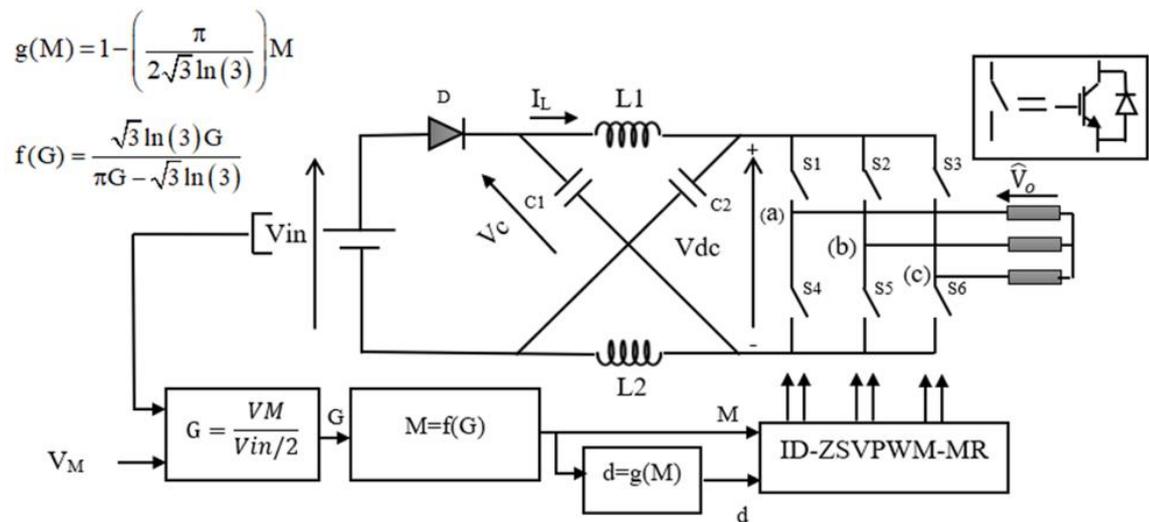


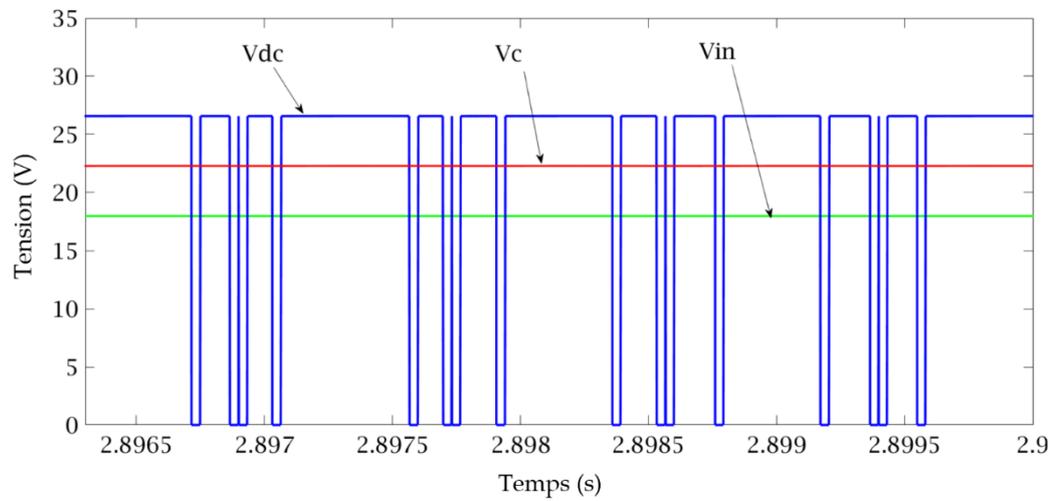
Figure 3.6 : Schéma électrique du système utilisé pour les simulations [38].

Tableau 3.3 : Paramètres de simulation [38].

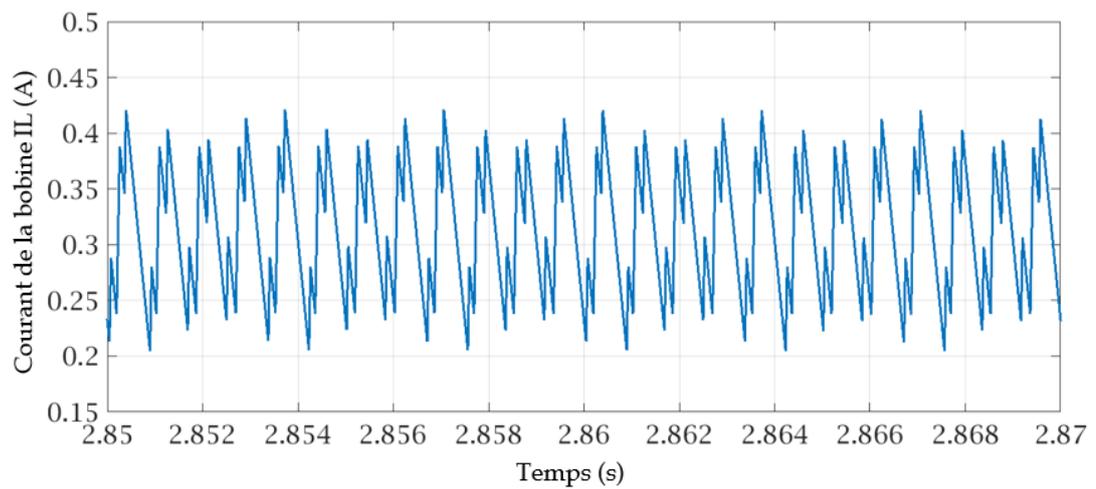
Paramètres	V_{in}	R	$L1=L2$	$C1=C2$	f_{sw}
Valeur	18 V	70 Ohm	10 mH	4.7 mF	1.2 kHz

3.3.1 Résultats de simulation

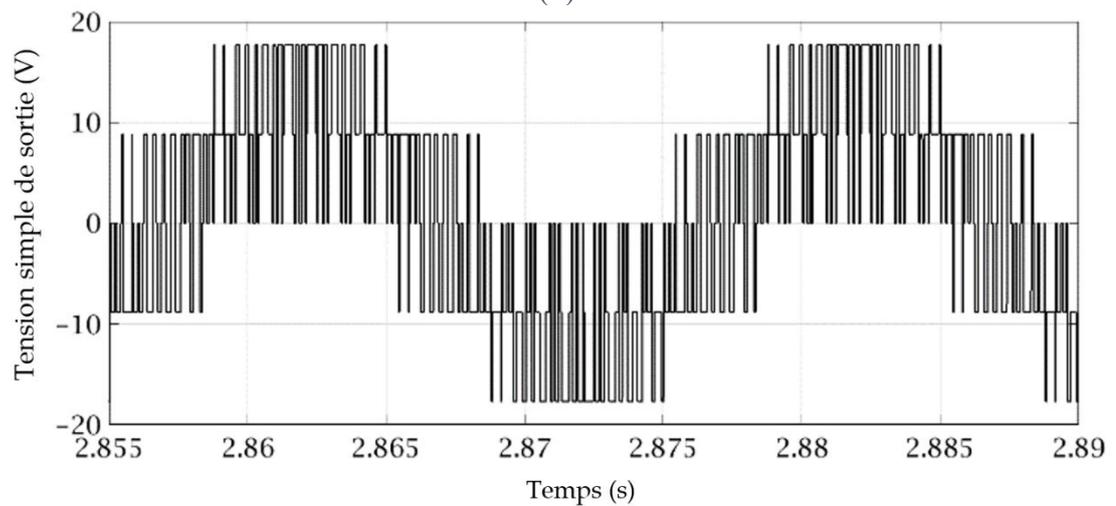
Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation des deux stratégies implémentées (ID-ZSVPWM-MR et ID-ZSVPWM).



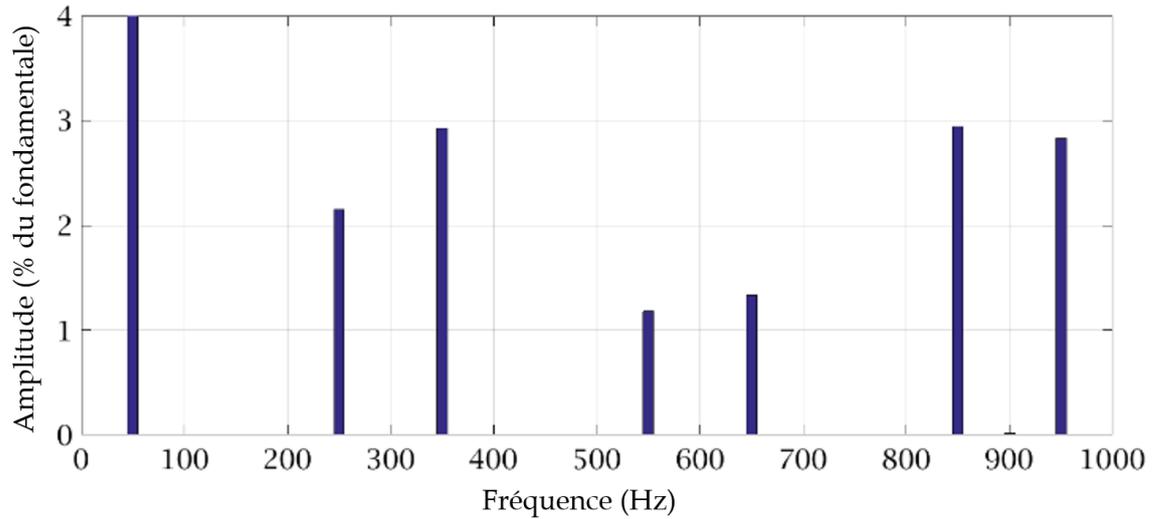
(a)



(b)

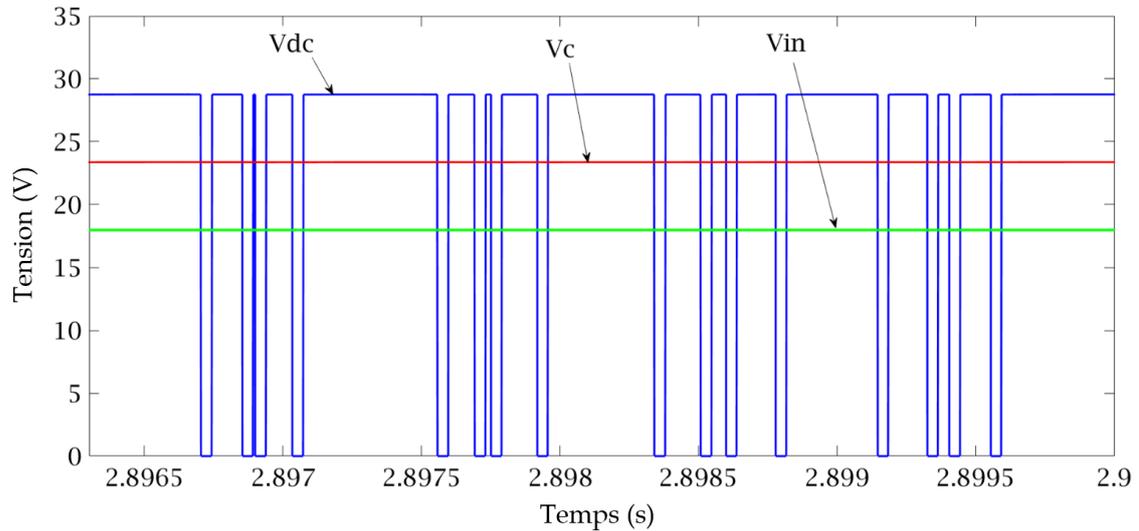


(c)

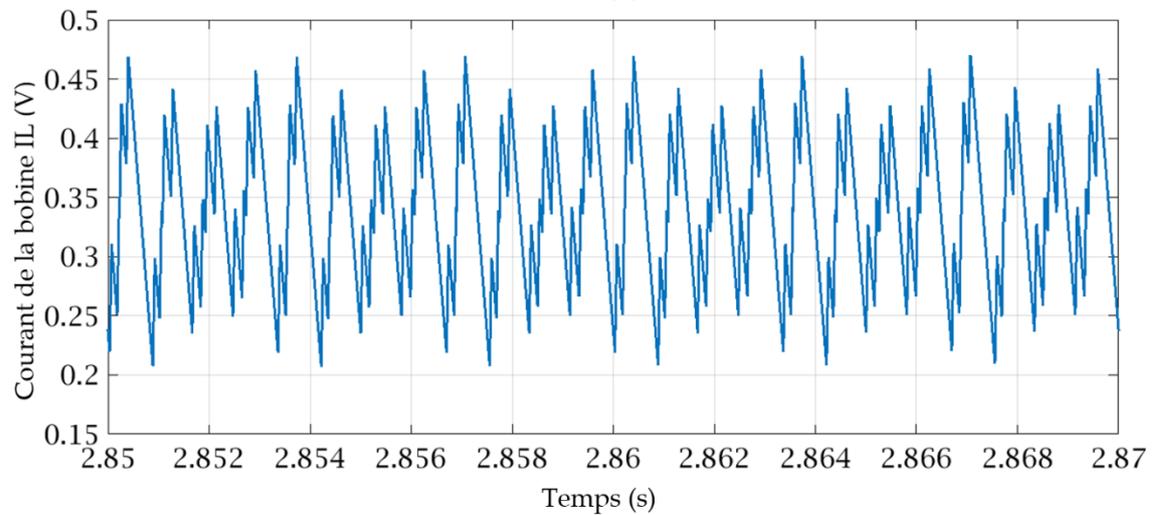


(d)

Figure 3.7 : Résultats de simulation pour $V_M=13,5$ (V) et $G=1,5$ pour la stratégie ID-ZSVPWM-MR. (a) Tensions V_{dc} (V), V_c (V) et V_{in} (V). (b) Courant d'inductance I_L (A). (c) Tension de sortie alternative V_o (V). (d) Spectre d'harmonique de tension.



(a)



(b)

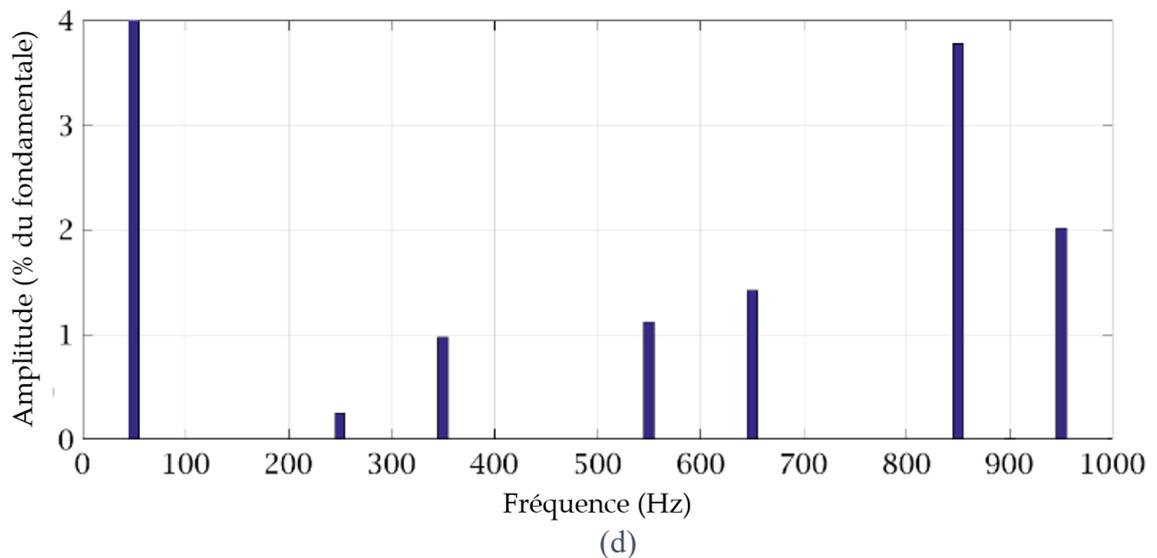
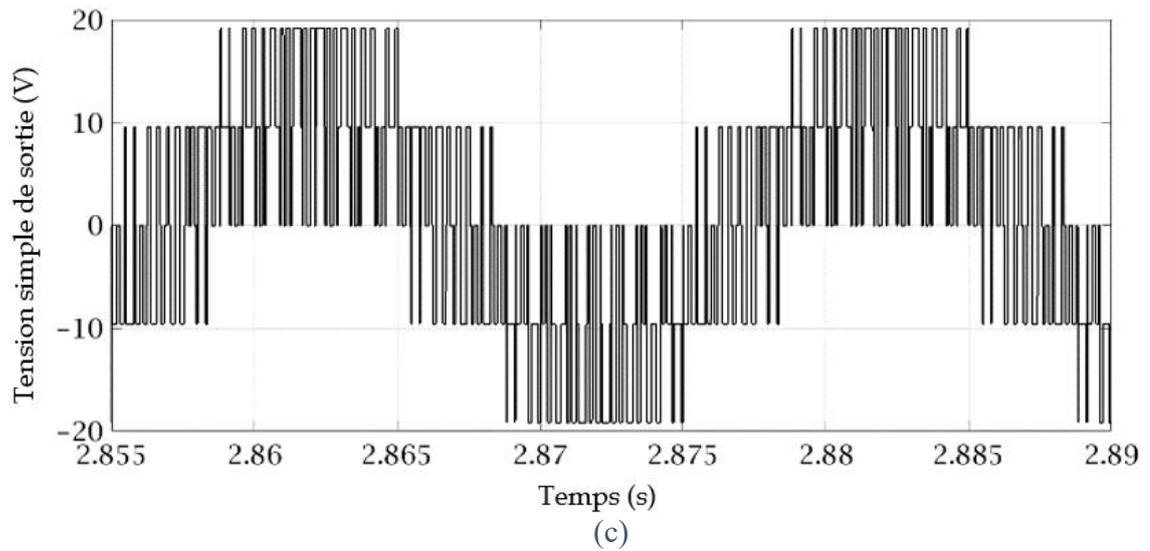
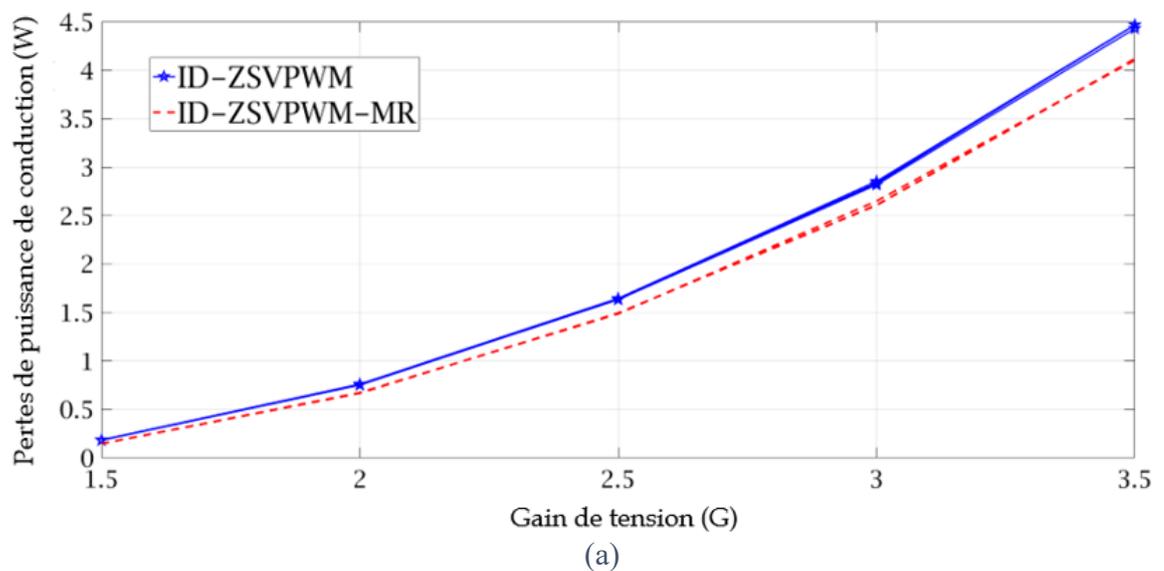
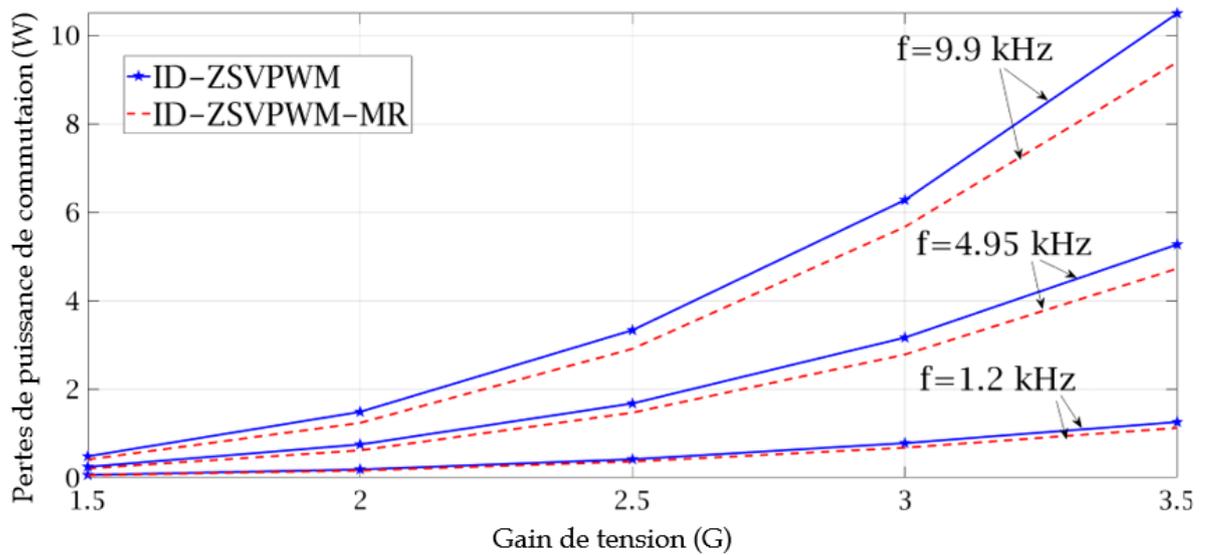
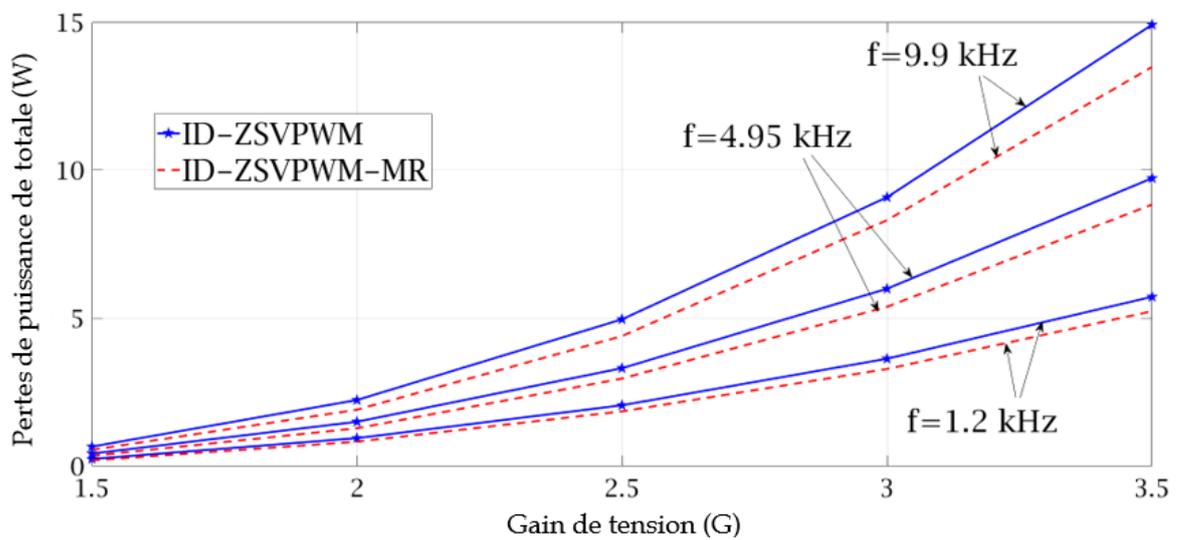


Figure 3.8 : Résultats de simulation pour $V_M = 13,5$ (V) et $G = 1,5$ pour la stratégie ID-ZSVPWM. (a) Tensions V_{dc} (V), V_c (V) et V_{in} (V). (b) Courant d'inductance I_L (A). (c) Tension de sortie alternative V_o (V). (d) Spectre d'harmonique de tension.





(b)



(c)

Figure 3.9 : Pertes de puissance pour l'ID-ZSVPWM et l'ID-ZSVPWM-MR pour différentes valeurs du gain de tension (différentes valeurs de référence) et différentes valeurs de fréquence. (a) Pertes de conduction (W). (b) Pertes de commutation (W). (c) Pertes de puissance totales (W).

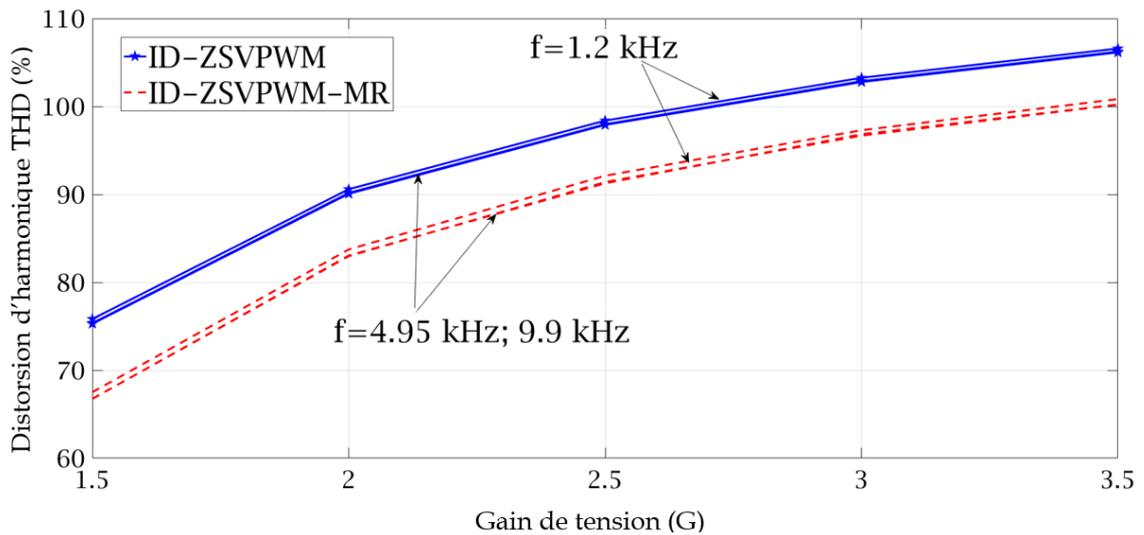


Figure 3.10 : THD pour l'ID-ZSVPWM et l'ID-ZSVPWM-MR pour différentes valeurs du gain de tension et différentes valeurs de fréquence.

