

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED KHIDER – BISKRA
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE



Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de
Doctorat LMD en électrotechnique

**Contribution à la production de l'énergie solaire et à l'intégration
du système photovoltaïque dans les réseaux électriques en vue
d'améliorer leurs performances énergétiques**

Réalisé par: **MEDEKHEL Lamine**

Soutenue publiquement le: 12/05/2025

Devant le jury composé de:

MAHDAD Belkacem	Professeur	Université de Biskra	Président
SRAIRI Kamel	Professeur	Université de Biskra	Encadreur
LABIOD Chouaib	MCA	Université d'El Oued	Co-Encadreur
BENCHOUIA Mohamed Toufik	Professeur	Université de Biskra	Examineur
LAMMOUCHI Zakaria	Professeur	Université d'El Oued	Examineur

Année Universitaire 2024/2025

Résumé

Les énergies renouvelables jouent un rôle crucial dans la réduction des impacts environnementaux négatifs liés à la dépendance excessive aux combustibles fossiles, qui sont parmi les principaux responsables des changements climatiques. Parmi ces sources, l'énergie photovoltaïque se distingue comme l'une des plus abondantes et répandues, en raison de la disponibilité accrue du rayonnement solaire dans de nombreuses régions du monde. Ce potentiel considérable fait des systèmes photovoltaïques un élément central de la transition vers des sources d'énergie propres et durables. Dans ce contexte, l'onduleur représente un composant clé des systèmes photovoltaïques connectés au réseau, en assurant la conversion de l'énergie électrique produite par les panneaux solaires dans un format utilisable et compatible avec le réseau électrique. Pour optimiser les performances de ces systèmes, il est essentiel d'améliorer les techniques de contrôle des onduleurs afin de garantir une intégration efficace et stable de l'énergie solaire dans le réseau. Cette thèse propose deux approches novatrices pour optimiser les performances des onduleurs. La première repose sur l'amélioration de la technique de contrôle prédictif classique en intégrant des algorithmes de statistique avancés, ce qui permet d'accroître la précision et la réactivité du système face aux variations. La deuxième approche, quant à elle, fait appel à des techniques d'intelligence artificielle dans l'objectif de développer une stratégie de contrôle sans recours aux modèles mathématiques traditionnels, offrant ainsi une plus grande flexibilité et une meilleure adaptation aux conditions opérationnelles variées. Ces deux approches ont été appliquées à un système comprenant un onduleur et un driver de grille conçus et mis en œuvre dans le cadre de cette étude. Les résultats expérimentaux obtenus sur ce système ont montré des améliorations significatives des performances de l'onduleur, contribuant ainsi à l'optimisation des systèmes photovoltaïques connectés au réseau. Ces résultats prometteurs ouvrent la voie à de nouvelles perspectives pour l'intégration efficace de l'énergie solaire dans les réseaux électriques.

Mots clé : Transition énergétique, Énergie photovoltaïque, Onduleur, Réseau électrique, Techniques de commande, Intelligence artificielle, Intégration énergétique.

ملخص

تعد الطاقة المتجددة أداة حاسمة في التخفيف من الآثار البيئية السلبية الناتجة عن الاعتماد المفرط على الوقود الأحفوري، الذي يُعد أحد العوامل الرئيسية وراء التغيرات المناخية الحادة. من بين هذه المصادر، تبرز الطاقة الكهروضوئية كأحد أكثر مصادر الطاقة المتجددة وفرة وانتشاراً، وذلك بفضل توفر أشعة الشمس بكثرة في العديد من المناطق حول العالم. هذه القدرة الهائلة على استغلال الطاقة الشمسية تجعل من الأنظمة الكهروضوئية عنصراً محورياً في التحول نحو طاقة نظيفة ومستدامة. ضمن هذا السياق، يُعد العاكس (الانفرتر) مكوناً أساسياً في الأنظمة الكهروضوئية المرتبطة بالشبكة، حيث يلعب دوراً حيوياً في تحويل الطاقة الكهربائية المولدة من الألواح الشمسية إلى شكل يمكن استخدامه ودمجه بكفاءة في الشبكة الكهربائية. ومن أجل تعزيز أداء هذه الأنظمة، يعتبر تطوير تقنيات التحكم في العواكس ضرورياً لضمان الاستقرار والفعالية أثناء دمج الطاقة الشمسية في الشبكة. في هذا الإطار، تناولت الأطروحة تطوير نهجين مبتكرين لتحسين أداء العواكس. الأول يعتمد على تحسين تقنية التحكم التنبؤي الكلاسيكية من خلال دمج خوارزميات حسابية متقدمة، مما يعزز من استجابة النظام للتغيرات ويزيد من دقة التحكم. أما النهج الثاني فيعتمد على إدماج تقنيات الذكاء الاصطناعي بهدف الوصول إلى نظام تحكم خالٍ من النماذج الرياضية التقليدية، مما يتيح مرونة أكبر وتكيفاً أفضل مع الظروف التشغيلية المختلفة. تم تطبيق هذين النهجين على نظام يتضمن عاكساً وسائق بوابة تم تصميمهما وتنفيذهما في إطار هذه الدراسة. أظهرت النتائج التجريبية التي أجريت على هذا النظام تحسناً ملحوظاً في أداء العاكس، مما ساهم بدوره في تحسين كفاءة الأنظمة الكهروضوئية المرتبطة بالشبكة، مشيرةً إلى إمكانات واعدة في تحسين تقنيات دمج الطاقة الشمسية بالشبكات الكهربائية.

الكلمات المفتاحية : التحول الطاقوي، الطاقة الشمسية الكهروضوئية، العاكس، شبكة الكهرباء، تقنيات التحكم، الذكاء الاصطناعي، دمج الطاقة.

Abstract

Renewable energy plays a critical role in mitigating the negative environmental impacts caused by the excessive reliance on fossil fuels, which are among the primary contributors to climate change. Among these sources, photovoltaic energy stands out as one of the most abundant and widely available, thanks to the widespread availability of solar radiation in many regions around the world. This vast potential makes photovoltaic systems a key component in the transition towards clean and sustainable energy sources. In this context, the inverter serves as a crucial element in grid-connected photovoltaic systems, playing a vital role in converting the electrical energy generated by solar panels into a format that can be used and efficiently integrated into the electrical grid. Enhancing the performance of these systems requires improving inverter control techniques to ensure effective and stable integration of solar energy into the grid. This thesis introduces two innovative approaches aimed at improving inverter performance. The first approach focuses on enhancing the traditional predictive control technique by incorporating advanced computational algorithms, thus increasing the system's precision and responsiveness to fluctuations. The second approach integrates artificial intelligence techniques to develop a model-free control strategy, in contrast to conventional methods that rely on rigid mathematical models. These two approaches were applied to a system that included an inverter and a gate driver specifically designed and implemented within this study. The experimental results demonstrated significant improvements in inverter performance, which in turn contributed to optimizing the performance of grid-connected photovoltaic systems. These promising results highlight new prospects for the efficient integration of solar energy into electrical grids.

Keywords: Energy transition, Photovoltaic energy, Inverter, Power grid, Control techniques, Artificial intelligence, Energy integration.

Contributions de la thèse

*Optimisation du contrôle prédictif (MPC)
pour les onduleurs triphasés*

*Méthode de quatre
vecteurs de tension
(4-VVs)*

*Méthode de trois
vecteurs de tension
(3-VVsTM)*

*Intégration de LSTM (Long Short-Term
Memory) dans le modèle de contrôle
prédictif (MPC)*

*Conception d'un onduleur triphasé avec
un pilote de grille pour les validations
expérimentaux*

Sommaire

Sommaire	i
Liste des tableaux	v
Liste des figures	vi
Liste des symboles et abréviations	ix
Introduction générale	01

Chapitre. I Généralités sur les systèmes photovoltaïques

I.1. Introduction	05
1.2. Découverte de l'effet photovoltaïque	05
I.3. Principe de fonctionnement de la cellule photovoltaïque	06
I.3.1. Matériaux semi-conducteurs	05
I.3.2. Les semi-conducteurs intrinsèques	06
I.3.3. Semi-conducteurs extrinsèques	07
I.3.3.1 Dopage de typ N	07
I.3.3.2. Dopage de type P	08
I.3.3.3. Jonction PN	08
I.4. Principe de la conversion photovoltaïque	09
I.4.1. Matériau semi-conducteur	10
I.4.2. Absorption de la lumière	10
I.4.3. Génération de paires électron-trou	10
I.4.4. Déplacement des charges	10
I.4.5. Collecte du courant	10
I.5. Structure d'une cellule photovoltaïque	10
I.5.1. Couche antireflet	11
I.5.2. Couche de protection arrière	11
I.5.3. Électrode arrière	11
I.5.4. Matériau semi-conducteur	11
I.5.5. Jonction P-N	11
I.5.6. Couche antireflet avant	11
I.5.7. Grille métallique (contacts avant)	11
I.5.8. Verre de protection	11
I.6. Principaux types des cellules photovoltaïque	12
I.6.1. Cellules photovoltaïque en silicium	12
I.6.1.1. Cellules solaires au silicium monocristallin	13
I.6.1.2. Cellules solaires au silicium poly-cristallin	13
I.6.1.3. Cellules solaires amorphes (ou minces)	13
I.6.2. Cellules photovoltaïque non silicium	13
I.6.2.1. Cellules solaires à couches minces	14
I.6.2.2. Cellules CIS	14

I.6.2.3. Cellules CIGS	14
I.7. Caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque	15
I.8. Paramètres d'une cellule photovoltaïque	16
I.8.1. Courant de court-circuit (I_{cc})	16
I.8.2. Tension de circuit-ouvert (V_{co})	17
I.8.3. La puissance maximale (P_{max})	17
I.8.4. Facteur de forme FF	18
I.8.5. L'efficacité (rendement) de la conversion	18
I.8.5.1. Influence de l'éclairement	19
I.8.5.2. Influence de la température	20
I.9. Groupement des Cellules Photovoltaïques	22
I.9.1. Connexion en série	23
I.9.2. Connexion en parallèle	24
I.10. Protection des systèmes photovoltaïques	25
I.10.1. Protection par diode	25
I.10.1.1. Diodes en série	25
I.10.1.2. Protection par diode parallèle	26
I.10.2. Protection contre les surtensions et la foudre	27
I.10.2.1 Surtensions dans les systèmes PV	27
I.10.2.2 Conséquences des surtensions	27
I.10.2.3. Stratégies de protection	27
I.10.3. Protection contre les surintensités dans les systèmes PV	29
I.10.4. Protection contre les défauts à la terre dans installation photovoltaïque	29
I.10.4.1. Principe de fonctionnement du GFP	30
I.11. Classification des systèmes photovoltaïque	31
I.11.1. Système photovoltaïque autonome (Off-grid)	31
I.11.2. Système hybride	32
I.11.3. Systèmes connectés au réseau (On-grid)	33
I.12 Conclusion	35

Chapitre. II Techniques de commande des onduleurs

II.1. Introduction	37
II.2. Modélisation d'un onduleur triphasé connecte au charge	37
II.3. Modélisation de la charge RLE (Réseau)	42
II.4. Tension de mode commun (Common Mode Voltage CMV)	43
II.5. Principales techniques de commande de l'onduleurs de tension	45
II.5.1. Contrôle des courants par hystérésis	45
II.5.2. Modulation de largeur d'impulsion (MLI)	47
II.5.2.1. Principe de Fonctionnement	47
II.5.3. Modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM)	48

II.5.3.1 Exemple d'application	51
II.5.3.2 Génération de signaux PWM de commutation appropriés	51
II.5.3.3. Les étapes de la réalisation de la commande SVM	53
II.6. Modèle prédictif (MPC)	54
II.6.1. Contrôle prédictif du courant	55
II.6.2. Fonction de coût (cost function)	55
II.6.3. Modèle de temps discret de la prédiction	56
II.6.4. Principe de fonctionnement du contrôle prédictif (MPC)	57
II.7. Implémentation de la stratégie de contrôle prédictif (MPC)	59
II.7.1. Résultats de simulation	60
II.8. Conclusion	61

Chapitre. III Optimisation du contrôle prédictif (MPC) pour les onduleurs triphasés

III.1. Introduction	63
III.2. Système photovoltaïque connecté au réseau à l'étude	63
III.2.1. Commande MPPT	64
III.2.2. Critères d'évaluation d'une commande MPPT	65
III.2.3. Les techniques de recherche du point de puissance maximale	66
III.2.3.1. Méthode de Perturbation et Observation (P&O)	67
III.2.3.2. Méthode Incrément des conductances (INC)	69
III.2.3.3. Commande par logique floue	69
III.2.3.4. Commande linéarisante	70
III.2.3.5. Algorithmes d'optimisation inspirés de la nature	70
III.3. Amélioration de la performance de l'onduleur	71
III.4. Méthode de quatre (04) vecteurs de tension (4-VVs)	72
III.4.1. Résultats statistiques	75
III.4.2. Méthode de quatre vecteurs de tension symétrique (4-VVsS)	76
III.5. Méthode de trois vecteur de tension (3-VVsTM)	77
III.6. Résultats de Simulation	83
III.6.1 Analyse des pertes de puissance	87
III.7. Conclusion	88

Chapitre. IV Intégration de LSTM (Long Short-Term Memory) dans le modèle de contrôle prédictif (MPC)

IV.1. Introduction	90
IV.2. Long Short-Term Memory (LSTM)	90
IV.3. Intégration de LSTM dans le modèle de MPC	94
IV.4. Collecte de données et apprentissage du modèle	95
IV.4.1. Apprentissage du modèle LSTM	95
IV.5. Modèle LSTM-MPC	97
IV.6. Simulation du système	99

IV.7. Conclusion_____	100
-----------------------	-----

Chapitre. V Conception d'un onduleur triphasé avec un pilote de grille & Validation expérimentale des approches développées

V.1. Introduction_____	102
V.2. Conception théorique et réalisation d'un onduleur triphasé avec un driver adapté_____	102
V.2.1. Conception et réalisation de circuit de puissance d'un onduleur triphasé_____	103
V.2.2. Fonctionnement du circuit Bootstrap pour l'onduleur triphasé_____	105
V.2.2.1. Sélection de valeur de condensateur Bootstrap (C_{Boot})_____	106
V.2.2.2. Résistance en série avec diode bootstrap (R_{Boot})_____	108
V.2.2.3. Diode de Bootstrap externe (D_{Boot})_____	109
V.2.2.4. Condensateur de by-pass VDD (C_{VDD})_____	109
V.2.2.5. Résistance de grille (R_G)_____	109
V.2.2.6. Resistances Pull-down et Pull-up (R_{P-D} / R_{P-U})_____	110
V.3. Circuit driver de grille IGBT proposé_____	111
V.3.1. Convertisseur DC/DC à isolation galvanique_____	112
V.3.2. Régulateur de tension linéaire_____	113
V.3.3. Isolation optique_____	114
V.3.4. Driver de grille de IGBT_____	114
V.3.5. Sélection des composants de base_____	116
V.4. Étapes d'implémentation d'un onduleur avec leur drivers_____	117
V.5. Investigation expérimental de l'onduleur et du pilote de grille_____	118
V.6. Validation expérimental des méthodes 4-VVs et 3-VVsTM_____	121
V.6.1. Compensation du temps_____	121
V.6.2. Validation expérimentale des approches 4-VVs et 4-VVsTM_____	122
V.6.2.1. Régime permanent (stable)_____	123
V.6.2.2. Régime dynamique_____	124
V.7. Tests de performance_____	125
V.7.1. Influence de fréquence de commutation_____	126
V.7.2. Variation de l'inductance_____	126
V.7.3. Courant sortie de l'onduleur_____	127
V.8. Validation expérimentale de la méthode LSTM-MPC_____	128
V.9. Conclusion_____	133
Conclusion générale et perspectives_____	135
Bibliographies_____	137
Annexes _____	143

Liste de tableaux

Tableau II.1	Vecteurs de tension dans le plan complexe_____	41
Tableau II.2	CMV correspondant valeur de tension (VV_s)_____	44
Tableau II.3	Signaux de commande de la SVM en fonction des secteurs_____	53
Tableau II.4	Valeurs de la fonction de coût pour chaque vecteur de tension_____	58
Tableau III.1	Transition de la méthode des 4-VVs à la méthode symétrique_____	77
Tableau III.2	VVs Candidats à la transition pour l'approche 5-VVsTM_____	79
Tableau III.3	VVs Candidats de transition pour l'approche 3-VVsTM_____	81
Tableau IV.1	Etats de commutation_____	98
Tableau V.1	Commutation inversée entre les interrupteurs (IGBT)_____	104
Tableau V.2	Composantes de circuit de pilote de grille_____	115
Tableau V.3	Caractéristique de IGBT NGTB40N60FLWG_____	118
Tableau V.4	Principaux paramètres de la configuration expérimentale_____	122

Liste des Figures

Figure I.1	Diagramme énergétique_____	07
Figure I.2	Dopage type N_____	07
Figure I.3	Dopage type P_____	08
Figure I.4	Jonction P-N_____	08
Figure I.5	Compositions de cellule photovoltaïque_____	12
Figure I.6	Principaux types des cellules photovoltaïque_____	12
Figure I.7	Caractéristiques de cellule photovoltaïque_____	15
Figure I.8	Caractéristique $I=f(v)$ _____	19
Figure I.9	Influence de l'éclairement sur la caractéristique $I=f(V)$ _____	20
Figure I.10	Influence de la température sur la caractéristique $I=f(V)$ _____	21
Figure I.11	Influence de la température sur la caractéristique $P=f(V)$ _____	22
Figure I.12	Association des cellules photovoltaïques en série_____	23
Figure I.13	Association des cellules photovoltaïques en parallèle_____	24
Figure I.14	Protection par diodes en série_____	26
Figure I.15	Protection par diodes en parallèle_____	27
Figure I.16	Installation photovoltaïque protégé par GFP_____	29
Figure I.17	Structure d'un système PV autonome_____	32
Figure I.18	Installation photovoltaïque hybride le plus général_____	33
Figure I.19	Installation photovoltaïque connectés au réseau (On-grid)_____	35
Figure II.1	Circuit d'un onduleur connecte au réseau_____	38
Figure II.2	Commutations possibles de l'onduleur_____	38
Figure II.3	Configurations de charge équivalentes pour différents états de commutation_____	93
Figure II.4	Vecteurs de tension dans le plan complexe_____	41
Figure II.5	Topologie d'un onduleur deux niveau connectée au charge_____	44
Figure II.6	Contrôle d'un onduleur triphasé par courant d'hystérésis_____	46
Figure II.7	Principe de la commande en courant par hystérésis_____	46
Figure II.8	Schéma de contrôle du courant d'hystérésis triphasé_____	47
Figure II.9	Contrôle d'un onduleur triphasé par la méthode MLI_____	48
Figure II.10	Principes de la modulation vectorielle spatiale (SVM) dans le plan (α , β) _____	49
Figure II.11	Temps d'application des vecteurs V_1 et V_2 pour le secteur S1_____	50
Figure II.12	Schéma fonctionnel de contrôle prédictif du courant_____	54
Figure II.13	Tracé vectoriel des courants de référence et prédit _____	58

Figure II.14	Principe de fonctionnement : courants de référence et prévus_____	58
Figure II.15	Organigramme du contrôle prédictif (MPC) du courant_____	59
Figure II.16	Chronométrage des différentes tâche_____	59
Figure II.17	Résultats de simulation ; (a) courant i_a , (b) tension V_a _____	60
Figure II.18	Résultats de simulation de performances dynamiques_____	61
Figure II.19	Résultats de simulation de performances dynamiques de Φ_1 _____	61
Figure III.1	Schéma du système photovoltaïque connecté au réseau (à l'étude) _____	64
Figure III.2	Principe de la commande MPPT_____	65
Figure III.3	Caractéristique de puissance du générateur photovoltaïque_____	67
Figure III.4	Organigramme de la Méthode B&O_____	68
Figure III.5	Divergence de la méthode P&O par rapport au PPM_____	69
Figure III.6	Schéma de contrôle global du système onduleur connecté au réseau_____	72
Figure III.7	États de commutation entre les vecteurs de tension_____	73
Figure III.8	Schéma de contrôle de la méthode proposé pour 2L-VSI connecté au réseau_____	73
Figure III.9	Processus d'exécution de la méthode proposée_____	74
Figure III.10	Taux d'application des vecteurs de tension VVs dans chaque secteur_____	75
Figure III.11	États de commutation entre les vecteurs de tension VVs_____	76
Figure III.12	États de commutation pour l'approche 5-VVsTM_____	79
Figure III.13	Processus d'identification de l'état de commutation pour 5-VVsTM_____	79
Figure III.14	États de commutation de la méthode de commutation SLS _____	80
Figure III.15	Résultat de simulation_____	81
Figure III.16	États de commutation de l'approche 3-VVsTM_____	82
Figure III.17	Processus d'identification de l'état de commutation pour 3-VVsTM_____	83
Figure III.18	Chronométrage des différentes tâches_____	83
Figure III.19	Courant de sortie de l'onduleur en régime permanent_____	84
Figure III.20	CMV correspondent aux méthodes appliquées _____	85
Figure III.21	Courant de sortie de l'onduleur en régime dynamique _____	86
Figure III.22	Vitesse de réponse au régime dynamique_____	87
Figure III.23	Pertes de puissance des IGBT _____	87
Figure. IV.1	Structure de RNN _____	90
Figure. IV.2	Architecture de cellule de long short-term memory (LSTM) _____	92
Figure IV.3	Portes LSTM_____	94
Figure IV.4	Processus d'apprentissage hors ligne du LSTM-MPC_____	97
Figure IV.5	Commande d'un Onduleur par MPC-LSTM_____	98

Figure IV.6	Résultats de simulation de courant de sortie_____	99
Figure V.1	Circuit de puissance de l'onduleur triphasé à deux niveaux connecté avec une charge_____	104
Figure V.2	Bras de l'onduleur de tension à deux niveaux_____	105
Figure V.3	Mode charge / décharge_____	106
Figure V.4	Circuit générateur de temps mort_____	112
Figure V.5	Signaux d'entrée/sortie du pilote de grille proposé_____	115
Figure V.6	Circuit de driver de IGBT_____	116
Figure V.7	Carte PCB et vue 3D de l'onduleur_____	118
Figure V.8	Configuration expérimentale_____	119
Figure V.9	Résultats expérimentaux des signaux de commande_____	120
Figure V.10	Configuration expérimentale de validation des méthodes 4-VVs et 3-VVsTM_____	122
Figure V.11	Résultats expérimentaux de performances en régime permanent (50 Hz)	124
Figure V.12	Résultats expérimentaux de performances en régime permanent (25 Hz)	124
Figure V.13	Performances dynamiques_____	125
Figure V.14	Vitesse de réponse_____	125
Figure V.15	Sensibilité de MPC classique et de deux méthodes proposées (4-VV et 3-VVsTM) en fonction de différentes fréquences de commutation_____	126
Figure V.16	Sensibilité du MPC classique et des deux méthodes proposées (4-VV et 3-VVsTM) en fonction de différentes variations de l'inductance_____	127
Figure V.17	Sensibilité du MPC classique et des deux méthode proposées (4-VV et 3-VVsTM) en fonction des variations du courant de sortie onduleur_____	128
Figure V.18	LSTM-MPC configuration_____	128
Figure V.19	Performance de la méthode MPC conventionnelle sous une référence de courant de 2,5 A_____	129
Figure V.20	Performance de la méthode LSTM-MPC sous une référence de courant de 2,5 A_____	130
Figure V.21	Comparaison du THD des courants entre les stratégies MPC classique et LSTM-MPC sous courant de sortie variable_____	130
Figure V.22	Performance dynamique de méthode MPC classique lors d'un changement du courant de référence_____	131
Figure V.23	Performance dynamique de méthode LSTM-MPC lors d'un changement du courant de référence_____	131
Figure V.24	Performance des méthodes MPC conventionnelle et LSTM-MPC en termes de THD et d'erreur de courant RMS sous différentes valeurs d'inductance_____	133

Liste des symboles et abréviations

PV	Photovoltaïque
Si	Silicium
CdTe	Tellurure de cadmium
CIS	Cuivre-Indium-Sélénium
CIGS	Cuivre-Indium-Gallium-Sélénium
Rs	Résistance série
Rsh	Résistance shunt
Vpv	Tension de sortie de la cellule photovoltaïque
Ipv	Courant de sortie de la cellule photovoltaïque
Iph	Courant photo-générer ou photo-courant
Isat	Courant de saturation de la diode
GFP	Ground fault protection
q	Charge d'électron
k	Constant de Boltzmann
n	Facteur d'idéalité de la diode
Icc	Courant de court-circuit
Vco	Tension de circuit-ouvert
Vmpp	Tension au point de puissance maximale
Pmax	Puissance maximale
MPP	Point de puissance maximale
FF	Facteur de forme
η	Rendement
Off-grid	Système photovoltaïque autonome
On-grid	Système photovoltaïque connecté au réseau
AC	Courant alternatif
DC	Courant continu
MPC	Model predictive control
2L-VSI	Two-Level voltage source inverter
S	Secteur
VV	Vecteur de tension
CMV	Common Mode Voltage
HCC	hysteresis current control
PWM	Pulse Width Modulation
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
SVM	Space vector modulation

g	Fonction de coût
T_s	Temps d'échantillonnage
Z-VVs	Zero Voltage Vectors
NZ-VVs	No Zero Voltage Vectors
4-VVs	Méthode de quatre vecteurs de tension
4-VVsS	Méthode de quatre vecteurs de tension symétrique
5-VVsTM	Méthode de transition de cinq vecteurs de tension
3-VVsTM	Méthode de transition de trois vecteurs de tension
IA	l'intelligence artificielle
LSTM	Long Short-Term Memory
RNN	Recurrent neural networks
LSTM-MPC	Long Short-Term Memory-Model predictive control
RMS	Root mean square
THD	Taux de distorsion harmonique
H_c	Hight-side
L_s	Low-side
Boot	Bootstrap
GND	Ground
D_t	Dead time
PCB	Printed Circuit Board

Introduction générale

Introduction générale

L'énergie photovoltaïque (PV) est devenue l'une des solutions les plus prometteuses pour relever les défis énergétiques et environnementaux d'aujourd'hui [1, 2]. Face aux préoccupations croissantes concernant le changement climatique et la nécessité de réduire la dépendance aux combustibles fossiles, l'énergie photovoltaïque représente une solution essentielle pour la transition vers une énergie durable [3-5]. En effet, l'utilisation de l'énergie photovoltaïque permet de réduire considérablement les émissions de gaz à effet de serre, contribuant ainsi à atténuer le réchauffement climatique. Cette technologie constitue également une alternative efficace pour compenser l'épuisement progressif des ressources fossiles et diversifier le mix énergétique mondial. De plus, l'énergie photovoltaïque est une ressource abondante et inépuisable, disponible dans presque toutes les régions du monde, ce qui en fait une option particulièrement adaptée pour promouvoir l'indépendance énergétique et réduire l'exposition aux fluctuations des prix de l'énergie fossile, particulièrement en raison des politiques volatiles dans certaines pays productrices [6-8].