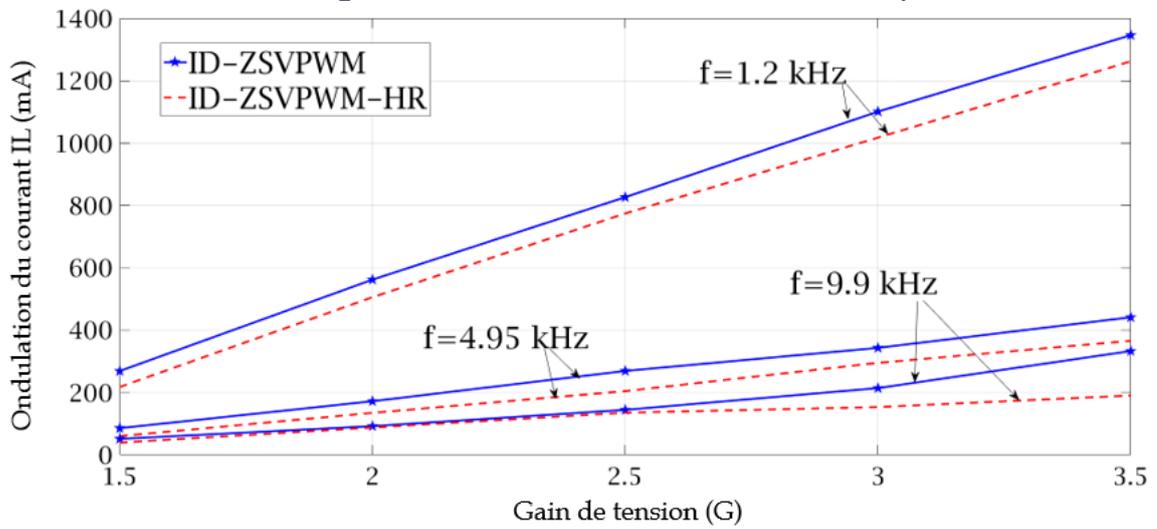
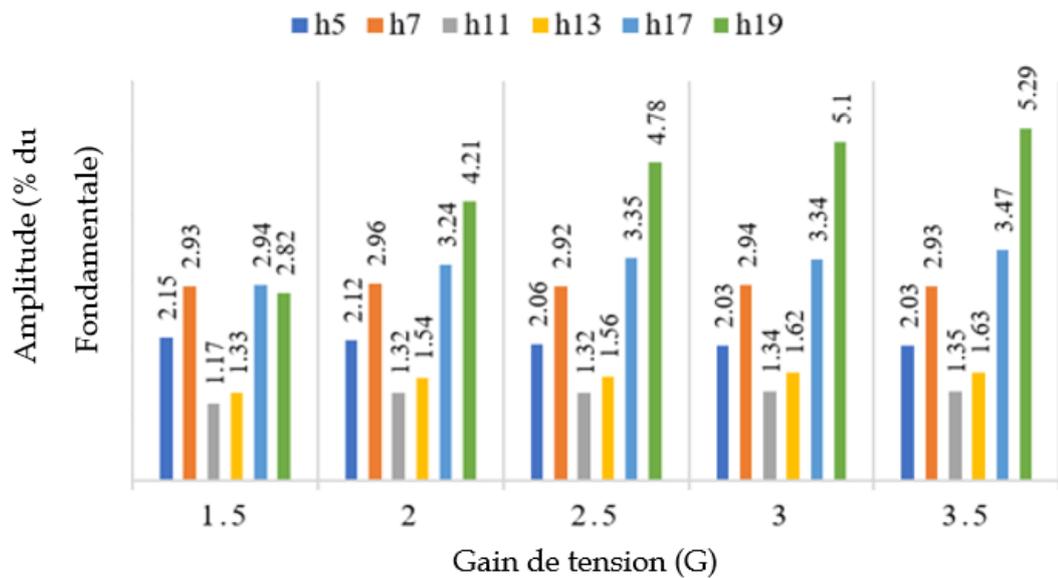
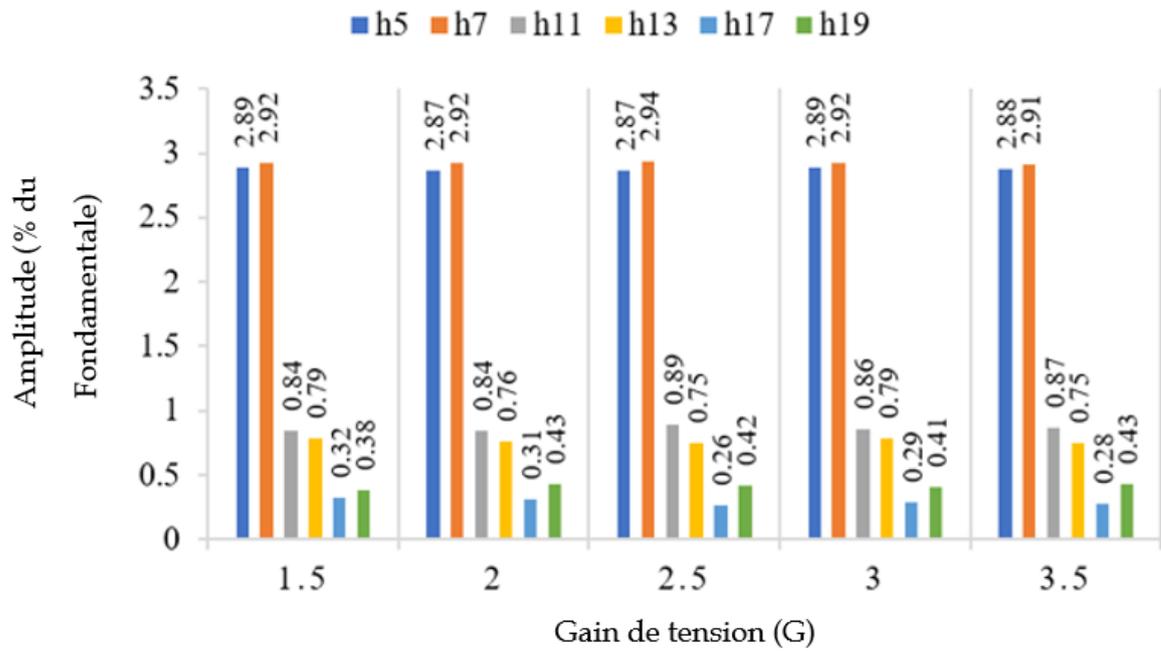


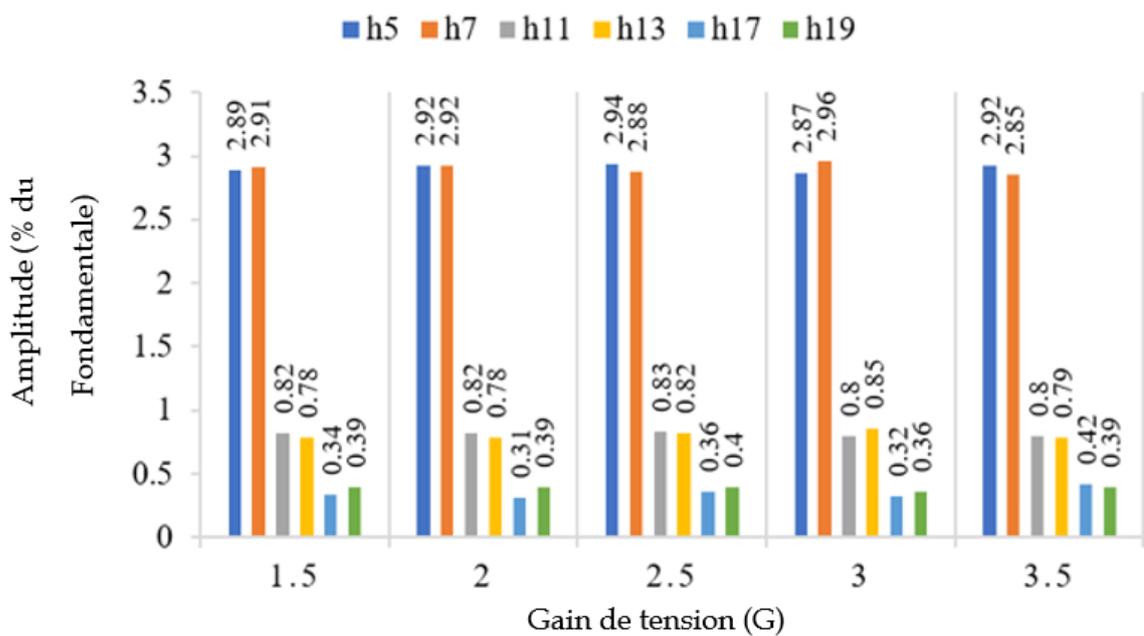
Figure 3.11 : L'ondulation du courant pour l'ID-ZSVPWM et l'ID-ZSVPWM-MR pour différentes valeurs du gain de tension et différentes valeurs de fréquence.



(a)



(b)



(c)

Figure 3.12 : Harmoniques d'amplitude (h5, h7, h11, h13, h17 et h19) pour différentes valeurs du gain de tension et de fréquence pour l'ID-ZSVPWM-MR. (a) Pour une fréquence $f=1,2$ kHz. (b) Pour une fréquence $f=4,95$ kHz. (c) Pour une fréquence $f=9,9$ kHz.

Tableau 3.4 : Résultats de la simulation

	ID-ZSVPWM					ID-ZSVPWM-MR				
G	1.5	2	2.5	3	3.5	1.5	2	2.5	3	3.5
V_M(V)	13.5	18	22.5	27	31.5	13.5	18	22.5	27	31.5
d	0.1871	0.2971	0.3499	0.3808	0.4012	0.1614	0.2828	0.3401	0.3735	0.3954
M	0.9386	0.8117	0.7507	0.7149	0.6914	1.016	0.8688	0.7994	0.7589	0.7325
f=1.2 kHz ; R=70Ohm										
\hat{V}_o(V)	13.46	17.95	22.42	26.89	31.34	13.44	17.93	22.40	26.87	31.35
IL(A)	0.3398	0.6988	1.1802	1.7842	2.5096	0.3134	0.6516	1.1077	1.6763	2.3639
\hat{V}_{dc}(V)	28.75	44.31	59.87	75.35	90.85	26.57	41.42	56.25	71.04	85.90
V_c(V)	23.37	31.15	38.92	46.68	54.40	22.28	29.70	37.12	44.52	51.90
Pin(W)	6.1166	12.5789	21.2401	32.1409	45.1354	5.6448	11.7334	19.9493	30.2033	42.5641
η (%)	95.98	92.46	90.30	88.70	87.32	96.49	92.93	90.70	89.12	87.69
f=4.95 kHz ; R=70Ohm										
\hat{V}_o(V)	13.48	17.97	22.45	26.94	31.35	13.50	17.99	22.49	26.99	31.44
IL(A)	0.3394	0.6969	1.1766	1.7752	2.5023	0.3140	0.6515	1.1056	1.6802	2.3662
\hat{V}_{dc}(V)	28.75	44.30	59.80	75.35	90.69	26.60	41.42	56.26	71.21	85.94
V_c(V)	23.37	31.14	38.90	46.65	54.36	22.30	29.70	37.12	44.56	51.95
Pin(W)	6.1045	12.5596	21.1336	32.0466	45.1314	5.6529	11.7410	19.9054	30.2078	42.5794
η (%)	93.01	88.04	84.33	81.28	78.43	93.78	89.08	85.12	82.17	79.23
f=9.9 kHz ; R=70Ohm										
\hat{V}_o(V)	13.46	17.95	22.41	26.85	31.23	13.50	18.04	22.51	27.11	31.40
IL(A)	0.3389	0.6961	1.1724	1.7690	2.4877	0.3138	0.6556	1.1027	1.7020	2.3611
\hat{V}_{dc}(V)	28.75	44.30	59.78	75.20	90.42	26.59	41.56	56.24	71.59	85.81
V_c(V)	23.37	31.13	38.87	46.59	54.26	22.29	29.78	37.09	44.79	51.87
Pin(W)	6.1057	12.5166	21.1083	31.9018	44.5323	5.6495	11.7984	19.8048	30.6255	42.4940
η (%)	89.15	82.13	76.49	71.51	66.50	90.17	83.82	77.80	72.85	68.25

3.3.2 Interprétation des résultats de simulation

Les figures 3.7 et 3.8 montrent respectivement les résultats de simulation de l'ID-ZSVPWM-MR et l'ID-ZSVPWM pour $V_M=13,5$ V ($G = 1,5$) et $f_{sw} = 1,2$ kHz. La partie (a) montre les tensions (V_{dc}), (V_c) et (V_{in}). La partie (b) montre le courant d'inductance (I_L). La partie (c) montre la tension alternative de sortie d'onduleur (V_o). Enfin, la partie (d) montre l'analyse FFT de la tension de sortie (V_o). Nous pouvons voir sur les figures 3.7 et 3.8 que par rapport à l'ID-ZSVPWM, l'ID-ZSVPWM-MR proposée réduit la tension de blocage (\widehat{V}_{dc}), la tension (V_c), l'ondulation de courant d'inductance (ΔI_L), et le courant de court-circuit (I_L). La figure 3.9 montre les pertes de puissance pour l'ID-ZSVPWM et l'ID-ZSVPWM-MR pour différentes valeurs du gain de tension (1,5 à 3,5) et différentes valeurs de fréquence $f_{sw}= 1,2$ kHz, $f_{sw}= 4,95$ kHz et $f_{sw}= 9,9$ kHz. La partie (a) de la figure 3.9 montre les pertes de conduction (W). La partie (b) montre les pertes de commutation (W). La partie (c) montre les pertes de puissance totales (W). Nous pouvons voir à la figure 3.9 (a) que les pertes de puissance de conduction ne sont pratiquement pas affectées par le changement de fréquence, contrairement aux pertes de puissance de commutation, qui augmentent lorsque la fréquence de commutation augmente comme indiquée à la figure 3.9 (b). De plus, en augmentant le gain de tension, les pertes de conduction et de commutation augmentent pour les deux stratégies en raison de l'augmentation de la puissance mise en jeu. La figure 3.9 (c) montre que les pertes de puissance pour l'ID-ZSVPWM-MR sont réduites par rapport à l'ID-ZSVPWM. L'ID-ZSVPWM-MR a réduit les pertes de puissance de 8,48 % jusqu'à 19,45 % par rapport à l'ID-ZSVPWM et a amélioré le rendement de 0,42 % jusqu'à 2,5 %. La figure 3.10 montre la distorsion harmonique totale (THD) à différentes valeurs du gain de tension et à différentes fréquences de commutation. Les valeurs des THDs (%) pour les deux stratégies de contrôle semblent être relativement élevées pour deux raisons. Premièrement, le système d'onduleur Z-source utilisé pour valider la stratégie de contrôle proposée n'est pas fourni avec un filtre. Deuxièmement, l'expression utilisée pour le calcul du THD sur MATLAB est celle de CIGRE donnée en (3.24). Ce ratio peut être supérieur à 100% lorsque le fondamental est faible. Nous pouvons voir à la figure 3.10 et le tableau 3.4 que la stratégie proposée a amélioré le THD de 5,39 % jusqu'à 11,42 %, ce qui aura une influence importante sur la qualité de la tension de sortie. La figure 3.11 montre que l'ondulation du courant d'inductance évolue dans le même sens que le gain en tension et dans le sens opposé de la fréquence. L'ID-ZSVPWM-MR donne une ondulation de courant d'inductance réduite ΔI_L de 4,77 % jusqu'à 42,83 % par rapport à l'ID-ZSVPWM. À partir

du tableau 3.4, nous pouvons conclure que les tensions \widehat{V}_{dc} et V_c données en utilisant l'ID-ZSVPWM-MR sont réduites par rapport à celles données en utilisant la stratégie de contrôle ID-ZSVPWM, de 4.8% jusqu'à 7.58 % pour \widehat{V}_{dc} , et de 3.78% jusqu'à 7.76 % pour V_c . La figure 3.12 montre les harmoniques (h5, h7, h11, h13, h17 et h19) par rapport au gain de tension pour différentes valeurs de fréquence pour l'ID-ZSVPWM-MR. Heureusement, ils ont des valeurs faibles inférieures à 3%, de plus l'apparition des harmoniques h5 et h7 dans l'analyse spectrale des harmoniques de l'ID-ZSVPWM-MR n'affecte pas la qualité du signal de tension de sortie ; leurs effets s'annulent, car ils ont pratiquement la même amplitude comme illustrée à la figure 3.12, en particulier dans les applications d'entraînement électrique. Dans les applications d'entraînement électrique, la charge est un moteur à induction, pour ce type de charge toutes les harmoniques de rang $h = (6k+1) = (1, 7, 13, 17 \dots)$ créent des champs magnétiques tournants qui tournent dans le même sens que celui créé par le fondamental. Ainsi, ils seront ajoutés au champ magnétique tournant direct. Tous les champs magnétiques tournants créés par les harmoniques d'ordre $h = (6k-1) = (5, 11, 19 \dots)$ tournent dans le sens opposé à celui créé par le fondamental. Ils seront ajoutés au champ magnétique tournant inverse [38].

D'après les résultats de simulation obtenus, nous pouvons conclure que l'ID-ZSVPWM-MR proposée donne de meilleurs résultats par rapport à l'ID-ZSVPWM existante en termes de réduction des pertes de puissance, d'amélioration de la qualité du signal de la tension de sortie AC (THD réduit), de réduction de la tension de blocage des IGBTs du pont d'onduleur (\widehat{V}_{dc}), et de réduction de l'ondulation de courant de la bobine et de courant de court-circuit du réseau Z-source.

3.3.3 Validation expérimentale

Pour valider expérimentalement les résultats de la simulation, un prototype de ZSI alimentant une charge résistive triphasée est utilisé comme montre la figure 3.13. Les paramètres expérimentaux sont les mêmes que ceux utilisés pour la simulation donnée par le tableau 3.3. Une carte d'acquisition de données appelée Humusoft MF624 est utilisée pour contrôler les commutateurs IGBT (IKW40N120T2), avec une fréquence de découpage égale à $f_{sw}=1,2$ kHz, et un gain en tension égal à $G=1,5$. Les résultats obtenus sont répertoriés dans le tableau 3.5.

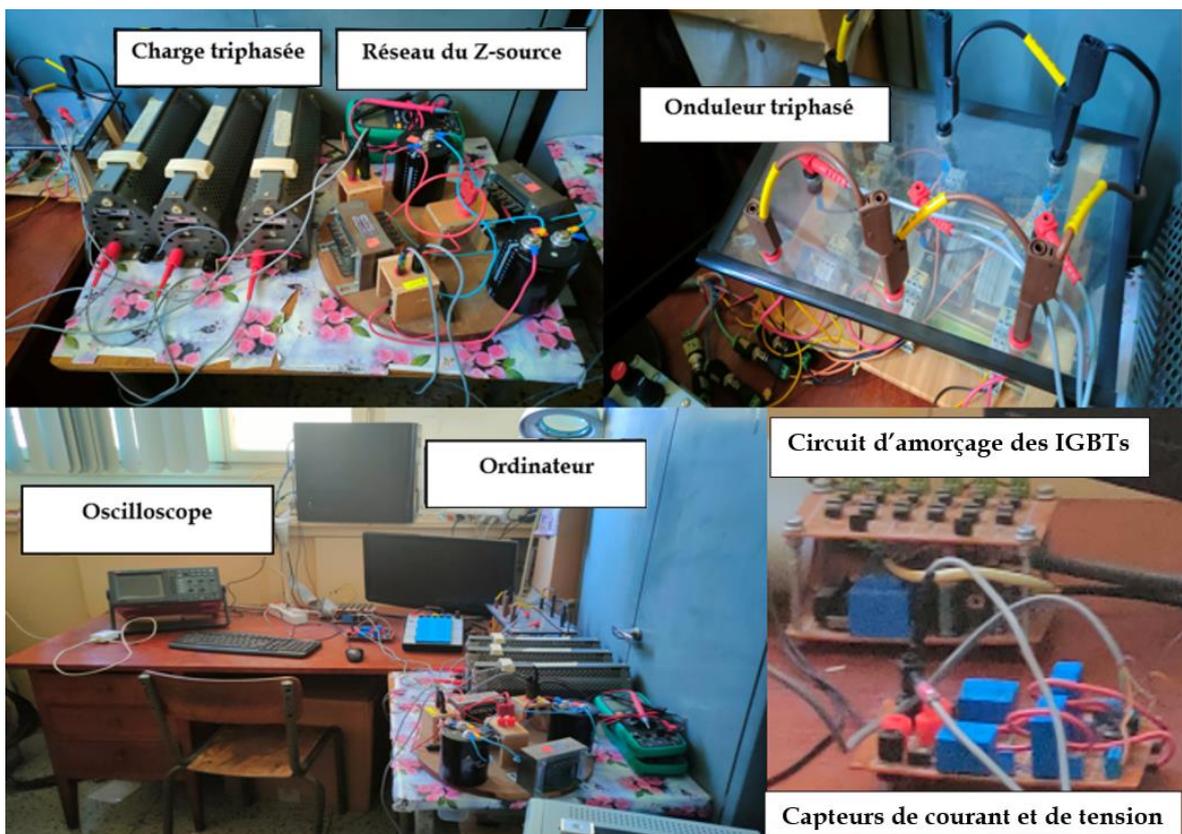
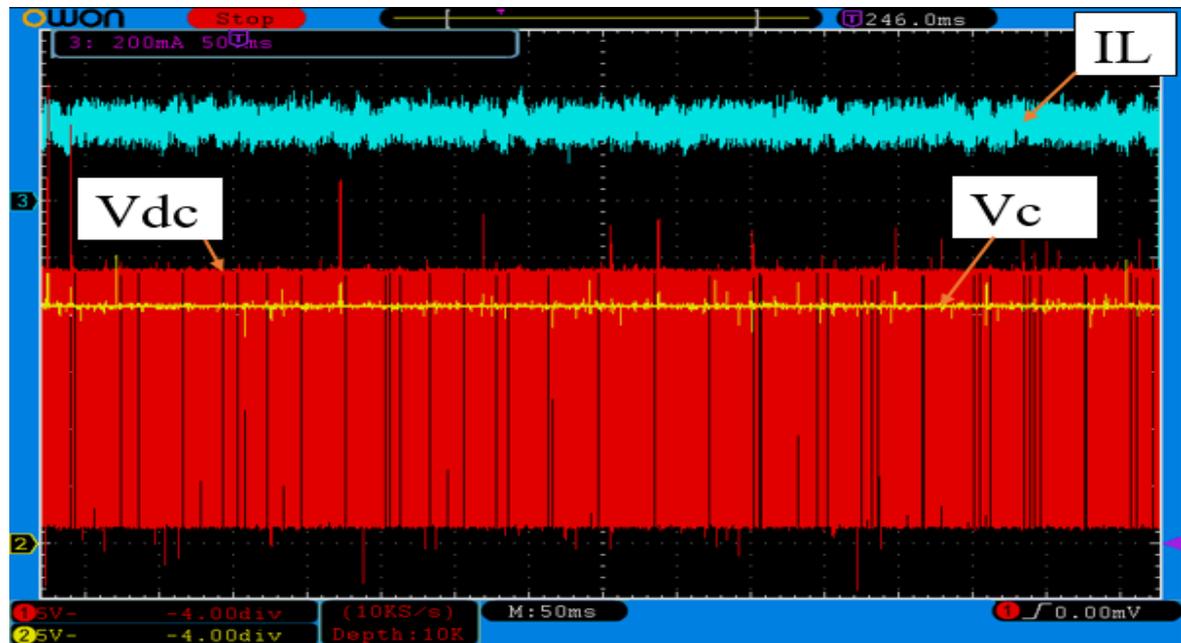


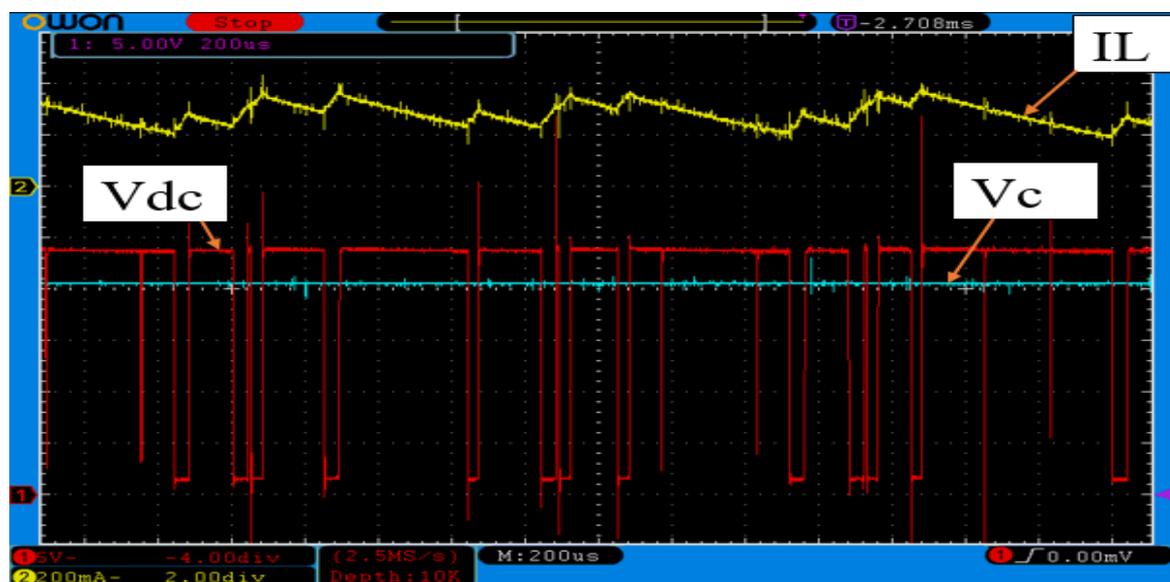
Figure 3.13 : Prototype de validation pratique.

3. 3. 3. 1 Résultats pratiques

Dans cette partie, nous présentons les résultats pratiques des deux stratégies implémentées (ID-ZSVPWM-MR et ID-ZSVPWM).

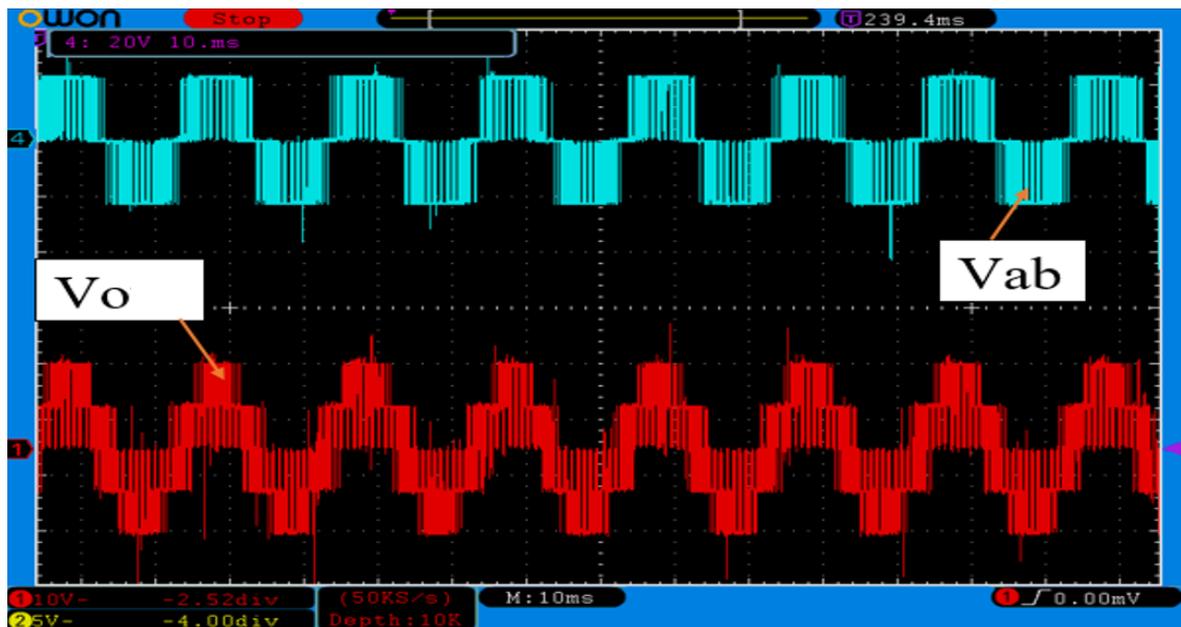


(a)

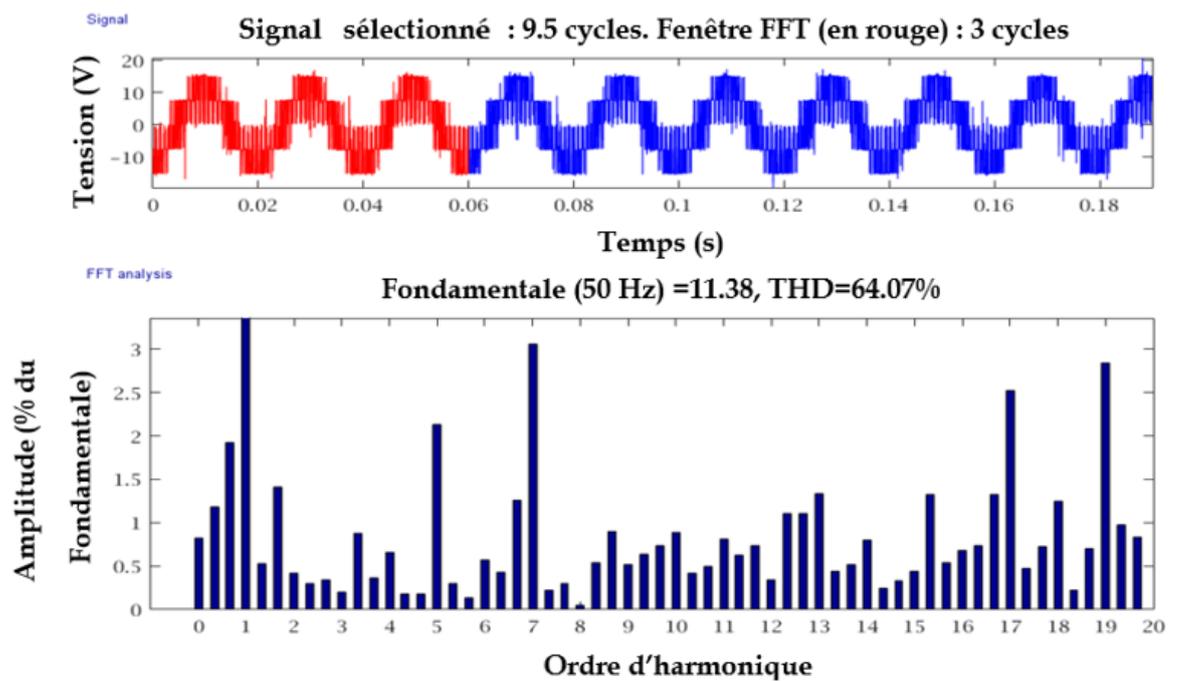


(b)

Figure 3.14 : Résultats expérimentaux (grandeurs continues) de la technique ID-ZSVPWM-MR pour $V_M=13,5$ (V) et $G=1,5$. (a) Tensions V_{dc} (V), V_c (V) et courant d'inductance I_L (A). (b) Les formes d'onde agrandies de (V_{dc} (V), V_c (V) et I_L (A)).

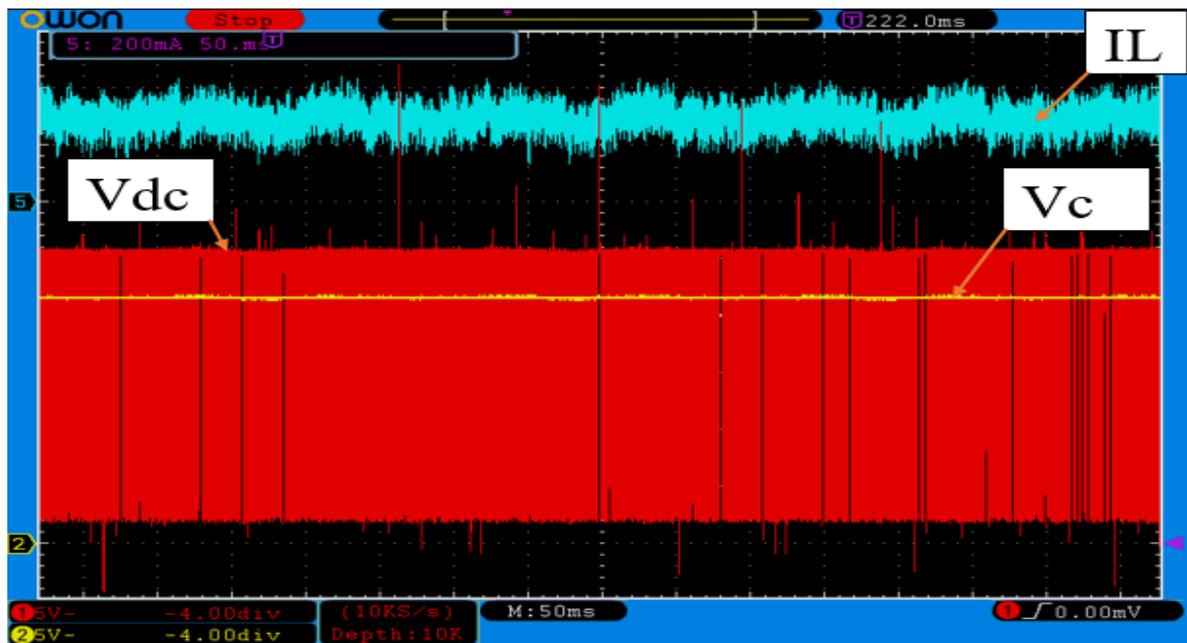


(a)

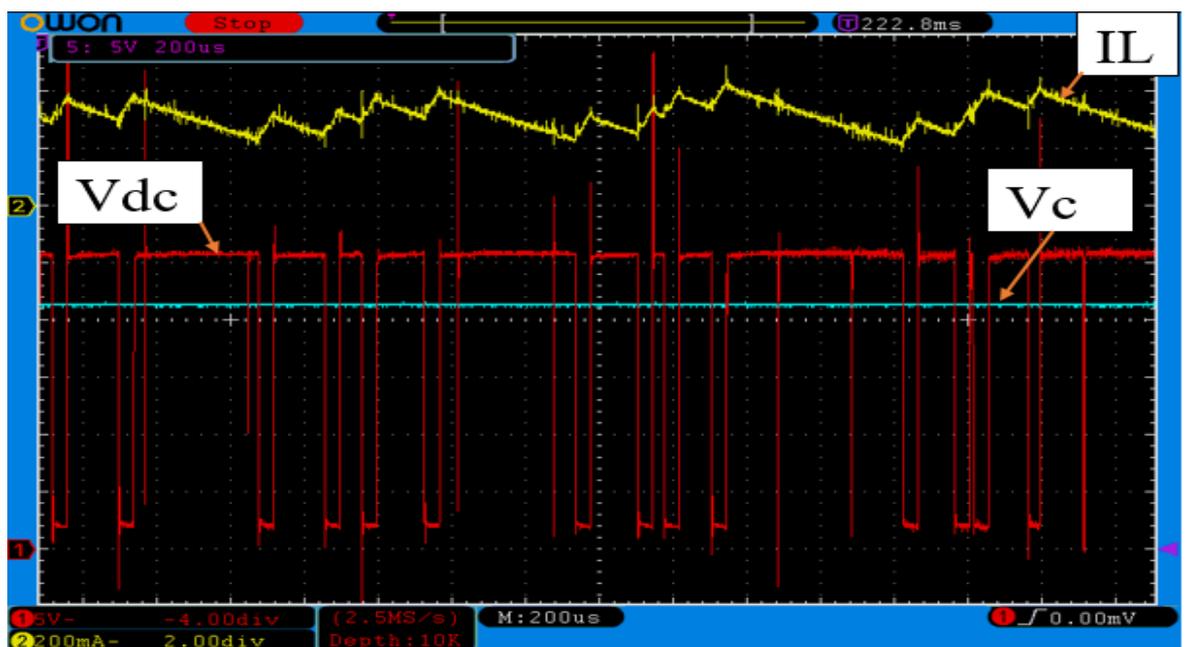


(b)

Figure 3.15 : Résultats expérimentaux (Grandeurs alternatives) de la technique ID-ZSVPWM-MR pour $V_M = 13,5$ (V) et $G = 1,5$. (a) Tension de sortie alternative V_o (V) et tension entre phases (V_{ab}). (b) L'analyse FFT de la tension simple de sortie.