L'intégration des systèmes photovoltaïques dans les réseaux électriques a considérablement évolué au cours des dernières décennies. L'un des composants clés qui assurent le bon fonctionnement de ces systèmes est l'onduleur [9-11]. Les onduleurs jouent un rôle crucial dans la conversion du courant continu (DC) généré par les générateurs photovoltaïques en courant alternatif (AC) compatible avec le réseau électrique. En plus de cette conversion, les onduleurs assurent d'autres fonctions essentielles telles que la régulation de la tension, le courant et le maintien de la stabilité de la fréquence. De plus, ils sont chargés de synchroniser le système photovoltaïque avec le réseau, garantissant l'injection d'énergie. Dans ce contexte, un contrôle efficace des onduleurs est crucial pour améliorer les performances globales des systèmes photovoltaïques et garantir leur intégration harmonieuse avec le réseau [12-14].

Il existe de nombreuses techniques de contrôle largement utilisées telles que le contrôle de la largeur d'impulsion (PWM) ou le contrôle par hystérésis (HCC). Toutefois, la technique de contrôle prédictif (MPC) se distingue comme l'une des méthodes les plus performantes grâce à son grand potentiel pour anticiper le comportement futur du système en utilisant des modèles mathématiques avancés. La technique MPC utilise un modèle mathématique du système d'onduleur pour prédire le comportement futur de la tension et du courant de sortie. Sur la base de ces prédictions, elle calcule les entrées de contrôle optimales qui minimisent une fonction de coût donnée sur un horizon de temps fini [15,16]. La fonction de coût utilisée

dans le MPC intègre généralement des pénalités pour les écarts par rapport au point de consigne et inclut des contraintes sur le fonctionnement de l'onduleur, telles que les limites maximales de courant et de tension. En tenant compte de ces facteurs, le MPC garantit que l'onduleur fonctionne dans des limites de sécurité tout en obtenant la régulation souhaitée.

L'algorithme met à jour en permanence les entrées de contrôle en fonction des dernières mesures et prévisions, créant ainsi un système de contrôle en boucle fermée. Le MPC offre plusieurs avantages par rapport aux stratégies de contrôle conventionnelles. En outre, il est capable de gérer les non-linéarités, les contraintes et les incertitudes qui existent dans le système d'onduleur. Cette flexibilité permet une régulation précise et fiable de la tension et de la fréquence de sortie. De plus, le MPC permet la mise en œuvre de fonctionnalités de contrôle avancées. Ces capacités améliorent les performances et l'efficacité globales du système d'onduleur [17,18]. Néanmoins, cette technique exige un calcul intensif et une bonne connaissance du modèle du système, ce qui peut limiter son application pratique si ces aspects ne sont pas correctement optimisés.

Récemment, plusieurs améliorations ont été apportées à la méthode classique de contrôle prédictif (MPC) afin de réduire la complexité de cette stratégie et de diminuer la tension de mode commun (CMV), dont la valeur est significative lors de l'application de la stratégie MPC classique. Ces modifications ont montré de bonnes performances. Une méthode modifiée a été proposée dans [19], basée uniquement sur des vecteurs de tension non nuls. Malgré le succès de cette technique, la CMV continue d'apparaître sous l'effet du temps mort [20]. De plus, la réduction des vecteurs de tension candidats (VVs) entraîne une augmentation de la distorsion harmonique totale (THD).

Une méthode alternative présentée dans la référence [21] repose sur un basculement partiel intentionnel, où les commutations vers et depuis des vecteurs de tension non adjacents et non inversés sont délibérément exclues. Cette méthode a prouvé son efficacité. Cependant, la CMV reste élevée, et sa mise en œuvre est complexe. Les auteurs de la référence [22] ont proposé une approche avancée par rapport à son prédécesseur, car elle implique la prédétermination des secteurs à appliquer en utilisant un algorithme préalablement développé. Bien que cette stratégie réduise efficacement la CMV et le THD, elle est connue pour ses procédures complexes et la nécessité de calculs mathématiques intensifs pour son implémentation correcte.

Une façon de réduire la CMV consiste à utiliser des techniques de modulation ou des schémas de circuits auxiliaires. Dans les techniques de modulation, seuls les vecteurs de tension produisant une faible CMV sont utilisés [23,24]. Par ailleurs, l'intégration de l'intelligence artificielle (IA) dans le contrôle des onduleurs a transformé de manière significative les performances de ces composants essentiels des systèmes photovoltaïques modernes. En effet, des techniques d'IA, telles que les réseaux de neurones artificiels (ANN), les réseaux de neurones à mémoire à long terme (LSTM) et les algorithmes d'apprentissage par renforcement, offrent de nouvelles perspectives pour l'optimisation, le diagnostic et le contrôle avancé des onduleurs [25-28].

Dans cette thèse, deux approches basées sur la méthode de contrôle prédictif (MPC) sont proposées pour contrôler les onduleurs triphasé, dans le but diminuer les inconvénients liés aux méthodes classique et d'améliorer ainsi l'efficacité et le performance des systèmes photovoltaïques (PV) connectés au réseau. Deux techniques distinctes sont présentées : la première repose sur la réduction du nombre de vecteurs de tension utilisés dans la méthode de contrôle prédictif classique, s'appuyant sur des algorithmes statistiques pour optimiser la sélection de ces vecteurs. La deuxième approche propose l'intégration de techniques d'intelligence artificielle, représentées par des réseaux de mémoire à long terme et à court terme (LSTM), permettant une meilleure prédiction des variations du système et une gestion optimale de sa dynamique.

La structure de cette thèse est organisée comme suit : Le premier chapitre présente les généralités sur les systèmes photovoltaïques, y compris le principe de conversion photovoltaïque, les caractéristiques des panneaux solaires et de leurs composants, ainsi que les classifications les plus significatives des systèmes photovoltaïques.

Dans le deuxième chapitre, les principales techniques de contrôle utilisées dans les onduleurs sont discutées, mettant en avant la technique de contrôle prédictif et examinant les avantages et les inconvénients de cette méthode prometteuse.

Le troisième chapitre présente deux approches visant à améliorer l'efficacité et les performances des onduleurs triphasés en optimisant la méthode de contrôle prédictif classique (MPC). La première approche repose sur la réduction du nombre de vecteurs de tension utilisés, passant de huit (8) à quatre (4) dans la méthode classique, en appliquant des algorithmes statistiques pour identifier les vecteurs de tension candidats pour chaque secteur. La deuxième approche propose une méthode plus avancée qui réduit les opérations de

commutation, limitant ainsi les vecteurs de tension candidats à seulement trois. Cette optimisation permet de diminuer considérablement le temps de prédiction du courant, ce qui améliore l'efficacité globale du système.

Le quatrième chapitre présente une approche avancée reposant sur la technologie de l'intelligence artificielle, en particulier l'architecture de Long Short-Term Memory (LSTM). Cette stratégie vise à améliorer les performances de l'onduleur en entraînant le modèle LSTM sur une large éventail de données. Par la suite, le modèle MPC classique est remplacé par le modèle LSTM-MPC entraîné, permettant une prédiction précise du courant, même dans des conditions de fonctionnement instables.

Le dernier chapitre est divisé en deux sections principales. La première section présente la conception théorique et la mise en œuvre d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux avec un driver de grille basé sur un circuit Bootstrap. La deuxième section se concentre sur la validation expérimentale des approches proposées et évalue leur efficacité à améliorer les performances des onduleurs connectés au réseau.

Chapitre. I

Généralités sur les systèmes photovoltaïques

I.1. Introduction

Dans ce chapitre, les bases des systèmes photovoltaïques sont explorées, en commençant par un aperçu de leur origine historique et des principales découvertes scientifiques ayant contribué à leur développement. Tout d'abord, nous examinerons les mécanismes fondamentaux de la conversion de l'énergie solaire au sein des cellules photovoltaïques et analyserons les processus physiques responsables de la production d'électricité. Ensuite, les types, caractéristiques électriques des panneaux photovoltaïques et de leurs composants seront présentées, ainsi que les techniques et méthodes de protection pour garantir leur sécurité et leur durabilité. Enfin, les principales classifications des systèmes photovoltaïques seront exposées, en mettant en lumière les différentes méthodes et topologies utilisées pour maximiser leurs performances et assurer leur intégration dans diverses applications énergétiques, telles que la connexion des systèmes photovoltaïques au réseau.

I.2. Découverte de l'effet photovoltaïque

L'effet photovoltaïque, à la base de la conversion de l'énergie solaire en électricité, a été découvert au 19^e siècle [29]. Voici un bref historique de la découverte de l'effet photovoltaïque:

- En 1839 découverte initiale par Alexandre-Edmond Becquerel : En 1839, le physicien français Alexandre-Edmond Becquerel a découvert l'effet photovoltaïque. Il a observé que certains matériaux produisaient une petite quantité d'électricité lorsqu'ils étaient exposés à la lumière. Cependant, à cette époque, l'effet était principalement perçu comme un curieux phénomène sans application pratique immédiate.
- 1883 Effet photovoltaïque dans le sélénium : Charles Fritts, un inventeur américain, a créé la première cellule solaire à base de sélénium recouvert d'une fine couche d'or. Bien que cette cellule ait eu une efficacité relativement faible, elle est considérée comme la première tentative d'utiliser l'effet photovoltaïque pour la conversion de la lumière en électricité.
- 1905 - Effet photoélectrique d'Albert Einstein : Albert Einstein a publié sa théorie de l'effet photoélectrique en 1905, fournissant une explication théorique approfondie de la manière dont la lumière peut libérer des électrons d'un matériau. Cette théorie a jeté les bases de la compréhension de l'effet photovoltaïque.
- 1954 - Cellule solaire au silicium par Bell Labs : Les chercheurs de Bell Labs, Gerald Pearson, Daryl Chapin, et Calvin Fuller, ont développé la première cellule solaire au silicium

pratique en 1954. Cette cellule solaire avait un rendement d'environ 6% et marquait le début de l'utilisation du silicium comme matériau clé dans les technologies photovoltaïques.

Depuis ces premières découvertes, la technologie photovoltaïque a continué à évoluer rapidement, avec des améliorations constantes de l'efficacité des cellules solaires, des méthodes de fabrication et des applications. Aujourd'hui, les panneaux solaires photovoltaïques sont largement utilisés pour générer de l'électricité à partir de l'énergie solaire à des fins résidentielles, commerciales et industrielles [30, 31].

I.3. Principe de fonctionnement de la cellule photovoltaïque

Le principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque repose sur l'effet photovoltaïque, un phénomène découvert par le physicien français Edmond Becquerel en 1839. Ce phénomène permet de convertir directement l'énergie lumineuse en électricité à l'aide de matériaux semi-conducteurs, notamment le silicium. Le processus de production d'électricité se déroule en plusieurs étapes principales.

I.3.1. Matériaux semi-conducteurs

Les semi-conducteurs sont des matériaux caractérisés par une résistivité électrique située entre celle des conducteurs, tels que les métaux, et celle des isolants. Le silicium, par exemple, possède quatre électrons de valence, lesquels établissent quatre liaisons covalentes avec des atomes voisins [32, 33].

Dans ce contexte, tous les électrons sont engagés dans ces liaisons covalentes, ne laissant aucun électron disponible pour la création d'un courant électrique.

I.3.2. Les semi-conducteurs intrinsèques

Les électrons présents sur la couche la plus externe autour du noyau, qui participent aux liaisons covalentes, peuvent devenir des porteurs de charge sous l'effet de l'agitation thermique. Le diagramme énergétique est composé de deux bandes (conduction et valence) séparées par une bande interdite. Pour franchir cette bande, l'électron doit acquérir de l'énergie (thermique, photon, etc.). Cependant, le nombre d'électrons libres dans un semi-conducteur intrinsèque reste très faible. Ici, le nombre de trous et d'électrons est égal.

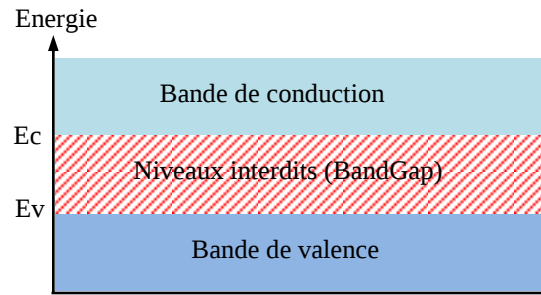


Figure I.1 Diagramme énergétique.

I.3.3. Semi-conducteurs extrinsèques

Les semi-conducteurs extrinsèques sont des matériaux semi-conducteurs qui ont été intentionnellement dopés avec des impuretés pour modifier leurs propriétés électriques. Contrairement aux semi-conducteurs intrinsèques, qui sont des matériaux purs, les semi-conducteurs extrinsèques contiennent des atomes étrangers, appelés dopants, incorporés délibérément dans leur structure cristalline.

Il existe deux types principaux de dopage pour les semi-conducteurs extrinsèques : le dopage de type N et le dopage de type P.

I.3.3.1 Dopage de type N

Lorsqu'un semi-conducteur est dopé de type N, on ajoute délibérément des atomes qui fournissent des électrons supplémentaires dans le réseau cristallin. Ces électrons supplémentaires augmentent le nombre de porteurs de charge négatifs (électrons) dans le matériau. Les atomes de dopage de type N sont appelés donneurs d'électrons.

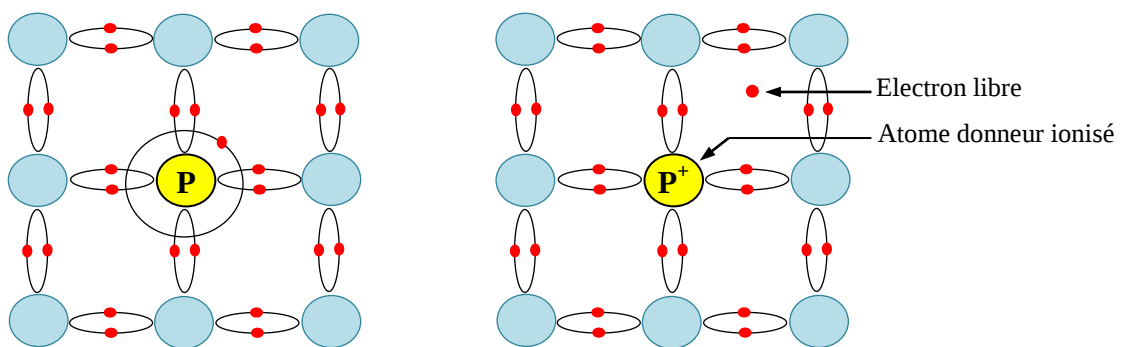


Figure I.2 Dopage type N.

I.3.3.2. Dopage de type P

Lorsqu'un semi-conducteur est dopé de type P, on ajoute délibérément des atomes qui créent des "trous" dans la structure cristalline en acceptant des électrons. Ces trous supplémentaires augmentent le nombre de porteurs de charge positifs (trous) dans le matériau. Les atomes de dopage de type P sont appelés accepteurs d'électrons.

Le dopage modifie la conductivité du semi-conducteur en créant délibérément des porteurs de charge supplémentaires. En ajustant la concentration et le type de dopage, on peut contrôler les propriétés électriques du semi-conducteur pour l'adapter à des applications spécifiques. Les semi-conducteurs extrinsèques sont largement utilisés dans l'industrie électronique pour la fabrication de dispositifs tels que les transistors, les diodes et les circuits intégrés.

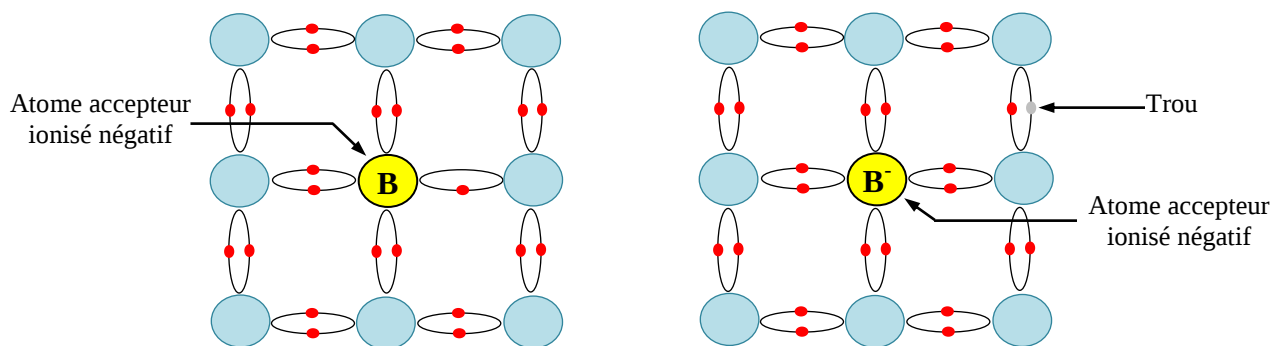


Figure I.3 Dopage type P.

I.3.3.3. Jonction PN : Une jonction PN est l'accolement d'une région dopée P et d'une région dopée N. Lors de cet assemblage les porteurs de charges libres s'attirent et se recombinent dans la zone de jonction où les porteurs libres disparaissent: c'est la zone de transition.

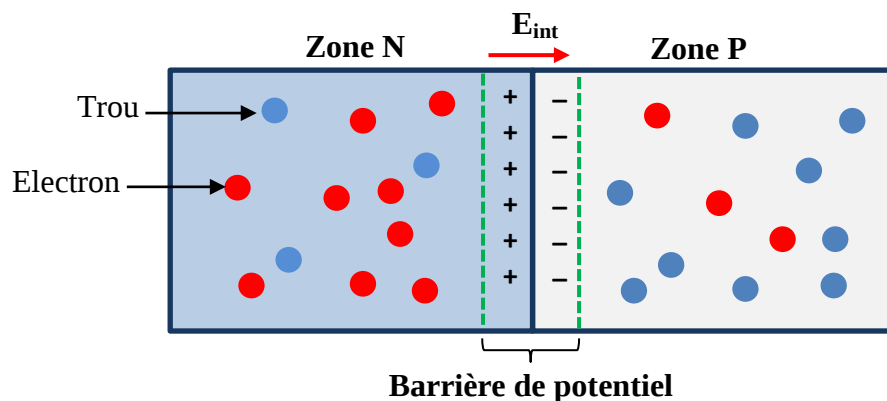


Figure I.4 Jonction P-N [34].

Il ne reste donc plus que les ions dans cette zone qui vont créer un champ électrique interne au niveau de la jonction et qui empêche les charges libres restantes dans chaque zone de traverser la jonction pour se recombiner.

I.4. Principe de la conversion photovoltaïque

Le principe de la conversion photovoltaïque repose sur les propriétés électroniques acquises par le silicium lorsqu'un petit nombre d'atomes étrangers (impuretés) sont substitués dans son réseau cristallin, un processus appelé dopage. Si l'atome d'impureté contient plus d'électrons que le silicium, le matériau sera de type N (par exemple, silicium dopé au phosphore) avec des électrons libres en excès. En revanche, si l'atome d'impureté contient moins d'électrons que le silicium, le matériau sera de type P (par exemple, silicium dopé au bore) avec un déficit en électrons.

La fabrication des cellules photovoltaïques commence avec des lingots de silicium, découpés en fines couches de type P ou N en diffusant du brome ou du phosphore. Une cellule solaire est ainsi créée en formant une jonction entre deux zones de types opposés (jonction PN). Près de cette jonction, un champ électrique se forme pour maintenir la séparation des charges positives et négatives. Des contacts métalliques en forme de grille, à l'avant et à l'arrière, sont déposés.

Une cellule photovoltaïque est un dispositif transformant l'énergie solaire en énergie électrique, basé sur trois mécanismes : absorption des photons par le matériau du dispositif, conversion de l'énergie du photon en énergie électrique par la création de paires électrons/trous dans le matériau semi-conducteur, et collecte des particules générées dans le dispositif.

Le matériau constituant la cellule photovoltaïque doit posséder deux niveaux d'énergie et être suffisamment conducteur pour permettre l'écoulement du courant. C'est pourquoi les semi-conducteurs sont privilégiés dans l'industrie photovoltaïque. Pour collecter les particules générées, un champ électrique permettant de dissocier les paires électrons/trous créées est nécessaire, et on utilise généralement une jonction P-N à cette fin.

La conversion photovoltaïque est un processus fondamental dans lequel des cellules photovoltaïques, également appelées cellules solaires, agissent en tant que dispositifs électroniques spécialisés transformant directement l'énergie lumineuse solaire en électricité. Ce mécanisme s'appuie sur plusieurs étapes clés :

I.4.1. Matériau semi-conducteur

Les cellules photovoltaïques sont généralement fabriquées à partir de matériaux semi-conducteurs tels que le silicium, qui présentent des propriétés électriques favorables à la conversion de la lumière en électricité.

I.4.2. Absorption de la lumière

Lorsque la lumière solaire, composée de photons, atteint la surface de la cellule photovoltaïque, elle est absorbée par le matériau semi-conducteur. Cette interaction transfère l'énergie des photons aux électrons du matériau, les excitant et les libérant de leur position dans la structure cristalline du semi-conducteur.