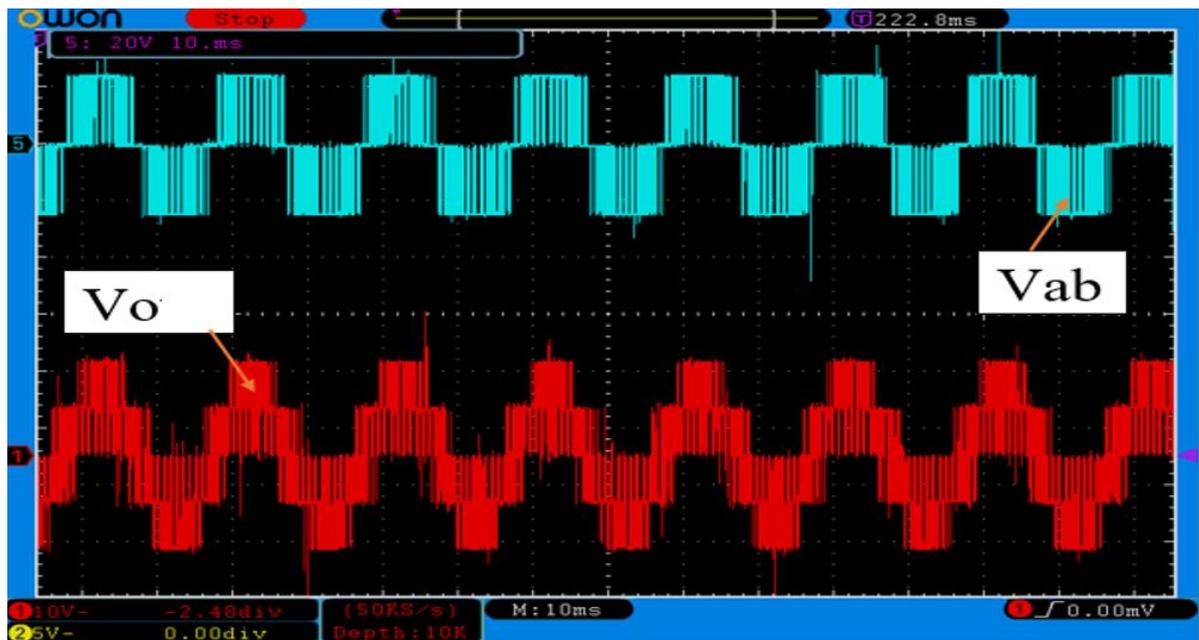


(a)

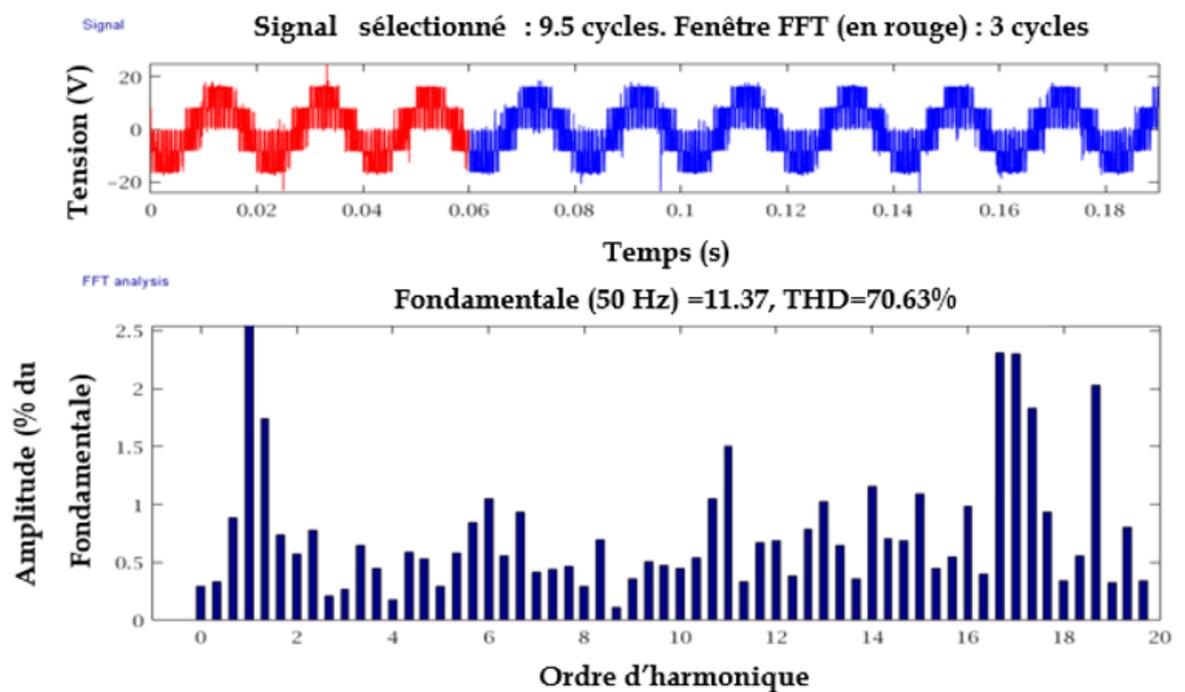


(b)

Figure 3.16 : Résultats expérimentaux (grandeurs continues) de la technique ID-ZSVPWM pour $V_M=13,5$ (V) et $G=1,5$. (a) Tensions V_{dc} (V), V_c (V) et courant d'inductance I_L (A). (b) Les formes d'onde agrandies de (V_{dc} (V), V_c (V) et I_L (A)).



(a)



(b)

Figure 3.17 : Résultats expérimentaux (Grandeurs alternatives) de la technique ID-ZSVPWM pour $V_M=13,5$ (V) et $G=1,5$. (a) Tension de sortie alternative V_o (V) et tension entre phases (V_{ab}). (b) L'analyse FFT de la tension simple de sortie.

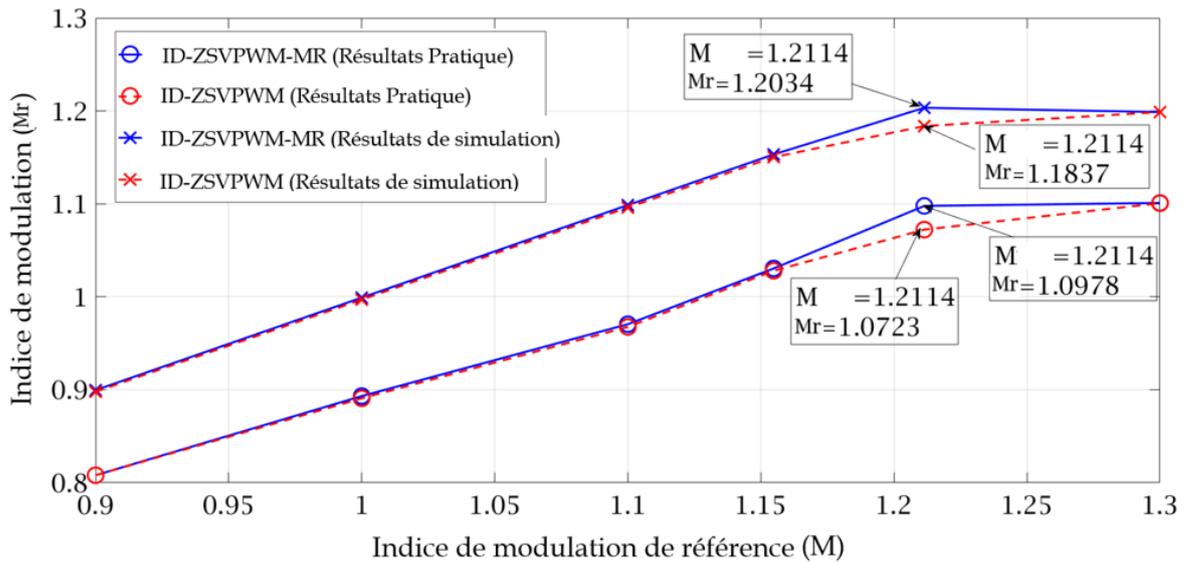
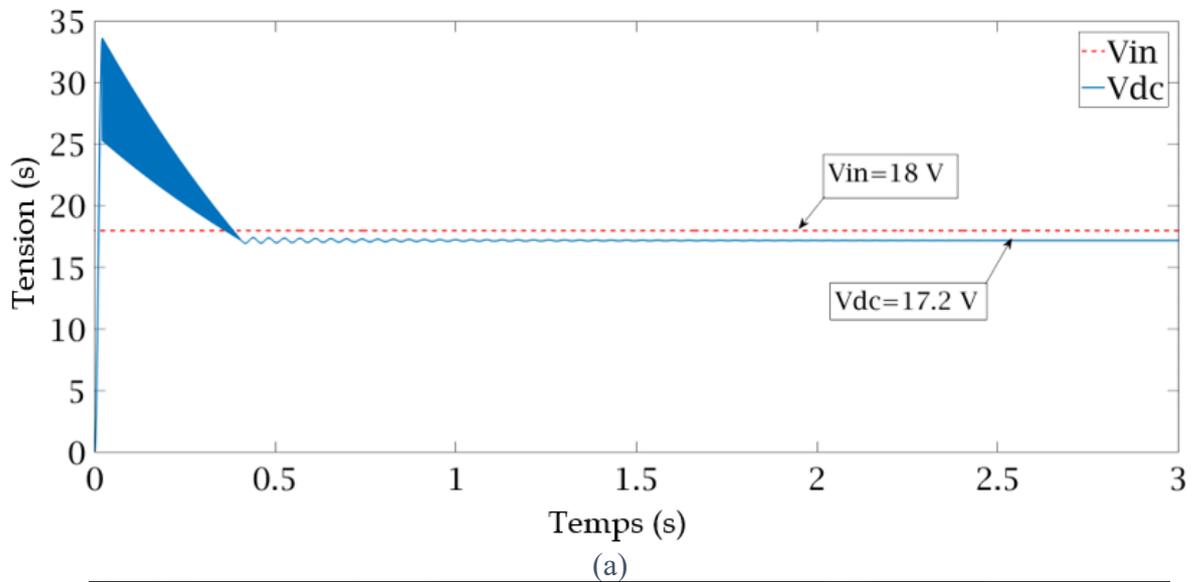
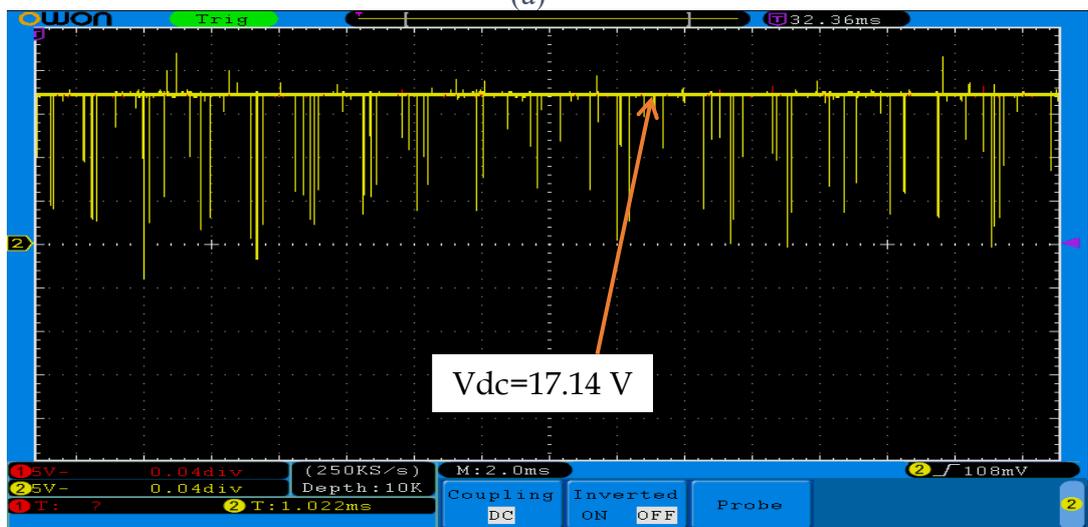


Figure 3.18 : Résultats pratiques et résultats de simulation de la variation de l'indice de modulation (M_r) par rapport à l'indice de modulation de référence (M).



(a)



(b)

Figure 3.19 : Tension (V_{dc}) de l'ID-SVPWM-MR pour un indice de modulation de référence (M) = 1,2114. (a) Résultats de simulation. (b) Résultats pratiques.

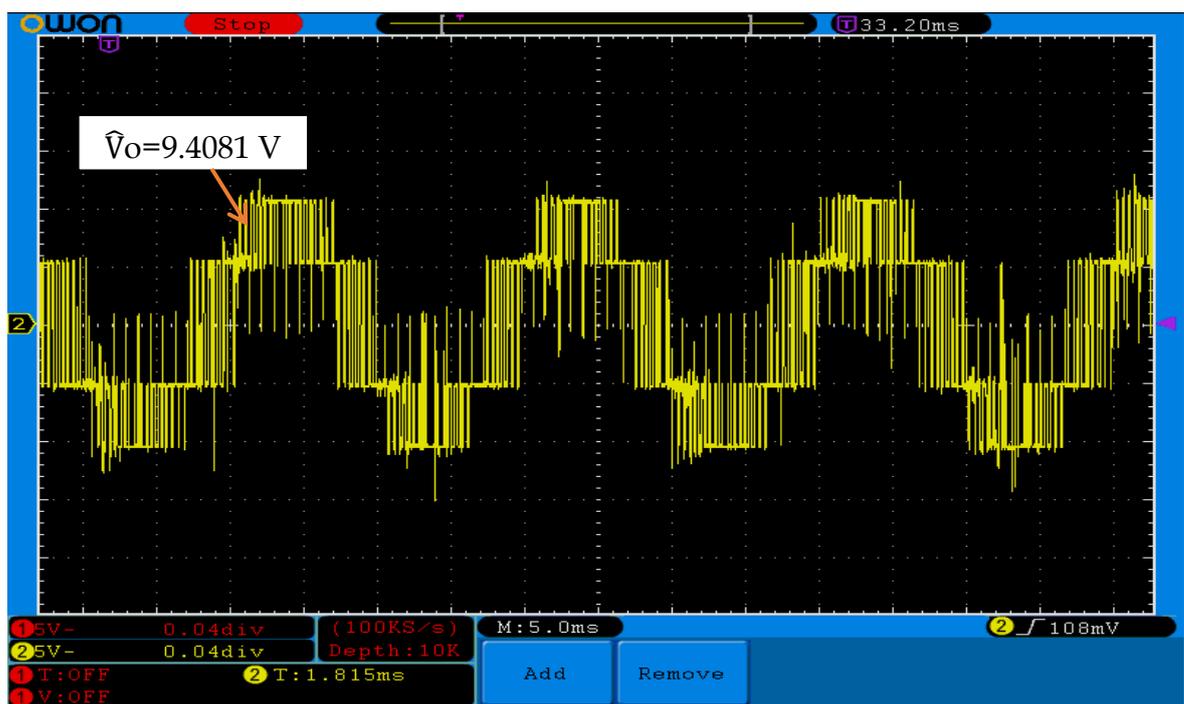
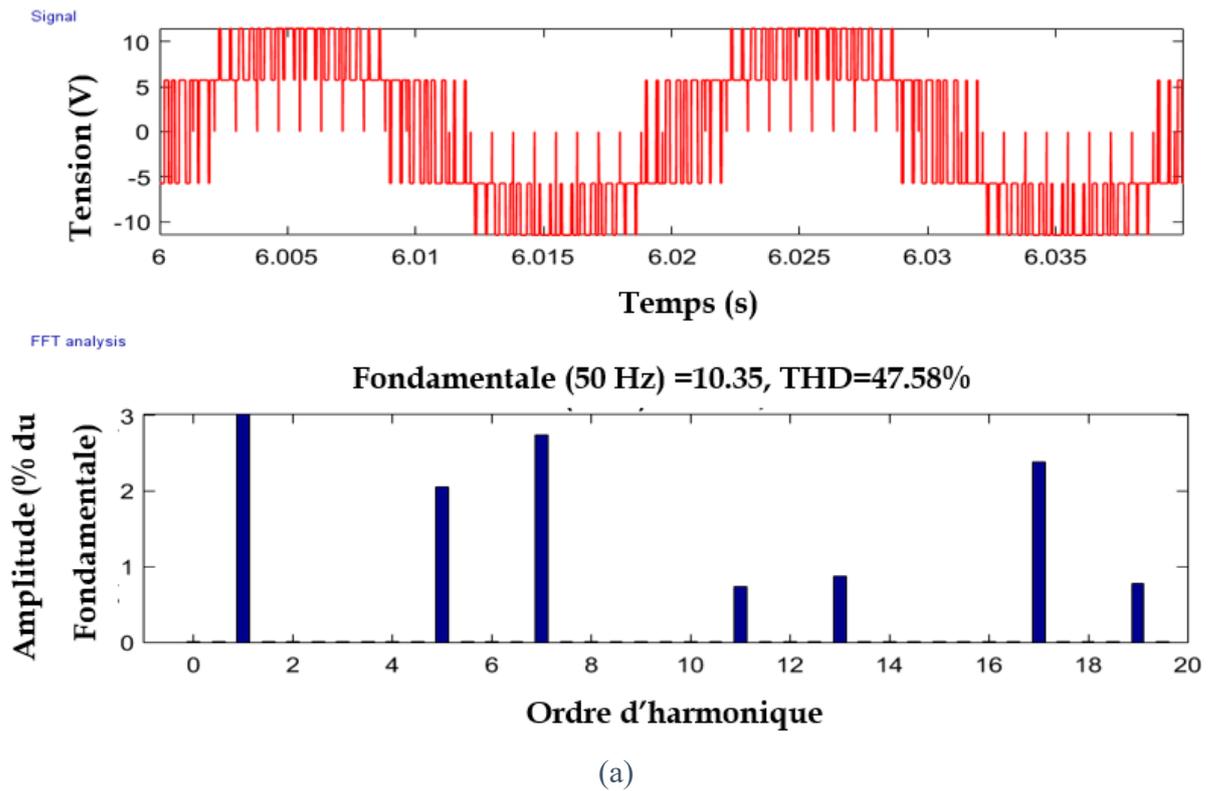


Figure 3.20 : Tension de sortie alternative V_o (V) de l'ID-SVPWM-MR pour $M = 1,2114$. (a) Résultats de simulation. (b) Résultats pratiques.

Tableau 3.5 : Résultats expérimentaux

	ID-ZSVPWM	ID-ZSVPWM-MR
IL(A)	0.2943	0.2732
IL_max(A)	0.4480	0.4080
IL_min(A)	0.1360	0.1280
ΔIL (mA)	312.0	280.0
\hat{V}_{dc}(V)	26.0	24.2
Vc(V)	21.4	20.6
Br	1.44	1.34
Gr	1.2633	1.2644
M	0.9386	1.0159
D	0.1871	0.1614
THD (%)	70.63	64.07

3. 3. 3. 2 Interprétation des résultats pratiques

Figures 3.14 et 3.16 montrent les mesures du Bus DC (\hat{V}_{dc} (V), Vc (V), IL (A)), pour l'ID-ZSVPWM-MR et l'ID-ZSVPWM respectivement. Figures 3.15 et 3.17 montrent les mesures du bus AC (Vo, Vab, analyse FFT) pour l'ID-ZSVPWM-MR et l'ID-ZSVPWM respectivement. D'après les résultats obtenus résumés dans le tableau 3.5, nous constatons que :

A- Bus DC

1- La valeur moyenne du courant de court-circuit (IL) et l'ondulation du courant d'inductance pour l'ID-ZSVPWM-MR sont réduites de 7 % et 10 % respectivement par rapport à la stratégie de contrôle ID-ZSVPWM.

2- Les contraintes de tension (\hat{V}_{dc} et Vc) sont réduites respectivement de 6,92 % et 3,73% pour la stratégie ID-ZSVPWM-MR comparée à la stratégie de commande ID-ZSVPWM.

B- Bus AC

3- Le gain de tension obtenu pour les deux stratégies de commande est quasiment égal à la valeur théorique ; la différence est due au fait que l'inductance n'est pas parfaite, elle a une résistance interne R_L de 1 Ohm qui provoque des pertes de puissance, et des chutes de tension. De même, les semi-conducteurs (diodes et interrupteurs IGBT) ne sont pas parfaits (pertes de commutation et de conduction).

4- Le THD pour l'ID-ZSVPWM-MR est amélioré de plus de 6 % par rapport à la stratégie de contrôle ID-ZSVPWM. Ceci grâce à la plage étendue de l'indice de modulation,

qui entraîne une augmentation de la valeur d'indice de modulation pour la même valeur du gain de tension.

La figure 3.18 montre les résultats pratiques et de simulation de la variation de l'indice de modulation (M_r) par rapport à l'indice de modulation de référence (M). De cette figure, nous pouvons remarquer que la plage de l'indice de modulation pour la stratégie de contrôle proposée est étendue à 1,2114 par rapport à ID-ZSVPWM qui reste limité à 1.1548. D'après les figures 3.19 et 3.20, nous pouvons remarquer que l'indice de modulation obtenue par simulation est pratiquement égal à la valeur de référence M . En revanche, l'indice de modulation obtenue expérimentalement (M_r) est inférieur à l'indice de modulation de référence M . La raison principale est que les commutateurs semi-conducteurs de l'onduleur Z-source ne sont pas parfaits. Alors lorsqu'ils sont fermés, il y aura une chute de tension au niveau de ces derniers. Cette chute de tension aura une grande influence sur la valeur de l'indice de modulation lorsque les tensions utilisées seront faibles, ce qui est notre cas. Pour les hautes tensions, cet effet devient négligeable, et nous aurons un indice de modulation proche de la référence. L'indice de modulation est calculé par l'expression suivante.

$$\begin{cases} M_r = \frac{\hat{V}_o}{(\hat{V}_{dc}/2)} \\ \hat{V}_o = V - V_{drop} \end{cases} \quad (3.25)$$

Où V , \hat{V}_o sont respectivement les tensions de sortie obtenue avant et après suppression des chutes de tension, et V_{drop} est la chute de tension. À partir de (3.25), l'équation suivante est obtenue.

$$M_r = \frac{V - V_{drop}}{(\hat{V}_{dc}/2)} = \frac{V}{(\hat{V}_{dc}/2)} - \frac{V_{drop}}{(\hat{V}_{dc}/2)} \quad (3.26)$$

Ainsi, lorsque \hat{V}_{dc} est faible, le terme $\frac{V_{drop}}{(\hat{V}_{dc}/2)}$ aura une valeur importante, mais

si la valeur de \hat{V}_{dc} est importante par exemple $\hat{V}_{dc}=100V$, il sera pratiquement égal à zéro.

Exemple 1 : $\hat{V}_{dc}=20$, $V=10$ et $V_{drop}=2V$,

$$\begin{cases} M_{\text{idéal}} = \frac{10}{(20/2)} = 1 \\ M_r = \frac{\hat{V}_o}{(\hat{V}_{dc}/2)} = \frac{10-2}{(20/2)} = 8/10 = 0.8 \end{cases} \quad (3.27)$$

Exemple 2 : $\hat{V}_{dc}=200$, $V=100$ et $V_{drop}=2V$,

$$\begin{cases} M_{\text{idéal}} = \frac{100}{(200/2)} = 1 \\ M_r = \frac{\hat{V}_o}{(\hat{V}_{dc}/2)} = \frac{100-2}{(200/2)} = 98/100 = 0.98 \end{cases} \quad (3.28)$$

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle stratégie de contrôle est proposée pour le contrôle et l'amélioration des performances de l'onduleur triphasé Z-source, surnommé modulation vectorielle spatiale discontinue améliorée avec une référence modifiée notée ID-ZSVPWM-MR. La stratégie de contrôle proposée se caractérise par une large plage d'indice de modulation et un rapport cyclique de court-circuit constant. Pour vérifier les performances de l'ID-ZSVPWM-MR et les comparer à celles de la stratégie ID-ZSVPWM existante, des simulations ont été développées à l'aide du logiciel PLECS sous l'environnement Matlab/Simulink. De plus, un prototype ZSI alimentant une charge résistive triphasée a été utilisé pour valider expérimentalement les résultats de la simulation. Sur la base des résultats obtenus, nous avons constaté que la stratégie ID-ZSVPWM-MR proposée donne de meilleures performances par rapport à la stratégie existante : (1) Un gain de tension plus élevé, (2) Une tension de blocage réduite, (3) Une ondulation du courant d'inductance (ΔIL) plus faible, (4) Un courant de court-circuit (IL) réduit, (5) Une Distorsion harmonique totale de tension (THD) réduite, (6) Un rendement meilleur (Pertes de puissances réduites), (7) Une plage du rapport cyclique de court-circuit (d) plus étendue.

Toutes ces performances rendent l'ID-ZSVPWM-MR très pratique dans les applications photovoltaïques et les applications d'entraînement électrique.

Chapitre 4 APPLICATION DE LA NOUVELLE STRATEGIE ID-ZSVPWM-MR SUR L'ONDULEUR Z-SOURCE INTEGRE DANS UN SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTE AU RESEAU.

4.1 Introduction

Les installations photovoltaïques sont des stations décentralisées de production d'électricité à partir de l'énergie solaire. Ils peuvent être exploités en mode isolé (mode autonome) ainsi qu'en mode connecté au réseau. Les installations PV connectées au réseau représentent la partie majoritaire des centrales photovoltaïques installées au monde, car elles permettent de réduire le coût du système et d'éviter les problèmes liés au stockage d'énergie [7].

Pour la connexion au réseau, certains critères et exigences doivent être remplis, tels que la stabilité du système et la qualité d'énergie [7]. Ces exigences peuvent être satisfaites avec un contrôle adéquat du convertisseur connecté au réseau et un filtre bien dimensionné. C'est pourquoi le choix du convertisseur et sa stratégie de contrôle jouent un rôle primordial en termes d'efficacité énergétique et de la fiabilité du système. La plupart des installations PV sont connectées au réseau comme des injecteurs de courant à travers un filtre simple de type "L" ou un filtre de type "LCL" afin d'améliorer la qualité d'énergie fournie au réseau [7].

Dans ce chapitre, nous nous focalisons sur l'intégration de l'onduleur Z-source contrôlé par la nouvelle stratégie ID-ZSVPWM-MR dans une installation PV d'une puissance crête de 10 kW. Cette installation PV est connectée au réseau électrique à travers un filtre LCL. Ce chapitre vise à tester la conformité des résultats obtenus par le système de commande adopté et compris la nouvelle stratégie proposée aux normes internationales d'interconnexion au réseau électrique.

4.2 Description du système PV connecté au réseau

Le système PV connecté au réseau utilisé est illustré à la figure 4.1. Cette configuration consiste à utiliser un onduleur Z-source qui constitue l'interface de connexion de générateur PV au réseau à travers un filtre LCL. L'onduleur Z-source assure l'exploitation du générateur PV à son point de puissance maximale en utilisant la technique MPPT de type INC-FLC et en même temps transforme le courant continu généré par le générateur PV en courant alternatif (AC) d'amplitude, de fréquence, et de phase souhaitée [7]. La nouvelle

stratégie ID-ZSVPWM-MR est utilisée afin de générer les séquences de commutation de l'onduleur Z-source. Dans cette configuration, l'onduleur Z-source est commandé en boucle fermée. Le contrôle de ce dernier se fait par deux boucles en cascade, ainsi qu'une synchronisation. Une boucle interne pour la régulation des courants des phases qui se fait dans le repère tournant (d-q) et une boucle externe pour la régulation de la valeur crête de la tension de sortie du réseau d'impédance du Z-source (\hat{V}_{dc}) [80].