I.4.3. Génération de paires électron-trou

L'absorption d'énergie par les électrons engendre la création de paires électron-trou. Un électron est libéré de sa position (trou) dans la structure atomique du matériau semi-conducteur, formant ainsi une paire électron-trou.

I.4.4. Déplacement des charges

Sous l'influence d'un champ électrique interne à la cellule, les électrons libérés par l'absorption lumineuse sont contraints de se déplacer dans une direction spécifique, générant ainsi un courant électrique. Ce flux de charges électriques représente le courant utile exploitable.

I.4.5. Collecte du courant

Des contacts métalliques à la surface de la cellule permettent de collecter le courant électrique généré par le déplacement des électrons. Ce courant peut ensuite être acheminé hors de la cellule pour être utilisé comme source d'électricité.

I.5. Structure d'une cellule photovoltaïque

La structure d'une cellule photovoltaïque est conçue de manière à maximiser la conversion de la lumière solaire en électricité. Voici une description générale de la structure typique d'une cellule photovoltaïque :

I.5.1. Couche antireflet

La surface externe de la cellule est souvent dotée d'une couche antireflet qui réduit la réflexion de la lumière incidente, permettant ainsi une meilleure absorption par le matériau semi-conducteur.

I.5.2. Couche de protection arrière

À l'arrière de la cellule, il peut y avoir une couche de protection qui prévient la diffusion des électrons vers l'extérieur et protège la cellule des influences environnementales.

I.5.3. Électrode arrière

Une électrode métallique à l'arrière de la cellule facilite la collecte des électrons générés lors de la conversion de la lumière en électricité.

I.5.4. Matériau semi-conducteur

Le cœur de la cellule photovoltaïque est constitué d'un matériau semi-conducteur, généralement du silicium. Ce matériau absorbe la lumière solaire et libère des électrons lorsqu'il est exposé à des photons.

I.5.5. Jonction P-N

Dans les cellules photovoltaïques au silicium, une jonction p-n est créée par l'introduction de dopants (atomes additionnels) pour créer une séparation de charge. La région P (dopée positivement) est en contact avec la lumière entrante, tandis que la région N (dopée négativement) est en contact avec la couche arrière.

I.5.6. Couche antireflet avant

Une deuxième couche antireflet à l'avant de la cellule minimise la réflexion de la lumière solaire entrante

I.5.7. Grille métallique (contacts avant)

Une grille métallique fine, souvent en argent, est appliquée sur la face avant de la cellule pour collecter les électrons libérés lors de l'absorption de la lumière.

I.5.8. Verre de protection

La partie supérieure de la cellule est généralement recouverte d'un verre transparent qui protège la cellule des dommages mécaniques tout en permettant le passage de la lumière.

La lumière solaire incidente est absorbée par le matériau semi-conducteur, générant des paires électron-trou. Les électrons libérés lors de ce processus sont dirigés vers l'électrode arrière et recueillis à la surface avant par la grille métallique. Le courant électrique ainsi généré peut ensuite être acheminé hors de la cellule pour alimenter des dispositifs électriques ou être intégré dans un système plus vaste de panneaux solaires, la Figure I.5 présente les compositions de cellule photovoltaïque.

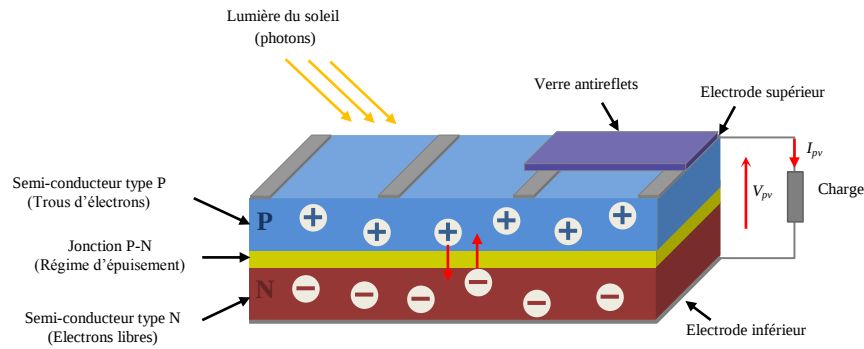


Figure I.5 Compositions de cellule photovoltaïque.

I.6. Principaux types des cellules photovoltaïque

Les cellules solaires photovoltaïques (PV) sont les composants de base des panneaux solaires, et il existe plusieurs types de cellules PV, chacun ayant ses propres caractéristiques et applications spécifiques. Ces types de cellules se répartissent en deux grandes familles : les panneaux en silicium et ceux n'en contenant pas.

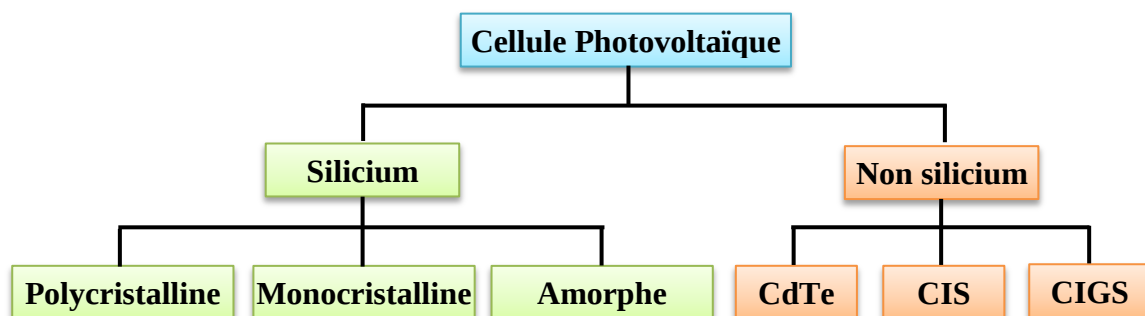


Figure I.6 Principaux types des cellules photovoltaïque.

I.6.1. Cellules photovoltaïque en silicium

Les cellules photovoltaïques à base de silicium dominent les systèmes solaires modernes grâce à leur efficacité et leur disponibilité. Le silicium, en tant que semi-conducteur, permet la conversion de l'énergie solaire en électricité par effet photovoltaïque. Matériau de choix dans l'industrie photovoltaïque, il se distingue par son abondance, sa stabilité chimique, et sa capacité à fournir des rendements énergétiques élevés. Différentes catégories de cellules photovoltaïques en silicium existent, chacune présentant des propriétés spécifiques liées à la structure cristalline et à la performance.

I.6.1.1. Cellules solaires au silicium monocristallin

Le silicium monocristallin constitue le matériau fondamental dans la fabrication des cellules solaires. Le processus de production implique la purification du silicium, suivi de sa fusion

pour former des lingots cristallisés. Ces lingots sont ensuite découpés en fines tranches, créant ainsi des cellules solaires individuelles. Ces cellules solaires au silicium monocristallin présentent un rendement compris entre 15 et 20%. Elles se distinguent par un coût de fabrication élevé et une teinte caractéristique de couleur bleu foncé.

I.6.1.2. Cellules solaires au silicium poly-cristallin

Les cellules solaires au silicium poly-cristallin sont des dispositifs photovoltaïques qui se distinguent par leur format relativement étendu, facilitant l'adoption d'une forme carrée. Cette configuration réduit au minimum les zones inactives entre les cellules, améliorant ainsi l'utilisation de l'espace sur les panneaux solaires. L'efficacité de ces cellules oscille généralement entre 10 et 14 %, les positionnant légèrement en dessous des cellules monocristallines en termes de rendement. Un avantage significatif des cellules solaires au silicium poly-cristallin réside dans leur coût de fabrication inférieur par rapport aux cellules monocristallines. Ce coût réduit découle du processus de production moins complexe utilisé pour créer des structures poly-cristallines. En termes de couleur, ces cellules arborent généralement une teinte bleue claire distinctive.

I.6.1.3. Cellules solaires amorphes (ou minces)

Les cellules solaires amorphes, également appelées cellules solaires minces, sont des dispositifs photovoltaïques fabriqués en déposant une fine couche de matériau semi-conducteur amorphe sur un substrat. Leur fabrication diffère de celle des cellules cristallines, car elles n'utilisent pas de structure cristalline ordonnée. Au lieu de cela, le matériau semi-conducteur est appliqué de manière à créer une structure amorphe, sans ordre cristallin défini.

I.6.2. Cellules photovoltaïque non silicium

Les cellules photovoltaïques non silicium désignent des technologies de conversion de l'énergie solaire alternatives aux cellules solaires traditionnelles à base de silicium, qui dominent largement le marché. Ces technologies utilisent différents matériaux et procédés pour capter la lumière et la transformer en électricité, souvent avec l'objectif d'améliorer l'efficacité, de réduire les coûts, ou de permettre des applications spécifiques, il y a plusieurs types de cellules photovoltaïques non silicium.

I.6.2.1. Cellules solaires à couches minces : Les cellules photovoltaïques en tellure de cadmium (CdTe) font partie des technologies à couches minces et sont l'un des types de cellules PV qui ne contiennent pas de silicium. Ces cellules sont appréciées pour leur faible coût de production et leur capacité à absorber une large partie du spectre solaire, ce qui les

rend efficaces dans des conditions de faible luminosité. Cependant, le tellure de cadmium est un matériau toxique, ce qui soulève des préoccupations environnementales concernant sa fabrication et son élimination en fin de vie.

I.6.2.2. Cellules CIS

Les cellules photovoltaïques CIS (Cuivre-Indium-Sélénium) sont une autre technologie à couches minces, ne contenant pas de silicium. Le CIS est un semi-conducteur composé de cuivre, d'indium et de sélénium, et il est connu pour son efficacité relativement élevée parmi les technologies à couches minces. Les cellules CIS ont l'avantage d'être flexibles et peuvent être utilisées sur des surfaces non conventionnelles, ce qui les rend adaptées à des applications variées. De plus, elles présentent une bonne performance dans des conditions de faible luminosité et sont moins sensibles à la surchauffe. Cependant, le coût de production est généralement plus élevé que celui des cellules en silicium, en raison de la rareté de l'indium.

I.6.2.3. Cellules CIGS

Les cellules photovoltaïques CIGS (Cuivre-Indium-Gallium-Sélénium) sont une évolution des cellules CIS, où une partie de l'indium est remplacée par du gallium. Cette modification améliore l'efficacité de conversion de la lumière solaire en électricité, rendant les cellules CIGS parmi les plus performantes des technologies à couches minces. Comme les cellules CIS, les CIGS sont flexibles et peuvent être appliquées sur des surfaces variées, ce qui élargit leurs applications, notamment dans les dispositifs portables et les installations sur des structures courbes.

Les cellules CIGS sont également reconnues pour leur performance en conditions de faible luminosité et pour leur tolérance à la surchauffe, ce qui les rend particulièrement adaptées à une utilisation dans des environnements variés. Toutefois, la production de cellules CIGS reste plus coûteuse que celle des cellules au silicium, en grande partie en raison de la complexité de fabrication et de la rareté des matériaux utilisés, comme l'indium et le gallium.

I.7. Caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque [35, 36]

Le circuit équivalent le plus simple d'une cellule solaire est une source de courant connectée en parallèle avec une diode, comme illustré dans la Figure I.7. La sortie de la source actuelle est directement proportionnelle à la lumière tombant sur la cellule. Pendant l'obscurité, la cellule solaire n'est pas active et fonctionne comme une diode. Il ne produit ni courant ni tension. Cependant, si la lumière tombe sur la cellule solaire, elle génère un courant de diode. La diode, « D » détermine les caractéristiques I-V de la cellule. Une résistance en série, R_s ,

représente la résistance à l'intérieur de chaque cellule, tandis que la résistance au shunt R_{sh} , est négligé car il a une grande valeur de résistance, ces résistances ont une certaine influence sur la caractéristique $I = f(V)$ de la cellule:

- La résistance série (R_s) est la résistance interne de la cellule ; elle dépend principalement de la résistance du semi-conducteur utilisé, de la résistance de contact des grilles collectrices et de la résistivité de ces grilles.
- La résistance shunt (R_{sh}) est due à un courant de fuite au niveau de la jonction; elle dépend de la façon dont celle-ci a été réalisée.

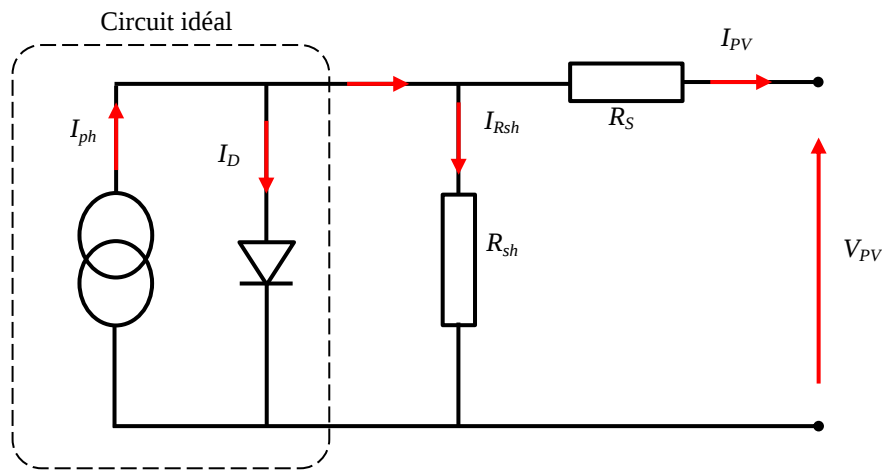


Figure I.7 Caractéristiques de cellule photovoltaïque.

Le courant I_{pv} généré par le circuit est donné par :

$$I_{PV} = I_{ph} - I_D - I_{Rsh} \quad (I.1)$$

Où

$$I_D = I_0 * \left[\exp\left(\frac{V_{PV} + I_{PV}R_S}{m \cdot V_T}\right) - 1 \right] \quad (I.2)$$

Et

$$I_{Rsh} = \frac{V_{PV} + I_{PV}R_S}{R_{sh}} \quad (I.3)$$

Le modèle mathématique pour la caractéristique courant-tension d'une cellule PV est donné par:

$$I_{PV} = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{q(V_{PV} + (I_{PV}R_S))}{n \cdot K \cdot T}\right) - 1 \right] - \left(\frac{V_{PV} + (I_{PV}R_S)}{R_{sh}} \right) \quad (I.4)$$

Où :

V_{pv} : Tension de sortie de la cellule (V),

I_{pv} : Courant de sortie de la cellule (A),

I_{ph} : Courant photo-générer ou photo-courant (A),

I_{sat} : Courant de saturation de la diode (A),

q : Charge d'électron $q = 1.6 \cdot 10^{-19} (C)$,

k : Constant de Boltzmann ($k = 1.38 \cdot 10^{-23} J/K$),

T : Température absolue de fonctionnement de la jonction (K°),

n : Facteur d'idéalité de la diode ($n \in [1, 3]$),

R_s : Résistance série (Ω),

R_{sh} : Résistance parallèle (Ω).

I.8. Paramètres d'une cellule photovoltaïque

Les paramètres d'une cellule photovoltaïque sont des caractéristiques électriques qui décrivent son comportement sous différentes conditions d'exploitation. Les paramètres clés d'une cellule photovoltaïque sont :

I.8.1. Courant de court-circuit (I_{cc})

Le courant de court-circuit, noté I_{cc} , est un paramètre électrique d'un panneau solaire. Il représente le courant électrique maximal qui peut circuler à travers le panneau solaire lorsqu'il est court-circuité, c'est-à-dire lorsque la tension aux bornes est nulle.

Dans le cas idéal, la valeur de R_s est considérée comme nulle et la valeur de R_{sh} est portée à l'infini, ce courant se confond avec le courant photoélectrique I_{ph} . L'équation représentant le courant de court-circuit (I_{cc}) est obtenue en égalisant la tension à zéro dans l'équation 3 pour obtenir l'équation 5.

$$I_{cc} = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp \left(\frac{q(I_{cc} * R_s)}{n * K * T} \right) - 1 \right] - \left(\frac{I_{PV} * R_s}{R_{sh}} \right) \quad (I.5)$$

La plupart des cellules ont une faible résistance en série (R_s), cette partie de l'équation peut donc être négligée.

$$I_{sat} \left[\exp \left(\frac{q(I_{cc} * R_s)}{n * K * T} \right) - 1 \right] \quad (I.6)$$

Ainsi, l'expression approximative du courant de court-circuit peut être obtenue de la manière suivante :

$$I_{cc} \approx \frac{I_{ph}}{\left(1 + \frac{R_s}{R_{sh}}\right)} \quad (I.7)$$

Quantitativement, il a la plus grande valeur du courant généré par la cellule (pratiquement $I_{cc} = I_{ph}$).

I.8.2. Tension de circuit-ouvert (V_{co})

La tension de circuit ouvert (V_{co}) des panneaux photovoltaïques, souvent abrégée en V_{oc} , représente la tension aux bornes d'un panneau solaire lorsqu'il n'y a aucun courant circulant à travers lui, c'est-à-dire en circuit ouvert. C'est une mesure importante des performances des panneaux solaires.

La valeur de la tension de circuit ouvert est influencée par divers facteurs, notamment l'intensité lumineuse, la température et la conception spécifique du panneau solaire. Elle est généralement spécifiée par le fabricant et est utilisée pour caractériser le comportement du panneau dans des conditions idéales.

$$0 = I_{cc} - I_{sat} \left[\exp \left(\frac{qV_{pv}}{n \cdot K \cdot T} \right) - 1 \right] - \left(\frac{V_{pv}}{R_{sh}} \right) \quad (I.8)$$

Dans le cas idéal, sa valeur est légèrement inférieure à :

$$V_{co} = V_T \ln \left(\frac{I_{pv}}{I_{sat}} + 1 \right) \quad (I.9)$$

I.8.3. La puissance maximale (P_{max})

La puissance maximale (P_{max}) d'un panneau solaire représente la puissance électrique maximale qu'il peut générer sous des conditions spécifiques. Elle est généralement mesurée en watts (W) et est un paramètre crucial pour évaluer les performances d'un panneau solaire.

La puissance maximale est atteinte lorsque le panneau solaire est exposé à une certaine intensité lumineuse et une température spécifique, généralement à la condition dite de point de puissance maximale (MPP). À ce point, la tension et le courant de sortie sont ajustés de manière à maximiser la puissance de sortie.

La puissance maximale d'un panneau solaire est souvent spécifiée par le fabricant et est utilisée pour dimensionner les systèmes solaires afin de répondre aux besoins spécifiques en énergie. Il est important de noter que cette puissance maximale est une mesure théorique obtenue dans des conditions idéales, et les performances réelles peuvent varier en fonction des conditions météorologiques, de l'orientation du panneau, de l'ombre, etc.

I.8.4. Facteur de forme FF

Le facteur de forme (FF) d'une cellule solaire ou d'un panneau solaire est un paramètre qui mesure son efficacité en termes de conversion d'énergie lumineuse en électricité. Il est

également appelé facteur de remplissage (ou facteur de remplissage de puissance) et est représenté par la formule :

$$FF = \frac{P_{max}}{V_{CO} * I_{sc}} = \frac{V_{mpp} * I_{mpp}}{V_{CO} * I_{sc}} \quad (I.10)$$

Le facteur de forme varie généralement entre 0 et 1. Un FF plus proche de 1 indique une meilleure efficacité de conversion de la cellule solaire. En d'autres termes, un facteur de forme plus élevé représente une sortie de puissance plus stable et efficace. L'expression mathématique ci-dessus montre que le FF est le rapport entre la puissance maximale et le produit de la tension de circuit ouvert et du courant de court-circuit, ce qui permet d'évaluer l'efficacité du panneau solaire dans l'utilisation de la lumière incidente pour générer de l'électricité.

I.8.5. L'efficacité (rendement) de la conversion

L'efficacité de conversion d'un panneau solaire mesure son aptitude à convertir l'énergie lumineuse en électricité. Elle est souvent exprimée en pourcentage et est calculée en utilisant la formule :

$$\eta(\%) = \frac{P_{max}}{\text{Puissance lumineuse incidente}} \times 100 \quad (I.11)$$

Cette formule compare la puissance électrique maximale générée par le panneau solaire avec la puissance lumineuse incidente (la quantité d'énergie lumineuse qui atteint le panneau). Une efficacité plus élevée signifie que le panneau solaire convertit une plus grande proportion de l'énergie lumineuse reçue en électricité.

Il est important de noter que l'efficacité peut être influencée par divers facteurs tels que la qualité des matériaux utilisés, la conception du panneau, les conditions météorologiques, et d'autres paramètres environnementaux. Les progrès technologiques visent à améliorer constamment l'efficacité des cellules solaires pour rendre l'énergie solaire plus compétitive en tant que source d'énergie renouvelable.

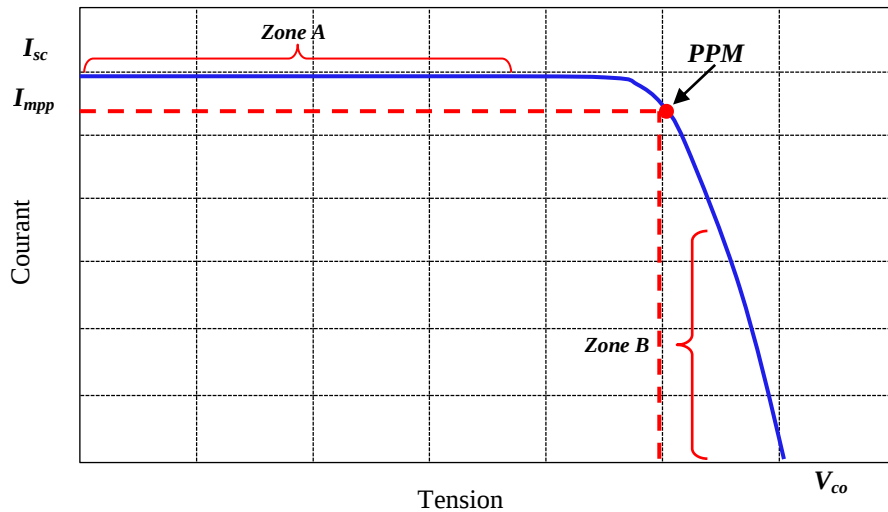


Figure I.8 Caractéristique $I=f(v)$.

La Figure I.8 illustre la caractéristique courant-tension (I-V) d'une cellule photovoltaïque à une température constante, où C représente une certaine irradiation ambiante G_a . Lorsqu'une résistance série variable R est connectée aux bornes de la cellule, le point de fonctionnement est déterminé par l'intersection de la courbe I-V de la cellule et la caractéristique I-V de la charge.

La caractéristique de la charge résistive prend la forme d'une droite avec $I/V = 1/R$. Si la résistance est de faible valeur, la cellule opère uniquement dans la Zone A, agissant comme une source de courant constant. En revanche, si la résistance est élevée, la cellule fonctionne dans la Zone B de la courbe, se comportant comme une source de tension constante.

Les caractéristiques des cellules sont affectées par plusieurs facteurs, notamment l'éclairement et la température.

I.8.5.1 Influence de l'éclairement

L'énergie électrique générée par une cellule photovoltaïque est étroitement liée à l'intensité lumineuse qu'elle reçoit sur sa surface.

Dans la Figure I.9, la caractéristique courant-tension de la cellule est présentée en fonction de l'éclairement, avec une température constante et une vitesse de circulation de l'air ambiante constante. Il est observé que le courant est directement proportionnel au rayonnement, en revanche, la tension varie très peu en fonction de l'éclairement.