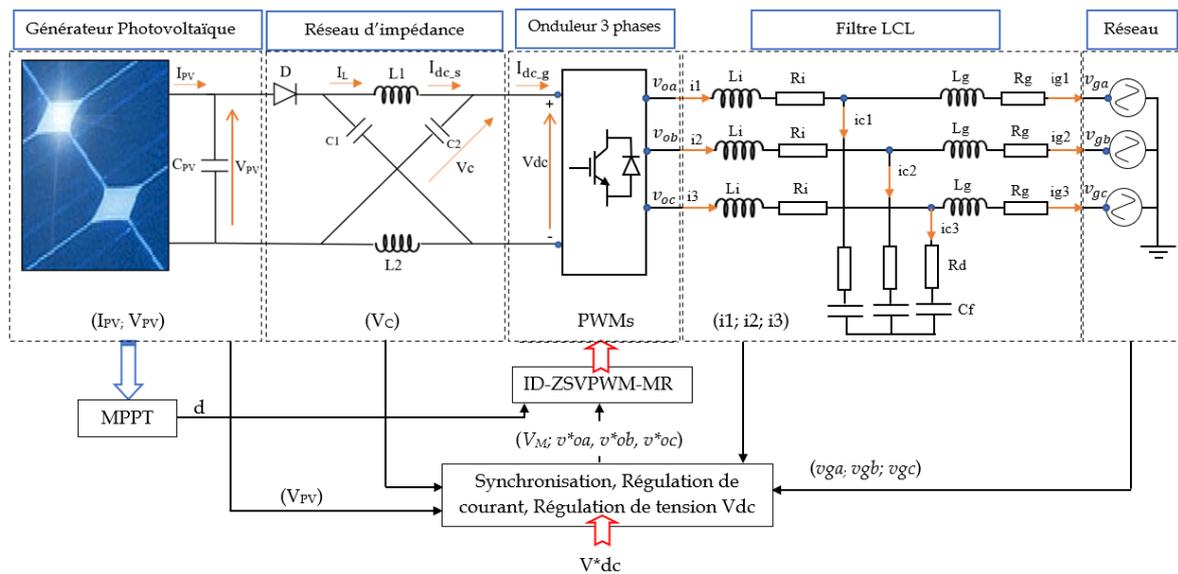


Figure 4.1 : Le système PV étudié

4.2.1 Caractéristiques du générateur PV utilisé

La plupart des générateurs PV sont conçus par connexion série-parallèle des modules PV afin de créer un générateur PV avec une puissance et une tension conforme aux spécifications imposées par le cahier des charges. Le générateur photovoltaïque du système considéré a une puissance crête de 10 kW résultant de la mise en parallèle de 3 chaînes de 10 modules de type 1 Soltech 1STH-335-WH connectées en série. Les paramètres caractéristiques des modules utilisés sont donnés dans le tableau 4.1. Les caractéristiques P-V et I-V du générateur photovoltaïque utilisé pour différentes valeurs d'irradiations sont présentées dans les figures 4.2, 4.3 respectivement.

Tableau 4.1 : Spécifications du module PV 1Soltech 1STH-335-WH

Données électriques au STC	Value
Puissance Crête (Pc)	334.905 W
Tension à Pc (V_{MP})	41.5 V
Courant à Pc (I_{MP})	8.07 A
Tension du circuit ouvert (V_{oc})	49.9 V
Courant de court-circuit (I_{cc})	9.0 A
Nombre de cellules connectées en série	80
Coefficient de température de V_{oc}	-0.36%/°C
Coefficient de température de I_{cc}	0.09%/°C

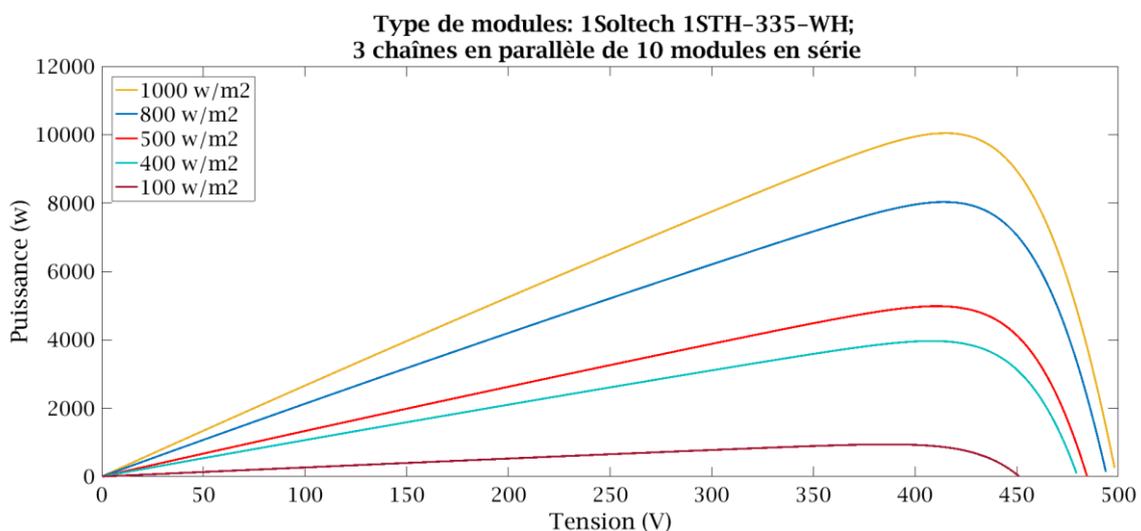


Figure 4.2 : Caractéristique P-V du générateur photovoltaïque à 25°C et différentes valeurs d'irradiation.

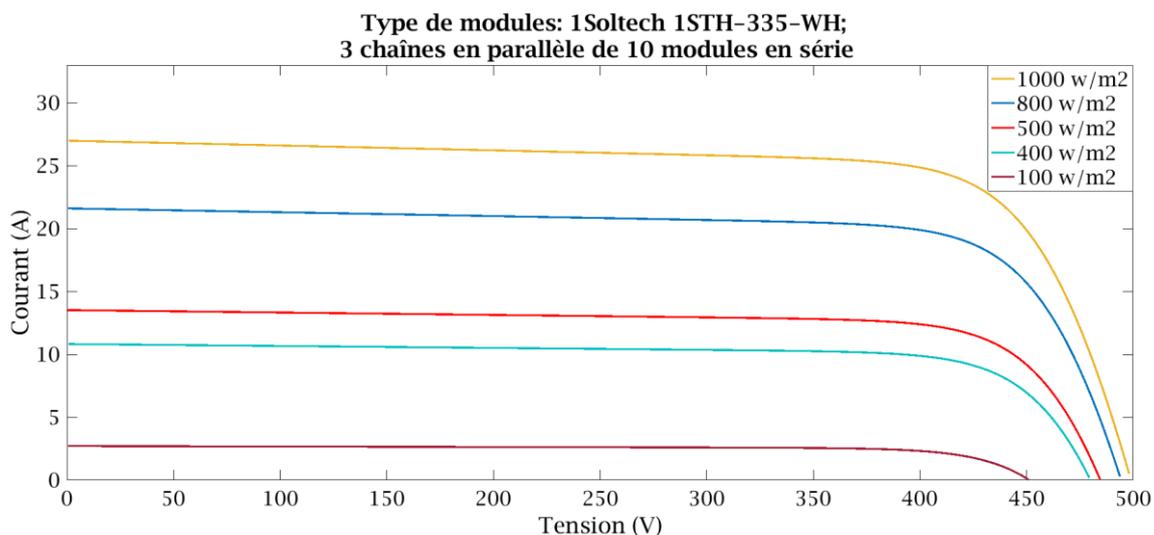


Figure 4.3 : Caractéristiques I-V du générateur photovoltaïque à 25°C et différentes valeurs d'irradiation.

4. 2. 2 Intégration de l'onduleur Z-source dans le système étudié

L'onduleur Z-source est généralement utilisé dans un système PV comme un étage d'adaptation pour optimiser le fonctionnement du générateur PV et fournir une tension alternative à la charge avec l'amplitude et la fréquence souhaitées. Les paramètres considérés de ce dernier sont donnés dans le tableau 4.2. Pour un bon fonctionnement du système, une adaptation est nécessaire comme illustré à la figure 4.1. Où un condensateur est utilisé pour la connexion du générateur photovoltaïque à l'onduleur Z-source afin d'éviter d'avoir des discontinuités de la puissance de sortie du générateur PV dues à la discontinuité du courant d'entrée de l'onduleur Z-source [73] [13].

Tableau 4.2 : Paramètres considérés du Z-source

Paramètres	L1=L2	C1=C2	Cpv	fsw
Valeurs	1.0 mH	0.47mF	1.0 mF	10 kHz

4. 2. 3 Modélisation du filtre LCL

Les filtres passifs sont utilisés pour traiter les harmoniques de courant. Ils sont largement utilisés dans l'industrie, grâce à leur simplicité de conception et à leur faible coût. Les filtres passifs sont également utilisés pour la connexion au réseau électrique. Leur but est d'éliminer les courants harmoniques générés par l'onduleur afin d'injecter un courant de qualité répondant aux exigences données par les normes relatives aux harmoniques du réseau. Il existe principalement trois types des filtres passifs de connexion au réseau : le filtre L, le filtre LC et le filtre LCL [81]. Le plus performant d'entre eux est le filtre LCL de troisième ordre qui est capable de répondre aux exigences d'atténuation des harmoniques même à des fréquences de commutation inférieures [82] [83] et nécessite une inductance totale moindre par rapport aux deux premiers [82] [83]. Malgré ses avantages, il introduit une résonance dans le courant qui doit être atténué pour le bon fonctionnement de l'onduleur. Pour supprimer l'effet de résonance du filtre, des techniques d'amortissement actif et passif sont employées. Les techniques d'amortissement passif sont relativement simples à mettre en œuvre et à moindre coût comparés aux techniques d'amortissement actif. La conception des filtres pour les onduleurs de source de tension connectés au réseau doit répondre aux exigences imposées par les standards de connexion au réseau telle que IEEE Std 1547, cette norme fournit un standard pour l'interconnexion des ressources distribuées avec les systèmes d'alimentation électrique. Il fournit des exigences relatives aux performances, au fonctionnement, aux essais, aux considérations de sécurité et à la maintenance de

l'interconnexion. Les exigences doivent être satisfaites au point de couplage commun (PCC), bien que les dispositifs utilisés pour satisfaire à ces exigences puissent être situés ailleurs [84]. Afin de répondre aux exigences imposées par les standards de connexion au réseau et de concevoir un filtre optimal, nous devons respecter les critères suivants [85] [83] :

1. Chute de tension minimale à travers le filtre [82] [86].
2. Énergie minimale stockée dans le filtre [82] [86].
3. Puissance réactive minimale produite par le filtre LCL (Condensateurs) [82] [87] [88].
4. Fonctionnement à facteur de puissance élevé [86].
5. Robuste aux variations de paramètres externes tels que l'impédance du réseau [86] [89].
6. Amélioration des performances d'amortissement [90].
7. Pertes d'amortissement minimales dans le schéma d'amortissement [90].
8. Faible interférence électromagnétique [91].
9. Robuste aux variations de paramètres dues au vieillissement [92].

4. 2. 3. 1 Description du filtre LCL

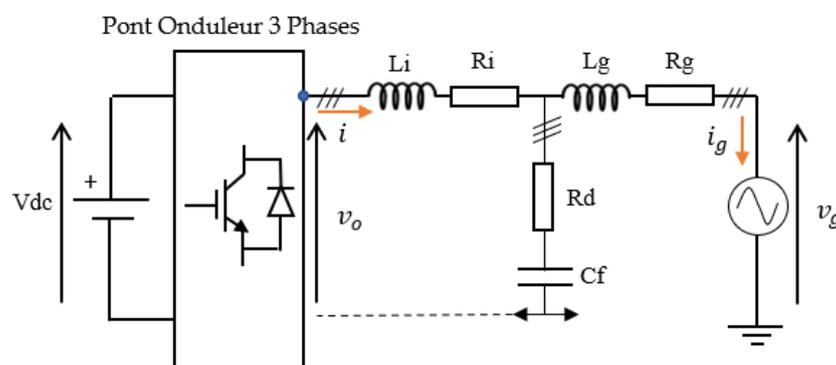


Figure 4.4 : Structure générale d'onduleur de tension triphasé connecté au réseau à travers un filtre LCL.

La figure 4.4 montre la structure générale d'un onduleur triphasé connecté au réseau à travers un filtre LCL, où L_i et L_g sont respectivement les inductances côté onduleur et côté réseau, C_f est le condensateur avec résistance d'amortissement en série (R_d). Les résistances R_i et R_g sont respectivement les résistances côté onduleur et côté réseau,

Pour des raisons de simplicité, la fonction de transfert du filtre LCL est obtenue en considérant l'hypothèse suivante [93] [94] [83] :

- Toutes les résistances parasites (R_d , R_i et R_g) sont négligées pour représenter la pire performance d'amortissement du système.

La fonction de transfert entre le courant injecté au réseau et la tension de sortie d'onduleur est donné par la relation (4.1) [83].

$$\frac{I_g(s)}{V_o(s)} = \frac{1}{s^3 L_i L_g C_f + s(L_i + L_g)} = \frac{1}{s(L_i + L_g)(s^2 \frac{L_i L_g C_f}{L_i + L_g} + 1)} \quad (4.1)$$

Où $I_g(s)$, et $V_o(s)$ sont respectivement les transformées de la place du courant injecté au réseau et de la tension de sortie d'onduleur.

La fréquence de résonance du filtre LCL est donné par :

$$\omega_{res}^2 = \frac{(L_i + L_g)}{L_i L_g C_f} \quad (4.2)$$

(4.2) peut s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} L_T C_f = A \times \frac{(1 + \mu)^2}{\mu} \\ A = \frac{kr^2}{(2\pi f_{sw})^2} \end{cases} \quad (4.3)$$

Où, L_T est l'inductance totale, $L_T = L_i + L_g$, μ est le rapport (L_g/L_i), et kr est le rapport (f_{sw}/f_{res}) avec f_{sw} et f_{res} sont la fréquence de commutation et la fréquence de résonance du filtre LCL respectivement.

4. 2. 3. 2 Conception du filtre LCL

Pour une conception optimale du filtre LCL, il faut d'abord trouver les valeurs optimales de μ et kr introduites par [83] et qui ont une relation directe avec la performance du filtre.

- Le choix de la valeur de μ :

L'équation (4.3) révèle que pour un kr donné et donc pour une fréquence de résonance donnée (f_{res}), le produit $L_T C_f$ possède une valeur limite inférieure (un minimum), qui peut être évaluée en dérivant (4.3) par rapport à la variable μ . Le minimum du produit

$L_T C_f$ est réalisé pour $\mu=1$, comme le montre la figure 4.5. Cela signifie que pour une valeur de capacité donnée et pour les mêmes performances du filtre LCL, la valeur d'inductance totale obtenue sera minimale [86], ce qui est bénéfique en termes de volume et Coût du filtre. De plus, pour un L_T donné, C_f résultant est minimum, ce qui revient à minimiser la production de puissance réactive par le condensateur [86] [93]. Tout cela signifie que le meilleur choix pour μ est $\mu =1$ et que L_g soit égale à L_i .

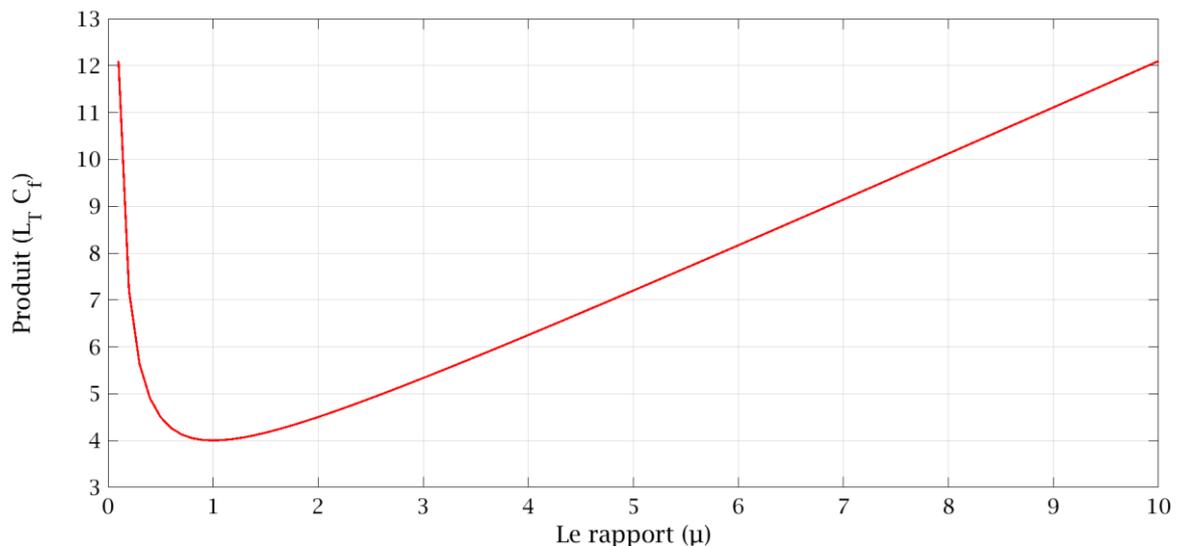


Figure 4.5 : Variation de $(L_T C_f)$ par rapport à μ pour $A=1$.

- Le Choix de la valeur de kr :

Pour une fréquence de découpage donnée, le choix de kr revient à choisir la fréquence de résonance (f_{res}). Afin d'éviter la résonance à l'intérieur de la bande passante de contrôle et pour avoir une bonne atténuation à la fréquence de découpage (f_{sw}), f_{res} doit varier entre la fréquence de la bande passante (f_b) et la moitié de la fréquence de commutation d'onduleur [83] [87] [95].

$$f_b < f_{res} < \frac{f_{sw}}{2} \quad (4.4)$$

La fréquence de la bande passante est choisie dans [83] [96] en fonction de la fréquence de découpage comme suit.

$$f_b = \frac{f_{sw}}{\beta} \text{ Avec } \beta = 6\pi \approx 19 \quad (4.5)$$

L'équation (4.6) donne une restriction sur k_r en se basant sur les deux équations précédentes :

$$2 < k_r < 19 \quad (4.6)$$

Pour une bonne sélection de la fréquence de résonance, nous devons prendre en considération la fréquence critique (f_{crit}) qui sépare les régions d'amortissement donnée par $f_{crit} = f_{sw} / 6$.

Si la fréquence de résonance est placée à f_{crit} , le rapport k_r devient égale à $K_{crit} = 6$, à cette valeur le système devient instable [83] [97] [98]. En se basant sur l'analyse faite dans [98], nous pouvons dire que si la fréquence de résonance est inférieure à f_{crit} , un amortissement actif est requis, alors que si elle est supérieure à f_{crit} , une seule boucle de contrôle est suffisante pour parvenir à un système stable. Donc la fréquence de résonance doit être placée raisonnablement au-dessus de la valeur de fréquence critique pour assurer une marge de gain raisonnable pour une marge de phase donnée [83] [98]. Car il existe également une région de fonctionnement incertaine lorsque la résonance du filtre LCL est proche de f_{crit} . Une instabilité potentielle sera déclenchée si l'impédance du réseau réduit la fréquence de résonance à $f_{sw}/6$ [98]. Il est donc préférable que f_{res} soit loin de f_{crit} .

Tout cela se résume par l'équation (4.7) :

$$k_r < K_{crit} = 6 \quad \text{Avec } K_{crit} = \frac{f_{sw}}{f_{crit}} \quad (4.7)$$

Afin de respecter les deux conditions trouvées au préalable (Equations 4.6 et 4.7), k_r doit vérifier l'équation suivante :

$$2 < K_r < 6 \quad (4.8)$$

Jusqu'à ici, nous avons donné uniquement une restriction de la valeur de k_r , alors pour la conception du filtre LCL, une valeur doit être spécifiée. À partir de l'analyse donnée dans [83], nous pouvons conclure qu'une valeur moyenne (à mi-chemin) de k_r peut de préférence entraîner un filtre LCL optimal en termes d'énergie stockée, d'évaluation THD, de pertes d'amortissement passif, et de taille des composants passifs. Par conséquent, la fréquence de résonance (f_{res}) doit être la moyenne géométrique entre f_b et f_{sw} [86] [83].

$$f_{res} = \sqrt{f_b \times f_{sw}} \quad \text{Avec: } f_b = \frac{f_{sw}}{\beta} \quad (4.9)$$

À partir de l'équation (4.9), nous trouvons la valeur moyenne de k_r (K_{mean}).

$$K_{mean} = \sqrt{\beta} \approx 4.34 \quad \text{Avec: } \beta = 6\pi \approx 19 \quad (4.10)$$

Après qu'on a fixé les valeurs de μ et k_r , nous pouvons calculer le produit $L_T C_f$. Afin de terminer la conception du filtre, il nous reste à trouver la valeur de la capacité C_f du condensateur et celle de l'inductance totale L_T .

La valeur du condensateur C_f est choisie de manière que la puissance réactive générée par les trois condensateurs (Q_c) doit rester inférieure ou égale à 5 % de la puissance active nominale de l'installation ($Q_c \leq 5\% P_n$) pour ne pas dégrader le facteur de puissance [81] [99].

En négligeant la chute de tension dans L_g , nous obtenons $V_{Cf}=V_g$, et donc l'expression de la puissance réactive (en triphasé) est donnée par l'équation suivante [83].

$$Q_c = (3/2) \times C_f \times \omega_g \times V_g^2 \leq (5\%) \times P_n \quad (4.11)$$

Où ω_g et V_g sont respectivement la pulsation et la valeur maximale de la tension simple du réseau électrique.

Donc le condensateur de filtrage devra respecter la condition suivante [100]:

$$C_f \leq C_{fmax} = \frac{0.05 \times P_n}{(3/2) \times \omega_g \times V_g^2} \quad (4.12)$$

L'équation (4.12) et l'équation (4.3) nous permettent de calculer la valeur minimale de l'inductance totale L_{Tmin1} :

$$L_T \geq L_{Tmin1} = \frac{L_T C_f}{C_{fmax}} \quad (4.13)$$

L'atténuation des harmoniques de commutation par un filtre LCL peut être évaluée en considérant le rapport entre les harmoniques de courant côté réseau ($i_g(h)$) aux harmoniques de tension côté onduleur ($V_o(h)$) à la fréquence de découpage [83]. L'équation suivante est dérivée depuis l'équation (4.1) ; elle est utilisée pour calculer l'exigence

d'inductance minimale dans le filtre LCL pour satisfaire les limitations d'harmoniques imposées par IEEE Std 1547-2003 : $(ig(h) < 0.3\%I_g)$ [84].

$$L_{Tmin2} = \frac{1}{2\pi f_{sw} \left| \frac{ig(h)}{Vo(h)} \right| |1 - kr^2|} \quad (4.14)$$

Avec : $h = (f_{sw}/f_g)$.

À partir des équations (4.13), et (4.14), le choix de L_T doit répondre à la relation suivante :

$$\text{Max}(L_{Tmin1}, L_{Tmin2}) < L_T \quad (4.15)$$

L'impact de l'amortissement passif sur le filtre LCL peut être montré en modifiant (4.1) en incluant la résistance d'amortissement passive (R_d). L'équation (4.1) devient [83] :

$$\frac{I_g(s)}{V_o(s)} = \frac{R_d C_f s + 1}{s^3 L_i L_g C_f + s^2 (L_i + L_g) R_d C_f + s(L_i + L_g)} \quad (4.16)$$

La résistance d'amortissement passif (R_d) est donnée par [100].

$$R_d = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (4.17)$$

Selon l'équation précédente, lorsque C_f augmente, R_d diminue. Donc, nous pouvons dire qu'afin de minimiser la résistance d'amortissement passif (R_d) et par la suite minimisé les pertes, la valeur de la capacité de condensateur de filtrage doit être la plus grande que possible et donc :

$$C_f = \frac{L_T C_f}{\text{Max}(L_{Tmin1}, L_{Tmin2})} \quad (4.18)$$

Et donc la valeur choisie pour l'inductance totale est :

$$L_T = \text{Max}(L_{Tmin1}, L_{Tmin2}) \quad (4.19)$$

Et comme $\mu = 1$ alors $L_i = L_g = \frac{L_T}{2}$

4. 2. 3. 3 Caractéristiques du filtre-LCL utilisé

Les paramètres électriques nécessaires au dimensionnement du filtre LCL du système considéré sont indiqués au tableau 4.3.

Tableau 4.3 : Paramètres du système utilisés pour la simulation.

La description	Symbole	Valeur
Puissance nominale	Pn	10kW
Valeur maximale de la tension du réseau	Vg	230 V
Fréquence du réseau	fg	50 Hz
Valeur crête de la tension Vdc	\hat{V}_{dc}	750 V
Fréquence de commutation	fsw	10kHz

Tableau 4.4 : Conception du filtre LCL.

La description	Symbole	Valeur
Le rapport μ	/	1
Le rapport kr	/	2.3
Inductance totale du filtre	L_T	19.6 e-03 mH
Résistance d'inductance côté réseau	Rg	0.5 Ohm
Résistance d'inductance côté onduleur	Ri	0.5 Ohm
Inductance côté réseau	Lg	9.8 mH
Inductance côté onduleur	Li	9.8 mH
Capacité du filtre	Cf	2.7311e-07 F
Fréquence de résonance	fres	4.3478e+03 Hz
Résistance d'amortissement	Rd	5 Ohm

Les paramètres du filtre LCL représentés dans le tableau 4.4 conçu pour le système considéré sont obtenus en appliquant les mêmes expressions déjà citées. Afin de considérer les pertes de puissance, nous avons augmenté l'exigence de $ig(h)$, en imposant $ig(h) = \left(\frac{1}{2}\right) \times (0.3\%) \times Ig = (0.3\%) \frac{Pn}{3 \times Vg}$ au lieu de $(0.3\%)Ig$. Et nous considérons $Vo(h) = Vg$. La figure 4.6 présente le diagramme de Bode du filtre LCL conçu pour différentes valeurs d'amortissement avec ($Rg= Ri=0$). Pour Rd égale à 5 Ohms nous avons obtenu un bon amortissement tout en minimisant les pertes de puissance comparée à $Rd=44.6775$ Ohms. « kr » est choisi de petite valeur égale $kr=2.3$ pour deux raisons :

- 1- Pour avoir fres la plus loin possible de fcrit.
- 2- Pour atténuer les harmoniques h5 et h7 créés par la nouvelle référence.

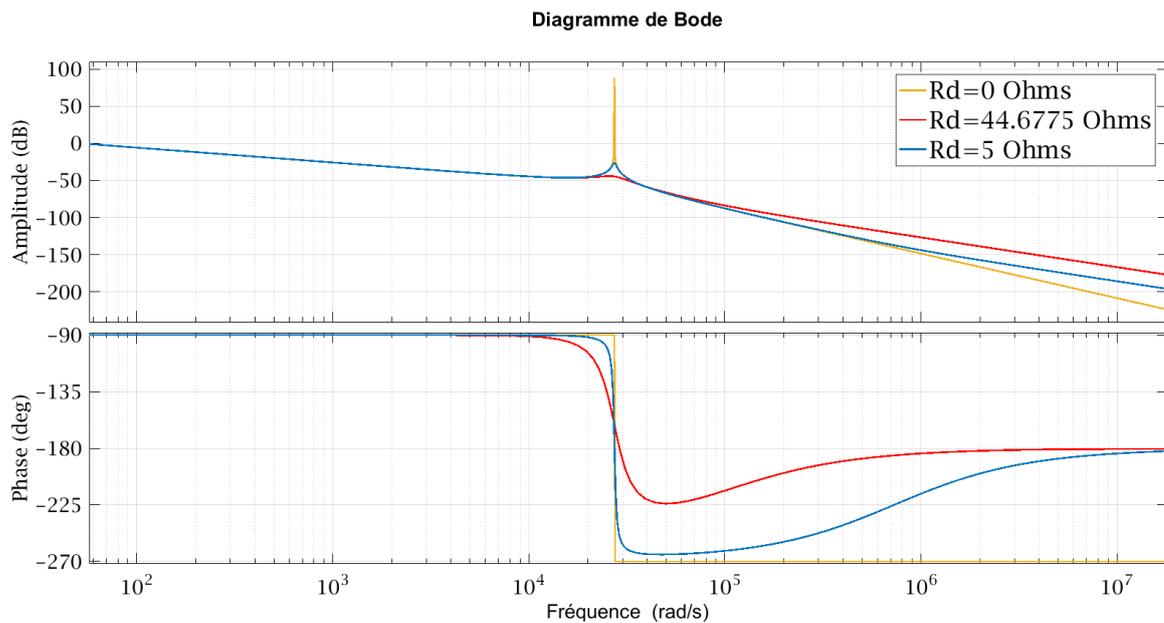


Figure 4.6 : Diagramme de Bode du filtre LCL non amorti ($R_d = 0$ Ohm) et amorti avec différentes valeurs d'amortissement pour ($R_g=R_i=0$).

4.3 Méthodes de contrôle et régulation

Notre installation PV connectée au réseau doit fournir une tension qui a la même amplitude, la même fréquence et la même phase que celle du réseau au point de couplage commun (PCC). Pour cela, une synchronisation avec le réseau est nécessaire afin d'en déduire la fréquence et la phase de ce dernier, tandis que l'amplitude est ajustée par deux boucles de régulation imbriquées qui utilisent la fréquence et la phase obtenues par la synchronisation afin de fournir une tension de référence adéquate. La tension de référence obtenue est utilisée par la stratégie ID-ZSVPWM-MR dans le but de générer les séquences de commutation de l'onduleur. Le contrôle en boucle fermée de l'onduleur Z-source se fait par deux boucles en cascade, une boucle interne pour la régulation des courants des phases qui se fait dans le repère tournant (d-q) et une boucle externe pour la régulation de la valeur crête de la tension de sortie du réseau d'impédance du Z-source (\hat{V}_{dc}) [101].

Le rapport cyclique de court-circuit (d) calculé par la technique MPPT de type INC-FLC est utilisé par la stratégie de contrôle ID-ZSVPWM-MR pour générer les états de court-circuit de l'onduleur Z-source afin d'optimiser le fonctionnement du générateur PV.

4.3.1 Synchronisation avec le réseau

Afin de connecter un convertisseur de puissance (onduleur) à un réseau électrique, il faut lui fournir les valeurs de la tension, la phase et la fréquence et ceci en temps réel. Pour cet effet, des algorithmes qui s'appellent algorithmes de synchronisation sont utilisés. De

nombreuses techniques de synchronisation ont été proposées dans la littérature [102], [103], [104], [105]. Les techniques de synchronisation sont classées en deux grandes familles : techniques de synchronisation en boucle fermée (CLS), et techniques de synchronisation en boucle ouverte (OLS).

La technique classique de la boucle à verrouillage de phase (PLL) est l'une des techniques de synchronisation les plus connues en raison de sa simplicité, et grâce à une large bande passante, elle peut suivre rapidement et avec précision le saut soudain de phase ou de fréquence [103] [104].

Une boucle à verrouillage de phase conventionnelle se compose souvent de trois parties, un détecteur de phase, un filtre de boucle et un oscillateur comme illustré à la figure 4.7 [103] [106].