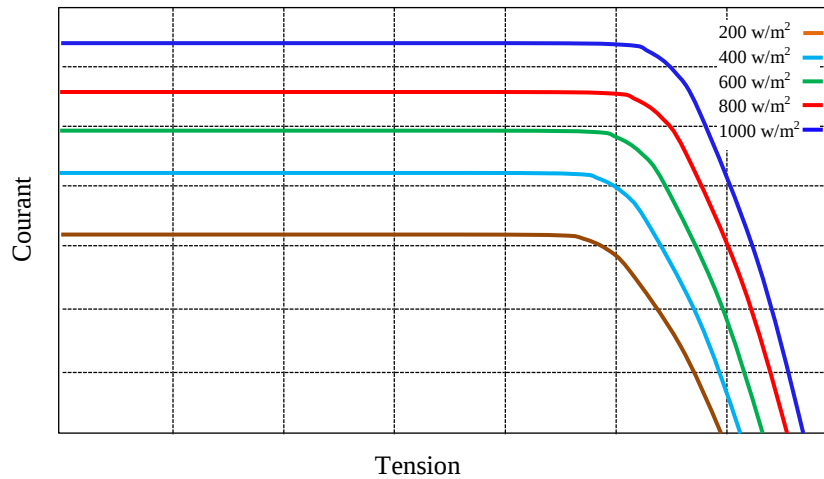


Figure I.9 Influence de l'éclairement sur la caractéristique $I=f(V)$.

I.8.5.2 Influence de la température [37]

L'influence de la température est un aspect crucial qui a des implications significatives pour la conception des panneaux et des systèmes photovoltaïques. La température joue un rôle essentiel car les cellules sont exposées aux rayonnements solaires, susceptibles de les chauffer. En outre, une partie du rayonnement solaire absorbé n'est pas convertie en énergie électrique ; elle se dissipe sous forme de chaleur. C'est pourquoi la température de la cellule (T_c) est systématiquement plus élevée que la température ambiante (T_a).

Cette élévation de température peut avoir plusieurs conséquences sur les performances des cellules photovoltaïques. Tout d'abord, une augmentation de la température peut réduire l'efficacité de conversion de l'énergie solaire en électricité. Certains types de cellules photovoltaïques voient leur rendement diminuer à mesure que la température augmente. Par conséquent, il est impératif de prendre en compte la température lors de la conception des panneaux solaires et des systèmes photovoltaïques.

En outre, la dissipation de chaleur générée par l'absorption du rayonnement solaire non converti nécessite souvent des dispositifs de refroidissement pour maintenir les cellules à des températures optimales. Des stratégies de refroidissement, telles que l'utilisation de systèmes de ventilation ou de matériaux dissipateurs de chaleur, peuvent être mises en place pour atténuer les effets négatifs de l'élévation de température.

$$T_c = T_a + \frac{E_m}{800} (TUC - 20) \quad (I.12)$$

Avec

E_m : Eclairement moyenne (W/m^2)

TUC : Température d'utilisation de la cellule ($^{\circ}C$)

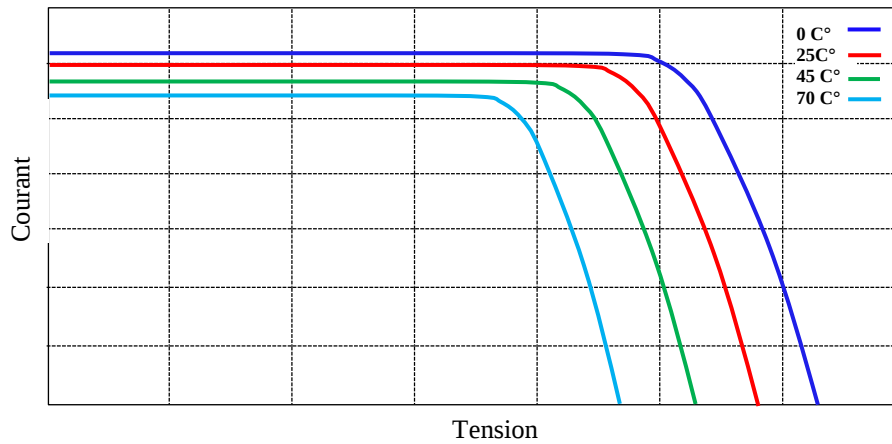


Figure I.10 Influence de la température sur la caractéristique $I=f(V)$.

La Figure I.10 illustre de manière explicite l'influence de la température sur la caractéristique courant-tension ($I=f(V)$) d'une cellule solaire. Comprendre l'effet des variations de température sur cette caractéristique est essentiel.

On observe que le courant présente une légère augmentation à mesure que la température augmente. Cependant, la tension de circuit ouvert est affectée de manière négative par la température. En d'autres termes, lorsque la température augmente, la tension de circuit ouvert diminue. Cette relation entre la température et la tension de circuit ouvert a des conséquences importantes, notamment une diminution de la puissance maximale générée par le générateur.

La puissance maximale d'un générateur photovoltaïque est obtenue à partir du point de fonctionnement optimal sur la courbe de puissance, qui est généralement situé à l'intersection de la courbe de puissance et la caractéristique I-V de la charge. En raison de l'effet de la température sur la tension de circuit ouvert, la puissance maximale peut subir une diminution lorsque la température augmente.

Ainsi, cette analyse démontre l'importance de tenir compte de la température dans la conception et le fonctionnement des systèmes photovoltaïques, en vue d'optimiser les performances et de maximiser l'efficacité énergétique, malgré les variations thermiques auxquelles les cellules solaires peuvent être soumises.

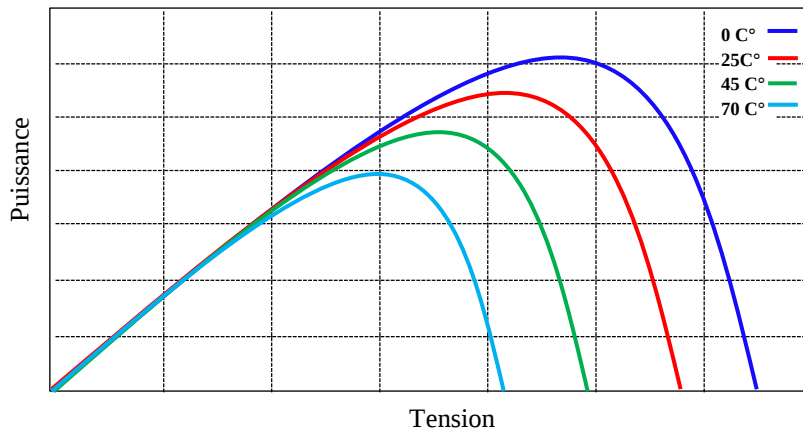


Figure I.11 Influence de la température sur la caractéristique $P=f(V)$ [37].

La Figure I.11 offre une représentation graphique de la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension, pour différentes valeurs de la température. Cette illustration nous permet de déduire l'influence significative de la température sur la caractéristique puissance-tension ($P=f(V)$) d'une cellule solaire.

En examinant les différentes courbes de puissance pour différentes températures, on peut observer comment les variations de température modifient la forme de la courbe de puissance. En général, la puissance maximale est atteinte à un point spécifique sur la courbe de puissance, et cette position peut être affectée par la température.

Il est courant de constater que, avec l'augmentation de la température, la puissance maximale diminue, principalement en raison de la diminution de la tension de circuit ouvert. Cette observation confirme l'idée que la température a une influence significative sur les performances des cellules solaires et doit être prise en compte dans la conception et l'exploitation des systèmes photovoltaïques.

Comprendre la caractéristique $P=f(V)$ dans diverses conditions de température est crucial pour optimiser l'efficacité énergétique d'un générateur photovoltaïque, en ajustant les paramètres et en mettant en œuvre des dispositifs de refroidissement si nécessaire. Cela permet d'adapter le système aux conditions environnementales changeantes et d'assurer une production d'énergie solaire stable et fiable.

I.9. Groupement des Cellules Photovoltaïques

Etant donné que la puissance générée par une seule cellule photovoltaïque est relativement faible, il devient indispensable de regrouper électriquement plusieurs cellules présentant des caractéristiques similaires. En général, une seule cellule photovoltaïque produit une tension d'environ 0,5 à 0,6 volt et un courant variant entre 5 et 9 ampères. Ainsi, la puissance fournie par une cellule unique est typiquement de l'ordre de 2,5 watts, calculée à l'aide de la formule

$P=V \times I$. Ce regroupement permet d'augmenter la puissance totale disponible, rendant ainsi le système plus adapté aux applications photovoltaïques pratiques. Les cellules solaires, lorsqu'elles sont assemblées, forment ce qu'on appelle des modules photovoltaïques. Ces modules peuvent être configurés en série et/ou en parallèle, selon les besoins en tension et en courant du système électrique. Par exemple, une connexion en série augmente la tension globale du module, tandis qu'une connexion en parallèle permet d'augmenter le courant, répondant ainsi aux exigences spécifiques des appareils ou des réseaux électriques. En outre, ce regroupement contribue non seulement à améliorer l'efficacité énergétique, mais aussi à faciliter l'intégration des systèmes photovoltaïques dans diverses applications, notamment dans les systèmes commerciaux et même dans les grandes centrales solaires.

Ainsi, le regroupement de cellules photovoltaïques est essentiel pour maximiser la production d'énergie et assurer la durabilité ainsi que l'efficacité des systèmes solaires dans le temps.

I.9.1. Connexion en série

La Figure I.12 présente le schéma d'association des cellules photovoltaïques en série. Ce schéma illustre comment plusieurs cellules sont connectées en série pour augmenter la tension totale du système. Dans cette configuration, la tension de chaque cellule s'additionne, permettant ainsi d'obtenir une tension de sortie suffisante pour alimenter des appareils ou des systèmes électriques nécessitant une tension plus élevée. En revanche, le courant reste constant et équivalent à celui d'une seule cellule. Cette méthode est couramment utilisée dans la conception de modules photovoltaïques afin d'optimiser la production d'énergie solaire.

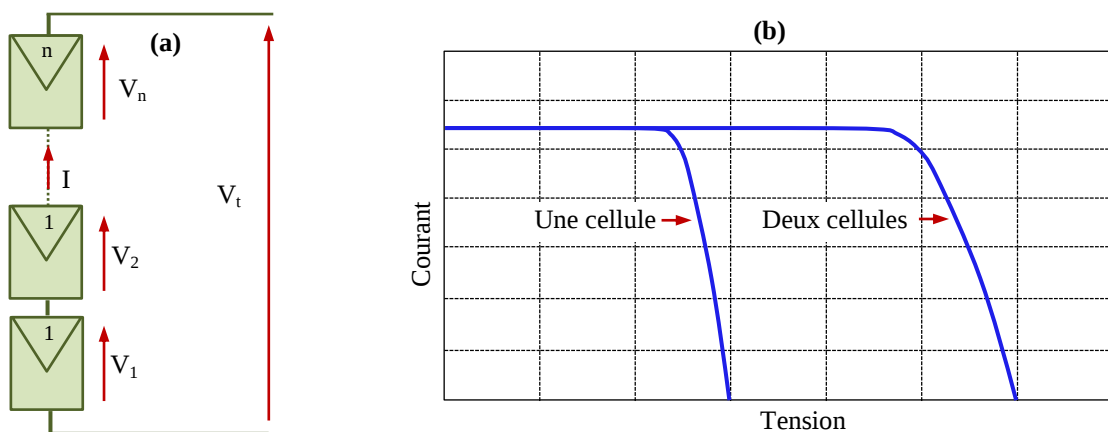


Figure I.12 Association des cellules photovoltaïques en série, **(a)** Schéma de connexion, **(b)** Caractéristique I-V de deux cellules photovoltaïques raccordées en série.

Lors de la connexion de cellules en série, la tension et le courant sont calculés comme suit :

➤ Tension totale (V_t) :

$$V_t = V_1 + V_2 + \dots + V_n \quad (\text{I.13})$$

Où V_i est la tension de chaque cellule.

➤ Courant totale (I_t) :

$$I_t = I_1 = I_2 = \dots = I_n \quad (\text{I.14})$$

Où I_i est le courant de chaque cellule.

I.9.2. Connexion en parallèle

La Figure I.13 présente le schéma d'association des cellules photovoltaïques en parallèle. Ce schéma illustre comment plusieurs cellules sont connectées en parallèle pour augmenter le courant total du système. Dans cette configuration, la tension de chaque cellule reste constante et équivalente à celle d'une seule cellule, tandis que les courants de chaque cellule s'additionnent. Cela permet d'obtenir un courant de sortie suffisant pour alimenter des appareils ou des systèmes électriques nécessitant un courant plus élevé. Cette méthode est couramment utilisée dans la conception de modules photovoltaïques afin d'optimiser la production d'énergie solaire.

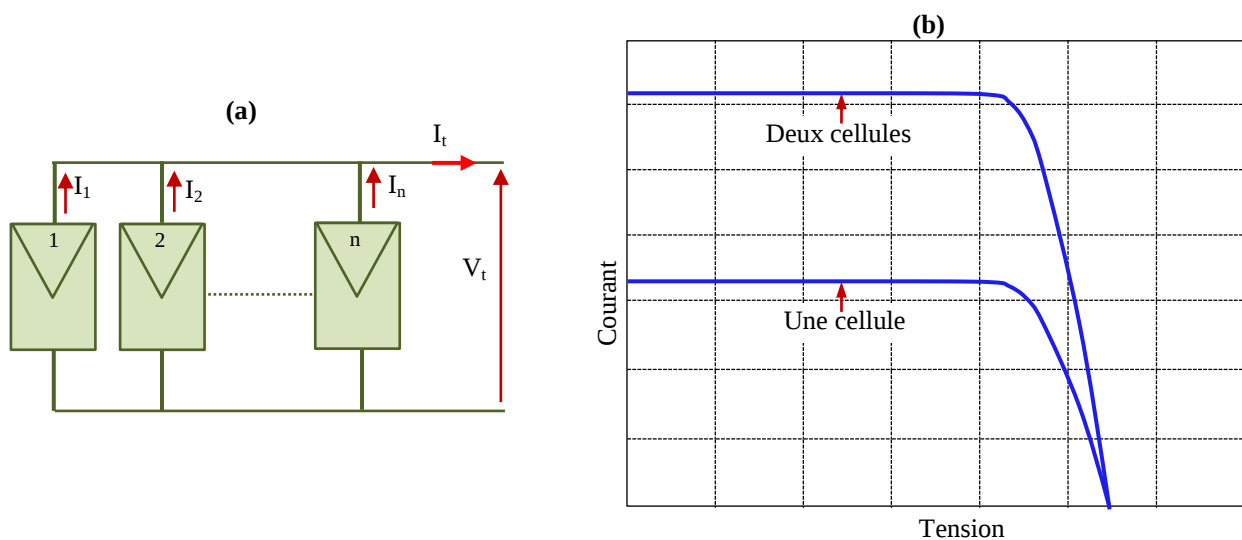


Figure I.13 Association des cellules photovoltaïques en parallèle, **(a)** Schéma de connexion, **(b)** Caractéristique I-V de 2 cellules photovoltaïques raccordées en parallèle.

Lors de la connexion de cellules en parallèle, la tension et le courant sont calculés comme suit:

➤ Tension totale (V_t) :

$$V_t = V_1 = V_2 = \dots = V_n \quad (\text{I.15})$$

Où V_i est la tension de chaque cellule.

➤ Courant totale (I_t) :

$$I_t = I_1 + I_2 + \dots + I_n \quad (\text{I.16})$$

Où I_i est le courant de chaque cellule.

I.10. Protection des systèmes photovoltaïques

La protection des systèmes photovoltaïques est cruciale pour assurer leur efficacité, leur longévité et leur sécurité. Plusieurs dispositifs et stratégies sont utilisés pour protéger les composants des systèmes photovoltaïques contre diverses menaces, telles que les surtensions, les courts-circuits, les défaillances des modules et les conditions météorologiques extrêmes. Parmi ces dispositifs de protection, les diodes jouent un rôle essentiel.

I.10.1. Protection par diode

La protection des cellules photovoltaïques est essentielle pour assurer leur durabilité et leur performance. L'une des méthodes couramment utilisées pour protéger ces cellules est l'intégration de diodes, que ce soit en série ou en parallèle.

I.10.1.1. Diodes en série

Les diodes en série, également appelées diodes de blocage ou diodes anti-retour, jouent un rôle crucial dans la protection des modules contre les courants indésirables provenant de sources externes. Voici leur fonction :

➤ **Prévention des courants inversés** : Un module photovoltaïque peut devenir récepteur du courant fourni par d'autres modules ayant une tension plus élevée. Pour éviter cela, une diode en série est intégrée dans chaque série de modules. Cette diode empêche le courant de circuler à contre-sens, protégeant ainsi les modules.

➤ **Protection nocturne** : Les diodes en série empêchent la batterie de se décharger dans les cellules photovoltaïques pendant la nuit. Sans cette protection, le courant pourrait circuler des batteries vers les modules lorsque ceux-ci ne produisent pas d'énergie.

➤ **Isolation des modules défectueux :** En cas de défaillance ou de masquage d'un module, la diode en série empêche ce module de devenir un récepteur de courant, ce qui pourrait entraîner sa destruction par surchauffe.

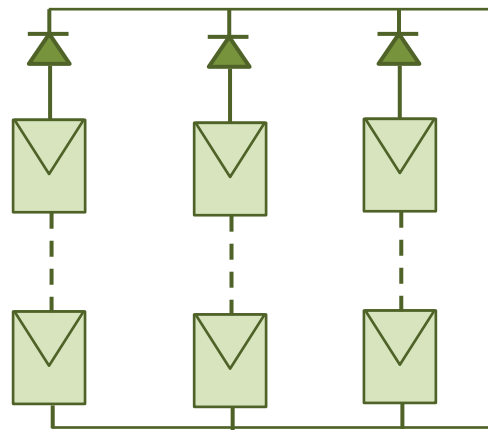


Figure I.14 Protection par diodes en série.

I.10.1.2. Protection par diode parallèle

Les diodes en parallèle, également appelées diodes de bypass, sont essentielles pour protéger les modules dans un couplage série. Leur rôle est de dévier le courant produit par les autres modules lorsque l'un d'entre eux ne peut plus produire d'énergie. Voici comment elles fonctionnent :

➤ **Bypass des modules ombragés ou défaillants :** Si un module ne peut plus produire d'énergie en raison d'un masquage ou d'une défaillance, la diode en parallèle permet de contourner ce module. Le courant produit par les autres modules de la série est ainsi dévié autour du module défaillant, empêchant ce dernier de devenir un récepteur de courant.

➤ **Protection contre l'effet Joule :** En déviant le courant des modules défectueux, les diodes en parallèle empêchent l'échauffement excessif par effet Joule, qui pourrait endommager irréversiblement les cellules photovoltaïques.

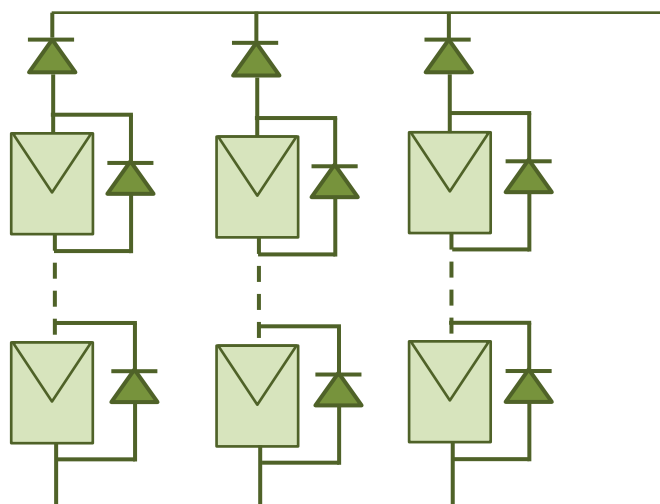


Figure I.15 Protection par diodes en parallèle.

I.10.2. Protection contre les surtensions et la foudre

La protection contre les surtensions et la foudre est essentielle pour assurer la durabilité et la fiabilité des systèmes photovoltaïques (PV). Ces installations sont exposées à des risques élevés en raison de leur exposition aux éléments et de leur connexion au réseau électrique. Les principaux aspects à considérer pour une protection efficace :

I.10.2.1 Surtensions dans les systèmes PV

Les surtensions peuvent être causées par plusieurs facteurs, notamment :

- a. Coups de foudre :** Les impacts directs de la foudre peuvent provoquer des surtensions destructrices dans les systèmes PV.
- b. Manœuvres de commutation :** Les surtensions peuvent également être générées par des commutations dans le réseau électrique, créant des couplages capacitifs ou inductifs.

I.10.2.2 Conséquences des surtensions

Les surtensions peuvent endommager gravement les composants des systèmes PV, tels que les modules solaires et les onduleurs. Cela entraîne non seulement des coûts élevés de remplacement et de réparation, mais aussi des périodes d'arrêt de production qui réduisent les revenus pour les exploitants.

I.10.2.3. Stratégies de protection

Pour prévenir les dommages causés par les surtensions et la foudre, plusieurs mesures de protection sont recommandées :

- **Parafoudres (SPD - Surge Protection Devices) :** Les SPD sont installés pour dévier les surtensions transitoires vers la terre, protégeant ainsi les équipements PV sensibles. Ils

doivent être installés à des points stratégiques du système PV, y compris au niveau des onduleurs et des tableaux de distribution.

➤ Mise à la terre : Une mise à la terre adéquate est cruciale pour dissiper efficacement les surtensions. Elle assure une voie de faible résistance vers la terre pour évacuer les courants de foudre et les surtensions.

➤ Protection des onduleurs : Les onduleurs, en tant que composants critiques, nécessitent une protection spécifique contre les surtensions. Des SPD adaptés doivent être intégrés à leur installation pour éviter les dommages.

➤ Conducteurs de descente : Ces conducteurs fournissent un chemin direct et sécurisé vers la terre pour les surtensions. Ils doivent être correctement dimensionnés et installés pour maximiser leur efficacité.

➤ Structures de protection contre la foudre : Dans les zones à risque élevé de foudre, l'installation de paratonnerres et d'autres dispositifs de protection contre la foudre est recommandée pour prévenir les impacts directs sur les installations PV.

Les installations photovoltaïques peuvent être exposées aux surtensions dans différentes parties du système, nécessitant des dispositifs de protection spécifiques :

➤ Côté AC (courant alternatif) : Les dispositifs de protection contre les surtensions sont nécessaires, voire obligatoires, pour les réseaux monophasés de 230V (ou triphasés de 230/400V) auxquels l'onduleur photovoltaïque est connecté.

➤ Côté DC (courant continu) : Les dispositifs de protection contre les surtensions sont également nécessaires, et parfois obligatoires, sur le circuit continu entre les modules photovoltaïques et l'onduleur.

➤ Réseau informatique : Si l'onduleur photovoltaïque est connecté à des lignes de données (capteurs, sondes, systèmes de surveillance), des dispositifs de protection contre les surtensions peuvent être requis.

Pour assurer cette protection, les dispositifs suivants sont utilisés :

➤ Côté courant continu : Des varistances (varistors) sont placées à l'entrée de l'onduleur pour protéger contre les surtensions.

➤ Côté courant alternatif : Des parasurtenseurs (dispositifs de protection contre les surtensions transitoires) sont utilisés pour protéger le système contre les surtensions.

Ces mesures de protection sont essentielles pour préserver la longévité et le bon fonctionnement des installations photovoltaïques, minimisant ainsi les risques de dommages et d'interruptions de service.

I.10.3. Protection contre les surintensités dans les systèmes photovoltaïques

La protection contre les surintensités est une mesure essentielle pour garantir la sécurité et la fiabilité des systèmes photovoltaïques (PV). Les surintensités, qui peuvent survenir en raison de courts-circuits, de défauts de mise à la terre ou de défaillances des composants, entraînent des risques de surchauffe et de dommages matériels importants. Pour atténuer ces risques, divers dispositifs et stratégies de protection sont employés.

Les dispositifs de protection contre les surintensités (Fusibles, disjoncteurs ...etc.)

I.10.4. Protection contre les défauts à la terre dans installation photovoltaïque (GFP)

Le dispositif GFP (Ground Fault Protection) joue un rôle crucial dans les systèmes d'énergie solaire, en assurant la protection contre les défauts de mise à la terre et en réduisant les risques de chocs électriques et d'incendies. La norme NEC 2008 souligne l'importance de l'intégration de ce dispositif pour garantir la sécurité des installations et des utilisateurs. En cas de défaut de terre, le GFP détecte et interrompt rapidement le circuit, ce qui contribue à la durabilité des équipements et à la continuité de service du système solaire tout en respectant les normes de sécurité en vigueur.

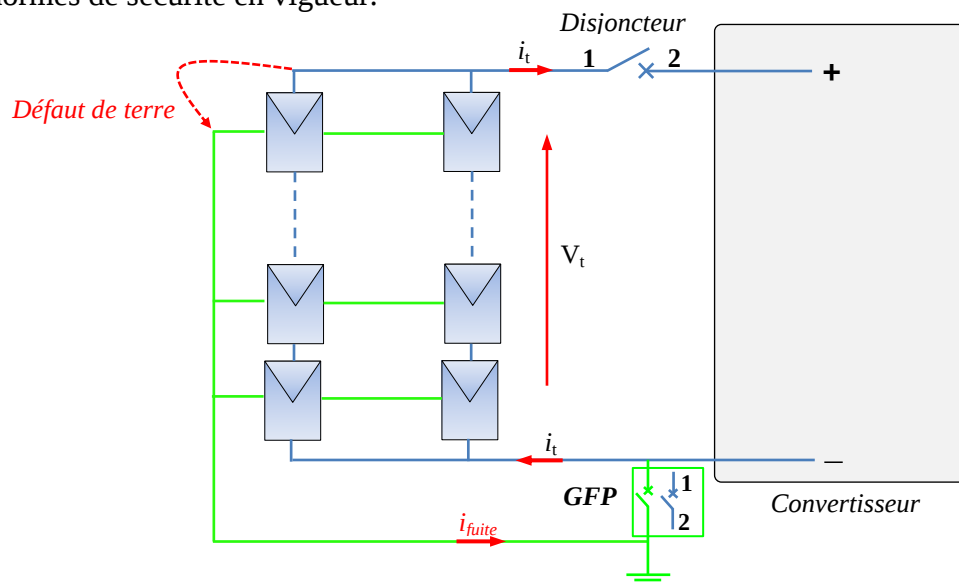


Figure I.16 Installation photovoltaïque protégée par GFP.

Le GFP (Ground Fault Protection) remplit deux rôles essentiels dans le système électrique de l'installation solaire :

➤ **Connexion du pôle négatif (-) du système électrique à la prise de terre :** Le GFP établit une liaison sécurisée entre le pôle négatif (-) du système et la prise de terre (GND), créant une référence de potentiel stable. Cette connexion renforce la sécurité du système en réduisant les

risques de déséquilibres électriques et de dysfonctionnements qui pourraient affecter la performance de l'installation.

➤ **Protection contre les fuites de courant électrique** : Le GFP détecte les courants de fuite, contribuant ainsi à la prévention des situations potentiellement dangereuses, comme les électrocutions ou les incendies. Lorsqu'une fuite de courant est détectée, le GFP intervient rapidement en coupant l'alimentation, assurant ainsi la protection des équipements et la sécurité des utilisateurs. Cette intervention rapide est cruciale pour préserver l'intégrité du système et éviter des dommages graves.

I.10.4.1. Principe de fonctionnement du GFP

Dans les systèmes photovoltaïques, le dispositif GFP joue un rôle crucial en détectant les courants de fuite à la terre et en isolant le système en cas de défaillance. Ce mécanisme garantit la protection des équipements, la sécurité des personnes et la continuité des opérations. La Figure 3.3 montre l'installation du GFP dans un système photovoltaïque

A- En état de fonctionnement normal

Lorsque le système fonctionne normalement, Sans aucun défaut de terre détecté, le GFP et le disjoncteur restent en position fermée. Dans cette configuration, le courant circule normalement entre le générateur photovoltaïque et les autres composants du système via les chemins électriques prévus, sans qu'aucun courant ne soit mesuré entre le pôle négatif du système et la mise à la terre. Cette situation garantit un approvisionnement continu en énergie électrique ainsi qu'un fonctionnement fiable et stable du système, sans interruptions ni anomalies.

B- En cas de défaut de terre

Lorsqu'un défaut de terre se produit, comme lorsqu'une électrode positive du générateur photovoltaïque entre en contact avec la terre, un courant de fuite, désigné par i_f , apparaît. Ce courant provient d'une perte d'isolation entre les conducteurs actifs et la masse. Sa présence représente un risque majeur pour la sécurité du système et du personnel, pouvant entraîner des chocs électriques, des dommages matériels ou, dans certains cas, des incendies.

Le GFP joue alors un rôle central en intervenant immédiatement. Son principe de fonctionnement repose sur la surveillance du courant entre le pôle négatif du système et la mise à la terre. Lorsque ce courant dépasse un seuil prédéfini, par exemple 0,5 A, le GFP déclenche automatiquement une interruption du circuit en ouvrant le disjoncteur.

C- Objectifs de l'intervention du GFP

- **Isoler le générateur photovoltaïque** : Cela empêche le courant de fuite de se propager à d'autres parties du réseau, protégeant ainsi les équipements sensibles, tels que les convertisseurs, les batteries et les câbles.
- **Éviter les dommages matériels** : La coupure rapide du circuit réduit les risques de surchauffe, d'arcs électriques et d'incendies.
- **Garantir la conformité aux normes de sécurité** : Le GFP assure que l'installation respecte les standards de sécurité électrique, minimisant les risques pour les opérateurs et l'environnement.

Le GFP, en combinaison avec le disjoncteur, constitue un élément essentiel des systèmes photovoltaïques modernes. Ce dispositif détecte les défauts de terre, interrompt rapidement le circuit en cas de besoin, et protège efficacement les équipements et les personnes. Il est indispensable pour garantir un fonctionnement sécurisé, fiable et conforme aux exigences des installations photovoltaïques.

I.11. Classification des systèmes photovoltaïque

Les systèmes photovoltaïques (PV) peuvent être classés en plusieurs catégories distinctes en fonction de divers critères techniques et fonctionnels. Parmi ces critères, on peut citer le mode d'intégration au réseau électrique, qu'il s'agisse de systèmes autonomes ou raccordés au réseau, ainsi que l'utilisation ou non de dispositifs de stockage d'énergie, tels que les batteries, permettant de stocker l'électricité pour une utilisation ultérieure. De plus, ces systèmes peuvent être différenciés selon les applications spécifiques auxquelles ils sont destinés, qu'il s'agisse d'installations résidentielles, commerciales, industrielles, ou encore de systèmes conçus pour des infrastructures isolées ou des zones rurales.

Cette classification détaillée est essentielle pour mieux appréhender les nombreuses configurations techniques disponibles et pour comprendre les objectifs tant techniques qu'économiques qui sous-tendent chaque type de système, qu'il s'agisse d'optimiser la production d'énergie, de réduire les coûts, ou encore de répondre à des besoins spécifiques en matière de consommation ou de gestion de l'énergie.

I.11.1. Système photovoltaïque autonome (Off-grid)

Dans ce type de configuration Figure I.16, le système photovoltaïque fournit de l'électricité à des régions non connectées au réseau de distribution, mais doit couvrir en permanence la demande énergétique. Ces systèmes sont généralement utilisés pour alimenter des zones

éloignées, des stations industrielles, ainsi que des applications telles que la surveillance à distance et le pompage de l'eau. Un tel système nécessitera des batteries de stockage pour accumuler l'énergie.

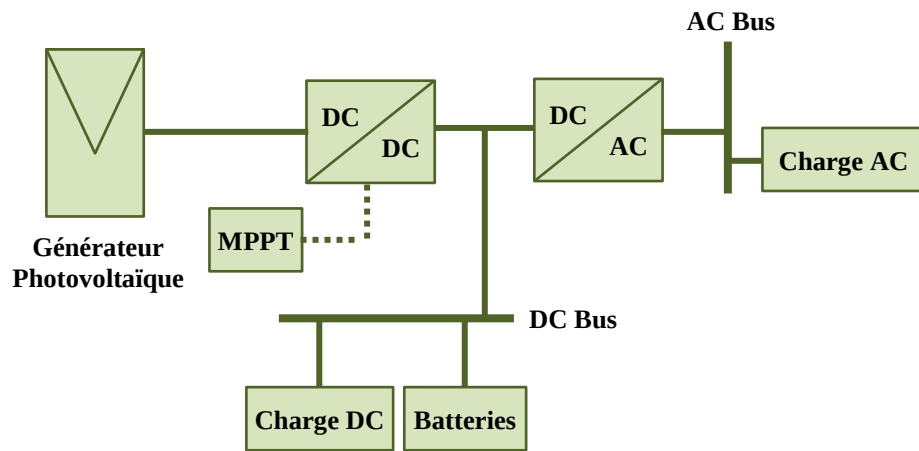


Figure I.17 Structure d'un système PV autonome.

Les avantages des systèmes photovoltaïques autonomes incluent l'indépendance énergétique, car les utilisateurs ne dépendent pas du réseau électrique, ce qui est crucial pour les zones rurales ou éloignées. Leur fiabilité est notable : avec un bon dimensionnement et une gestion appropriée des batteries, ces systèmes peuvent fournir une alimentation stable et fiable, même en l'absence de soleil pendant plusieurs jours. De plus, ils sont écologiques puisqu'ils permettent une utilisation totale de l'énergie renouvelable sans dépendance aux sources d'énergie fossile ou au réseau électrique.

Cependant, ils présentent aussi des inconvénients. Le coût élevé est un facteur significatif, car les systèmes off-grid peuvent être plus coûteux à installer en raison de la nécessité de batteries de stockage d'énergie et de composants supplémentaires pour la gestion de l'énergie. La maintenance est également un défi, car les batteries et autres composants nécessitent une maintenance régulière pour assurer leur bon fonctionnement et leur durabilité. Enfin, la limitation de capacité des batteries peut restreindre la quantité d'énergie disponible, surtout pendant les périodes prolongées de faible ensoleillement.

I.11.2. Système hybride

Les systèmes hybrides combinent les caractéristiques des systèmes on-grid et off-grid. Ils sont connectés au réseau électrique mais disposent également de batteries pour le stockage de l'énergie. Cette configuration permet de maximiser l'utilisation de l'énergie solaire produite, de réduire la dépendance au réseau et d'assurer une alimentation en électricité même en cas de panne du réseau. Les avantages des systèmes hybrides incluent leur flexibilité, permettant de basculer entre le réseau électrique et les batteries en fonction des besoins et des conditions,

offrant ainsi une grande flexibilité d'utilisation. Ils offrent également une sécurité énergétique, car en cas de panne du réseau, les batteries peuvent prendre le relais, assurant une alimentation continue en électricité. Ces systèmes optimisent les coûts en maximisant l'autoconsommation de l'énergie solaire produite, ce qui peut réduire les factures d'électricité et augmenter les économies. De plus, les systèmes hybrides modernes sont souvent équipés de technologies de gestion intelligente de l'énergie qui optimisent l'utilisation des ressources disponibles, qu'il s'agisse du réseau, de l'énergie solaire ou des batteries. Cependant, ils présentent aussi des inconvénients. Le coût initial d'installation peut être plus élevé que celui d'un système on-grid en raison de la nécessité d'acheter des batteries et des équipements de gestion supplémentaires. La maintenance est également un facteur à considérer, car les batteries nécessitent une maintenance régulière pour garantir leur performance et leur durabilité. Enfin, la gestion et l'optimisation de ces systèmes peuvent être plus complexes en raison de la nécessité de gérer plusieurs sources d'énergie et de stockage.

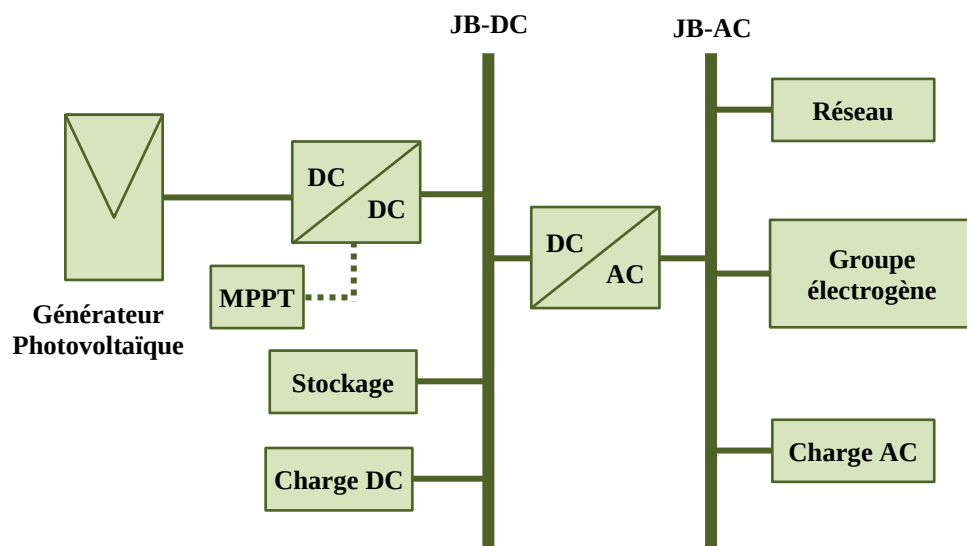


Figure I.18 Installation photovoltaïque hybride le plus général.

I.11.3. Systèmes connectés au réseau (On-grid)

Les systèmes de production d'énergie photovoltaïque connectés au réseau, ou systèmes on-grid, sont les plus couramment installés dans les environnements résidentiels, commerciaux et industriels. Ces systèmes sont directement reliés au réseau électrique public, ce qui permet de compléter la production d'électricité solaire par l'électricité du réseau lorsque la production solaire est insuffisante, notamment pendant la nuit ou les jours nuageux. Les systèmes on-grid représentent une avancée significative vers la décentralisation du réseau électrique. En produisant de l'énergie à proximité des lieux de consommation, ils réduisent la dépendance aux grandes centrales thermiques ou hydroélectriques traditionnelles et diminuent

progressivement la nécessité d'augmenter la capacité des lignes de transmission et de distribution. Un système connecté au réseau génère sa propre électricité et peut injecter l'excédent dans le réseau tout en pouvant en recevoir si nécessaire, éliminant ainsi le besoin d'acquérir et d'entretenir des batteries de stockage. Bien que ces dernières puissent servir d'alimentation de secours en cas de panne, elles ne sont pas indispensables. Les petits systèmes utilisent un boîtier contenant un petit convertisseur synchrone coordonné au réseau, installé derrière chaque panneau photovoltaïque, tandis que les systèmes plus grands utilisent un onduleur central connecté à plusieurs panneaux. Ces dispositifs convertissent le courant continu en courant alternatif et synchronisent la sortie avec le réseau, permettant de ralentir ou d'inverser le compteur électrique selon la production par rapport à la consommation. La majorité des coûts associés à un système connecté au réseau provient de la fabrication des modules photovoltaïques. Ces coûts ont considérablement diminué ces dernières années et cette tendance devrait se poursuivre, rendant ces systèmes de plus en plus accessibles. Dans certaines régions urbaines chaudes, le coût par kilowattheure de l'électricité produite par un système photovoltaïque est déjà comparable à celui des autres sources d'énergie. Dans les régions moins ensoleillées, la rentabilité est encore marginale, mais des économies peuvent être réalisées pendant les périodes de forte demande estivale, notamment grâce à la climatisation. De plus, les modules photovoltaïques peuvent parfois remplacer les matériaux de toiture ou de revêtement mural, ce qui réduit le coût global. Pour que les systèmes photovoltaïques résidentiels connectés au réseau deviennent plus compétitifs par rapport aux faibles tarifs de l'électricité, leurs coûts doivent encore baisser. Cependant, l'électricité photovoltaïque, en tant qu'énergie verte, a une valeur ajoutée. Cette valeur, bien que subjective, doit être quantifiée en termes de réduction de la pollution et des coûts de distribution évités. L'installation d'un système photovoltaïque implique un investissement initial à amortir sur plusieurs années, contrairement à l'électricité du réseau public que l'on paye à la consommation. Le coût initial peut sembler élevé, mais choisir un système photovoltaïque écologique peut améliorer la qualité de vie, tout comme choisir un véhicule économe en énergie par rapport à un véhicule plus gourmand en carburant. Les avantages des systèmes photovoltaïques connectés au réseau incluent l'économie de coûts, car ces systèmes sont souvent moins chers que les systèmes autonomes puisqu'ils ne nécessitent pas de batteries pour le stockage de l'énergie. Ils permettent également la vente d'électricité excédentaire, générant ainsi des revenus supplémentaires pour les propriétaires. De plus, ils offrent une stabilité de l'alimentation, car le réseau électrique peut fournir l'énergie nécessaire en cas de faible production solaire. Enfin, la facilité d'installation est un atout majeur, car la

technologie et les processus d'installation pour les systèmes connectés au réseau sont bien établis et généralement plus simples que pour les systèmes autonomes ou hybrides. Cependant, ces systèmes présentent des inconvénients. La dépendance au réseau est un problème notable : en cas de panne du réseau, le système ne fonctionne généralement pas, sauf s'il est équipé d'un dispositif de sécurité permettant de fonctionner en mode isolé. De plus, la variabilité des tarifs constitue un autre inconvénient, car les revenus tirés de la vente de l'électricité excédentaire peuvent varier en fonction des politiques tarifaires locales et des contrats d'achat.

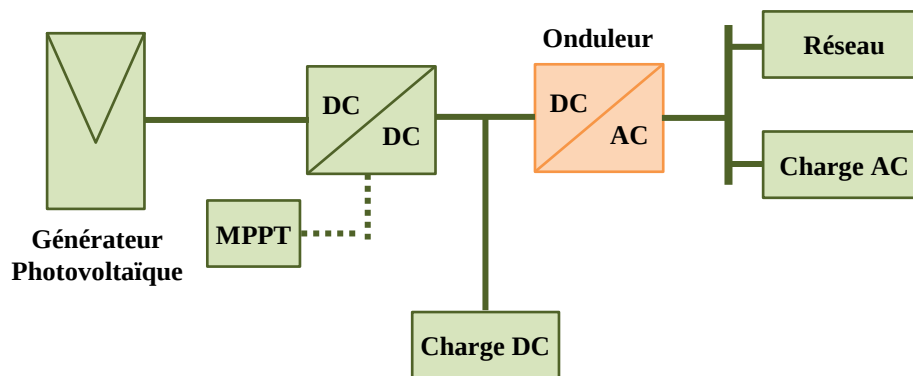


Figure I.19 Installation photovoltaïque connectée au réseau (On-grid).

L'**onduleur** est un composant essentiel dans les systèmes photovoltaïques, en particulier ceux connectés au réseau électrique. Sa principale fonction est de convertir le courant continu (CC) produit par les panneaux solaires en courant alternatif (CA), compatible avec le réseau de distribution. Cette conversion est cruciale, car la majorité des appareils électriques et des infrastructures énergétiques fonctionnent en courant alternatif. En plus de la conversion, l'onduleur assure une régulation efficace de l'énergie produite, optimisant ainsi le rendement du système tout en garantissant la stabilité et la sécurité de l'intégration au réseau [38].

I.12. Conclusion

Dans ce chapitre, les principes de base des systèmes photovoltaïques sont présentés, en commençant par un aperçu historique de la découverte du phénomène photovoltaïque, qui constitue la base scientifique de cette technologie. Le principe de production d'énergie électrique à partir des cellules solaires a été exploré en détail, avec une explication du mécanisme physique permettant de convertir l'énergie solaire en énergie électrique. De plus, un aperçu des différentes technologies et méthodes utilisées pour améliorer l'efficacité de ces systèmes est fourni. Une attention particulière a été portée à la modélisation des panneaux photovoltaïques, où les propriétés électriques de ces panneaux ont été analysées et leurs

performances dans différentes conditions ont été étudiées. En outre, l'importance de protéger les panneaux photovoltaïques contre divers facteurs environnementaux, tels que les surtensions ou les surchauffes, a été discutée. Enfin, les composants de base d'un système photovoltaïque ont été présentés, ainsi que les différentes topologies de base qui composent la structure de ces systèmes.

Chapitre. II

Techniques de commande des onduleurs

II.1. Introduction

L'onduleur est l'un des composants clés des systèmes photovoltaïques, jouant un rôle essentiel dans la conversion de l'énergie électrique générée par les panneaux solaires sous forme de courant continu (DC) en courant alternatif (AC), adapté aux besoins des applications domestiques, commerciales et industrielles [39-41]. Cette fonction fondamentale rend l'onduleur indispensable pour garantir une intégration efficace avec les réseaux électriques, contribuant ainsi à la stabilité du réseau et à la gestion du flux d'énergie entre le système photovoltaïque et le réseau public [42]. En outre, l'onduleur participe de manière significative à l'amélioration des performances globales du système, en assurant une conversion optimale de l'énergie produite tout en maintenant des conditions de sécurité adéquates.

Avec l'évolution constante des systèmes photovoltaïques, l'importance des techniques de contrôle des onduleurs a considérablement augmenté. Ces techniques ne se limitent plus à la simple conversion de l'énergie, mais englobent désormais la gestion globale de la performance du système, l'amélioration de l'efficacité opérationnelle et la capacité d'adaptation aux variations dynamiques des conditions de fonctionnement. Pour cette raison, un large éventail de techniques de contrôle a émergé pour améliorer la performance et l'intégration aux réseaux électriques, telles que les techniques de contrôle conventionnelles, le contrôle direct et indirect, ainsi que le contrôle prédictif (MPC), qui suscite un intérêt croissant en raison de son efficacité à gérer les systèmes multi-variables de manière optimale [43].

Ce chapitre présente les principales techniques de contrôle des onduleurs, en exposant les avantages et les inconvénients de chaque approche, et consacre une partie importante à la technique de contrôle prédictif (MPC), reconnue pour ses capacités à améliorer la réactivité du système et la précision de prédiction des variations dynamiques.

II.2. Modélisation d'un onduleur triphasé

Le circuit d'alimentation de l'onduleur triphasé convertit l'énergie électrique du courant continu en courant alternatif en utilisant le schéma électrique illustré à la Figure II.1.

Considérant que les deux interrupteurs de chaque phase de l'onduleur fonctionnent en mode complémentaire afin d'éviter les court-circuit.

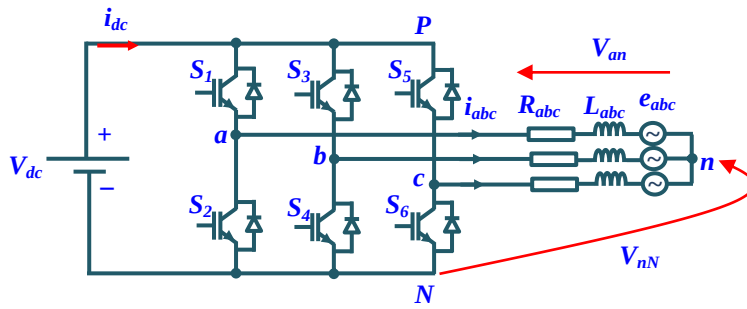


Figure II.1 Circuit d'un onduleur connecté au réseau.

La source de courant contenu DC, l'état de commutation des interrupteurs de puissance S_x , avec $x = 1, \dots, 6$, peut être représenté par les signaux de commutation S_a , S_b et S_c définis comme suit :

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si } S_1 \text{ on et } S_2 \text{ off} \\ 0 & \text{si } S_1 \text{ off et } S_2 \text{ on} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } S_3 \text{ on et } S_4 \text{ off} \\ 0 & \text{si } S_3 \text{ off et } S_4 \text{ on} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si } S_5 \text{ on et } S_6 \text{ off} \\ 0 & \text{si } S_5 \text{ off et } S_6 \text{ on} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

La Figure II.2 montre tous les états de commutation possibles pour un onduleur triphasé à deux niveaux.