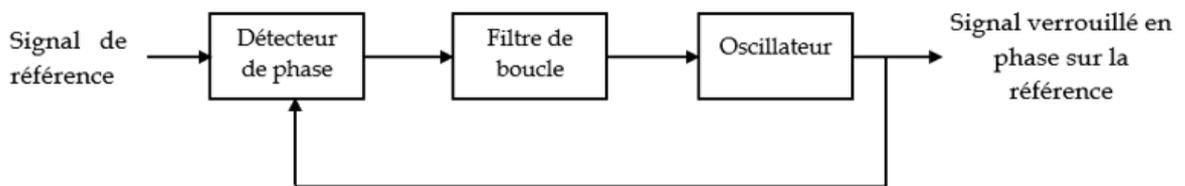


Figure 4.7 : La boucle à verrouillage de phase conventionnelle (PLL)

Le détecteur de phase est simplement basé sur la transformation des trois tensions du réseau triphasé en deux composantes dans le repère tournant d-q. Celles-ci seront utilisées pour calculer le déphasage $\Delta\theta$ entre l'angle du signal de référence et l'angle du signal à verrouillage de phase en appliquant la relation (44.20). Cela donne la différence de phase exacte comme montre la figure 4.8.

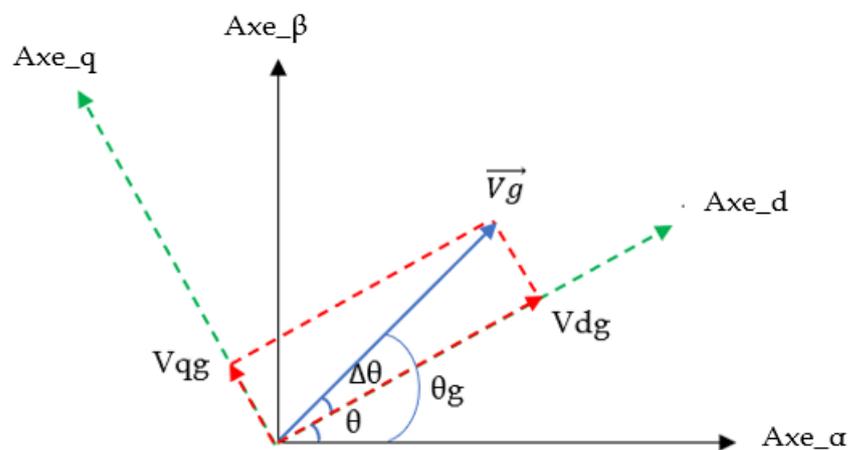


Figure 4.8 : Représentation du vecteur tension du réseau (\vec{V}_g) dans le plan (d-q).

$$\Delta\theta = \text{atan}\left(\frac{V_{qg}}{V_{dg}}\right) \quad (4.20)$$

Avec $\Delta\theta$, V_{dg} , et V_{qg} sont respectivement l'erreur de phase, la composante directe, et la composante quadratique de la tension de réseau dans le plan (d-q).

La valeur de $\Delta\theta$ étant faible, nous nous permettrons donc d'effectuer l'approximation suivante :

$$\Delta\theta = \text{atan}\left(\frac{V_{qg}}{V_{dg}}\right) \approx \frac{V_{qg}}{V_{dg}} \quad (4.21)$$

Ainsi, la différence de phase peut également être trouvée indirectement en reconnaissant que la différence de phase est nulle lorsque V_{qg} est égal à zéro.

Le filtre de boucle est généralement un régulateur PI, qui ramène l'erreur de phase $\Delta\theta$ à zéro [106].

Après le filtre de boucle, dont la sortie est la fréquence, un oscillateur est appliqué. Il s'agit généralement d'un simple intégrateur en série avec une fonction de modulation, qui donne l'angle de verrouillage de phase à la sortie. Avec la PLL, aucun retard n'est introduit, de sorte que l'angle de verrouillage de phase sera en phase avec l'angle du réseau [106].

La boucle à verrouillage de phase PLL classique est illustrée à la figure 4.9 [107] [108].

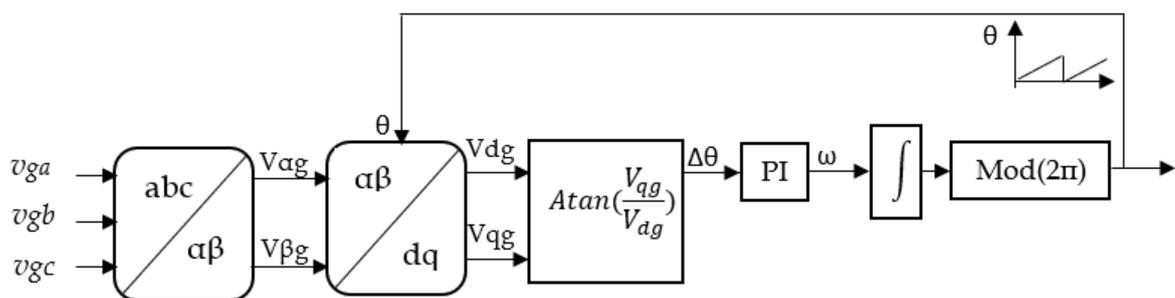


Figure 4.9 : La boucle à verrouillage de phase classique (PLL).

La PLL peut être considérée comme une fonction linéaire, pour des fins de modélisation comme le montre la figure 4.10. Si l'angle de la tension mesurée dans le repère fixe α - β est supérieur à l'angle de l'axe d, la vitesse angulaire du plan d-q doit être augmentée. Afin d'avoir le vecteur tension mesuré aligné sur l'axe direct du repère tournant d-q, il suffit

d'avoir ($\Delta\theta = 0$). Pour atteindre cet objectif, nous fixons $\Delta\theta$ de référence égale à 0, donc $\Delta\theta$ sera annulé par le régulateur PI.

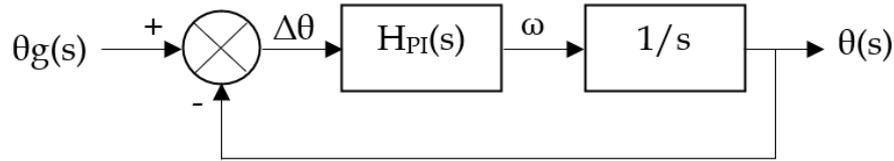


Figure 4.10 : Modèle linéaire de la PLL

Le système résultant est un système du second ordre. Par conséquent, la bande passante de la PLL et le facteur d'amortissement peuvent être définis en ajustant les paramètres du contrôleur à l'aide de la théorie des systèmes linéaires.

La forme générale du régulateur PI est donnée par :

$$H_{PI}(s) = K_{p_PLL} \frac{1 + T_{i_PLL} \cdot s}{T_{i_PLL} \cdot s} \quad (4.22)$$

Avec K_{p_PLL} et T_{i_PLL} sont respectivement le gain proportionnel et la constante de temps d'intégration du régulateur PI.

La fonction de transfert en boucle fermée avec l'angle du réseau en entrée et l'angle de la PLL en sortie est donnée par la relation (4.23).

$$M(s) = \frac{K_{p_PLL} \cdot s + \frac{K_{p_PLL}}{T_{i_PLL}}}{s^2 + K_{p_PLL} \cdot s + \frac{K_{p_PLL}}{T_{i_PLL}}} = \frac{2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (4.23)$$

Par identification, nous trouvons (4.24) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_n = \sqrt{\frac{K_{p_PLL}}{T_{i_PLL}}} \\ \xi = \frac{K_{p_PLL}}{2 \cdot \omega_n} = \frac{\sqrt{K_{p_PLL} \times T_{i_PLL}}}{2} \end{array} \right. \quad (4.24)$$

Les paramètres de boucle du second ordre doivent satisfaire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_n \geq 2\pi f_g \\ \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{array} \right. \quad (4.25)$$

Pour le choix de la bande passante (ωn), nous devons trouver un compromis afin d'assurer un bon filtrage tout en gardant un bon suivi de phase et une bonne rapidité. Pour le cas considéré, la valeur de la tension (V) est 230V. Les valeurs des paramètres de la boucle fermée sont données dans le tableau 4.5.

Tableau 4.5 : Les paramètres de boucle fermée de la PLL.

La description	Symbole	Valeur
Pulsation propre	ωn	1.2566e+03
Facteur d'amortissement	ξ	0.7071
Gain proportionnel	K_p_PLL	1.7772e+03
Constante d'intégration	T_i_PLL	0.0011

Pour la validation des paramètres issus de la boucle fermée de l'algorithme PLL, un système triphasé équilibré avec possibilité de variation de fréquence est généré sous Simulink/Matlab. Le résultat obtenu par la PLL est représenté à la figure 4.11, où la première partie de la figure montre les trois tensions du système triphasé équilibré avec différentes valeurs de fréquence. La fréquence passe de 50Hz à 60Hz puis de 60 Hz à 40Hz. Alors que la deuxième partie de la figure montre l'angle Θ obtenu par la PLL, et la troisième partie montre la fréquence de sortie de la PLL et V_{qg} . D'après le résultat obtenu, nous constatons que la boucle de la PLL est capable de suivre de manière satisfaisante à la fois la phase et la fréquence.

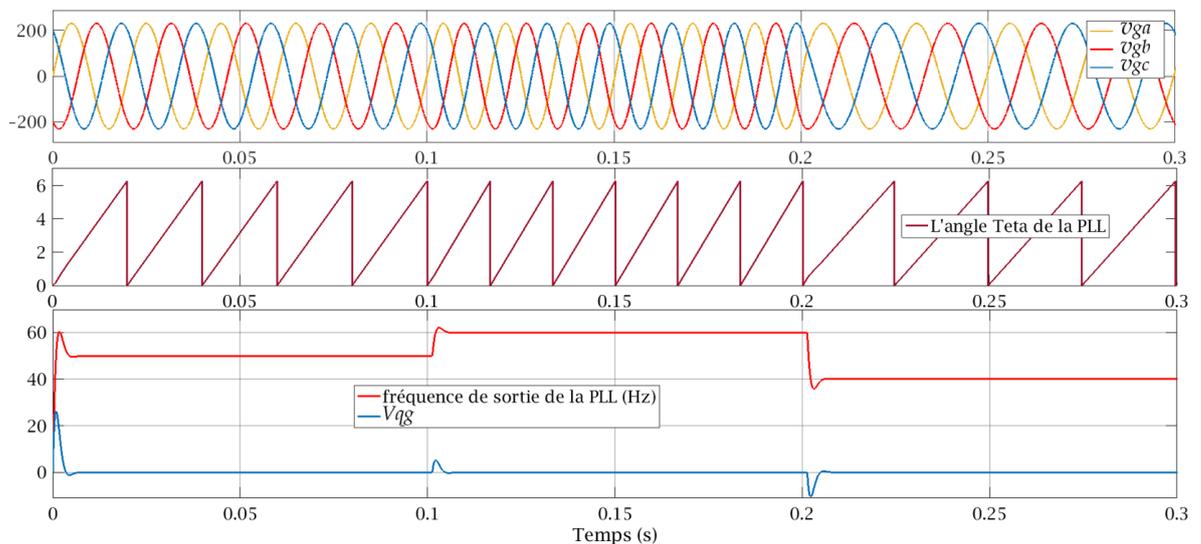


Figure 4.11 : Résultat de la PLL pour un système triphasé équilibré avec une fréquence variable qui passe de 50Hz à 60Hz puis à 40Hz.

4.3.2 Conception des régulateurs des courants :

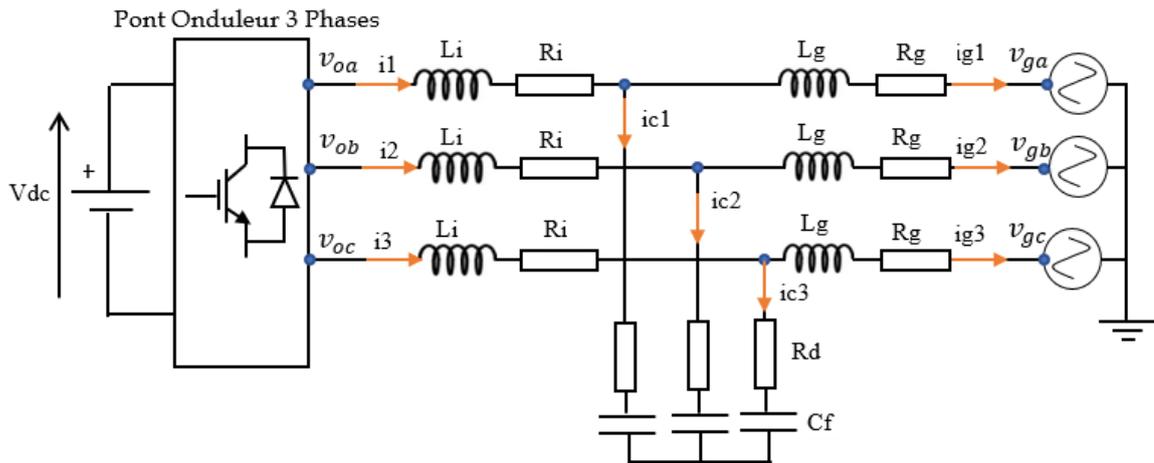


Figure 4.12 : Représentation de la connexion de l'onduleur Z-source au réseau à travers le filtre LCL.

Le but de cette régulation est d'imposer la valeur de la composante fondamentale à 50 Hz du courant de sortie de l'onduleur, alors qu'à cette fréquence le courant traversant le condensateur étant très faible devant celui appelé par le réseau. D'après la figure 4.12, les équations régissant le système peuvent être simplifiées en négligeant les courants passant par les condensateurs du filtre triphasé LCL (Voir la relation 4.26).

$$\begin{cases} v_{oa} = R_f i_1 + L_f \frac{di_1}{dt} + v_{ga} \\ v_{ob} = R_f i_1 + L_f \frac{di_1}{dt} + v_{ga} \\ v_{oc} = R_f i_1 + L_f \frac{di_1}{dt} + v_{ga} \end{cases} \quad (4.26)$$

Avec :

(v_{oa}, v_{ob}, v_{oc}) : Tensions alternatives de sortie des trois phases de l'onduleur.

(v_{ga}, v_{gb}, v_{gc}) : Tensions des trois phases du réseau électrique.

(i_1, i_2, i_3) : Courant de sortie de l'onduleur.

R_f : Valeur des résistances des deux bobines du filtre LCL ($R_f = R_i + R_g$).

L_f : Valeur totale des deux inductances des deux bobines du filtre LCL ($L_f = L_i + L_g$)

Le système est exprimé sous forme matricielle comme suit [101] :

$$\begin{pmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \\ v_{oc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_f + L_f \cdot s & 0 & 0 \\ 0 & R_f + L_f \cdot s & 0 \\ 0 & 0 & R_f + L_f \cdot s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{pmatrix} \quad (4.27)$$

En utilisant la transformation de Park avec conservation d'amplitude pour passer du repère triphasé au repère d-q, nous obtenons :

$$\begin{aligned} P(\theta) \cdot \begin{pmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \\ v_{oc} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{pmatrix} \cdot P(\theta) \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} + \\ &\begin{pmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \left(P(\theta) \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \right) + P(\theta) \begin{pmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.28)$$

Où $P(\theta)$ représente la matrice de Park, θ étant l'angle de rotation du repère tournant d-q obtenu par la PLL.

Suite à l'utilisation des propriétés matricielles, le modèle du système sous forme matricielle devient [101] :

$$\begin{pmatrix} V_{do} \\ V_{qo} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{dg} \\ V_{qg} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_f & -L_f \cdot \omega \\ L_f \cdot \omega & R_f \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_f & 0 \\ 0 & L_f \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \quad (4.29)$$

$$\begin{pmatrix} V_{do} \\ V_{qo} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{dg} \\ V_{qg} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_f + L_f \cdot s & -L_f \cdot \omega \\ L_f \cdot \omega & R_f + L_f \cdot s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \quad (4.30)$$

Avec I_d , et I_q sont respectivement les composantes directes et quadratique du courant de sortie de l'onduleur. V_{do} , et V_{qo} sont respectivement les composantes directes et quadratique de la tension de sortie de l'onduleur.

En se référant au système matriciel indiqué en (4.30), la dynamique actuelle du système peut être représentée comme suit [109] :

$$\begin{cases} V_{do} = R_f \cdot I_d + L_f \frac{dI_d}{dt} - L_f \cdot \omega \cdot I_q + V_{dg} \\ V_{qo} = R_f \cdot I_q + L_f \frac{dI_q}{dt} + L_f \cdot \omega \cdot I_d + V_{qg} \end{cases} \quad (4.31)$$

ω étant la pulsation de rotation du repère d-q.

Dans le modèle du repère d-q, le courant et la tension sinusoïdaux des systèmes du réseau et d'onduleur apparaîtront comme des variables DC relativement faciles à manipuler. En utilisant l'équation (4.31), nous obtenons le schéma synoptique montré à la figure 4.13 :

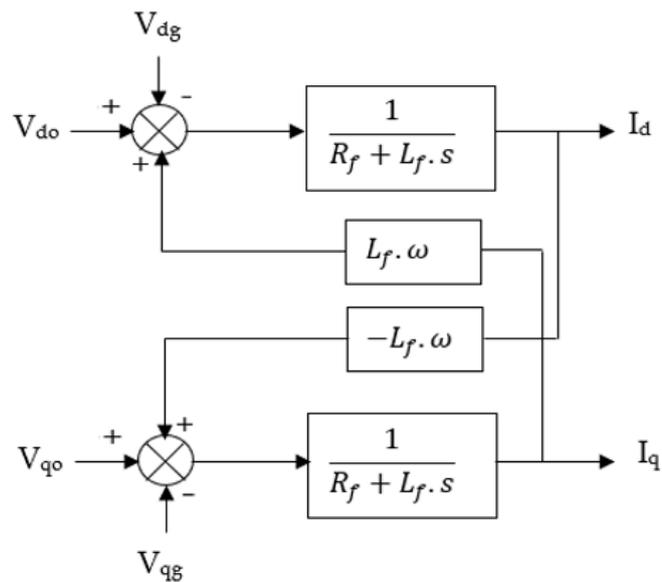


Figure 4.13 : Modèle du système de commande des courants directe et quadratique injecté au réseau.

Les termes " $L_f \cdot \omega \cdot I_q$ " et " $L_f \cdot \omega \cdot I_d$ " qu'on note Pd et Pq respectivement représentent les termes de couplage entre les axes d et q, ce qui rend la régulation plus complexe. Ces deux termes vont être considérés comme des perturbations sur la commande et qui vont être rejeté par le régulateur, alors que pour les tensions V_{dg} et V_{qg} , nous procédons à une méthode de compensation qui consiste à ajouter une précommande à la boucle de régulation comme montre la figure 4.14 [101].

I^*_d , et I^*_q sont respectivement les valeurs de référence des composantes directes et quadratique des courants de sortie de l'onduleur. V^*_{do} , et V^*_{qo} sont respectivement les valeurs de référence des composantes directe et quadratique de la tension de sortie de l'onduleur.

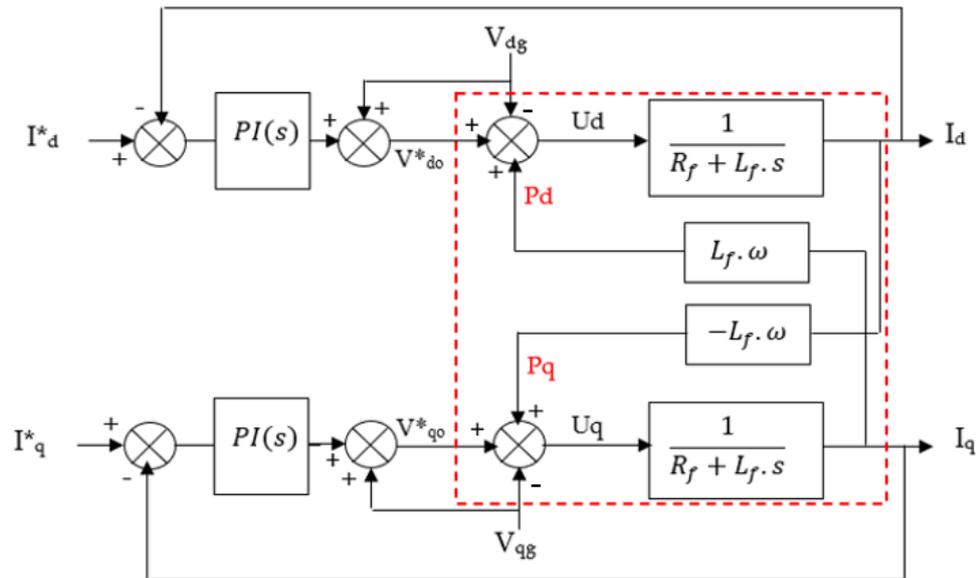


Figure 4.14 : Boucles de régulation des courants injectés au réseau dans le plan d-q.

Comme illustré à la figure 4.14, le système de commande se compose de deux boucles de régulation, une pour le courant de ligne d'axe_d et une autre pour le courant d'axe_q. Ainsi deux régulateurs PI sont employés, et comme les deux boucles sont identiques (même modèle), il suffit donc de modéliser un seul régulateur et le second aura les mêmes paramètres que celles du premier. La dynamique des composantes vectorielles de courant du réseau (i_d , i_q) pourrait essentiellement être contrôlée indépendamment en manipulant les composantes de tension d-q de la sortie de l'onduleur [109]. Le modèle de la boucle de régulation du courant de la composante directe (i_d) est illustré dans la figure 4.15.

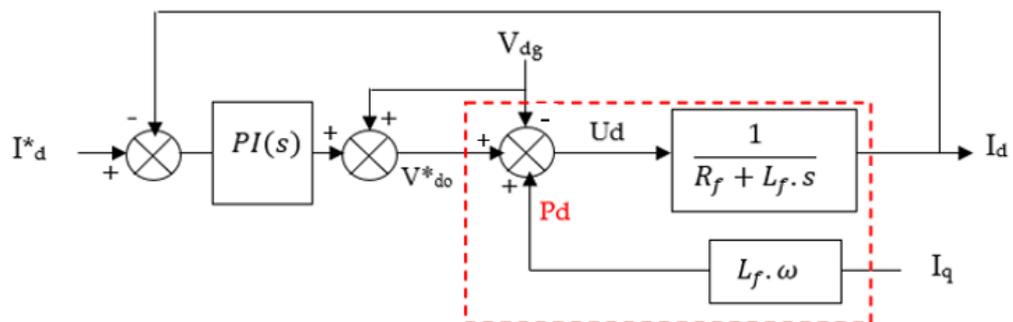


Figure 4.15 : Boucle de régulation du courant de la composante direct I_d

La forme générale du régulateur PI se définit comme suit :

$$H_{PI}(s) = K_{p-I} \frac{1 + T_{i-I} \cdot s}{T_{i-I} \cdot s} \quad (4.32)$$

Avec K_{p_I} et T_{i_I} sont respectivement le gain proportionnel et la constante de temps d'intégration du régulateur PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par la formule (4.33).

$$M(s) = K_{p_I} \times \frac{1 + T_{i_I} \cdot s}{T_{i_I} \cdot s} \times \frac{\frac{1}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f} \cdot s} \quad (4.33)$$

Si nous utilisons la méthode de compensation des pôles, la fonction de transfert en boucle fermée du courant (i_d) est simplifiée en tant que système du premier ordre, comme indiqué dans (4.34) [109].

$$H_{cl}(s) = \frac{I_d}{I_d^*} = \frac{1}{1 + \frac{R_f T_{i_I}}{K_{p_I}} \cdot s} = \frac{1}{1 + T_{cl} \cdot s} \quad (4.34)$$

Avec :

$$\begin{cases} T_{i_I} = \frac{L_f}{R_f} \\ K_{p_I} = \frac{L_f}{T_{cl}} \end{cases} \quad (4.35)$$

T_{cl} est la constante du temps de la boucle fermée, sa valeur doit être imposée légèrement inférieure de celle de la boucle ouverte. Les paramètres des boucles fermées des courants (i_d , i_q) sont donnés par le tableau 4.6.

Tableau 4.6 : Les paramètres des boucles fermées des courants (i_d , i_q).

La description	Symbole	Valeur
Constante du temps en boucle fermé	T_{cl}	0.0039 (s)
Gain proportionnel	K_{p_I}	5
Constante de temps d'intégration	T_{i_I}	0.0196

4.3.3 Conception du régulateur pour la valeur crête de la tension de sortie du réseau d'impédance (\widehat{V}_{dc})

Cette régulation consiste à imposer une valeur de référence (V^*_{dc}) pour la valeur crête de la tension de sortie du réseau d'impédance (\widehat{V}_{dc}). Pour ce faire, il est indispensable d'obéir à la relation suivante [101] :

$$V_c^* = \frac{V_{PV} + V_{dc}^*}{2} \quad (4.36)$$

Avec la tension V_c^* est la valeur de référence de la tension du condensateur (V_c).

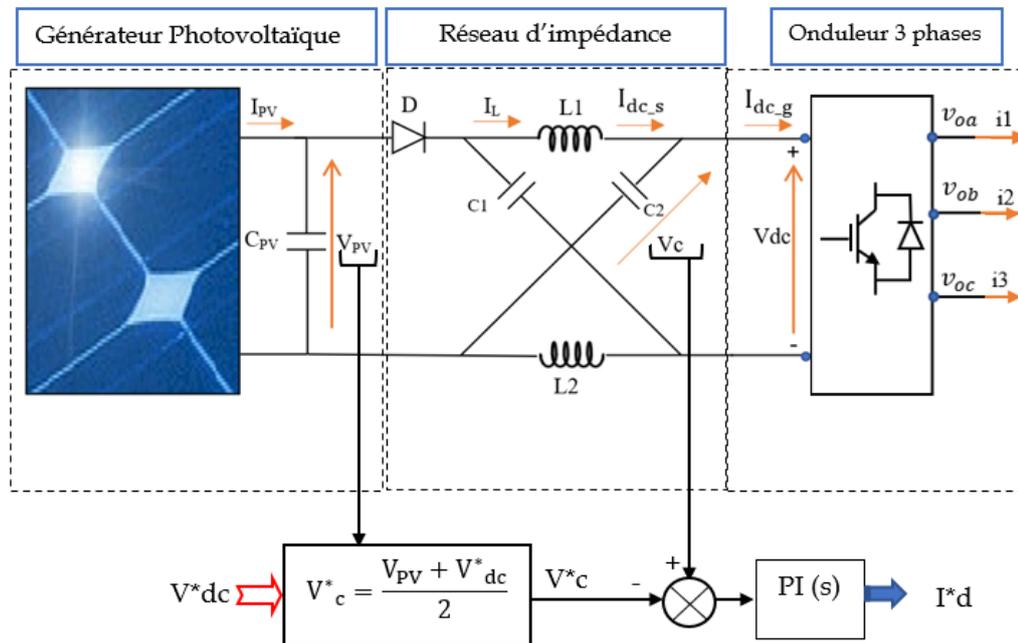


Figure 4.16 : Schéma de régulation de la tension (\hat{V}_{dc})

4. 3. 3. 1 Modélisation du système de régulation de la tension (\hat{V}_{dc})

En se référant à la figure 4.16, la dynamique de la tension du condensateur du bus DC pourrait être écrite comme indiquée dans (4.37).

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{1}{C} I_{dc,g} + \frac{1}{C} I_{dc,s} \quad (4.37)$$

En considérant le principe de conservation de puissance, et comme $I^*q=0$ (Puissance réactive injectée au réseau est nulle), nous donnons la relation ci-dessous.

$$\hat{V}_{dc} \cdot I_{dc,g} = \frac{3}{2} V_{dg} I_d \quad (4.38)$$

En se basant sur la relation (4.38) et (4.37), la dynamique de la tension du condensateur (V_c) va apparaître comme une équation différentielle non linéaire comme le montre la relation (4.39) :

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{3 V_{dg}}{2C \hat{V}_{dc}} I_d + \frac{1}{C} I_{dc_s} \quad (4.39)$$

Autour du point de fonctionnement, la dynamique non linéaire de la tension V_c pourrait être linéarisée par rapport à (I_d) comme indiqué en (4.40).

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{3 V_{dg}}{2C V_{dc}^*} I_d + \frac{1}{C} I_{dc_s} \quad (4.40)$$

En substituant la composante du courant de réseau d'axe_d de (4.40) par (4.34), la dynamique de la tension du condensateur (V_c) maintenant est représentée par la relation (4.41).

$$V_c(s) = -\frac{3 V_{dg}}{2CS V_{dc}^*} \frac{1}{1 + T_{cl}s} I_d^*(s) + \frac{1}{CS} I_{dc_s}(s) \quad (4.41)$$

Pour $I_{dc_s}=0$ le transfert entre la tension du condensateur (V_c) et la référence de la composante directe du courant quadratique (I_d^*) est donné par la relation suivante :

$$H(s) = \frac{V_c(s)}{I_d^*(s)} = -\frac{3 V_{dg}}{2CS V_{dc}^*} \frac{1}{1 + T_{cl}s} \quad (4.42)$$

Par identification, nous remarquons que la fonction de transfert $H(s)$ a une forme générale équivalente à celle utilisée dans la méthode d'optimum symétrique donnée par (4.43).

4. 3. 3. 2 Méthode d'optimum symétrique (O.S) de réglage PI

Historiquement, la méthode d'optimum symétrique (O.S) de réglage est proposé pour la première fois par Kessler en 1958 [109]. Cette méthode permet d'obtenir de très bons réglages des correcteurs PI pour de nombreuses applications. Selon les critères O.S, les paramètres du contrôleur PI pour le modèle de la fonction de transfert donnée par (4.43) peut être déterminés facilement en utilisant (4.44) [109].

$$H_{OL}(s) = \frac{K_{OL}}{Ts} \frac{1}{(1 + T_{eq}s)} \quad (4.43)$$

$$\begin{cases} K_p = \frac{T}{\sqrt{a} K_{OL} T_{eq}} \\ T_i = a T_{eq} \end{cases} \quad (4.44)$$

Où K_p et T_i sont respectivement le gain proportionnel et la constante d'intégration du régulateur PI. "a" est un paramètre qui détermine la marge de phase et le rapport d'amortissement de la fonction de transfert en boucle fermée. Sa valeur doit être supérieure à 1. La valeur élevée de "a" aura tendance à augmenter à la fois la marge de phase et le rapport d'amortissement. Pour l'explication détaillée de la méthode de réglage O.S, les lecteurs sont invités à se référer à [109]. Dans ce cas-là, la méthode O.S peut être appliquée pour calculer les paramètres du régulateur PI de la boucle de régulation de la valeur crête de la tension (V_{dc}) comme indiqué dans (4.45) [109].

$$\begin{cases} K_p = \frac{2CV_{dc}^*}{3\sqrt{a}V_{dg}T_{cl}} \\ T_i = aT_{cl} \end{cases} \quad (4.45)$$

Pour le cas considéré, en régime établi ($V_{qg}=0$) donc ($V_{dg}=V_g$). Les valeurs des paramètres de la boucle fermée sont données dans le tableau 4.7.

Tableau 4.7 : Les paramètres de la boucle fermée de régulation de la tension (\widehat{V}_{dc}).

La description	Symbole	Valeur
Référence de \widehat{V}_{dc}	V_{dc}^*	750 V
Valeur maximale de la tension du réseau	V_g	230 V
Constante de la méthode OS	a	8
Gain proportionnel	K_p	0.0922
Constante d'intégration	T_i	0.0314

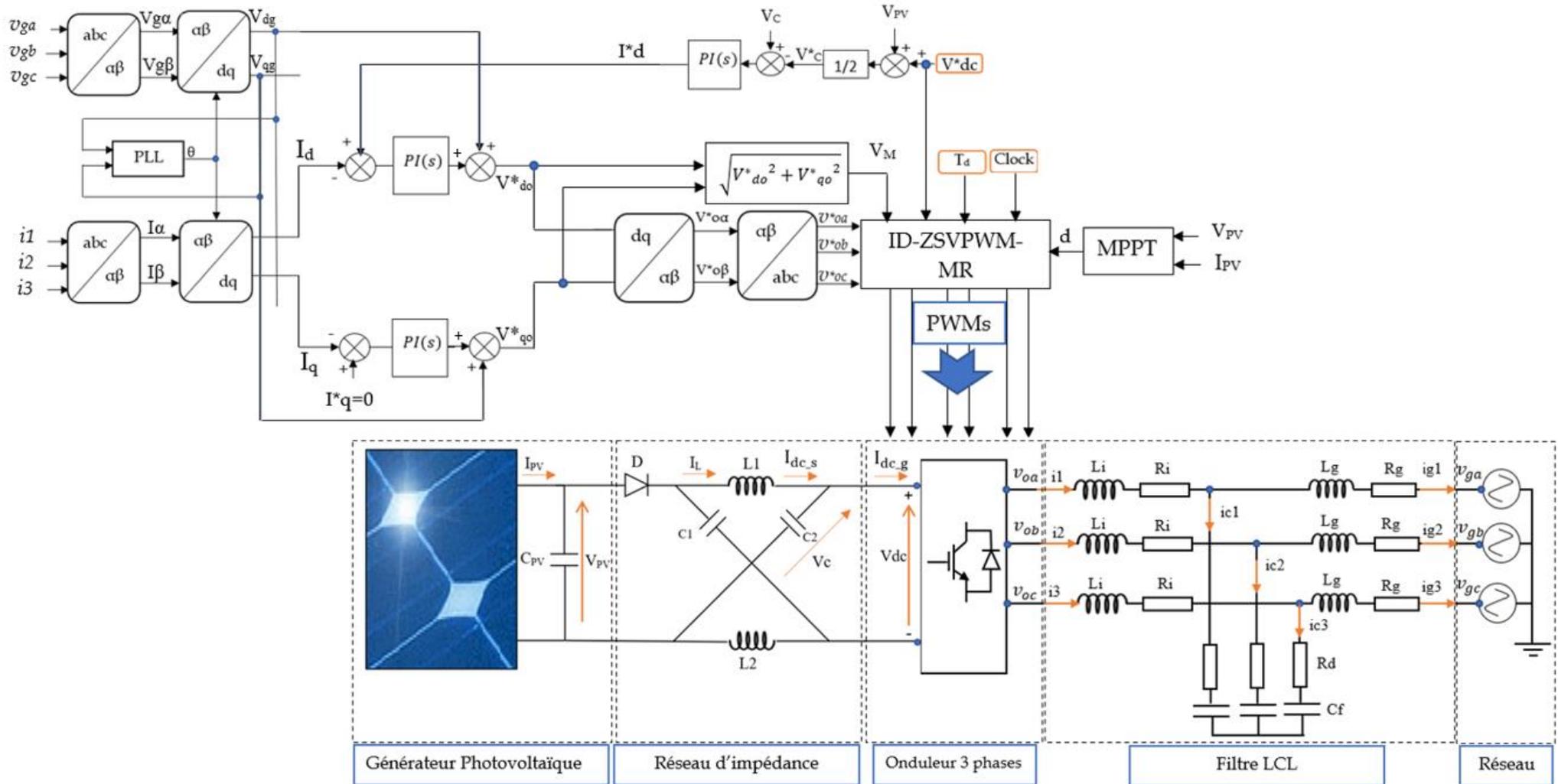


Figure 4.17 : Schéma global du système de contrôle de l'installation PV connecté au réseau

4.4 La technique MPPT et la stratégie de commande utilisées

La stratégie de commande utilisée est l'ID-ZSVPWM-MR proposée au chapitre 3.

La technique MPPT de type INC-FLC illustré à la figure 2.9 est choisi afin d'assurer un meilleur suivi du point de puissance maximale (MPP) du notre système PV. Cette technique à la fois augmente la réponse en vitesse et réduit les oscillations de puissance autour du MPP (suite à l'étude comparative présentée au chapitre 2). La technique INC-FLC contient deux modules principaux : le but du premier est de générer une taille de pas ΔD variable, tandis que le deuxième utilise le résultat du premier pour calculer la valeur entière du rapport cyclique (d). Le premier bloc est basé sur l'inférence floue de Sugeno. Le deuxième bloc est basé sur l'algorithme INC [17]. Pour cette technique, nous utilisons les mêmes fonctions d'appartenances que celle du FLC MPPT qui apparaissent à la figure 2.6. La base des règles floues utilisées est présentée dans le tableau 2.3. Et les niveaux de la sortie (valeurs empiriques) sont indiqués à la figure 4.18 : (B) pour grand, (S) pour petit et (Z) pour Zéro. Le gain G_n est choisi égal à 4, le temps d'échantillonnage est égal à 10^{-3} s.

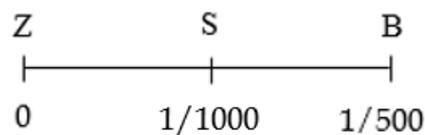


Figure 4.18 : Niveaux de la fonction de sortie ΔD .

4.5 Résultat et Discussion

La simulation est développée sous l'environnement Matlab/Simulink afin d'évaluer les performances du système de contrôle de l'installation PV connecté au réseau électrique illustré à la figure 4.17. Nous avons étudié le comportement du système lorsqu'il est soumis à une variation d'éclairement solaire, avec une température fixe à 25°C . L'éclairement solaire varie par paliers de 0 à $1000\text{W}/\text{m}^2$, puis de $1000\text{W}/\text{m}^2$ à $500\text{W}/\text{m}^2$ et en fin de $500\text{W}/\text{m}^2$ à $800\text{W}/\text{m}^2$ (figure 4.19). La référence de puissance réactive est maintenue à zéro. Dans ce qui suit, nous présentons les résultats de simulation obtenus ainsi que leur interprétation.

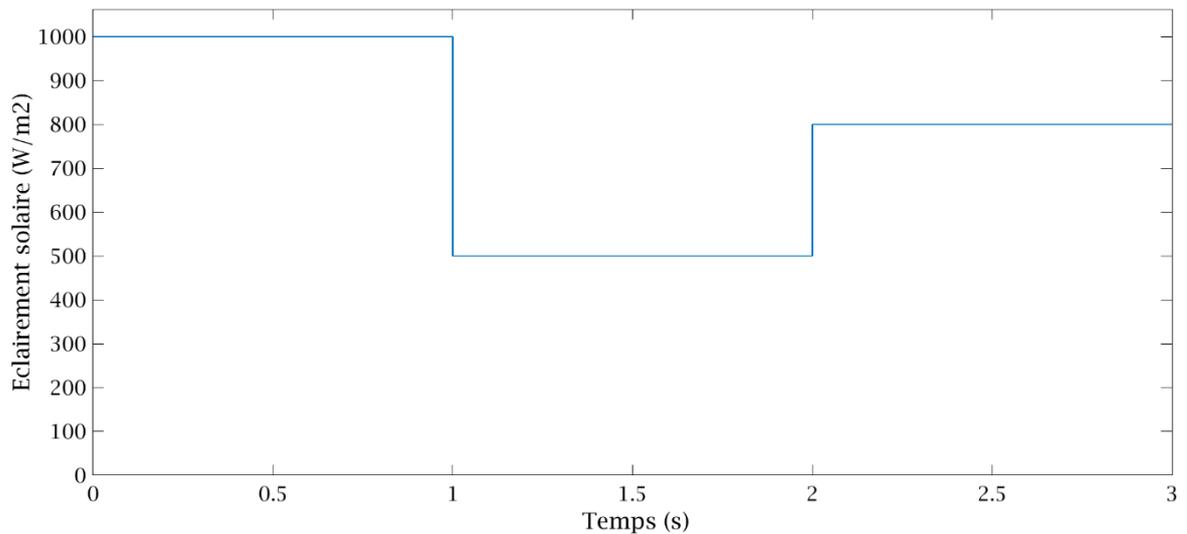


Figure 4.19 : Profil de l'éclairement solaire utilisé pour la simulation.

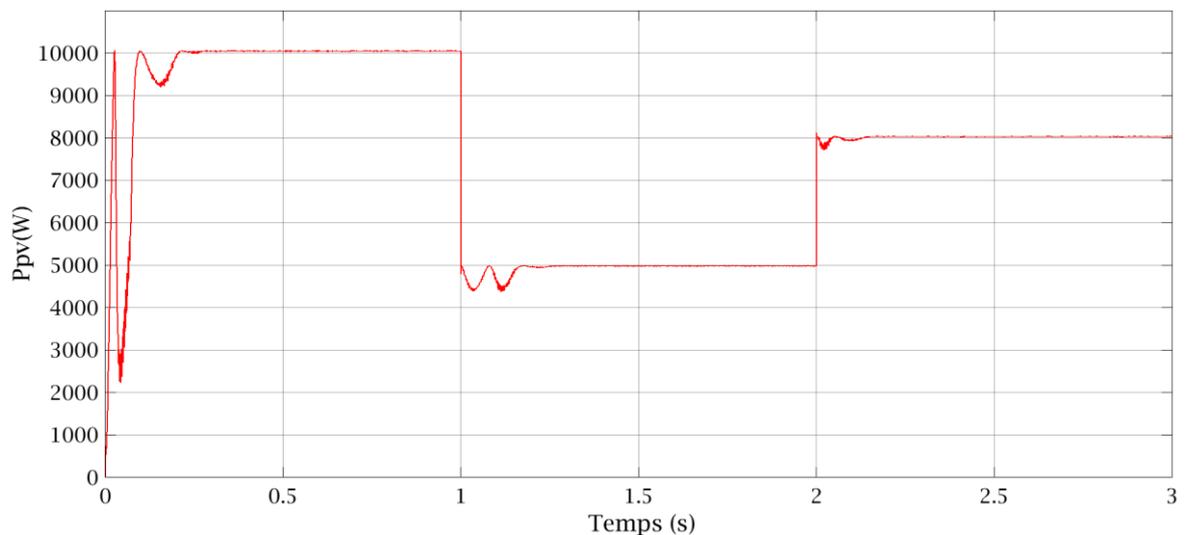


Figure 4.20 : Puissance DC produite par le générateur photovoltaïque (P_{pv}).

Les figures 4.19 et 4.20 montrent respectivement le profil d'éclairement de simulation et la puissance DC produite par le générateur photovoltaïque pour ce même profil. D'après ces deux figures, nous pouvons constater que pour chaque variation d'éclairement, le point de puissance maximale (MPP) est rapidement suivi par la technique MPPT de type INC-FLC avec un temps de réponse de 181,04 (ms) et avec un rendement moyen de 99,75 %. Avec le temps de réponse et le temps met pour atteindre 95% du point de puissance maximale (MPP) sans redescendre en dessous de cette valeur, et ça pour un pas d'éclairement de 0 à 1000 W/m². Le rendement moyen de la technique MPPT est obtenu en utilisant les relations 2.3, 2.4, et 2.5 donnés au chapitre 2.

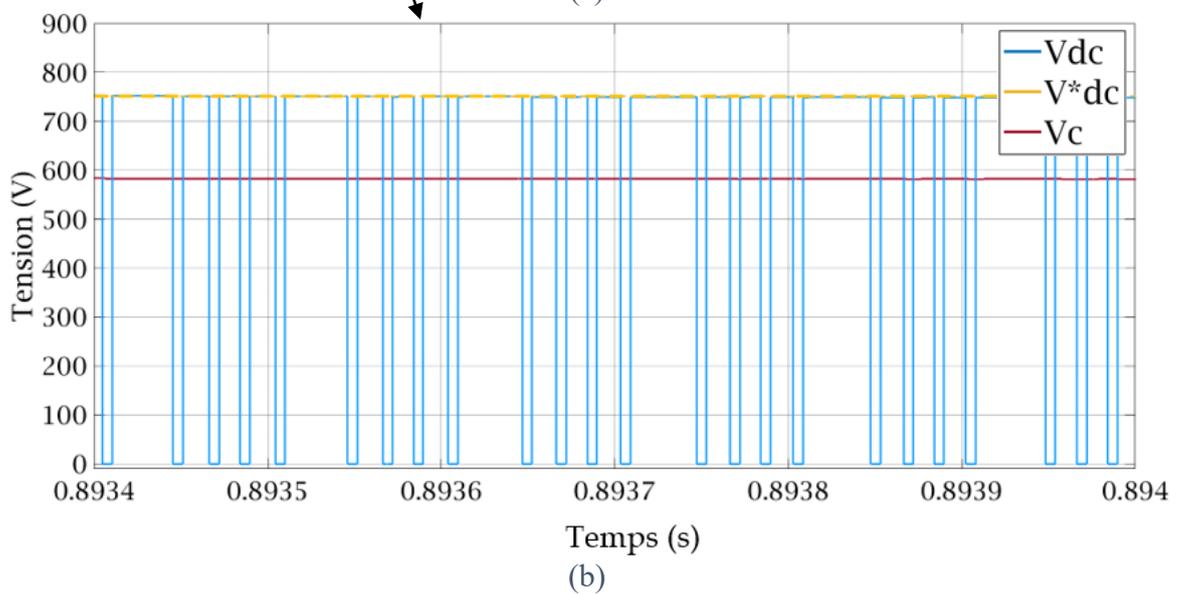
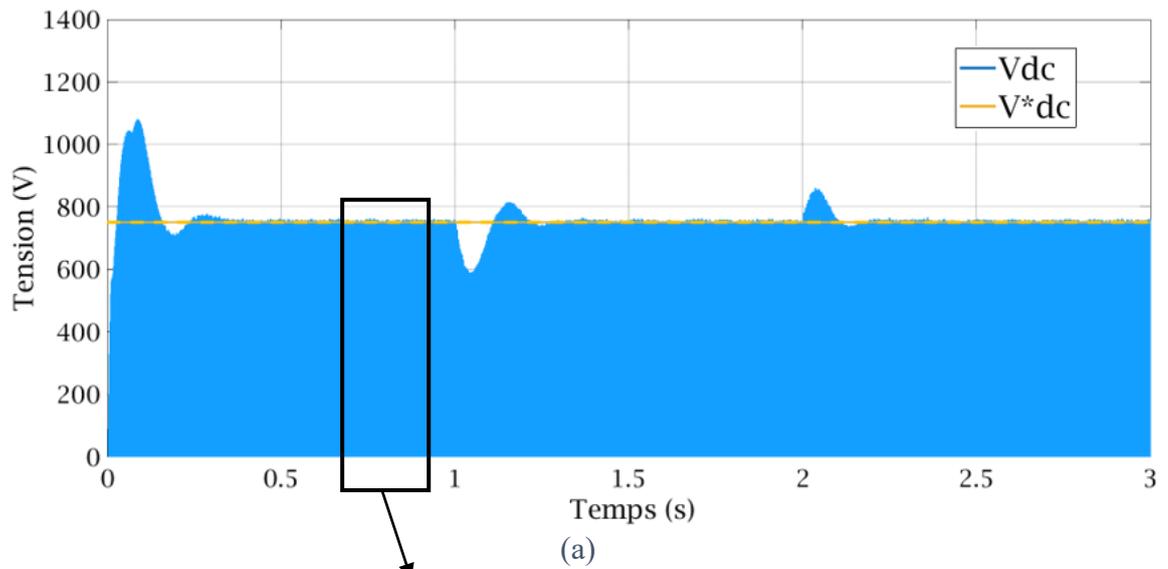


Figure 4.21 : Tension de sortie du réseau d'impédance (V_{dc}) et sa valeur de référence (V^*_{dc})

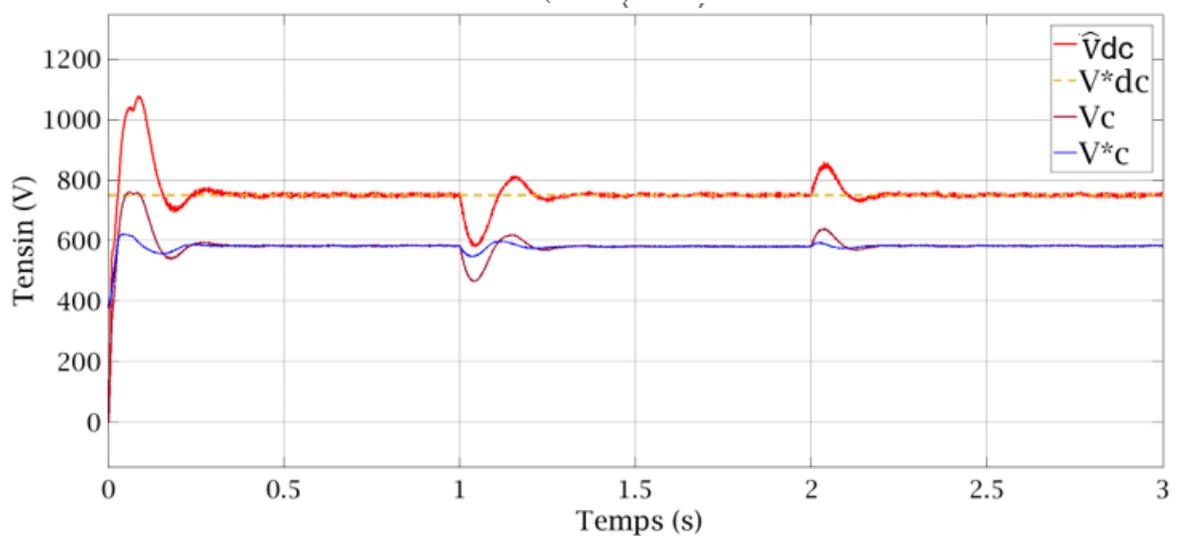


Figure 4.22 : Courbes de la valeur crête de la tension V_{dc} (\hat{V}_{dc}), et la tension du condensateur (V_c) ainsi que leurs valeurs de références.

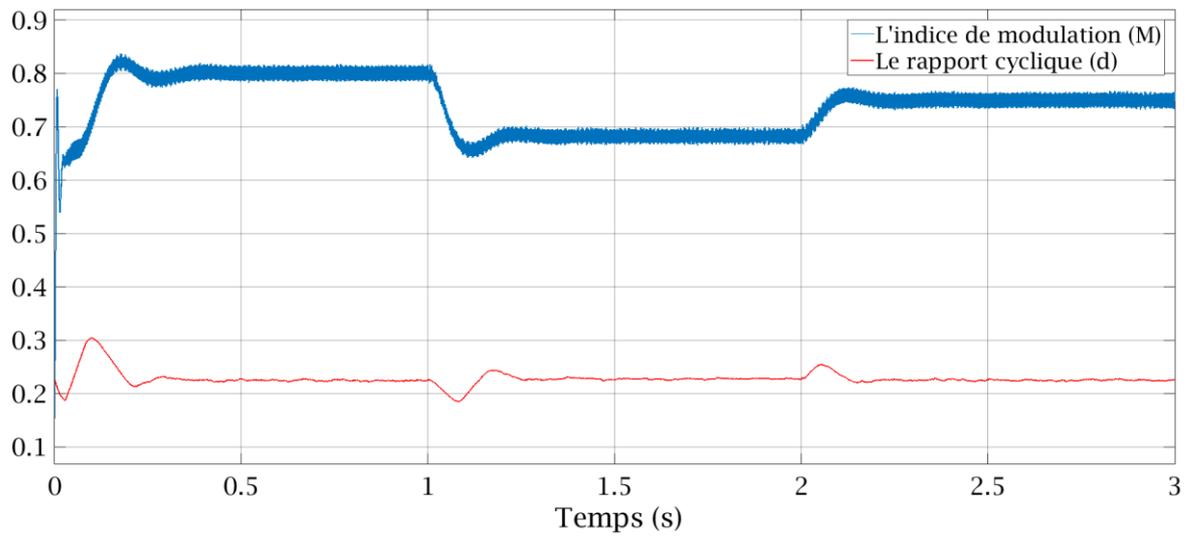


Figure 4.23 : Courbes d'indice de modulation (M), et du rapport cyclique de court-circuit (d).

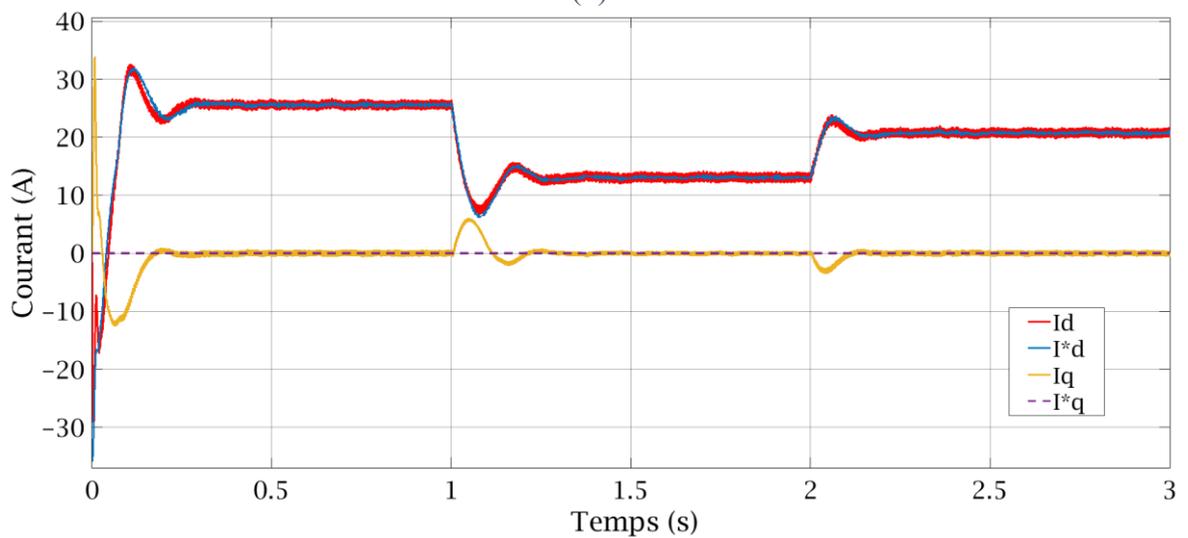


Figure 4.24 : Courants de références et courants mesurés dans le repère (d-q).

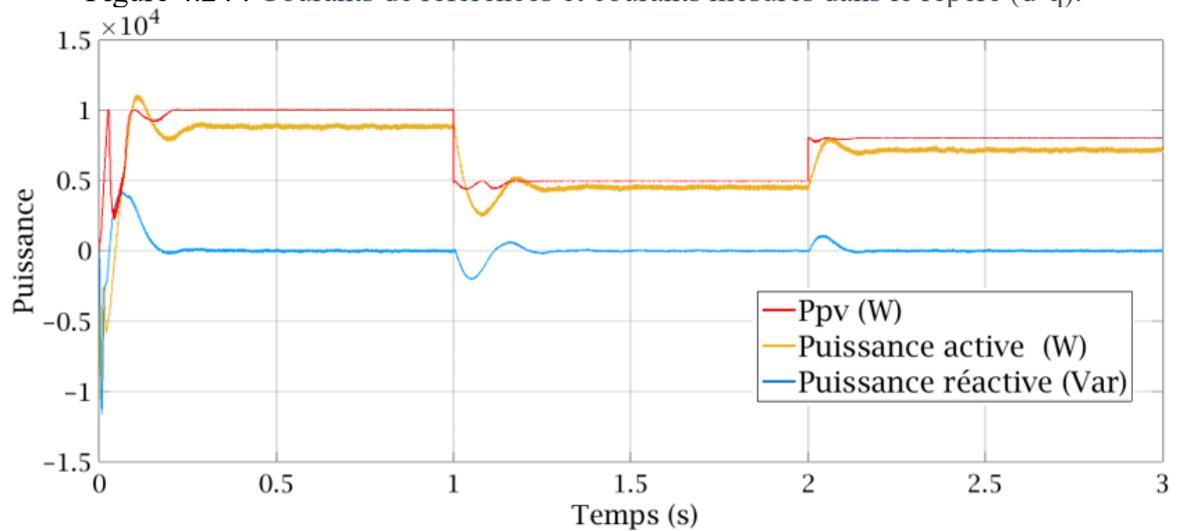


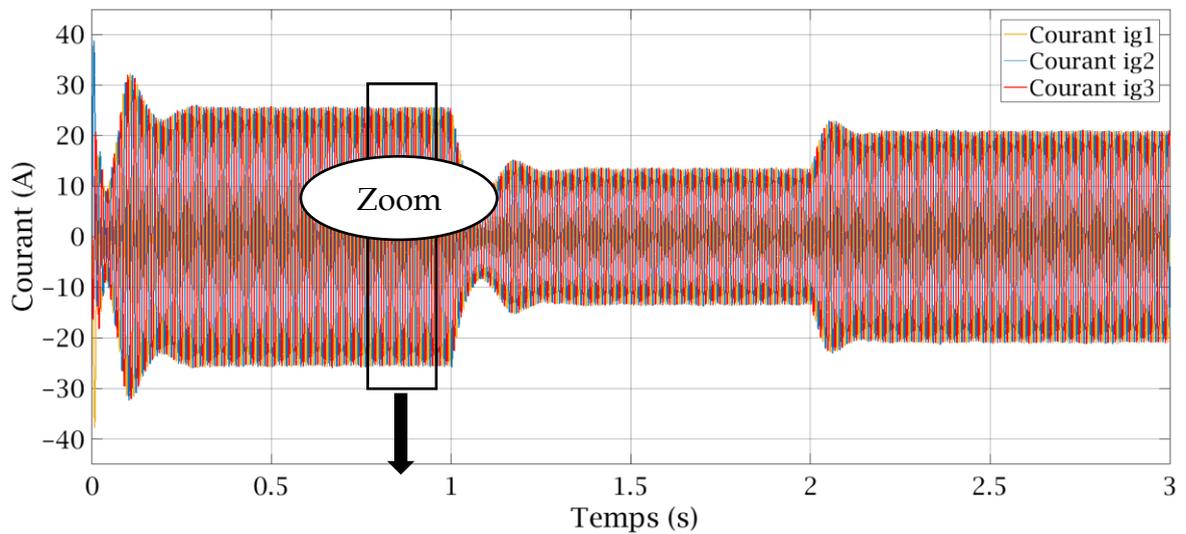
Figure 4.25 : Puissance active et réactive injectée dans le réseau.

Les figures 4.21 et 4.22 représentent respectivement la courbe de la tension V_{dc} et les courbes de la valeur crête de la tension V_{dc} (\widehat{V}_{dc}), et la tension du condensateur (V_c) ainsi que leurs valeurs de références pour un profil d'éclairement variable (figure 4.19). Nous constatons que malgré une forte variation de puissance due à la variation d'éclairement de 1000W/m^2 à 500W/m^2 le régulateur a réussi à maintenir les tensions (\widehat{V}_{dc}), et (V_c) à leurs valeurs de références avec une erreur quasi nulle.

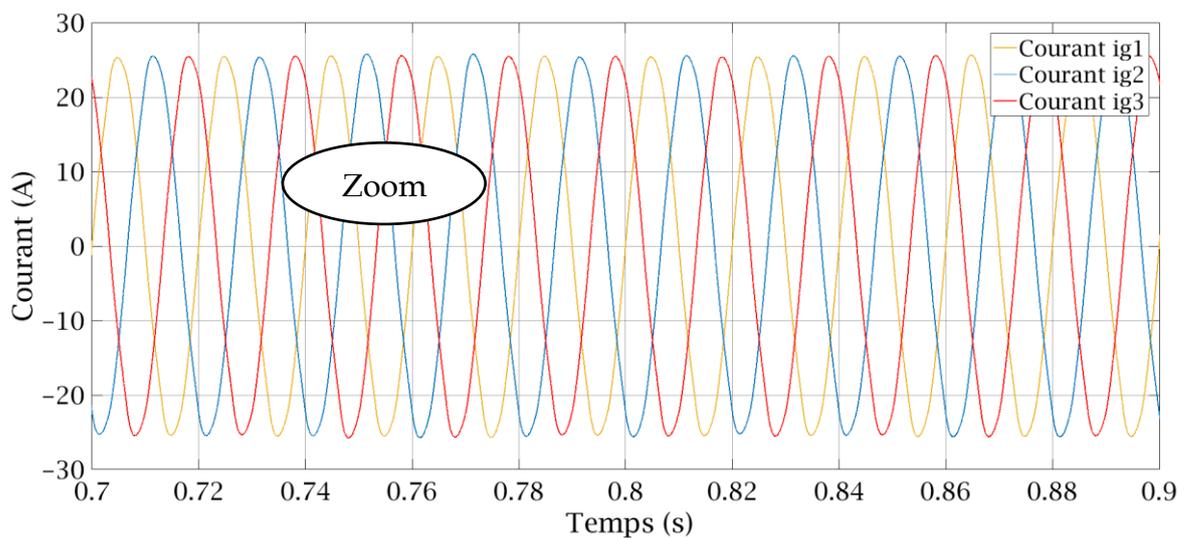
La figure 4.23 représente les courbes de variation de l'indice de modulation (M), et du rapport cyclique de court-circuit (d) par rapport au profil d'éclairement illustré à la figure 4.19. La variation de l'indice de modulation est due à la variation de la puissance injectée dans le réseau pour maintenir (\widehat{V}_{dc}) à sa valeur de référence.

La figure 4.24 représente les courbes de courant quadratique et direct (i_q et i_d) ainsi que leurs références. Nous avons imposé un courant de référence quadratique (I^*q) égal à zéro afin d'avoir un facteur de puissance unitaire. Nous remarquons que le courant (i_q) suit sa valeur de référence, et que la composante directe du courant (i_d) tend vers sa référence variable en fonction de la variation de l'éclairement puisqu'elle est liée à la quantité de puissance produite par le générateur photovoltaïque.

La figure 4.25 montre les puissances active et réactive injectées dans le réseau ainsi que la puissance produite par le générateur PV (P_{pv}). Nous constatons que la puissance réactive est égale à zéro, ce qui est justifié par la référence nulle du courant quadratique (i_q), tandis que la puissance active est légèrement inférieure à celle extraite du générateur PV, expliquée par le fait que les bobines du filtre LCL ne sont pas idéales, elles ont toutes des résistances de $0,5\text{ Ohm}$.