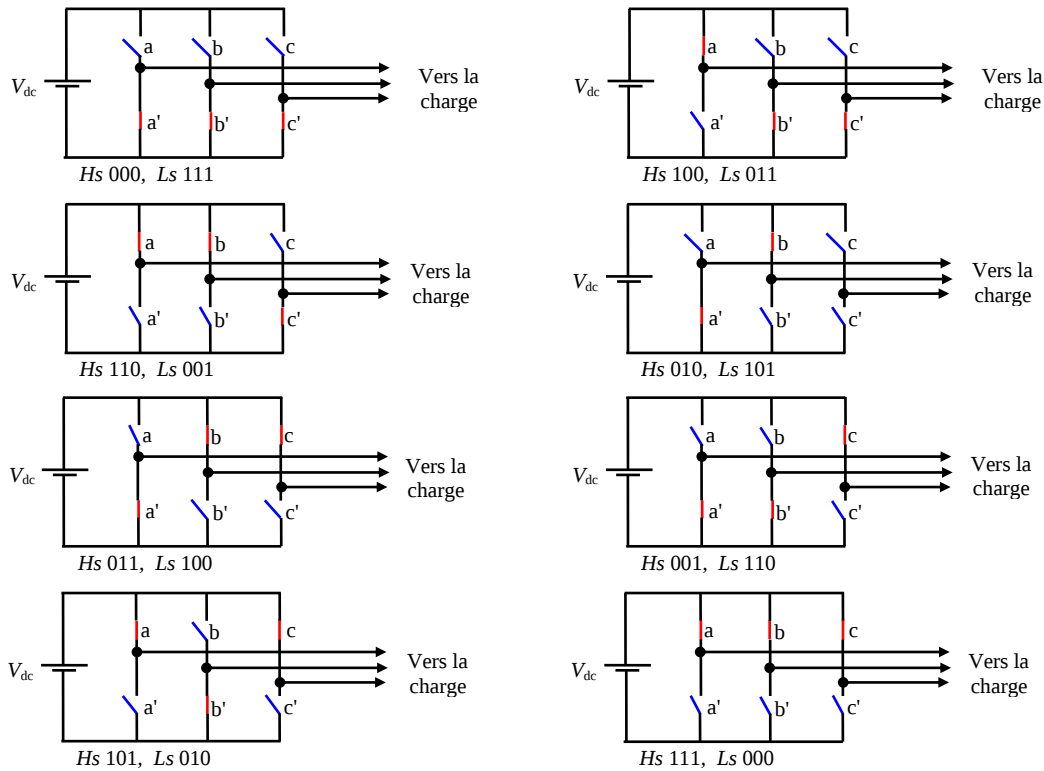


Figure II.2 Commutations possibles de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Ces signaux de commutation définissent la valeur des tensions de sortie de l'onduleur.

$$V_{aN} = S_a V_{dc} \quad (\text{II. 4})$$

$$V_{bN} = S_b V_{dc} \quad (\text{II. 5})$$

$$V_{cN} = S_c V_{dc} \quad (\text{II. 6})$$

Où V_{dc} est la tension de la source DC.

Considérant le vecteur unitaire $a = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\sqrt{3}/2$, qui représente le déphasage de 120° entre les phases, le vecteur tension de sortie peut être défini comme :

$$V = \frac{2}{3}(V_{aN} + aV_{bN} + a^2V_{cN}) \quad (\text{II.7})$$

Où V_{aN} , V_{bN} et V_{cN} sont les tensions phase-neutre (N) de l'onduleur.

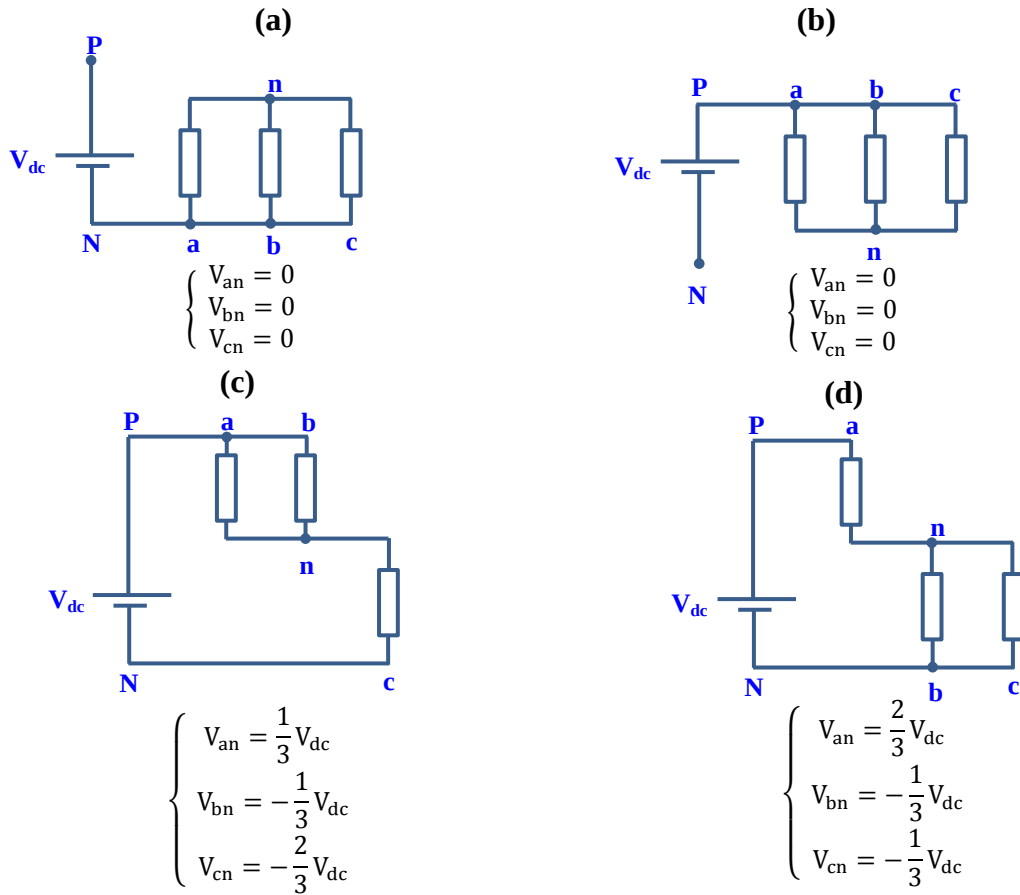


Figure II.3 Configurations de charge équivalentes pour différents états de commutation. **(a)** État de commutation (000) (vecteur de tension V_0). **(b)** État de commutation (111) (vecteur de tension V_7). **(c)** État de commutation (110) (vecteur de tension V_2). **(d)** État de commutation (100) (vecteur de tension V_1).

De cette manière, l'état de commutation $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ génère le vecteur de tension V_0 défini comme :

$$V_0 = \frac{2}{3}(0 + a0 + a^2 0) = 0 \quad (\text{II.8})$$

Et correspond au circuit représenté sur la Figure II.3(a).

L'état de commutation (100) génère le vecteur de tension V_1 défini comme :

$$V_1 = \frac{2}{3}(V_{dc} + a0 + a^2 0) = \frac{2}{3}V_{dc} \quad (\text{II.9})$$

Le vecteur de tension V_2 est généré par l'état de commutation (110) et est défini comme

$$V_2 = \frac{2}{3}(V_{dc} + aV_{dc} + a^2 0) = \frac{2}{3}\left(V_{dc} + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)V_{dc}\right) = \frac{V_{dc}}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc} \quad (\text{II.10})$$

Et correspond au circuit représenté sur la Figure II.2(b). L'état de commutation (111) génère le vecteur de tension V_7 calculé comme suit :

$$V_7 = \frac{2}{3}(V_{dc} + aV_{dc} + a^2 V_{dc}) = \frac{2}{3}V_{dc}(1 + a + a^2) = 0 \quad (\text{II.11})$$

Différents états de commutation généreront différentes configurations de la charge triphasée connectée à la source DC, comme le montre la Figure II.3.

En considérant toutes les combinaisons possibles des signaux de déclenchement S_a , S_b et S_c , huit (8) états de commutation et par conséquent huit (8) vecteurs de tension sont obtenus, comme le montre le Tableau II.1. Sur la Figure II.4, notez que $V_0 = V_7$, ce qui donne un ensemble fini de seulement sept différents vecteurs de tension dans le plan complexe.

En prenant en compte les techniques de modulation, comme le PWM, l'onduleur peut être assimilé à un système linéaire. Néanmoins, tout au long de ce partie, l'onduleur sera considéré comme un système discret non linéaire avec seulement sept états différents comme sorties possibles.

S_1	S_3	S_5	Vecteur de tension (VVs)	Tension de sortie de l'onduleur
0	0	0	u_0	0
1	0	0	u_1	$\frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	u_2	$\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	u_3	$-\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	u_4	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	u_5	$-\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	u_6	$\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	u_7	0

Tableau II.1 États de commutation et vecteurs de tension.

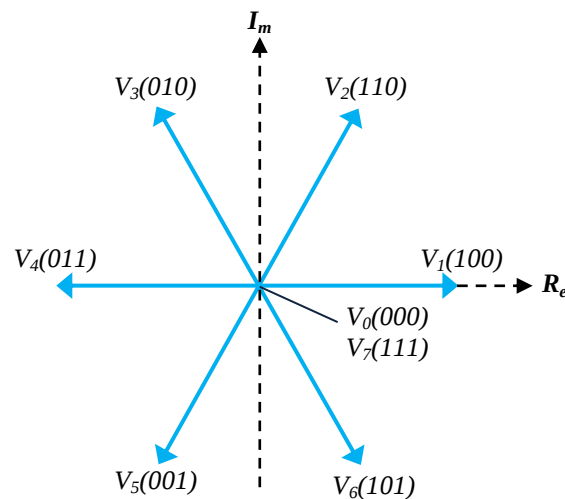


Figure II.4 Vecteurs de tension dans le plan complexe.

Il convient de noter qu'un modèle plus complexe du modèle de convertisseur pourrait être utilisé pour des fréquences de commutation plus élevées. Cela peut inclure la modélisation du temps mort, de la tension de saturation de l'IGBT et de la chute de tension directe des diodes, par exemple. Cependant, dans ce partie, l'accent a été mis sur la simplicité, c'est pourquoi un modèle simple d'onduleur sera utilisé.

II.3. Modélisation de la charge RLE (Réseau)

En tenant compte des définitions des variables du circuit présenté à la Figure II.1, les équations de la dynamique du courant de la charge pour chaque phase peuvent s'écrire sous la forme :

$$V_{aN} = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_a + v_{nN} \quad (\text{II.12})$$

$$V_{bN} = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + e_b + v_{nN} \quad (\text{II.13})$$

$$V_{cN} = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + e_c + v_{nN} \quad (\text{II.14})$$

Où R est la résistance de charge et L l'inductance de charge. En remplaçant équations II.12 – II.14 dans l'équation II.7, une équation vectorielle pour la dynamique du courant de charge peut être obtenue :

$$V = L \frac{di}{dt} \left(\frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2 i_c) \right) + R \left(\frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2 i_c) \right) + \frac{2}{3} (e_a + ae_b + a^2 e_c) + \frac{2}{3} (v_{nN} + av_{nN} + a^2 v_{nN}) \quad (\text{II.15})$$

Considérant la définition du vecteur spatial pour la tension de l'onduleur donnée par l'équation II.7 et les définitions suivantes pour les vecteur spatial de courant de la charge et de force contre-électromotrice :

$$i = \frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2 i_c) \quad (\text{II.16})$$

$$e = \frac{2}{3} (e_a + ae_b + a^2 e_c) \quad (\text{II.17})$$

Et en supposant le dernier terme de l'équation II.15 égal à zéro

$$\frac{2}{3} (v_{nN} + av_{nN} + a^2 v_{nN}) = v_{nN} \frac{2}{3} (1 + a + a^2) = 0 \quad (\text{II.18})$$

Alors la dynamique du courant de la charge peut être décrite par l'équation différentielle vectorielle

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + e \quad (\text{II.19})$$

Où V est le vecteur de tension (VV) généré par l'onduleur, i est le vecteur de courant de charge et e le vecteur de force contre-électromotrice de la charge.

II.4. Tension de mode commun (Common Mode Voltage CMV)

La tension de mode commun (CMV) est la différence de potentiel entre le point neutre (n) de la charge et le point milieu (o) du bus DC, comme illustré à la Figure II.5. Cette différence de potentiel varie en fonction de l'état des interrupteurs indiqué dans le Tableau II.2 [44, 45]. Elle s'exprime comme suit :

$$U_{ao} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2}, & S_a = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2}, & S_a = 0 \end{cases} \rightarrow U_{ao} = K_a \frac{V_{dc}}{2} \quad (II.20)$$

$$U_{bo} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2}, & S_b = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2}, & S_b = 0 \end{cases} \rightarrow U_{bo} = K_b \frac{V_{dc}}{2} \quad (II.21)$$

$$U_{co} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2}, & S_c = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2}, & S_c = 0 \end{cases} \rightarrow U_{co} = K_c \frac{V_{dc}}{2} \quad (II.22)$$

Selon la définition des équations U_{ao} , U_{bo} , et U_{co} , nous avons que K_a , K_b , et K_c représentent la situation de 1 ou -1 en fonction de S_i . La charge est considérée équilibrée, ce qui donne le résultat suivant :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (II.23)$$

$$\begin{cases} U_{ao} + U_{on} = U_{an} \\ U_{bo} + U_{on} = U_{bn} \\ U_{co} + U_{on} = U_{cn} \end{cases} \quad (II.24)$$

Selon la somme de l'équation II.24, nous avons :

$$(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) + 3 U_{on} = U_{an} + U_{bn} + U_{cn} \quad (II.25)$$

En combinant les équations II.23 et II.25, la tension de mode commun peut être définie comme :

$$U_{on} = -\frac{1}{3} (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (II.26)$$

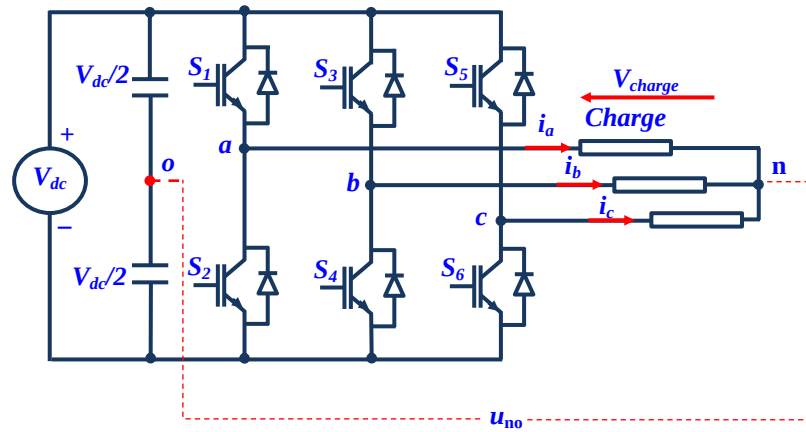


Figure. II.5 Topologie d'un onduleur deux niveau connectée au charge.

La valeur maximale de la tension de mode commun (CMV) est obtenue lorsque les vecteurs de tension zéro (Z-VVs) u_0 (000) et u_7 (111) sont appliqués, ce qui donne une valeur de $|u_{no}| = V_{dc}/2$. À l'inverse, la valeur minimale de la CMV est observée lorsque les autres vecteurs de tension non nuls (NZ-VVs) u_1 (100), u_2 (110), u_3 (010), u_4 (011), u_5 (001), et u_6 (101) sont appliqués, donnant une valeur de $|u_{no}| = V_{dc}/6$.

État	Vecteur de tension (VVs)	u_{no}
(000)	u_0	$-V_{dc}/2$
(100)	u_1	$-V_{dc}/6$
(110)	u_2	$V_{dc}/6$
(010)	u_3	$-V_{dc}/6$
(011)	u_4	$V_{dc}/6$
(001)	u_5	$-V_{dc}/6$
(101)	u_6	$V_{dc}/6$
(111)	u_7	$V_{dc}/2$

Tableau. II.2 CMV correspondant valeur de tension (VVs).

La tension mode commun (CMV) pose plusieurs risques pour les systèmes électriques, notamment la présence de courants de fuite à travers les condensateurs parasites. Ce phénomène peut entraîner des dommages progressifs aux composants du système au fil du temps. Le courant de fuite, qui circule le long de chemins non intentionnels, peut causer la dégradation et la détérioration de composants sensibles, compromettant ainsi les performances et la fiabilité globales du système.

Si ces courants de fuite ne sont pas pris en compte, leurs effets cumulatifs peuvent entraîner des dysfonctionnements, une réduction de la durée de vie et des pannes potentielles du système électrique. Il est donc crucial de réduire les risques liés à la CMV et de mettre en

œuvre des mesures appropriées pour minimiser le courant de fuite, telles que l'emploi de techniques de blindage efficaces, l'optimisation des systèmes de mise à la terre et l'utilisation de mécanismes de filtrage appropriés [46, 47].

En abordant de manière proactive les risques liés à la CMV et en prenant des mesures préventives, il est possible d'assurer la longévité, l'efficacité et le fonctionnement sûr des systèmes électriques [48, 49].

II.5. Principales techniques de commande de l'onduleurs de tension

L'intégration de l'énergie photovoltaïque au réseau électrique nécessite des technologies avancées pour garantir une connexion efficace et fiable. L'onduleur, en tant qu'élément clé de cette intégration, joue un rôle crucial en convertissant le courant continu (DC) produit par les panneaux solaires en courant alternatif (AC) compatible avec les normes de la grille électrique. Plusieurs technologies modernes sont utilisées dans les onduleurs pour assurer que l'énergie photovoltaïque puisse être efficacement synchronisée avec le réseau et contribuer de manière optimale à la fourniture d'électricité.

Les onduleurs réseau (ou onduleurs connectés au réseau) sont spécialement conçus pour s'intégrer à la grille électrique. Ces dispositifs assurent non seulement la conversion du courant mais aussi la conformité avec les exigences de fréquence et de tension du réseau. Ils sont équipés de systèmes de régulation sophistiqués pour maintenir la stabilité du réseau et garantir une injection sécurisée de l'énergie produite.

Il existe de nombreuses techniques avancées pour le contrôle des onduleurs, chacune ayant ses propres avantages et applications spécifiques. Voici un aperçu des principales techniques utilisées pour contrôler les onduleurs :

II.5.1. Contrôle des courants par hystérésis

Le contrôle de courant par hystérésis vise à maintenir le courant dans une bande d'hystérésis en modifiant l'état de commutation du convertisseur dès que le courant atteint les limites de cette bande [50, 51]. Dans un onduleur triphasé, les courants de charge mesurés de chaque phase sont comparés aux références correspondantes à l'aide de comparateurs d'hystérésis, comme le montre la Figure II.6. Chaque comparateur détermine l'état de commutation de chaque bras de l'onduleur (Sa, Sb, Sc) pour maintenir les courants de charge dans la bande d'hystérésis. En raison de l'interaction entre les phases, l'erreur de courant peut dépasser la largeur de l'hystérésis. Le principe de commande par hystérésis est présenté en Figure II.7. Cette méthode est conceptuellement simple et n'exige pas de circuits ou de processeurs complexes. Le contrôleur à hystérésis offre une bonne performance avec une réponse

dynamique rapide [52]. Toutefois, la fréquence de commutation varie en fonction de la largeur de l'hystérésis, des paramètres de charge et des conditions de fonctionnement, ce qui peut entraîner des résonances, un inconvénient majeur du contrôle par hystérésis.

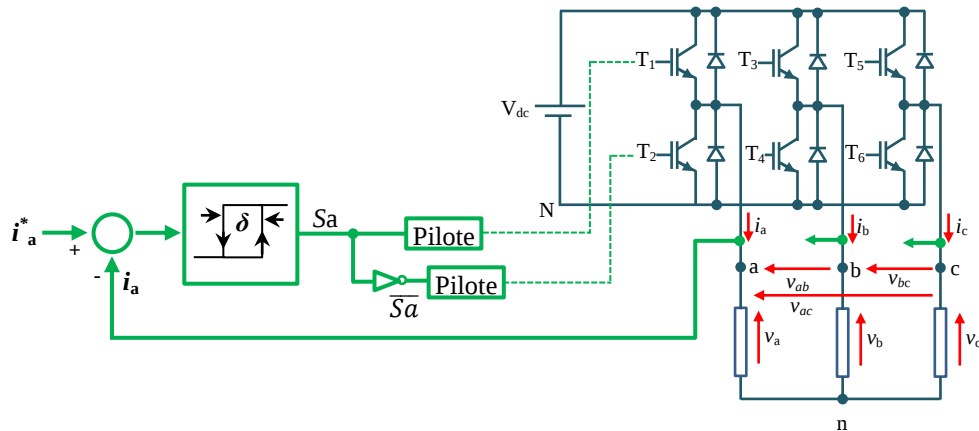


Figure. II.6 Contrôle d'un onduleur triphasé par courant d'hystérésis.

$$S_i = |i_{ref} - i| < \frac{h}{2}, \text{ Alors } K_j = 1 \text{ et } \bar{S} = 1$$

$$S_i = |i_{ref} - i| > \frac{h}{2}, \text{ Alors } K_j = 0 \text{ et } \bar{S} = 0$$

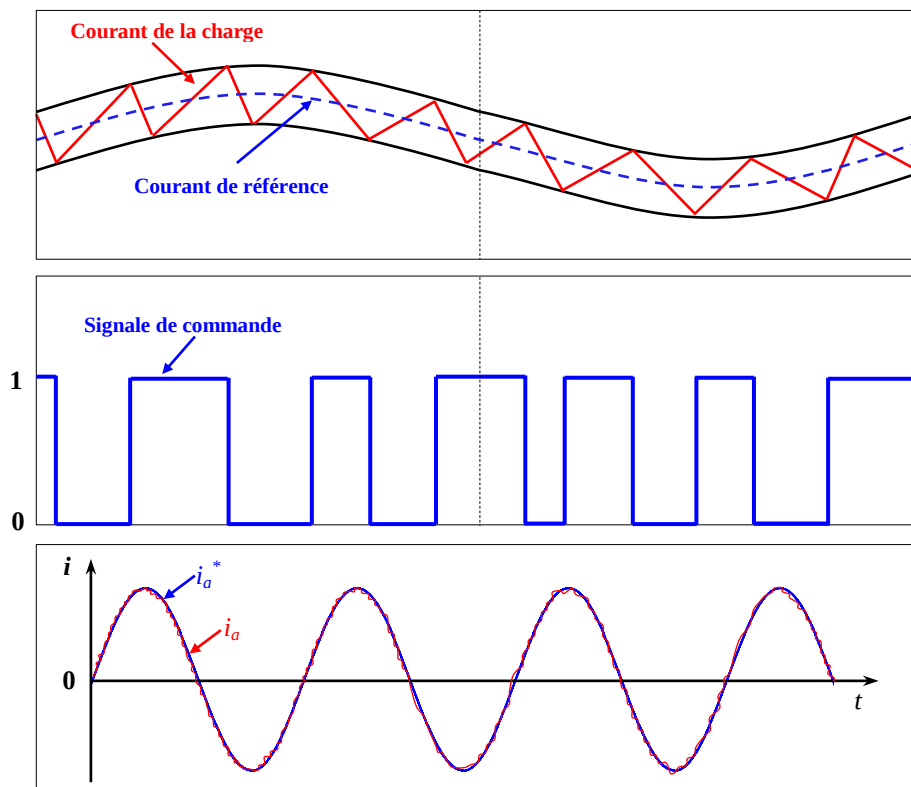


Figure II.7 Principe de la commande en courant par hystérésis.

La Figure II.8 illustre le contrôle par courant hystérésis pour les trois phases. Pour chaque phase, un comparateur est utilisé. Ce comparateur permet d'évaluer les écarts entre le courant

mesuré et le courant de référence, garantissant ainsi un ajustement précis des signaux de commande pour chaque phase du système.

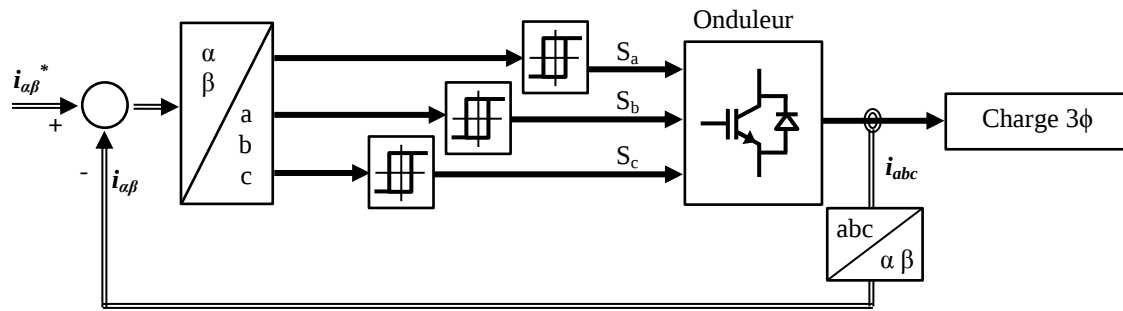


Figure II.8 Schéma de contrôle du courant d'hystérésis triphasé.