(a)



(b)

Figure 4.26 : (a) Courants triphasés injectés dans le réseau. (b) Zoom de [0.7-0.9 (s)] des courants triphasés injectés dans le réseau.

Les figures 4.26 et 4.27 représentent respectivement les courbes des trois phases de courant injectées dans le réseau et les courbes des trois phases de courant de sortie de l'onduleur. Ces figures montrent que les courbes ont une forme proche de la sinusoïde, ce qui donne une idée de la faible valeur du THD et de la qualité du signal du courant injecté au réseau.

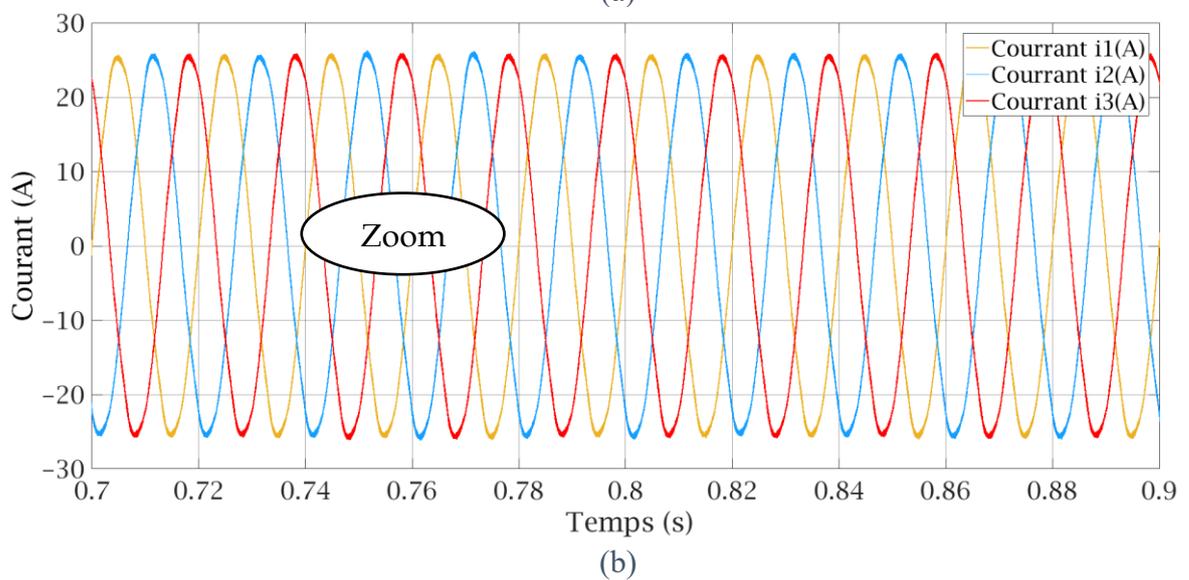
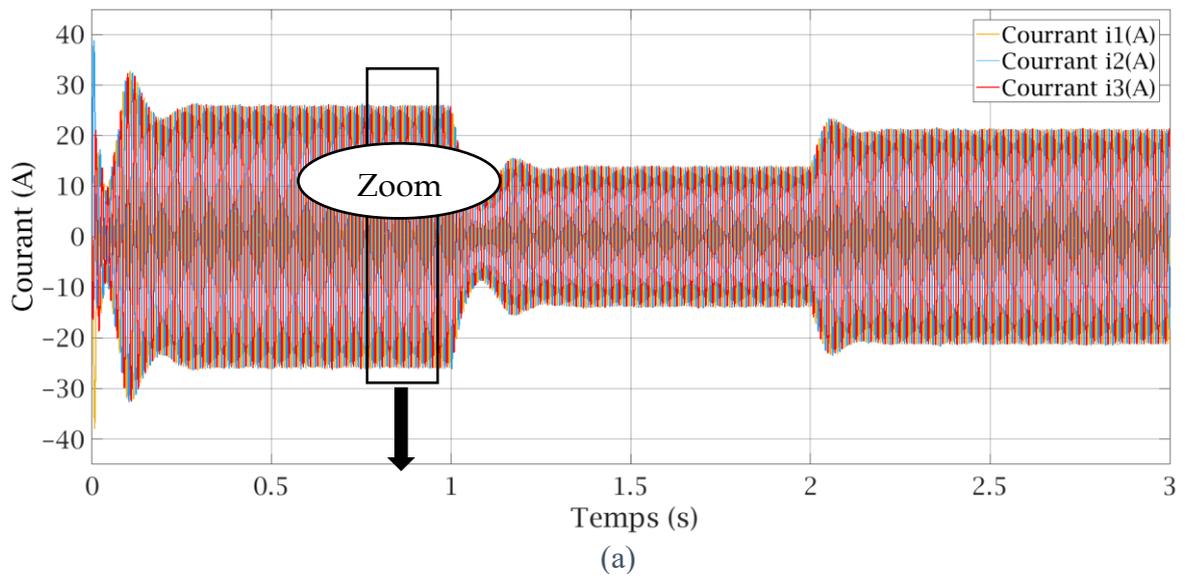


Figure 4.27 : (a) Courants triphasés de sortie d'onduleur Z-source. (b) Zoom de [0.7-0.9 (s)] des courants triphasés de sortie d'onduleur Z-source.

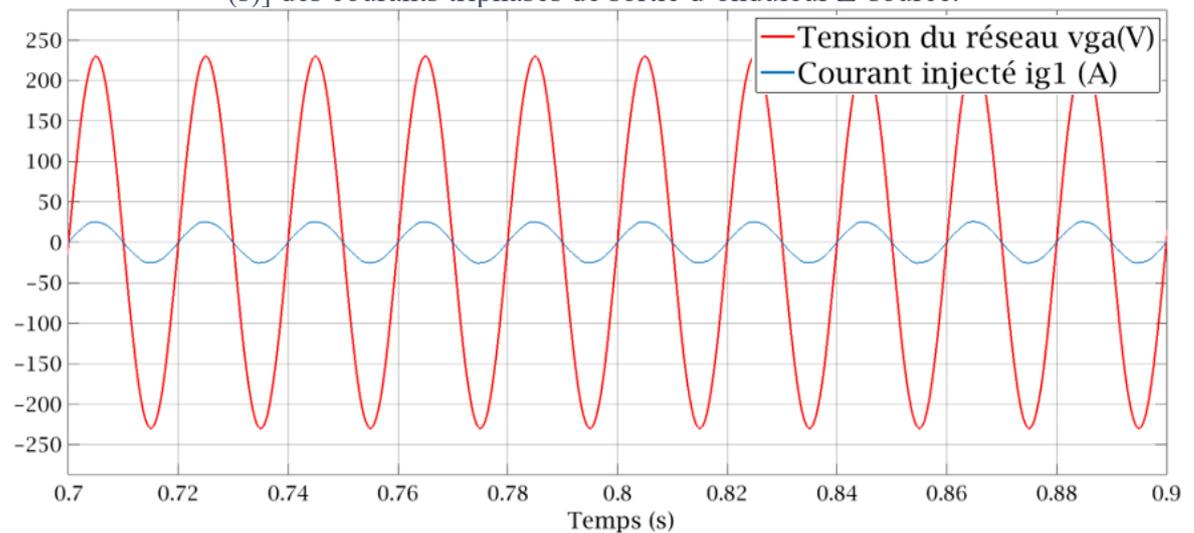


Figure 4.28 : Tension du réseau vga et le courant i_{g1} injecté dans le réseau.

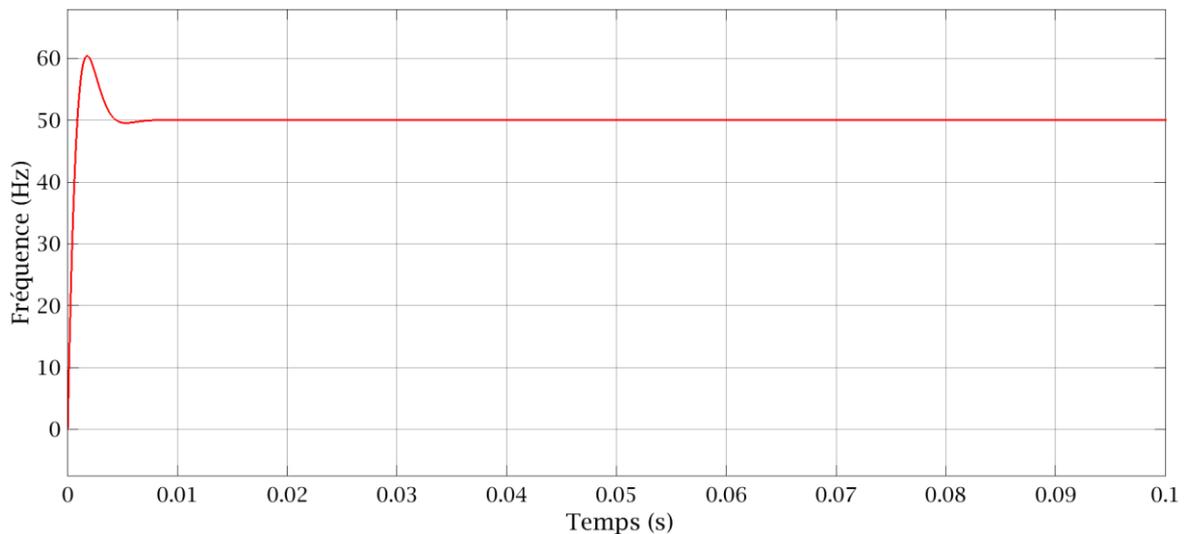
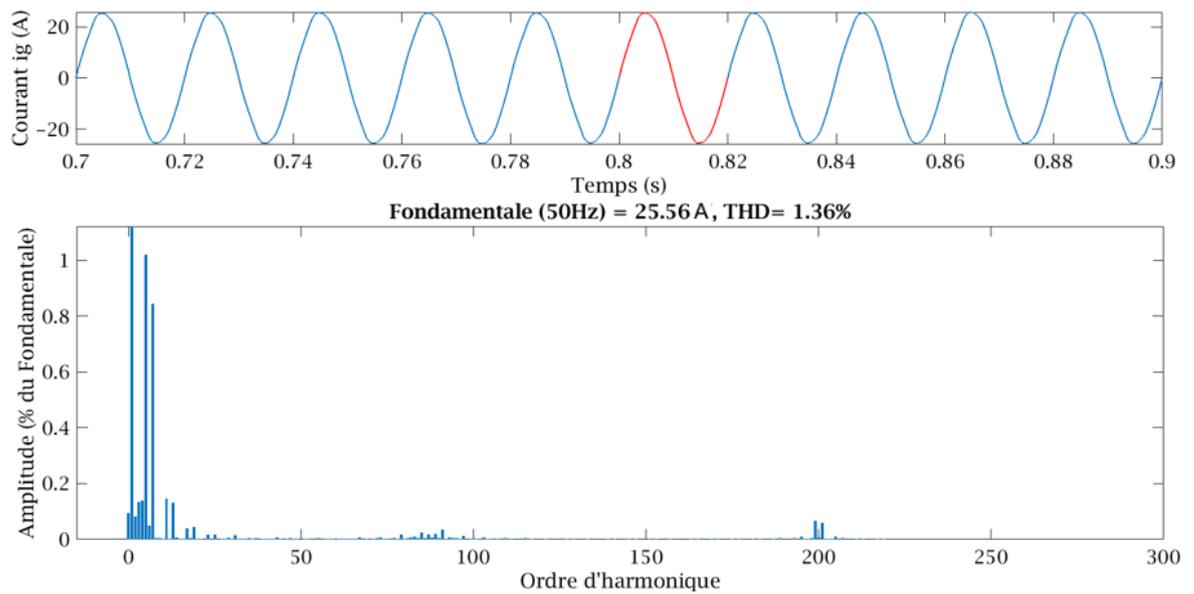


Figure 4.29 : Réponse en fréquence de la PLL.

La figure 4.28 montre que le courant injecté dans le réseau est synchronisé avec la tension du réseau, ce qui signifie que le facteur de puissance est égal à l'unité. La figure 4.29 montre la réponse en fréquence de la PLL. Nous voyons que la PLL fonctionne bien et permet ainsi une meilleure synchronisation du courant injecté avec la tension du réseau.

La figure 4.30 représente le spectre d'harmoniques du courant injecté dans la phase (a) du réseau pour un éclairage de 1000 W/m². Les harmoniques de courant sont repoussées vers les hautes fréquences par la stratégie de contrôle utilisée (ID-ZSVPWM-MR). Ce qui a facilité leur filtrage et a permis d'obtenir un courant quasi-sinusoïdal. Ça se traduit par la faible valeur de THD (1.36%) qui est bien en dessous de 5%, une limite généralement fixée par le standard (IEEE std 1547-2003). Sur le tableau 4.8 nous présentons les THDs du courant de la phase (a) obtenus pour différentes valeurs d'éclairage. Nous constatons que ces valeurs de THD sont toujours au-dessous des limites fixées par le standard international.



Sampling time = 2e-07 s
 Samples per cycle = 100000
 DC component = 0.02441
 Fundamental = 25.56 peak (18.07 rms)
 THD = 1.36%

0 Hz (DC):	0.10%	90.0°
50 Hz (Fnd):	100.00%	0.1°
100 Hz (h2):	0.08%	51.9°
150 Hz (h3):	0.13%	8.6°
200 Hz (h4):	0.14%	266.0°
250 Hz (h5):	1.02%	90.3°
300 Hz (h6):	0.05%	109.5°
350 Hz (h7):	0.84%	-32.5°
400 Hz (h8):	0.01%	-19.2°
450 Hz (h9):	0.00%	-66.0°
500 Hz (h10):	0.00%	65.7°
550 Hz (h11):	0.15%	84.8°
600 Hz (h12):	0.00%	-60.6°
650 Hz (h13):	0.13%	-30.4°
700 Hz (h14):	0.01%	8.1°
750 Hz (h15):	0.00%	8.6°
800 Hz (h16):	0.00%	259.9°

9400 Hz (h188):	0.00%	9.4°
9450 Hz (h189):	0.00%	112.1°
9500 Hz (h190):	0.00%	57.6°
9550 Hz (h191):	0.00%	56.9°
9600 Hz (h192):	0.00%	59.1°
9650 Hz (h193):	0.01%	249.6°
9700 Hz (h194):	0.00%	80.2°
9750 Hz (h195):	0.01%	-49.3°
9800 Hz (h196):	0.00%	8.1°
9850 Hz (h197):	0.00%	31.3°
9900 Hz (h198):	0.00%	52.4°
9950 Hz (h199):	0.07%	255.6°
10000 Hz (h200):	0.01%	-73.3°
10050 Hz (h201):	0.06%	138.9°
10100 Hz (h202):	0.00%	165.1°
10150 Hz (h203):	0.00%	182.5°
10200 Hz (h204):	0.00%	214.0°
10250 Hz (h205):	0.01%	90.2°
10300 Hz (h206):	0.00%	163.3°
10350 Hz (h207):	0.01%	142.8°
10400 Hz (h208):	0.00%	158.7°
10450 Hz (h209):	0.00%	160.7°
10500 Hz (h210):	0.00%	150.6°

Figure 4.30 : Spectre d'harmoniques du courant injecté dans la phase (a) du réseau

Tableau 4.8 : THD du courant de la phase (a) pour différents éclairagements.

L'éclairage solaire (W/m^2)	$I_g(A)$	Le THD (%)
1000	25.56	1.36
800	20,82	1.56
500	13.01	2.40

D'après le tableau 4.9 et la figure 4.30, nous pouvons constater que les harmoniques du courant injecté dans la phase (a) du réseau sont toujours au-dessous des limites imposées par le standard international donné dans le tableau 4.10. De plus, l'amplitude maximale des harmoniques au voisinage de la fréquence de découpage est égale à 0.07% qui est bien en dessous de 0.3%, la limite pour satisfaire les limitations d'harmoniques imposées par IEEE Std 1547-2003.

Tableau 4.9 : Les harmoniques du courant de la phase (a).

Harmoniques	h5	h7	h11	h13	h17	h19
Valeurs (%)	1.02	0.84	0.15	0.13	0.04	0.04

Tableau 4.10 : Distorsion de courant harmonique maximale en pourcentage de I_g [84].

Distorsion de courant harmonique maximale en pourcentage de I_g					
$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	THD
4.0%	2.0%	1.5%	0.6%	0.3%	5.0%

4.6 Conclusion

Ce chapitre donne une application de la nouvelle stratégie proposée sur l'onduleur Z-source intégré dans un système PV connecté au réseau électrique à travers un filtre LCL. Ce chapitre vise à tester la conformité des résultats obtenus par le système de commande adopté et compris la nouvelle stratégie proposée aux normes internationales d'interconnexion au réseau électrique. Le système étudié est validé par simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Les résultats de simulation obtenus révèlent que l'utilisation de la technique MPPT de type INC-FLC avec la stratégie de contrôle ID-ZSVPWM-MR a donné de bons résultats concernant le suivi rapide et efficace du point de puissance maximale (MPP) pour différentes valeurs d'éclairage. De plus, les paramètres des régulateurs PI adoptés pour les boucles de régulation de courant et de tension ainsi que la configuration retenue pour la PLL présentent de bonnes performances et un bon suivi des références avec une erreur quasi-nulle. Au final, nous pouvons conclure que le système de commande et compris la stratégie ID-ZSVPWM-MR est fiable, car il a pu surveiller le point de puissance maximale (MPP) et générer un courant synchronisé avec le réseau conformément aux standards internationaux.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal de cette thèse était de proposer une stratégie de contrôle ZSVPWM améliorée pour contrôler et améliorer les performances de l'onduleur Z-source dans des applications photovoltaïques. Cette stratégie devrait être caractérisée par des plages d'indice de modulation et du rapport cyclique de court-circuit étendues, tout en maintenant le rapport cyclique de court-circuit constant sur tous les cycles de commutation. Pour atteindre cet objectif, ce travail a été divisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur les systèmes photovoltaïques et l'onduleur Z-source. Nous avons commencé par rappeler le principe de fonctionnement de la cellule solaire et évoquer ses progrès technologiques. Puis nous avons présenté le circuit équivalent et le modèle mathématique de la cellule solaire. Ensuite, nous avons cité les différents types d'installation PV. Après, nous sommes passés aux configurations des installations photovoltaïques connectées au réseau. Nous avons également fourni une description des deux topologies typiques des convertisseurs de puissance des systèmes photovoltaïques connectés au réseau ainsi que les atouts et les faiblesses de chacune. Par la suite, nous avons présenté la nouvelle topologie du convertisseur de puissance, appelée onduleur Z-source, son circuit équivalent vu du côté DC, ainsi que son modèle mathématique. Enfin, nous avons introduit trois stratégies PWM conventionnelles dédiées au contrôle des topologies de l'onduleur Z-source. De ce chapitre nous pouvons conclure que :

- (1) L'industrie photovoltaïque a un avenir dans les énergies renouvelables grâce aux progrès réalisés dans cette branche.
- (2) L'onduleur Z-source à travers ces différentes topologies et ces différentes stratégies de contrôle est à la pointe des convertisseurs de puissance dédiés à l'industrie photovoltaïque.
- (3) La stratégie de contrôle a un impact significatif sur les performances de l'onduleur Z-source.
- (4) Chacune des stratégies de contrôle de l'onduleur Z-source présente des forces et des faiblesses tandis que les chercheurs sont toujours à la recherche d'une stratégie qui rassemble le plus d'avantages et réduit les faiblesses.

Au deuxième chapitre, nous avons focalisé sur l'étude de l'extraction de la puissance maximale d'un générateur photovoltaïque par l'onduleur Z-source. Cette étude est faite sur la base des simulations sous le logiciel MATLAB/SIMULINK. Elle a été divisée en deux parties.

Dans la première partie, nous avons présenté une analyse de cinq techniques MPPT (P&O, INC, FLC, INC-FLC, P&O-FLC). Ces techniques ont été utilisées pour le contrôle du rapport cyclique de l'onduleur Z-source en utilisant la stratégie de contrôle MCBC.

Les résultats obtenus révèlent que tous les techniques MPPT développés peuvent extraire la puissance maximale du générateur PV aux différentes valeurs d'éclairement, mais avec des performances différentes. Les techniques MPPT de type P&O et INC produisent pratiquement les mêmes courbes de puissance de sortie et donnent des performances très similaires. Lorsque la taille de pas du rapport cyclique est plus grande, leurs réponses deviennent plus rapides mais leurs oscillations en régime permanent autour du MPP deviennent importantes, ce qui réduit leur efficacité. La MPPT basé sur la logique floue FLC-MPPT et les méthodes améliorées P&O-FLC et INC-FLC montrent une efficacité très élevée, avec un temps de réponse réduit comparé aux deux premières techniques conventionnelles.

En observant les algorithmes des différentes techniques MPPT utilisées, nous constatons aisément que les techniques utilisant le contrôleur à logique floue sont beaucoup plus complexes que les techniques classiques. Bien que la technique FLC-MPPT soit moins complexe que les méthodes INC et P&O améliorées, elles donnent des performances très similaires.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté une analyse de la technique MPPT de type INC-FLC. Cette technique MPPT est utilisé avec trois stratégies de contrôle du ZSI (SBC, MBC, et MCBC). Le but est d'observer l'influence du choix de la stratégie de commande sur les performances de la technique MPPT, et de mettre en évidence les atouts et les faiblesses des stratégies de commande dans les applications photovoltaïques. Les critères choisis pour évaluer les résultats obtenus par les trois stratégies sont : la vitesse de poursuite du MPP, l'erreur de poursuite du MPP, le rendement moyen de la technique INC-FLC, la plage de poursuite du MPP et le THD de chaque stratégie. Les résultats obtenus révèlent que :

- (1) La technique MPPT de type INC-FLC donne différentes performances en utilisant différentes stratégies de contrôle du ZSI.

- (2) Les stratégies de contrôle utilisant un rapport cyclique constant telles que la SBC et la MCBC permettent à la technique INC-FLC d'obtenir un rendement meilleur avec une large plage de poursuite du point de puissance maximale (MPP).
- (3) En utilisant les stratégies de contrôle qui ont un gain de tension plus grand telle que la stratégie MBC, nous avons obtenu une réponse de poursuite plus rapide et un THD plus faible.

Toutefois, Pour un éclairement inférieur à 500 W/m², la stratégie MCBC donne des meilleurs résultats comparés à la MBC en termes de plage de poursuite et THD grâce à la plage étendue de l'indice de modulation qui permet au rapport cyclique d'aller jusqu'à 0 pour un indice de modulation égale à 1.1547. Contrairement à la stratégie MBC qui a un indice de modulation limité à 1, cette valeur correspond à une valeur minimale du rapport cyclique (d) égale à $(1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}) \simeq 0.1730$.

À partir de ces résultats, nous pouvons conclure qu'une meilleure stratégie de contrôle de l'onduleur Z-source utilisé dans une application PV doit répondre aux critères suivants :

- (1) Détient un rapport cyclique de court-circuit constant,
- (2) Avoir la plage d'indice de modulation la plus étendue,
- (3) Et avoir le gain de tension le plus élevé.

Dans le chapitre trois, une nouvelle stratégie de contrôle est proposée pour le contrôle et l'amélioration des performances de l'onduleur Z-source triphasé, surnommée modulation vectorielle spatiale discontinue améliorée avec une référence modifiée noté ID-ZSVPWM-MR. La stratégie de contrôle proposée est réalisée en modifiant l'expression de la tension de référence de la stratégie ID-ZSVPWM dans le but d'avoir une tension de référence qui a une forme hexagonale dans le plan (α - β), ce qui donne une plage d'indice de modulation étendue pouvant atteindre 1,2114 au lieu de 1,1548. Et donne une durée d'état zéro constante sur tous les cycles de commutation. Cela se traduit par une durée de court-circuit (Shoot-Through) maximale en transformant tous les états zéro en états de court-circuit sans affecter les états actifs tout en gardant un rapport de court-circuit constant. Par conséquent, le courant continu de l'inductance et la tension du condensateur n'auront pas d'ondulations associées à la fréquence de sortie. Ce qui peut réduire considérablement les valeurs des paramètres L et C du réseau d'impédance, et réduit ainsi le coût et la taille de l'onduleur. Pour vérifier les performances de l'ID-ZSVPWM-MR et les comparées à celles de la stratégie existante ID-ZSVPWM, des simulations ont été développées à l'aide du logiciel PLECS sous

l'environnement Matlab/Simulink. De plus, un prototype de ZSI alimentant une charge résistive triphasée a été utilisé pour valider expérimentalement les résultats de simulation. En se basant sur les résultats obtenus, Il a été montré que la stratégie ID-ZSVPWM-MR proposée a donné de meilleures performances comparée à la stratégie existante: (1) Un gain de tension plus élevé, (2) Une tension de blocage réduite, (3) Une ondulation du courant d'inductance (ΔI_L) plus faible, (4) Un courant de court-circuit (I_L) réduit, (5) Une Distorsion harmonique totale de tension (THD) réduite, (6) Un rendement meilleur (Pertes de puissances réduites), (7) Une plage du rapport cyclique de court-circuit (d) plus étendue (Plage de poursuite du MPP plus étendue).

Toutes ces performances rendent l'ID-ZSVPWM-MR très pratique dans les applications photovoltaïques et les applications d'entraînement électrique.

Dans le chapitre quatre, nous avons abordé le sujet de l'intégration de l'onduleur Z-source contrôlé par la nouvelle stratégie ID-ZSVPWM-MR dans un système PV d'une puissance crête de 10kW. Le système PV étudié est connecté au réseau électrique à travers un filtre LCL. Ce chapitre vise à tester la conformité des résultats obtenus par le système de commande adopté et compris la nouvelle stratégie proposée aux normes internationales d'interconnexion au réseau électrique. Le système étudié est validé par simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Les résultats de simulation obtenus révèlent que l'utilisation de la technique MPPT de type INC-FLC avec la stratégie de contrôle ID-ZSVPWM-MR a donné de bons résultats concernant le suivi rapide et efficace du point de puissance maximale (MPP) pour différentes valeurs d'éclairement. De plus, les paramètres des régulateurs PI adoptés pour les boucles de régulation de courant et de tension ainsi que la configuration retenue pour la PLL présentent de bonnes performances et un bon suivi des références avec une erreur quasi-nulle. Le système de commande et compris la stratégie ID-ZSVPWM-MR est fiable, car il a pu surveiller le point de puissance maximale (MPP) et générer un courant synchronisé avec le réseau conformément aux standards internationaux.

Au final, nous pouvons dire que l'objectif de cette thèse est atteint car la stratégie proposée a non seulement amélioré les performances de l'onduleur Z-source mais a également réussi à générer dans une installation photovoltaïque un courant synchronisé avec le réseau conformément aux normes internationales d'interconnexion au réseau électrique.

Comme perspective de ce travail, nous proposons :

(1) L'implémentation et la validation expérimentale du système étudié au chapitre quatre.

- (2) L'adaptation de la nouvelle stratégie ID-ZSVPWM-MR pour un onduleur Z-source multi-niveaux.
- (3) L'application de la nouvelle stratégie ID-ZSVPWM-MR sur d'autre topologie de l'onduleur Z-source.