De plus, les pertes de commutation limitent l'utilisation du contrôle par hystérésis aux niveaux de puissance inférieurs. Pour surmonter cette limitation, diverses modifications ont été proposées afin de réguler la fréquence de commutation du contrôleur à hystérésis. Lorsqu'il est implémenté sur une plateforme de contrôle numérique, une fréquence d'échantillonnage très élevée est nécessaire pour garantir que les variables contrôlées restent en permanence dans la bande d'hystérésis.

II.5.2. Modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La modulation de largeur d'impulsion est une méthode de modulation qui consiste à varier la largeur des impulsions dans un signal numérique tout en maintenant une fréquence fixe [53-55]. Le rapport entre la durée de l'impulsion (temps où le signal est "haut") et la période totale du signal est appelé le **rapport cyclique** (Duty cycle).

II.5.2.1. Principe de Fonctionnement

- **Signal PWM:** Un signal PWM est généralement un signal rectangulaire où le temps pendant lequel le signal est "haut" (on) est modulé en fonction de la valeur désirée. La fréquence du signal est constante, mais la largeur des impulsions varie.
- **Contrôle de la Largeur:** En ajustant la largeur des impulsions, vous pouvez contrôler la quantité moyenne d'énergie délivrée à une charge. Par exemple, un rapport cyclique élevé signifie que le signal est "haut" pendant une plus grande partie du temps, ce qui augmente la puissance délivrée.

L'application d'un modulateur de largeur d'impulsion dans un onduleur triphasé est illustrée à la Figure II.9, la tension de référence pour chaque phase est comparée à la forme d'onde triangulaire, générant des états de commutation pour chaque branche correspondante de l'onduleur, comme le montre dans la partie 2 de la Figure II.9. Les tensions de sortie des

phases a et b, V_{aN} et V_{bN} , ainsi que la tension ligne à ligne V_{ab} sont également indiquées sur cette Figure.

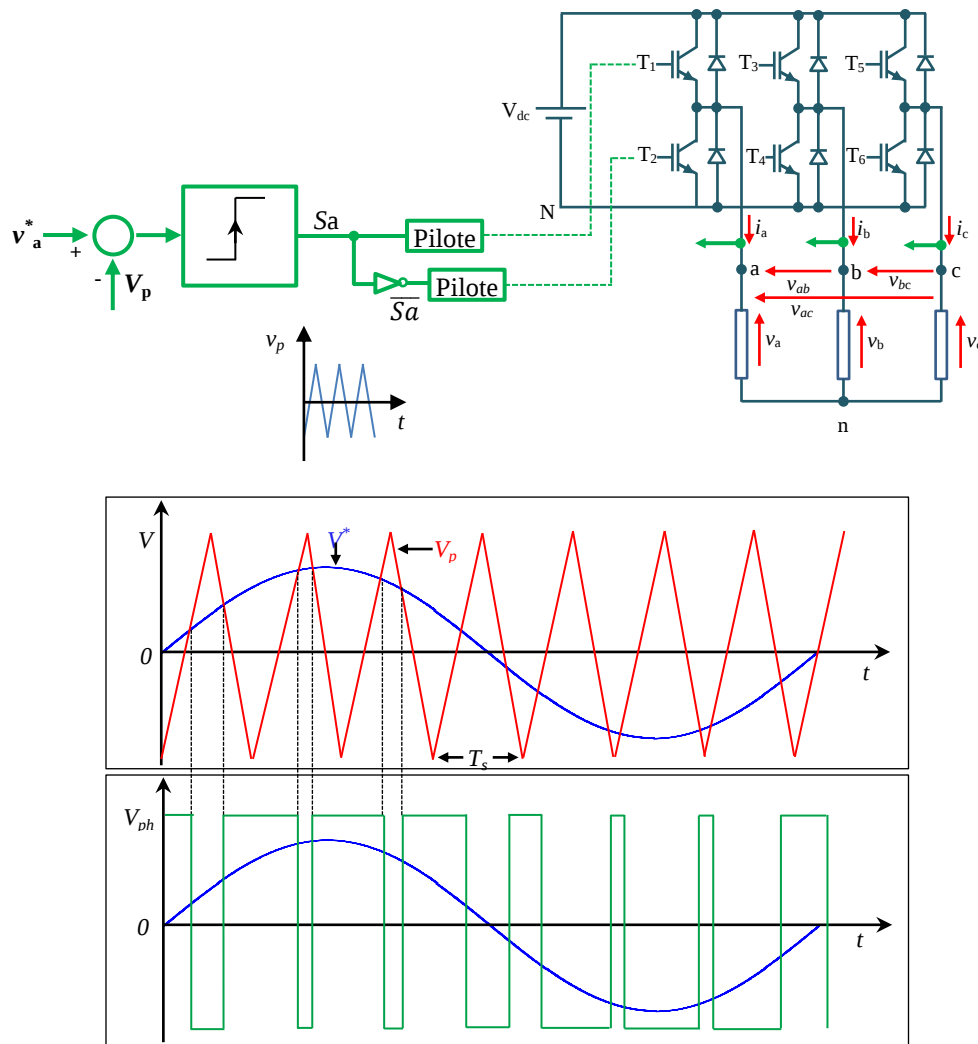


Figure II.9 Contrôle d'un onduleur triphasé par la méthode MLI.

II.5.3. Modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM)

Les huit vecteurs de sortie de l'onduleur sont codés de V_0 à V_7 (Figure II.10). La modulation de vecteur spatial (SVPWM) consiste à piloter les commutateurs en modulation de largeur d'impulsion (PWM) afin de passer progressivement d'un état au suivant [56-58]. Les trois sorties a, b et c alimentent les trois phases du moteur, générant ainsi des champs magnétiques déphasés de 120° . On peut alors représenter l'orientation du champ magnétique pour chacun des huit états. Ces états se traduisent par des vecteurs de tension (de V_0 à V_7) indiqués dans le Tableau II.1. Les états S_0 et S_7 ne génèrent pas de champ magnétique, par conséquent, les vecteurs V_0 et V_7 ont une amplitude nulle. En revanche, les autres vecteurs ont une amplitude égale à 1 et respectent les relations suivantes :

$$\begin{cases} \vec{V}_1 = -\vec{V}_4 \\ \vec{V}_2 = -\vec{V}_5 \\ \vec{V}_3 = -\vec{V}_6 \\ \vec{V}_1 + \vec{V}_3 + \vec{V}_5 = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 27})$$

La modulation vectorielle est une forme spécifique de la modulation de largeur d'impulsion (PWM). Son principe repose sur la représentation vectorielle, où toute tension est considérée comme étant une combinaison, sur un intervalle de temps donné, de deux vecteurs adjacents et d'un vecteur nul. Ainsi, pour générer la tension X pendant une durée T, il est équivalent de combiner de manière appropriée ces trois vecteurs pendant des périodes déterminées, permettant ainsi de recréer la tension cible avec précision [59, 60].

- La tension a pendant le temps T_1 ,
- La tension b pendant le temps T_2 ,
- Une tension nulle pendant le temps T_0 ,

Avec $T_s = T_0 + T_1 + T_2$

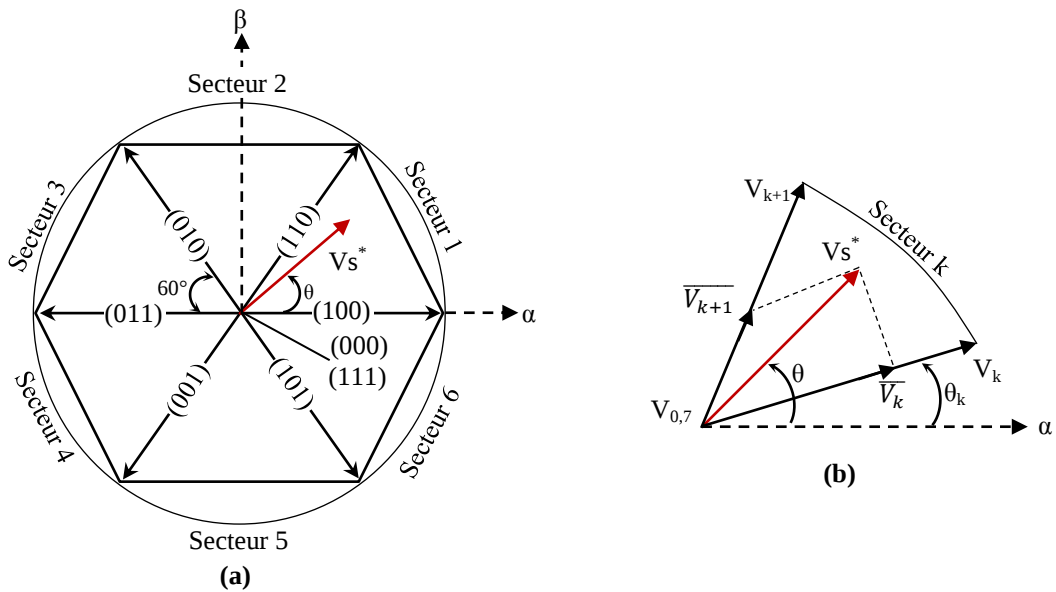


Figure II.10 Principes de la modulation vectorielle spatiale (SVM) dans le plan (α, β) . (a) Vecteurs de tension et définition du secteur. (b) Génération du vecteur de référence dans un secteur générique.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Aref} \\ V_{Bref} \\ V_{Cref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

$$V_{ref} = \sqrt{(V_\alpha)^2 + (V_\beta)^2} \quad (\text{II.29})$$

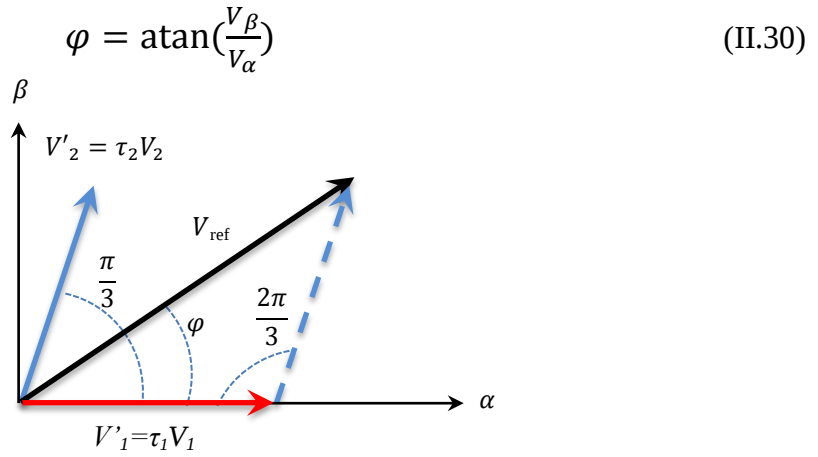


Figure II.11 Temps d'application des vecteurs V_1 et V_2 pour le secteur S1.

$$\begin{cases} V'_1 = \tau_1 V_1 = \frac{T_1}{T_s} V_{dc} \rightarrow T_1 = T_s \frac{V'_1}{V_{dc}} \\ V'_2 = \tau_2 V_2 = \frac{T_2}{T_s} V_{dc} \rightarrow T_2 = T_s \frac{V'_2}{V_{dc}} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

La loi des sinus nous indique que:

$$\frac{V_{ref}}{\sin(\frac{2\pi}{3})} = \frac{V'_1}{\sin(\frac{\pi}{3} - \varphi)} = \frac{V'_2}{\sin(\varphi)} \quad (\text{II.32})$$

Donc,

$$\begin{cases} V'_1 = \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\frac{2\pi}{3})} V_{ref} \rightarrow V'_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi) \\ V'_2 = \frac{T_2}{T_s} V_{ref} \rightarrow V'_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \sin(\varphi) \end{cases} \quad \text{Pour } \varphi < \frac{\pi}{3} \quad (\text{II.33})$$

En remplace l'équation II.33 dans l'équation II.31 pour avoir le temps d'application pour la première secteur :

Pour $\varphi < \frac{\pi}{3}$

K: Nombre de secteur

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi) \\ T_2 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin(\varphi) \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

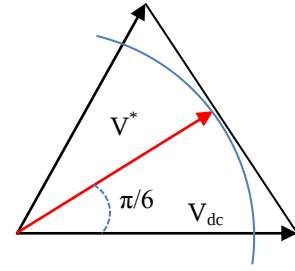
$$\begin{cases} T_1 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin(\frac{K.\pi}{3} - \varphi) \\ T_2 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin(\varphi - \frac{(K-1).\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2$$

II.5.3.1 Exemple d'application

Pour la position $\varphi < \pi/6$ sera une égalité entre le temps de fermeture des interrupteurs des vecteurs V_1 et V_2 . Alors:



Vecteur de référence en position $\pi/6$

$$\varphi < \frac{\pi}{6} \quad \frac{T_1 + T_2}{T_s} = 1 \quad (\text{II.36})$$

$$\frac{2}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) + \frac{2}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} \sin(\varphi) = 1 \quad (\text{II.37})$$

$$\frac{1}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} + \frac{1}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} = 1 \rightarrow \frac{2}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{ref} = 1 \quad (\text{II.38})$$

$V_{ref} = \frac{\sqrt{3}V_{dc}}{2} \rightarrow V_{ref} = 0.867 V_{dc}$ cette valeur exprime la valeur maximale de référence qui ne doit pas dépasser.

Il est pertinent de représenter les différents états du tableau sous forme de vecteurs distincts. Les six vecteurs actifs ainsi que les deux vecteurs nuls sont illustrés dans la Figure II.10. Pour générer des tensions sinusoïdales sur les phases A, B et C, le vecteur V doit effectuer une rotation complète. Dans le cadre de la modulation vectorielle classique, le vecteur V doit rester à l'intérieur d'un cercle. En revanche, dans le cas de la modulation SVM, le vecteur V peut être généré à l'intérieur d'un hexagone en combinant deux vecteurs de référence qui délimitent le secteur où se situe V .

Les vecteurs V_1 et V_2 correspondent respectivement aux composants des vecteurs V_{001} et V_{011} , générés par l'application de V_{001} et V_{011} pendant des pourcentages fixes de la période T_s . Ces pourcentages sont définis comme suit :

- T_1 : Portion de la période T_s durant laquelle le vecteur V_{001} est appliqué.
- T_2 : Portion de la période T_s durant laquelle le vecteur V_{011} est appliqué.
- T_0 : Portion de la période T_s durant laquelle le vecteur nul V_{000} ou V_{111} est appliqué.

Cette approche permet d'optimiser la modulation en s'assurant que la tension de sortie soit précisément ajustée selon les besoins du système.

II.5.3.2 Génération de signaux PWM de commutation appropriés

Pour équilibrer les commandes et minimiser le nombre de commutations effectuées par chaque composant, un des avantages supplémentaires de la modulation vectorielle est de

limiter les pertes de commutation. Chaque secteur (de 1 à 6) impose un ordre précis de conduction des interrupteurs de l'onduleur. Une impulsion unique, centrée sur l'intervalle de temps correspondant, permet de minimiser l'écart par rapport au cercle de référence défini par la succession des vecteurs V_i , réduisant ainsi la non-linéarité due à la forme de l'impulsion et diminuant le taux d'harmonique. Pour réduire les pertes de commutation, il est préférable que la transition entre deux états successifs se fasse avec une seule commutation. Par exemple, le passage de $V_1(100)$ à $V_2(110)$ nécessite seulement un changement d'état. Cela implique que l'état nul 111 doit toujours être positionné après l'un des états 110, 101 ou 011, tandis que l'état nul 000 doit suivre l'un des états 100, 001 ou 010.

Le Tableau II.3 montre les deux configurations possibles pour le centrage de l'impulsion lorsque le vecteur de commande se trouve dans les secteurs de 1 à 6, respectivement.

	Interrupteur	Temps	réduit	$T_0/2$	T_1	T_2	$T_0/2$	$T_0/2$	T_2	T_1	$T_0/2$
				V_0	V_1	V_2	V_7	V_7	V_2	V_1	V_0
Secteur 1 $0 \leq \varphi \leq \pi/3$	S1	$T_1 + T_2 + T_0/2$	$T_s - T_0/2$								
	S2	$T_2 + T_0/2$	$T_2 + T_0/2$								
	S3	$T_0/2$	$T_0/2$								
Secteur 2 $\pi/3 \leq \varphi \leq 2\pi/3$	S1	$T_1 + T_0/2$	$T_1 + T_0/2$								
	S2	$T_2 + T_1 + T_0/2$	$T_s - T_0/2$								
	S3	$T_0/2$	$T_0/2$								
Secteur 3 $2\pi/3 \leq \varphi \leq \pi$	S1	$T_0/2$	$T_0/2$								
	S2	$T_2 + T_1 + T_0/2$	$T_s - T_0/2$								
	S3	$T_2 + T_0/2$	$T_2 + T_0/2$								

			$T_0/2$								
Secteur 4 $\pi \leq \varphi$ $\leq 4\pi/3$	S1	$T_0/2$	$T_0/2$								
	S2	$T_1 + T_0/2$	$T_1 + T_0/2$								
	S3	$T_2 + T_1 + T_0/2$	$T_s - T_0/2$								
Secteur 5 $4\pi/3 \leq \varphi$ $\leq 5\pi/3$	S1	$T_2 + T_0/2$	$T_2 + T_0/2$								
	S2	$T_0/2$	$T_0/2$								
	S3	$T_2 + T_1 + T_0/2$	$T_s - T_0/2$								
Secteur 6 $5\pi/3 \leq \varphi$ $\leq 2\pi$	S1	$T_2 + T_1 + T_0/2$	$T_s - T_0/2$								
	S2	$T_0/2$	$T_0/2$								
	S3	$T_1 + T_0/2$	$T_1 + T_0/2$								

Tableau II.3 Signaux de commande de la SVM en fonction des secteurs.

II.5.3.3. Les étapes de la réalisation de la commande SVM

1. Détermination des tensions de références V_{Aref} , V_{Bref} et V_{Cref} et V_α , V_β par la transformation de Clark ensuite V_{ref} et son angle φ (Equations II.29 et II.30)
2. Détermination des secteurs suivant l'angle φ (Figure II.10 et Tableau II.3)
3. Calcul de T_1 , T_2 et T_0 pour chaque secteur (Voir l'équation II.35)
4. Génération des signaux des références modulants pour les interrupteurs S1, S2 et S3 comme indiqué dans le Tableau II.3.

La technique de commande par modulation par vecteur spatial (SVM) est une méthode avancée utilisée pour piloter efficacement les onduleurs triphasés. Cette technique repose sur la génération de signaux de commande basés sur un vecteur de tension de référence dans l'espace vectoriel, ce qui permet d'optimiser les performances de l'onduleur. Elle présente plusieurs avantages, notamment l'amélioration de la qualité de l'onde de sortie en réduisant

les harmoniques, une utilisation plus efficace de la tension du bus continu (DC) et une grande flexibilité ainsi qu'une précision élevée dans le contrôle. La SVM est largement appliquée dans les systèmes nécessitant une commande précise, tels que les entraînements de moteurs électriques et les systèmes connectés au réseau électrique, en particulier dans le domaine des énergies renouvelables comme les systèmes photovoltaïques.

II.6. Modèle prédictif (MPC)

Le contrôle du courant est l'un des problèmes les plus étudiés en électronique de puissance [61-63]. Il est donc très important d'étudier, dans un premier temps, l'application du MPC (Model Predictive Control) dans un schéma de contrôle du courant. De plus, l'onduleur triphasé à deux niveaux est une topologie très connue que l'on retrouve dans la plupart des applications des systèmes photovoltaïques. Cette section présente un schéma de stratégie de commande prédictive (MPC) pour le contrôle du courant dans un onduleur triphasé connecté à une charge RLE, basé sur le schéma de contrôle rapporté dans [64] comme montre dans la Figure II.12.

Le schéma de contrôle et le principe de fonctionnement seront expliqués plus en détail dans cette section, avec quelques modèles modifiés présentés dans l'objectif d'améliorer les performances et la précision.

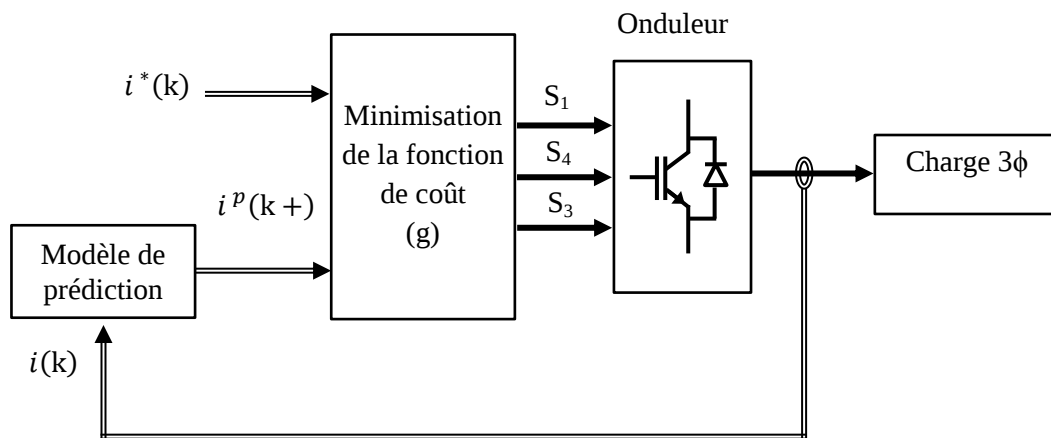


Figure II.12 Schéma fonctionnel de contrôle prédictif du courant.

- La valeur du courant de référence $i^*(k)$ est obtenue (à partir d'une boucle de contrôle externe) et le courant de charge $i(k)$ est mesuré.
- Le modèle du système est utilisé pour prédire la valeur du courant de charge dans le prochain intervalle d'échantillonnage $i(k+1)$ pour chacun des différents vecteurs de tension.
- La fonction de coût (g) évalue l'erreur entre les courants de référence et prédits dans l'intervalle d'échantillonnage suivant pour chaque vecteur de tension.

La tension qui minimise l'erreur de courant est sélectionnée et les signaux d'état de commutation correspondants sont générés.

II.6.1. Contrôle prédictif du courant

La stratégie de contrôle prédictif repose sur le fait qu'un convertisseur de puissance statique peut générer uniquement un nombre fini d'états de commutation possibles, et que des modèles du système peuvent être utilisés pour prédire le comportement des variables pour chaque état de commutation. Pour la sélection de l'état de commutation approprié à appliquer, un critère de sélection doit être défini. Ce critère prend la forme d'une fonction de coût qui est évaluée pour les valeurs prédites des variables à contrôler. La prédiction de la valeur future de ces variables est calculée pour chaque état de commutation possible, puis l'état qui minimise la fonction de coût est sélectionné.

Cette stratégie de contrôle peut être résumée en suivant les étapes suivantes :

- Définir la fonction de coût g (cost function) ;
- Construire le modèle de l'onduleur et de ses états de commutation possibles ;
- Construire un modèle de charge pour la prédiction.

Un modèle en temps discret de la charge est nécessaire pour prédire le comportement des variables évaluées par la fonction de coût, c'est-à-dire les courants de charge.