APPENDICE A : LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS

AC	Courant alternatif
A _c	Surface de la cellule
B	Facteur d'amplification du Z-source (facteur de survoltage)
Br	Facteur d'amplification réel du Z-source
C	Valeur de la capacité des condensateurs du réseau d'impédance du Z-source $C=C1=C2$
C1	Capacité du condensateur 1 du réseau d'impédance du Z-source
C2	Capacité du condensateur 2 du réseau d'impédance du Z-source
C _f	Capacité du condensateur du filtre LCL
CLS	Techniques de synchronisation en boucle fermée
C _{pv}	Capacité du condensateur utilisé à la sortie du générateur photovoltaïque.
DC	Courant continue.
D-ZSVPWM	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale discontinue
E _M	Erreur de poursuite du point de puissance maximale.
FF	Facteur de forme
G	Gain de tension (référence)
Gr	Gain de tension réel
GPV	Générateur photovoltaïque
I*d	Valeur de référence de la composante directe du courant
I-V	Caractéristique Courant-Tension d'un générateur Photovoltaïque
I*q	Courant de référence de la composante quadratique
I _{cc}	Courant de court-circuit du générateur photovoltaïque
I _c	Courant du condensateur du réseau d'impédance
I _{cel}	Courant produit par la cellule solaire.
I _{ch}	Courant de la charge
I _D	Courant passant par la diode du modèle de la cellule solaire.
I _d	Composante directe des trois courants triphasés de sortie d'onduleur dans le plan (d-q)
ID-ZSVPWM	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale améliorée discontinue
ID-ZSVPWM-MR	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale améliorée discontinue avec une référence modifiée
IEEE Std 1547	Norme IEEE pour l'interconnexion des ressources distribuées avec les systèmes d'alimentation électrique
I _e	Courant de source
I _g	Valeur maximale du courant injecté au réseau

I_L	Courant d'inductance du réseau d'impédance
I_{MP}	Courant à la puissance crête du générateur PV
I_{MPP}	Courant au point de puissance maximale
INC	Incrément de la Conductance
INC-FLC	Techniques INC améliorées à base de la logique floue
I_{ph}	Photo-courant (Courant photonique)
I_{pv}	Courant du générateur PV
I_q	Composante quadratique des trois courants triphasés de sortie d'onduleur dans le plan (d-q)
I_r	Eclairement (l'irradiation solaire)
I_{ro}	Eclairement solaire nominal.
IRENA	L'Agence internationale des énergies renouvelables
I_{sh}	Courant passant par la résistance shunt.
I_s	Courant inverse de saturation de la diode.
I_α	Composante suivant l'axe α des trois courants triphasés de sortie d'onduleur dans le plan (α - β)
I_β	Composante suivant l'axe β des trois courants triphasés de sortie d'onduleur dans le plan (α - β)
K_p	Gain proportionnel du régulateur PI de la boucle de régulation de la valeur crête de la tension Vdc
K_{p_I}	Gain proportionnel du régulateur PI des boucles de régulation des courants Id et Iq
K_{p_PLL}	Gain proportionnel du régulateur PI de la PLL
L	Valeur d'inductance des bobines du réseau d'impédance du Z-source ($L=L_1=L_2$)
L1	Inductance de la bobine 1 du réseau d'impédance du Z-source
L2	Inductance de la bobine 2 du réseau d'impédance du Z-source
Lf	Somme des inductances des deux bobines d'une phase du filtre LCL ($L_f=L_i+L_g$)
Lg	Inductance côté réseau
Li	Inductance côté onduleur
L_T	Inductance Totale du filtre ($L_T=L_i+L_g$)
M	Indice de modulation de référence
M_r	Indice de modulation réel
N	Nombre d'échantillons de puissance
N_s	Nombre de cellules ou de modules photovoltaïques connectés en série
N_p	Nombre de cellules ou de modules photovoltaïques connectés en parallèle
MBC	Maximum Boost control
MCBC	Maximum Constant Boost control
MPP	Point de puissance maximale (Maximum Power Point)
MPPT	Suivi du point de puissance maximale (Maximum Power Point Tracking)
OLS	Techniques de synchronisation en boucle ouverte

OS	Méthode d'optimum symétrique
P-V	Caractéristique Pissance-Tension d'un générateur Photovoltaïque
P&O	Perturber et Observer
P&O-FLC	Technique P&O améliorée à base de la logique floue
Pc	La puissance crête d'une cellule PV
PCC	Point de couplage commun
Pcond	Les pertes de puissance de conduction
Pd	Perturbation sur la commande de courant directe id
PI	Régulateur Proportionnel-Intégrale
Pin	Puissance d'entrée
PLL	Boucle à verrouillage de phase
PMPP	Puissance maximale du générateur Photovoltaïque
Pn	Puissance active nominale de l'installation
Pq	Perturbation sur la commande de courant quadratique iq
Psw	Les pertes de puissance de commutation
Ptot	Les pertes de puissance totales
PV	Photovoltaïque
PWM	Modulation de largeur d'impulsion
Rd	Résistance d'amortissement
Rf	Somme des résistances des deux bobines d'une phase du filtre LCL ($R_f = R_i + R_g$).
Rg	Résistance côté réseau
Ri	Résistance côté onduleur
Rch	Charge résistive
Rs	Résistance série du modèle de la cellule
Rsh	Résistance shunt du modèle de la cellule
SBC	Simple Boost control
ST	Etat de court-circuit (Shoot-through)
STC	Conditions de test standard
SVPWM	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale
S1	Interrupteur fictif 1 du modèle du Z-source
S2	Interrupteur fictif 2 du modèle du Z-source
S	Variable de la transformé de Laplace
T0	Durée de l'état zéro
T1, T2	Durées des états actifs de la stratégie ID-ZSVPWM-MR
Tcl	Constante de temps de la boucle ferme des courants
Td	Période de cycle de commutation (Période de découpage)
THD	Distorsion totale d'harmonique
Ti	Constante d'intégration du régulateur PI de la boucle de régulation de la valeur crête de la tension Vdc
Ti_I	Constante d'intégration du régulateur PI des boucles de régulation des courants Id et Iq
Ti_PLL	Constante d'intégration du régulateur PI de la PLL
Tsh	Durée de court-circuit (shoot-through)

U_d	Commande du courant i_d
U_q	Commande du courant i_q
V^*_c	Valeur de référence de la tension du condensateur du réseau d'impédance
V^*_{dc}	Référence de la valeur crête de la tension de sortie du réseau d'impédance V_{dc}
$\overrightarrow{V_S^*}$	Amplitude du nouveau vecteur tension de référence de la stratégie ID-ZSVPWM-MR dans le plan (α - β)
V_{ab}	Tension alternative entre phase "a" et "b" de sortie d'onduleur
V_c	Tension du condensateur du réseau d'impédance
V_{cel}	Tension de la cellule photovoltaïque
V_{cf}	Tension aux bornes du condensateur du filtre LCL
V_{dc}	Tension de sortie du réseau d'impédance du Z-source
\widehat{V}_{dc}	Valeur crête de la tension V_{dc}
V_{dg}	Composante directe des trois tensions triphasées du réseau dans le plan (d-q)
V_{do}	Composante directe des trois tensions triphasées de sortie d'onduleur dans le plan (d-q)
V^*_{do}	Référence de la composante directe des trois tensions triphasées de sortie d'onduleur dans le plan (d-q)
V_{drop}	Chute de tension
(V_{ga}, V_{gb}, V_{gc})	Tensions alternatives des trois phases (a, b, c) du réseau
V_g	Valeur maximale de la tension du réseau
$\overrightarrow{V_g}$	Vecteur tension du réseau dans le plan (α - β)
V_{in}	Tension d'entrée
V_L	Tension de la bobine du réseau d'impédance du Z-source
(V_{oa}, V_{ob}, V_{oc})	Tensions alternatives des trois phases (a, b, c) de sortie d'onduleur
$(V^*_{oa}, V^*_{ob}, V^*_{oc})$	Références des tensions alternatives des trois phases (a, b, c) de sortie d'onduleur
V_M	Valeur maximale de la tension de référence sinusoïdale
$V^*_M(\alpha)$	Amplitude de la tension de référence de la nouvelle stratégie ID-ZSVPWM-MR
V_{MP}	Tension à la puissance crête du générateur PV
V_{MPP}	Tension au point de puissance maximale
V_o	Tension alternative de sortie d'onduleur
\widehat{V}_o	Valeur maximale du fondamentale de la tension de sortie d'onduleur
V_{oc}	Tension du circuit ouvert de la cellule solaire
V_{PV}	Tension du générateur PV
V_{qg}	La composante quadratique des trois tensions triphasées du réseau dans le plan (d-q)
V_{qo}	La composante quadratique des trois tensions triphasées de sortie d'onduleur dans le plan (d-q)

V^{*qo}	Référence de la composante quadratique des trois tensions triphasées de sortie d'onduleur dans le plan d-q
V_{ref1}	Référence tension alternative de la phase une
V_{ref1}^*	Référence de tension proposée pour la stratégie ID-ZSVPWM-MR
$V^*_{o\alpha}$	Référence de la composante suivant l'axe α du système de tension triphasé de sortie d'onduleur dans le plan (α - β)
$V^*_{o\beta}$	Référence de la composante suivant l'axe β du système de tension triphasé de sortie d'onduleur dans le plan (α - β)
$V_{g\alpha}$	La composante suivant l'axe α du système de tension triphasé du réseau dans le plan (α - β)
$V_{g\beta}$	La composante suivant l'axe β du système de tension triphasé de sortie d'onduleur dans le plan (α - β)
$V1, V2$	Vecteurs actifs
$V0, V7$	Vecteurs zéros
V_{sh}	Vecteur shoot-through du Z-source (Vecteur de court-circuit)
ZSI	Onduleur Z-source (Z-source inverter)
ZSVPWM	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale du Z-source
a	Constante de la méthode OS
d	Rapport cyclique de court-circuit du Z-source
fb	Fréquence de la bande passante
fcrit	Fréquence critique
fg	Fréquence du réseau
fres	Fréquence de résonance
fsw	Fréquence de commutation (fréquence de découpage)
(i1, i2, i3)	Courants des trois phases de sortie d'onduleur
(ig1, ig2, ig3)	Courants injectés dans les trois phases du réseau
(ic1, ic2, ic3)	Courants des condensateurs du filtre LCL
kr	Le rapport (fsw/fres)
Tr	Temps de réponse
4- ZSVPWM	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale à quatre courts-circuits
6-ZSVPWM-1	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale à six courts-circuits (méthode 1)
6-ZSVPWM-2	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale à six courts-circuits (méthode 2)
α	Angle de variation d'amplitude de la nouvelle tension de référence de la stratégie ID-ZSVPWM-MR.
β	Constante égale à 6π
ΔD	Pas du rapport cyclique
ΔI_L	Ondulation du courant d'inductance
$\Delta \theta$	Erreur de phase

η	Rendement en (%)
η_{cel}	Rendement d'une cellule photovoltaïque
η_M	Rendement moyen en (%)
μ	Rapport (Lg/Li),
ξ	Facteur d'amortissement
ω	Pulsation de la tension de référence de sortie d'onduleur
ω_g	Pulsation de la tension du réseau électrique
ω_{res}	Pulsation de résonance
ω_n	Pulsation propre de la boucle fermée de la PLL
Θ	Angle de référence de la tension de sortie de l'onduleur dans le plan (α - β)
Θ_g	Angle du vecteur tension de réseau dans le plan (α - β)

REFERENCES

- [1] Kabir, E., Kumar, P., Kumar, S., Adelodun, A. A., & Kim, K.-H. "Solar energy: Potential and future prospects", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, V. 82, (2018), 894–900.
- [2] Y. YANG, F. BLAABJERG, "Overview of single-phase grid-connected photovoltaic systems", *Electric Power Components and Systems*, V. 43, n°12, (2015), 1352-1363.
- [3] Ahmed M. Nassef, Essam H. Houssein, Bahaa El-din Helmy, Hegazy Rezk. "Modified honey badger algorithm based global MPPT for triple-junction solar photovoltaic system under partial shading condition and global optimization", *Energy*, V. 254, (2022), 0360-5442.
- [4] Fafard S, Masson DP, "High-Efficiency and High-Power Multijunction InGaAs/InP Photovoltaic Laser Power Converters for 1470 nm", *Photonics*, V.9, n°7, (June 2022).
- [5] Vodapally SN, Ali MH, "A Comprehensive Review of Solar Photovoltaic (PV) Technologies, Architecture, and Its Applications to Improved Efficiency", *Energies*, V.16, n°1, (2023).
- [6] S. KOURO, J. I. LEON, D. VINNIKOV, et al. "Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging PV converter technology", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, V.9, n°1, (2015), 47-61.
- [7] AKEL Fethi. "Etude et commande d'un système hybride photovoltaïque-éolien en mode connecté au réseau et îloté". (2017). Thèse de Doctorat. Ecole Nationale Polytechnique.
- [8] F. Z. Peng, "Z-source inverter,". *IEEE Transactions on industry applications*, V. 39, n°2, (2003), 504-510.
- [9] D. Nanda, T. Roy, and P. K. Sadhu, "Comparison study of different pulse width modulation techniques for Extended boost Z-source inverter," in 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), (2016), 1-6.
- [10] CHAIB Ibtissam. "The integration of Z-source inverters in an intelligent network "Smart Grid" ". (2022). Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique.
- [11] Rahim Samanbakhsh, Peyman Koochi, Federico Martin Ibanez, Fernando Martin, Vladimir Terzija." A Z-source inverter with switched network in the grid-connected applications", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, V.147, (2023), 0142-0615.
- [12] Li, L., Yang, T., Yuan, Y., Cai, Z. "A model predictive control strategy based on energystorage grid-connected quasi-z-source inverters". *IET Gener, 2022. Transm. Distrib.* V.16, (2022), 3451–3461.
- [13] **M. Khelifi, O. Benzineb and E. M. Berkouk, "Comparison Between five MPPT Techniques for the Z-source inverter integrated into a PV system using MCBC control method," 2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), (2021), 339-344,**
- [14] Chaib ibtissam, Berkouk El Madjid, Gaubert Jaun Paul. "Study of Fuzzy Logic controller based MPPT and the P&O for the Zsource inverter integrated in PV system", (2018), 1-6.

- [15] K.T.M.U.Hemapala,J.P.Karunadasa,K.A.H.Lakshika, "Simulation Performance of Grid Connected Z-Source Solar Inverter with Incremental Conductance MPPT", *EECon*, (2018), 26-31.
- [16] Mostefa Kermadi, El Madjid Berkouk, "Artificial intelligence-based maximum power point tracking controllers for Photovoltaic systems: Comparative study", *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 69, (2017), 369-386.
- [17] Hanen Abbes, Hafedh Abid, Kais Loukil. "An Improved MPPT Incremental Conductance Algorithm Using T-S Fuzzy System for Photovoltaic Panel". *International Journal of Renewabale Energy Reaserch*, V.5, n°1, (2015).
- [18] Teta Ali, Rezaoui Mohamed Mouni, and Kouzou Abdellah, "Fuzzy logic based MPPT for grid-connected PV system with z-source inverter", *IC-AIRES 2018*, V.62, (November 2018).
- [19] A. G. Al-Gizi and S. J. Al-Chlaihawi, "Study of FLC based MPPT in comparison with P&O and InC for PV systems," 2016 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE), Bucharest, Romania, (2016), 1-6.
- [20] Radjai, Tawfik et al. "Experimental verification of P&O MPPT algorithm with direct control based on Fuzzy logic control using CUK converter." *International Transactions on Electrical Energy Systems* 25 (2015), 3492-3508.
- [21] Hussein Mohammed Ridha, Ali Asghar Heidari, Mingjing Wang, Huiling Chen, Boosted mutation-based Harris hawks optimizer for parameters identification of single-diode solar cell models, *Energy Conversion and Management*, V.209, (2020), 0196-8904.
- [22] Yushan Liu; Baoming Ge; Haitham Abu-Rub; Fang Zheng Peng, "Overview of Space Vector Modulations for Three-Phase Z-Source/Quasi-Z-Source Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, V.29, (April 2014), 2098 - 2108.
- [23] M. Shen, Jin Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. M. Tolbert and D. J. Adams, "Maximum constant boost control of the Z-source inverter," *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, Seattle, WA, USA, (2004), pp. 147.
- [24] U. S. Ali and V. Kamaraj, "A novel space vector PWM for Z-source nverter," in *Electrical Energy Systems (ICEES)*, 2011 1st International Conference on, (2011), 82-85.
- [25] U. S. Ali and V. Kamaraj, "Z-Source inverter with a new space vector PWM algorithm for high voltage gain," *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*, V.6, (June 2011), 9-13.
- [26] Y. Liu, B. Ge, F. J. Ferreira, A. T. de Almeida, and H. Abu-Rub, "Modeling and SVPWM control of quasi-Z-source inverter," in *Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU)*, 2011 11th International Conference on, (2011), 1-7.
- [27] O.Ellabban, J.V.Mierlo, and P.Lataire,"Experimental Study of the Shoot-Through Boost Control Methods for the Z-Source Inverter". *EPE Journal*, V.21, n°2, (2015), 18-29.
- [28] U. S. Ali and V. Kamaraj, "A modified space vector PWM for Bi-directional Z-source inverter," *2011 International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology*, Nagercoil, India, (2011), 342-345.
- [29] C. Ibtissam, B. Asma, H. F. Zahra, B. Ouarda and B. El-Madjid, "Comparative study between diffirent control strategy of the z-source inverter," *2017 5th International*

- Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B)*, Boumerdes, Algeria, (2017), 1-6.
- [30] C.T.Pham, A.Shen, P.Q.Dzung, N.B.Anh, N.X.Phu,” A Comparison of Control Methods for Z-Source Inverter”, *Energy and Power Engineering*, V. 4, (January 2012), 187-195.
- [31] S. Thangaprakash, A. Krishnan,” Comparative evaluation of modified pulse width modulation schemes of Z-source inverter for various applications and demands”. *International Journal of Engineering*, 2011, *Science and Technology* V. 2, (2011), 103-115.
- [32] R. K. Pongiannan, S. Paramasivam, and N. Yadaiah, “Dynamically reconfigurable PWM controller for three-phase voltage-source inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, V. 26, (2011), 1790 - 1799.
- [33] D. Shuai and Z. Qianfan, “Analysis and control of current ripples of Z-source inverters,” *IEEE Access*, V.8, (2020), 41220–41228.
- [34] Suresh Kumar Annam; R. K. Pongiannan; N. Yadaiah, “A Hysteresis Space Vector PWM for PV Tied Z-Source NPC-MLI With DC-Link Neutral Point Balancing,” *IEEE Access*, V.9, (March 2021), 54420 – 54434.
- [35] B. Barathy, A. Kavitha, and T. Viswanathan, "Effective space vector modulation switching sequence for three phase Z source inverters," *IET Power Electronics*, V.7, (November 2014), 2695-2703.
- [36] I.Chaib, E.M.Berkouk, J.P.Gaubert., M.Kermadi, N.Sabeur, S.Mekhilef”, An Improved Discontinuous Space Vector Modulation for Z-source Inverter with Reduced Power Losses”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, (June 2020), 1-1.
- [37] M. H. Bierhoff and F. W. Fuchs, "Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation," in 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551), (2004), 2836-2842.
- [38] **M. Khelifi, O. Benzineb, E. M. Berkouk, A. Behlouli and F. Baatouche, "An Improved Discontinuous Space Vector Modulation for a Three-Phase Z-Source Inverter with a Modified Reference," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, V. 10, n° 3, (June 2022), 3207-3218.**
- [39] Miao Zhu, Kun Yu, Fang Lin Luo,” Switched Inductor Z-Source Inverter” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, V. 25, n° 8, (August 2010), 2150-2158.
- [40] Nafis Subhani, Ramani Kannan, Apel Mahmud, Frede Blaabjerg,”Z-source inverter topologies with switched Z-impedance networks: A review,” *IET Power Electron*, V. 14, (March 2021), 727-750.
- [41] Kabir, E., Kumar, P., Kumar, S., Adelodun, A. A., & Kim, K.-H, “Solar energy: Potential and future prospects”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, V.82, (2018), 894–900.
- [42] JOLY Jean-Pierre. (26 Mars 2018). Énergie Solaire : les bases théoriques pour la comprendre. Encyclopédie de l'énergie. <https://www.encyclopedie-energie.org/energie-solaire-les-bases-theoriques-pour-la-comprendre/>(Consulté le 06/01/2023).
- [43] Daniel Lincot. La conversion photovoltaïque de l'énergie solaire. L'actualité chimique, (mars 2012), n° 360-361.
- [44] A. Zekry; A. Shaker; M. Salem, *Solar cells and arrays: Principles, analysis, and design*. In *Advances in Renewable Energies and Power Technologies*, 1st ed.; Elsevier: Amsterdam, The Netherlands, V.1, (2018), 3–56.

- [45] Neelam Rathore, Narayan Lal Panwar, Fatiha Yettou & Amor Gama (2021) A comprehensive review of different types of solar photovoltaic cells and their applications, *International Journal of Ambient Energy*, V.42, n°10, (2021), 1200-1217.
- [46] Samir Ghouali. May 2021. Researchgate. "Polycopié de Cours : DISPOSITIFS OPTOELECTRONIQUES". <https://www.researchgate.net/>. (Consulté le 26/05/2024).
- [47] H.othmani, D.Mezghani, A.Mami. "Etude d'un système photovoltaïque". *International Journal of Scientific Research & Engineering Technology (IJSET)*, V.3, (2015),111-115.
- [48] Les différentes architectures du solaire photovoltaïque. Solaire-offgrid. <https://www.solaire-offgrid.com/le-solaire-et-ses-applications/architectures-solaire-photovoltaïque>. (Consulté le 26/05/2024).
- [49] "Introduction Au Système Solaire Hybride", (28 Juin 2019). DS New solar. <https://www.dsnsolar.com/info/introduction-to-hybrid-solar-system-36644389.html>. (Consulté le 26/05/2024).
- [50] A. BOURAIOU. *Élaboration et Caractérisation des Couches Minces CuInSe₂ par Électrodéposition*. (2009). Thèse de doctorat. Constantine.
- [51] Vincent Foncrose, "Nanocristaux, films et cellules photovoltaïques de Cu₂ZnSn (SSe)₄ par impression d'encre", *Matériaux*, Université Paul Sabatier - Toulouse III, (2015).
- [52] J. Ahmed and Z. Salam, "An Enhanced Adaptive P&O MPPT for Fast and Efficient Tracking Under Varying Environmental Conditions," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, V. 9, n° 3, (July 2018), 1487-1496.
- [53] H. Essakhi, S. Farhat. "MODELISATION ET SIMULATION D'UN MODULE PHOTOVOLTAÏQUE". 5èmes JOURNEES INTERNATIONALE MATERIAUX ET ENVIRONNEMENT. (JIME2019).
- [54] Ammar Ghalib, Al-Gizi, Sarab Jwaid Al-Chlaihawi, "Study of FLC Based MPPT in Comparison with P&O and InC for PV Systems, " 2016 International symposium on Fundamentals of Electrical Engineering University Politehnica of Bucharest, Romania, (2016).
- [55] F. KININGER, "Photovoltaic Systems Technology", University of Kassel, (2003).
- [56] A. Lyes, "Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque," (2011), Mémoire de Magister, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI OUZOU.
- [57] Telugu Maddileti, Likhithasree Cherukuri. "REVIEW ON TYPES OF SOLAR POWER SYSTEMS". *Journal of Engineering Sciences*, V. 10, (Oct /2019), 499 -502.
- [58] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, V. 41, n° 5, (Oct. 2005), 1292-1306.
- [59] Blaabjerg, F., Yang, Y., Ma, K., & Wang, X. (2015). Power Electronics – The Key Technology for Renewable Energy System Integration. In *Proceedings of the 4th International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, (2015),1618 - 1626.

- [60] F. BLAABJERG, F. IOV, T. KERKES, et al. "Power electronics-key technology for renewable energy systems ". In: 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), (2011), 445-466.
- [61] M. LISERRE, T. SAUTER, J. Y. HUNG. "Future energy systems: Integrating renewable energy sources into the smart power grid through industrial electronics ". IEEE industrial electronics magazine, V. 4, n° 1, (2010), 18-37.
- [62] F. BLAABJERG, K. MA, et Y. YANG. "Power electronics for renewable energy systems-status and trends ". In: 8th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS), (2014),1-11.
- [63] A. CABRERA-TOBAR, E. BULLICH-MASSAGUÉ, M. ARAGÜÉS-PEÑALBA, et al. "Topologies for large scale photovoltaic power plants. Renewable and Sustainable Energy Reviews ", V. 59, (2016), 309-319.
- [64] M.L.Louazane. "Etude technico-économique d'un système de pompage photovoltaïque sur le site d'Ouargla, Mémoire de Magister (2008).
- [65] Ali Khan, Muhammad Yasir, Haoming Liu, Zhihao Yang, and Xiaoling Yuan. 2020. "A Comprehensive Review on Grid Connected Photovoltaic Inverters, Their Modulation Techniques, and Control Strategies", V.13, n° 16, (2020).
- [66] Y.Zhu; J.Yao; D.Wu. "Comparative study of two stages and single stage topologies for grid-tie photovoltaic generation by PSCAD/EMTDC". In Proceedings of the 2011 International Conference on Advanced Power System Automation and Protection, Beijing, China, (October 2011), 1304–1309.
- [67] J. Aguayo-Alquicira, I. Vásquez-Libreros, S. E. De León-Aldaco, M. Ponce-Silva, R. E. Lozoya-Ponce, E. Flores-Rodríguez, J. García-Morales, Y. Reyes-Severiano, L. M. Carrillo-Santos, M. Marín-Reyes, and E. M. Amores-Campos, "Reconfiguration Strategy for Fault Tolerance in a Cascaded Multilevel Inverter Using a Z-Source Converter," *Electronics*, V. 10, n° 5, (Mar. 2021), 574-574.
- [68] T. Li and Q. Cheng, "A comparative study of Z-source inverter and enhanced topologies," in *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, no. 3, pp. 284-288, September 2018, doi: 10.30941/CESTEMS.2018.00035.
- [69] O. Ellabban and H. Abu-Rub, "Z-Source Inverter: Topology Improvements Review," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, V. 10, n° 1, (March 2016), 6-24.
- [70] H. Rostami and D. Khaburi, "Voltage gain comparison of different control methods of the Z-source inverter," International Conference on Electrical and Electronics Engineering, (2009), I-268-I-272.
- [71] F. Z. Peng, A. T. de Almeida, and Z. Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, V. 20, (2005), 833-838.
- [72] O. Ellabban, J. Mierlo and P. Lataire, "Comparison between different PWM control methods for different Z-source inverter topologies," 13th European Conference on Power Electronics and Applications, (September 2009), 1-11.
- [73] Yi Huang, Miaosen Shen, Fang Z. Peng, "Z-Source Inverter for Residential Photovoltaic Systems". *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, V. 21, n° 6, (NOVEMBER 2006).

- [74] Miaosen Shen, Jin Wang, Alan Joseph, Fang Zheng Peng, Leon M. Tolbert, and Donald J. Adams. "Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress". IEEE Trans on industry appli (2006).
- [75] S. Kamalakkannan, D. Kirubakaran. "Maximum Power Point Tracking (MPPT) for a PV Powered Z-Source Inverter". Indian Journal of Science and Technology (2016).
- [76] M.A.A.Mohd Zainuri, M.A.Mohd Radzi, Azura CheSoh, N.Abdul Rahim . "Adaptive P&O-Fuzzy Control MPPT for PV Boost Dc-Dc Converter". PECon 2012.
- [77] T. Esum and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," IEEE Trans. Energy Convers (2007).
- [78] M. Shen; Jin Wang; A. Joseph; F.Z. Peng; L.M. Tolbert; D.J. Adams, "Maximum Constant Boost Control of the Z-Source Inverter," Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, (2004). 39th IAS Annual Meeting.
- [79] A.Belila, E.M.Berkouk, M.Benbouzid, Y.Amirat, B.Tabbache, A.Mamoune, "Control methodology and implementation of a Z-source inverter for a stand-alone photovoltaic-diesel generator-energy storage system microgrid", Electr. Power Syst. Res. 2020, V.185, (August 2020), 1–16.
- [80] F. AKEL, T. GHENNAM, M. LAOUR, et al. "Control of a single stage grid connected PV inverter based on direct space vector PWM Power Control of Three Phase Single Stage Grid Connected Photovoltaic System". In: 4th international renewable and sustainable energy conference (IRSEC'16) Marrakech, Morocco, (November 2016) 14-17.
- [81] MAHAMAT Chabakata, "Analyse et commandes des convertisseurs multiniveaux pour un générateur photovoltaïque connecté au réseau électrique", Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay préparée à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan (Ecole normale Supérieure Paris-Saclay) Cachan, (Juin 2018).
- [82] K. Jalili and S. Bernet, "Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters," IEEE Trans. Ind. Electron., V.56, n° 5, (May 2009), 1674-1689.
- [83] S. Jayalath and M. Hanif, "Generalized LCL-Filter Design Algorithm for Grid-Connected Voltage-Source Inverter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, V. 64, n° 3, (March 2017), 1905-1915.
- [84] IEEE Std 1547-2003 (IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems).
- [85] S. Jayalath and M. Hanif, "CL-filter design for grid-connected CSI," in Proc. 2015 IEEE 13th Braz. Power Electron. Conf. and 1st Southern Power Electron. Conf. (COBEP/SPEC), Fortaleza, (2015), 1-6.
- [86] R. Pena-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez and Y. Yang, "LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters," IEEE Trans. Ind. Informat., V.10, n° 4, (Nov. 2014), 2192-2203.
- [87] M. Liserre, F. Blaabjerg and S. Hansen, "Design and control of an LCL filter-based three-phase active rectifier," IEEE Trans. Ind. Appl., V.41, n° 5, (Sept.-Oct. 2005), 1281-1291.
- [88] M. Liserre, F. Blaabjerg and A. DellAquila, "Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter," Int. J. Electron., V. 91, n° 8, (2004), 445-460.

- [89] R. Pena-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastian, J. Dannehl and F.W. Fuchs, "Systematic Design of the Lead-Lag Network Method for Active Damping in LCL-Filter Based Three Phase Converters," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, V.10, n° 1, (Feb. 2014), 43-52.
- [90] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl and F. W. Fuchs, "Analysis of the Passive Damping Losses in LCL FilterBased Grid Converters," *IEEE Trans. Power Electron*, V. 28, n° 6, (June 2013), 2642-2646.
- [91] D. Pan, X. Ruan, C. Bao, W. Li and X. Wang, "Magnetic Integration of the LCL Filter in Grid-Connected Inverters," *IEEE Trans. Power Electron*, V.29, n° 4, (April 2014), 1573-1578.
- [92] E.D. Baumann and A.N. Hammoud, "Operational characteristics of a 200°C LC parallel resonant circuit," in *Proc. Elec. Insul. and Dielec. Phenom.*, 1995. Annual Report., Conf. on, Virginia Beach, VA, (1995), 270-273.
- [93] P. Channegowda and V. John, "Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, V.57, n° 12, (Dec. 2010), 4106-4114.
- [94] M. Hanif, V. Khadkikar, X. Weidong and J.L. Kirtley, "Two Degrees of Freedom Active Damping Technique for LCL Filter-Based Grid Connected PV Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.61, n° 6, (June 2014), 2795-2803.
- [95] E. Kantar, S.N. Usluer and A.M. Hava, "Design and performance analysis of a grid connected PWM-VSI system," in *Proc. Elec. And Electron. Eng. (ELECO)*, 2013 8th Int. Conf. on, V., n°. (28-30 Nov. 2013), 157-161.
- [96] V. Blasko and V. Kaura, "A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, V.33, n° 2, (Mar/Apr 1997), 542-550.
- [97] D. Pan, X. Ruan, C. Bao, W. Li and X. Wang, "Optimized Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter to Achieve High Robustness Against Grid-Impedance Variation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, V.62, n° 3, (March 2015), 1537-1547.
- [98] S. G. Parker, B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Regions of Active Damping Control for LCL Filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, V. 50, n° 1, (Jan.-Feb. 2014), 424-432.
- [99] F. B. a. S. H. Marco Liserre, "Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier, " *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, V.41, n° 5, (Sept.-Oct. 2005), 1281-1291.
- [100] A. Reznik, M.G. Simoes, A. Al-Durra and S.M. Muyeen, "LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, V.50, n° 2, (March-April 2014), 1225-1232.
- [101] Yu Tang, Jukui Wei, Shaojun Xie, "Grid-tied photovoltaic system with series Z-source Inverter", *Jiangsu Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion*, Nanjing 210016, People's Republic of China, V.7, n° 3, (May 2013), 275-283.
- [102] Jaalam Norazila, Abd Rahim Nasrudin, Abu Bakar Ab Halim, Tan Chia Kwang, Haidar Ahmed, "A comprehensive review of synchronization methods for grid-connected converters of renewable energy source," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, V. 59, n°, (2016), 1471-1481.
- [103] F. D. Freijedo *et al.*, "Grid-synchronization methods for power converters," *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, V. , n°, (2009), 522-529.

- [104] A. Safa et al., "Open Loop Synchronization Techniques Benchmarking for Distributed Energy Sources Connection," in *IEEE Access*, V.10, n°, (2022), 63554-63566.
- [105] P. Rodríguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, V. 58, n°1, (Jan. 2011), 127-138.
- [106] Remus Teodorescu ; Marco Liserre; Pedro Rodriguez, "Grid Synchronization in SinglePhase Power Converters," in *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, IEEE, (2007), 43-91.
- [107] Svein Erik Evju," Fundamentals of Grid Connected Photo-Voltaic Power Electronic Converter Design," (June 2007), Master of Science in Energy and Environment
- [108] Ögren, J., "PLL design for inverter grid connection : Simulations for ideal and non-ideal grid conditions." (2010).
- [109] Setiawan, Iwan & Facta, Moch & Priyadi, Ardyono & Hery Purnomo, Mauridhi, "Investigation of symmetrical optimum PI controller based on plant and feedback linearization in Grid-Tie inverter systems", *International Journal of Renewable Energy Research*, V.7, n° 3, (2017), 1228-1234.