II.6.2. Fonction de coût (cost function)

L'objectif du schéma de contrôle du courant est de minimiser l'erreur entre les courants mesurés et les valeurs de référence. Cette exigence peut être formulée sous la forme d'une fonction de coût. La fonction de coût s'exprime en coordonnées orthogonales et mesure l'erreur entre les valeurs de référence et les courants prédits :

$$g = |i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}^p(k+1)| + |i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}^p(k+1)| \quad (\text{II.39})$$

où $i_{\alpha}^*(k+1)$ et $i_{\beta}^*(k+1)$ représentent les parties réelles et imaginaires du vecteur de courant de charge prédit $i^p(k+1)$, pour un vecteur de tension donné. Cette prédiction est obtenue à l'aide du modèle de charge, qui sera expliqué en détail dans les sections ci-dessous. Les courants de référence $i_{\alpha}^*(k+1)$ et $i_{\beta}^*(k+1)$ sont les parties réelles et imaginaires du vecteur courant de référence $i^p(k+1)$. Pour plus de simplicité, nous supposons que ce courant de référence ne change pas suffisamment au cours d'un intervalle d'échantillonnage. Ainsi, nous considérerons $i^*(k+1) = i^*(k)$. Cette hypothèse peut introduire un retard d'un échantillon dans le suivi de référence, ce qui ne pose pas de problème si une fréquence

d'échantillonnage élevée est considérée. Dans d'autres cas, il est possible d'extrapoler la valeur de référence future. Cette référence est générée à partir d'une boucle de contrôle externe, par exemple la commande orientée champ d'une machine à induction.

II.6.3. Modèle de temps discret de la prédiction

Cette section décrit le processus de discrétisation de l'équation II.19 du courant de charge pour un temps d'échantillonnage T_s . Le modèle à temps discret sera utilisé pour prédire la valeur future du courant de charge à partir des tensions et des courants mesurés au $k^{\text{ème}}$ instant d'échantillonnage. Plusieurs méthodes de discrétisation peuvent être utilisées afin d'obtenir un modèle en temps discret adapté au calcul de prédictions. Considérant que la charge peut être modélisée comme un système du premier ordre, le modèle en temps discret peut être obtenu par une simple approximation de la dérivée. Cependant, pour des systèmes plus complexes, cette approximation peut introduire des erreurs dans le modèle et une méthode de discrétisation plus précise est nécessaire.

La dérivée du courant de charge di/dt est remplacée par une approximation directe d'Euler. Autrement dit, la dérivée est approximée comme suit :

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (\text{II.40})$$

Qui est remplacé dans II.19 pour obtenir une expression qui permet de prédire le futur courant de charge au temps $k+1$, pour chacune des sept valeurs du vecteur de tension $\mathbf{v}(\mathbf{k})$ générées par l'onduleur. Cette expression est :

$$i^P(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{L}\right) i(k) + \frac{T_s}{L} (v(k) - \hat{e}(k)) \quad (\text{II.41})$$

Où $\hat{e}(k)$ désigne la force contre-électromotrice estimée. L'exposant $\mathbf{P}$ désigne les variables prédites.

La force contre-électromotrice peut être calculée à partir de II.19 en considérant les mesures de la tension et du courant de charge avec l'expression suivante :

$$\hat{e}(k-1) = v(k-1) - \frac{L}{T_s} i(k) - \left(R - \frac{L}{T_s}\right) i(k-1) \quad (\text{II.42})$$

Où $\hat{e}(k-1)$ est la valeur estimée de $e(k-1)$. La force contre-électromotrice actuelle $e(k)$, nécessaire dans compensation de retard, peut être estimée en utilisant une extrapolation des valeurs passées de la force contre-électromotrice estimée. Alternativement, comme la fréquence de la force contre-électromotrice est bien inférieure à la fréquence

d'échantillonnage, nous supposons qu'elle ne change pas considérablement au cours d'un intervalle d'échantillonnage et, par conséquent, supposons $\hat{e}(k) = \hat{e}(k - 1)$.

Lorsque nous appliquons la transformation de Clarke, le modèle 2L-VSI dans les axes $\alpha\beta$ devient :

$$\begin{cases} V_\alpha = Ri_\alpha + \frac{Ldi_\alpha}{dt} + e_\alpha \\ V_\beta = Ri_\beta + \frac{Ldi_\beta}{dt} + e_\beta \end{cases} \quad (\text{II. 43})$$

Le modèle discret de l'équation II.42 est utilisé pour prévoir le vecteur actuel pour la période de contrôle à venir au axes $\alpha\beta$, comme illustré dans l'équation II.44 :

$$\begin{cases} i_\alpha^P(k+1) = \left(1 - \frac{R}{L} T_s\right) i_\alpha(k) + \frac{T_s}{L} (V_\alpha(k) - e_\alpha(k)) \\ i_\beta^P(k+1) = \left(1 - \frac{R}{L} T_s\right) i_\beta(k) + \frac{T_s}{L} (V_\beta(k) - e_\beta(k)) \end{cases} \quad (\text{II. 44})$$

II.6.4. Principe de fonctionnement du contrôle prédictif (MPC)

Afin d'illustrer le fonctionnement de la stratégie de commande prédictif (MPC), un exemple détaillé est présenté dans les Figure II.13 et II.14 . Et, les courants de charge i_ω , i_β et leurs références sont affichés pour une période complète de référence. En utilisant la mesure $i(k)$ et tous les états de commutation du vecteur tension $v(k)$, les courants futurs $i(k+1)$ sont estimés, $i^P(k+1)$.

Dans la présentation vectoriel illustré à la Figure II.13, on peut observer que le vecteur V_2 prend le vecteur courant prédit le plus proche du vecteur de référence.

Comme le montre la Figure II.14, le courant i_α^P (V_0, V_7) correspond au courant prédit si le vecteur tension V_0 ou V_7 est appliqué au temps k . On peut voir sur cette Figure que les vecteurs V_2 et V_6 sont ceux qui minimisent l'erreur sur le courant i_α , et les vecteurs V_2 et V_3 sont ceux qui minimisent l'erreur sur le courant i_β , donc le vecteur tension qui minimise la fonction de coût g est V_2 .

Ces Figures illustrent la signification de la fonction de coût en tant que mesure de l'erreur ou de la distance entre les vecteurs de référence et prédits. Il est facile de visualiser ces erreurs et distances dans le cas du contrôle de courant, mais ces tracés deviennent difficiles, voire impossibles, à construire pour des fonctions de coût plus complexes.

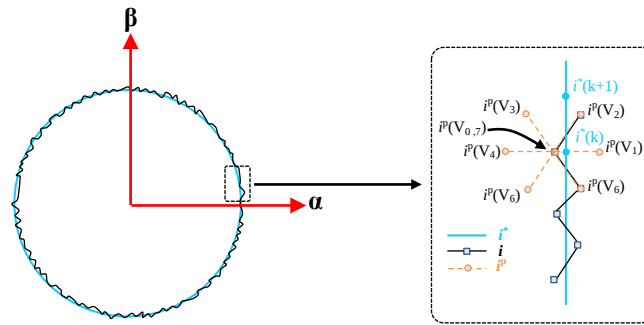


Figure II.13 Principe de fonctionnement : tracé vectoriel des courants de référence et prédit.

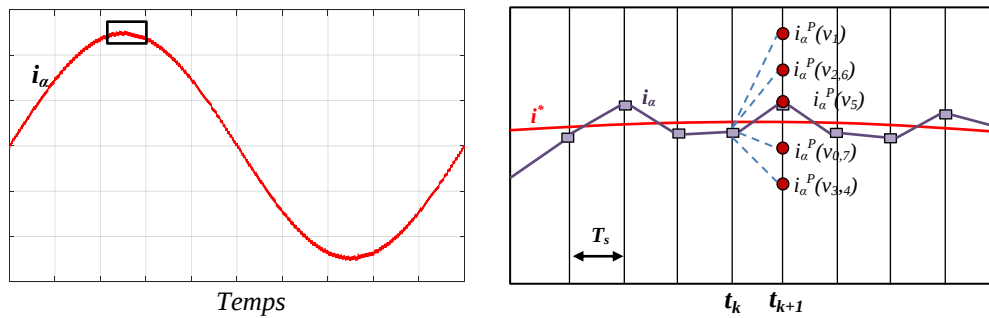


Figure II.14 Principe de fonctionnement : courants de référence et prévus.

D'un point de vue numérique, la sélection du vecteur de tension optimal est effectuée comme présenté à la Figure II.4. Chaque vecteur de tension génère un courant prédit qui donne une valeur de la fonction de coût (g), comme indiqué dans le Tableau II.4. On peut observer que, pour cet exemple, le vecteur V_3 produit la plus faible valeur de la fonction de coût g . Ensuite, le vecteur de tension V_3 est sélectionné et appliqué dans l'onduleur.

Vecteur de tension	Fonction de coût
V_0, V_7	$g_{0,7} = 0.66$
V_1	$g_1 = 0.61$
V_2	$g_2 = 1.12$
V_3	$g_3 = 0.23$
V_4	$g_4 = 0.78$
V_5	$g_5 = 1.23$
V_6	$g_6 = 1.18$

Vecteur Optimal

Tableau II.4 Valeurs de la fonction de coût pour chaque vecteur de tension.

II.7. Implémentation de la stratégie de contrôle prédictif (MPC)

Un organigramme des différentes tâches effectuées par le contrôleur prédictif est présenté dans la Figure II.15. Ici, la boucle externe est exécutée à chaque temps d'échantillonnage et la boucle interne est exécutée pour chaque état possible, obtenant ainsi l'état de commutation optimal à appliquer pendant la période d'échantillonnage suivante.

Le temps des différentes tâches est illustré à la Figure II.16 et, comme illustré ici, la tâche la plus longue est la prédiction et la sélection de l'état de commutation optimal.

Cela est dû au calcul du modèle de charge et de la fonction de coût, qui est exécuté sept fois, une fois pour chaque vecteur de tension différent.

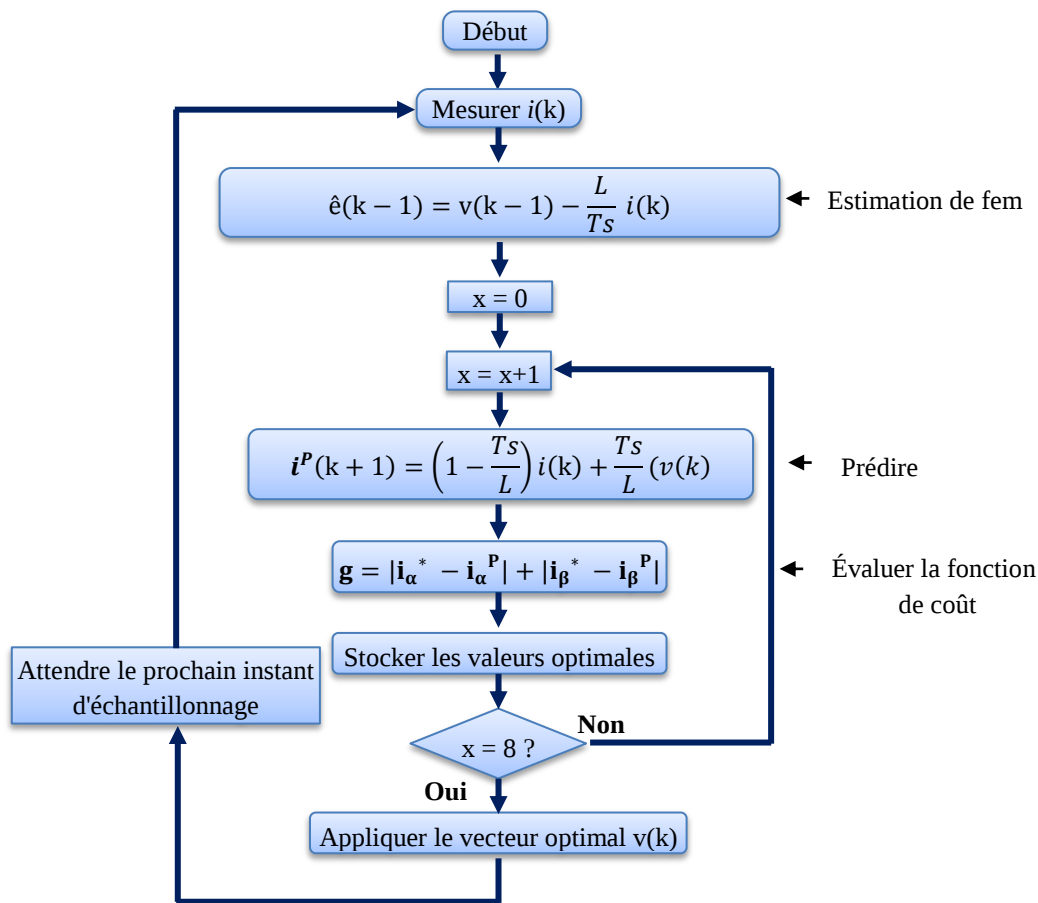


Figure II.15 Organigramme du contrôle prédictif (MPC) du courant.

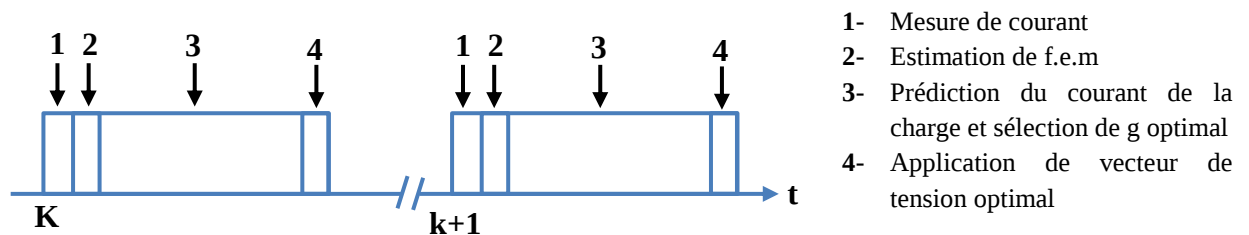


Figure II.16 Chronométrage des différentes tâche.

II.7.1. Résultats de simulation

Les résultats utilisant l'algorithme de contrôle implémenté dans MATLAB/Simulink sont présentés ensuite, en considérant l'équations II.41 pour la prédiction du courant de charge (i^p) et II.42 pour l'estimation de la force contre-électromotrice (e). Les paramètres du système $V_{dc} = 200$ V, $L=10$ mH, $R = 10$ et $e = 200$ Vpeak ont été pris en compte pour les simulations. Le courant et la tension dans une phase de la charge sont représentés sur la Figure II.17 pour un temps d'échantillonnage $T_s = 100$ μ s. Il n'y a pas d'erreur d'état stable dans le courant mais il y a une différence notable.

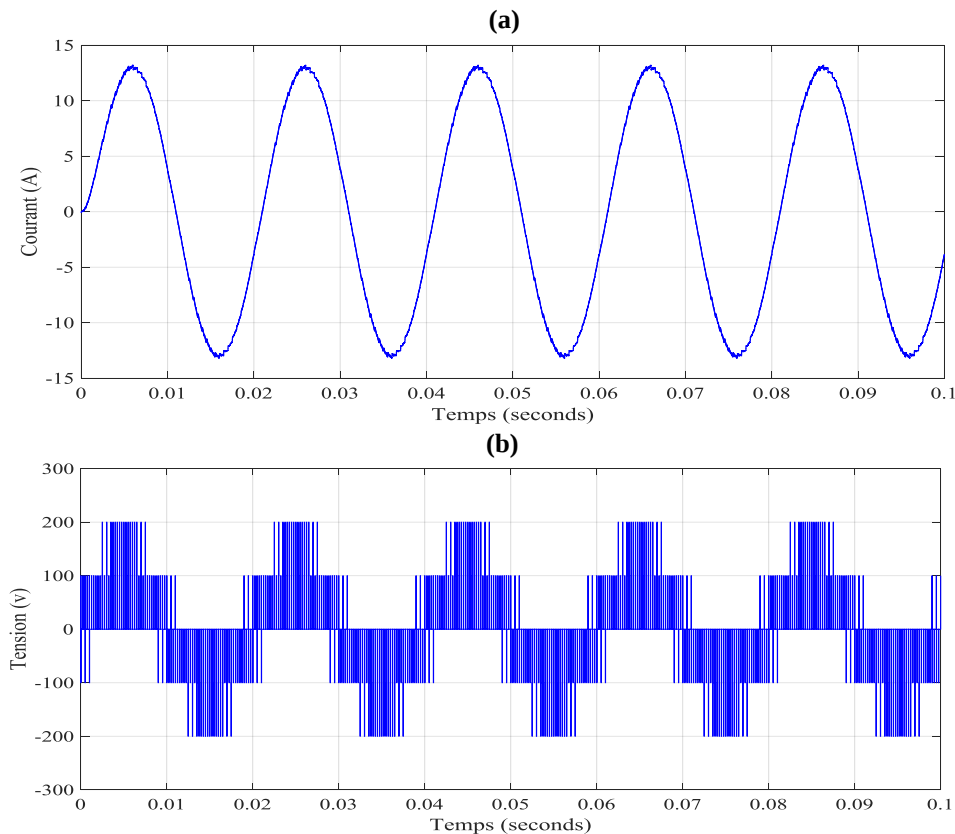


Figure II.17 Résultats de simulation ; (a) courant i_a , (b) tension V_a .

La réponse du système à une variation de l'amplitude du courant de référence i^* de 0 à 2,5 A est illustrée à le Figures II.18 et II.19. On peut observer que les courants de charge suivent leurs références avec une dynamique rapide. Cette Figure montre également comment la tension de charge change pendant la variation du courant de référence.

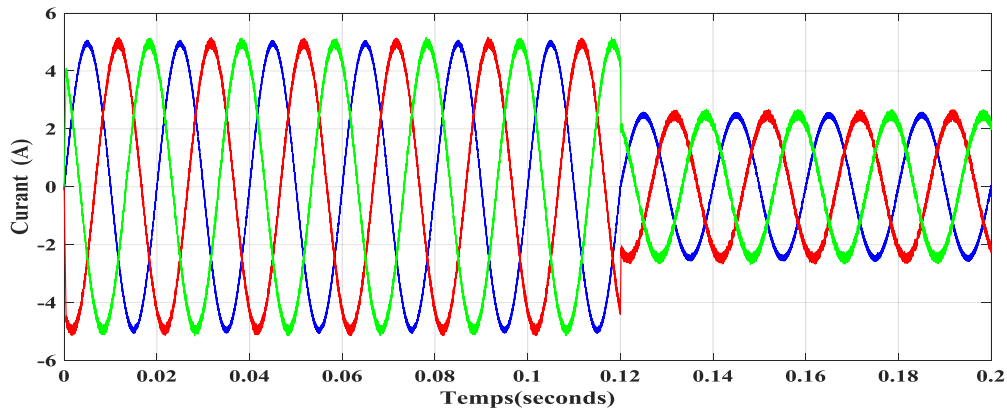


Figure II.18 Résultats de simulation de performances dynamiques de trois phases Ph1, Ph2 et Ph3.

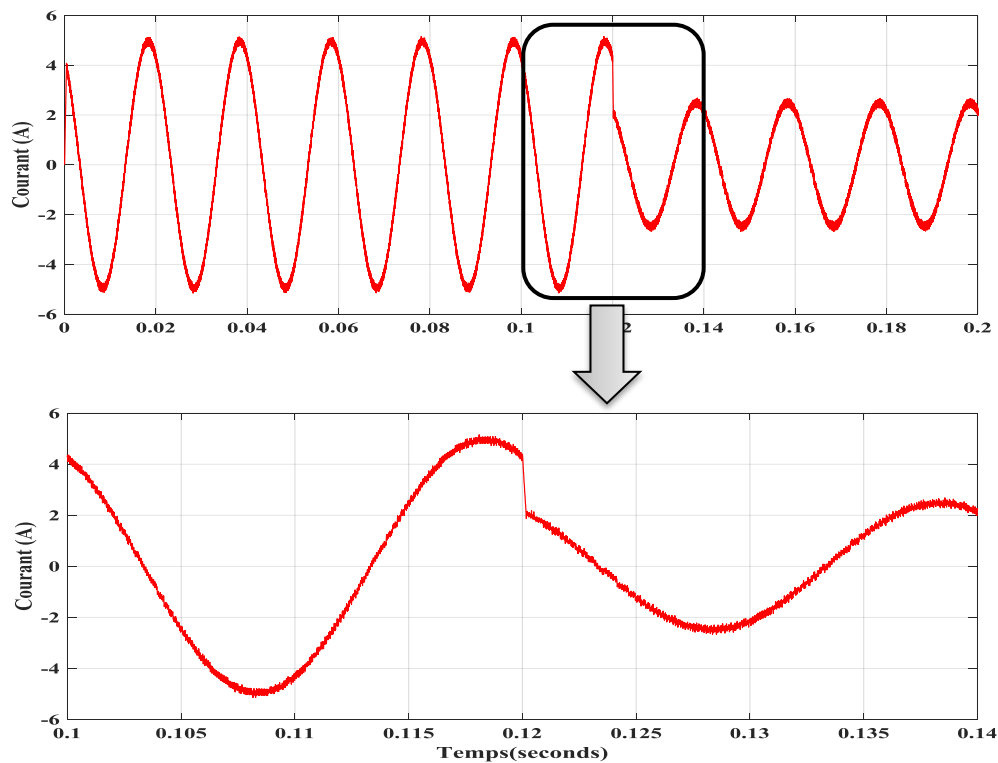


Figure II.19 Résultats de simulation de performances dynamiques de Ph1.

II.8. Conclusion

Ce chapitre a mis en évidence les principales techniques de contrôle des onduleurs triphasées. Une attention particulière a été accordée à la technique de contrôle prédictif, en raison de son potentiel à améliorer les performances des systèmes photovoltaïques tout en offrant une meilleure gestion de la dynamique transitoire et une réponse rapide aux perturbations. Les résultats de simulation obtenus montrent que le contrôle prédictif constitue une solution prometteuse pour les applications futures, bien qu'il nécessite encore des améliorations pour pouvoir gérer efficacement des charges sans modèle.

C'est pourquoi la technique de contrôle prédictif a été choisie pour être étudiée en profondeur dans le chapitre suivant, dans le but d'identifier ses limitations actuelles et de proposer des

améliorations permettant de surmonter ses défauts. L'objectif est de développer cette méthode afin d'optimiser ses performances, d'augmenter sa robustesse face aux variations dynamiques des charges et d'assurer une meilleure fiabilité lors de son utilisation dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau. Ainsi, le travail se concentrera sur la modification des algorithmes de contrôle prédictif existants et l'intégration de nouvelles stratégies adaptatives pour répondre aux exigences des applications futures tout en garantissant une stabilité et une efficacité accrues des systèmes photovoltaïques connectés au réseau.

Chapitre. III

*Optimisation du contrôle prédictif (MPC) pour
les onduleurs triphasés*

III.1. Introduction

Ce chapitre présente le système photovoltaïque connecté au réseau faisant l'objet de l'étude, en mettant en évidence ses principaux composants et leurs rôles respectifs. Par la suite, deux méthodes distinctes seront détaillées, visant à optimiser les performances et à accroître l'efficacité de l'onduleur triphasé à deux niveaux connecté au réseau. Ces approches s'appuient sur des perfectionnements apportés à la méthode classique de contrôle prédictif (MPC), décrite de manière approfondie au chapitre II.

La première approche se concentre sur la réduction du nombre de vecteurs de tension (VVs) à quatre (4) par secteur, contre huit (8) dans la méthode MPC classique, grâce à l'utilisation d'algorithmes statistiques permettant de déterminer les vecteurs de tension candidats optimaux pour chaque secteur. Cette réduction simplifie non seulement les calculs, mais limite également la tension de mode commun (CMV) à une valeur maximale de $V_{dc}/6$, contribuant ainsi à atténuer les effets indésirables des harmoniques et des courants de fuite. Pour plus de clarté, cette approche est désignée sous le nom de 4-VVs.

La deuxième approche se concentre sur l'optimisation des transitions entre vecteurs de tension afin de réduire le nombre de commutations à chaque étape. Dans un premier temps, une méthode est proposée pour éliminer les transitions vers et depuis les vecteurs opposés, ce qui permet de limiter la CMV associée aux transitions entre ces vecteurs. Ensuite, cette approche réduit le nombre de vecteurs candidats à seulement trois (3-VVs), optimisant ainsi les performances du système. La réduction du nombre de commutations et de vecteurs candidats joue un rôle crucial dans l'amélioration de l'efficacité du contrôle et la diminution des pertes énergétiques. Pour plus de clarté, cette approche est désignée sous le nom de 3-VVsTM.

III.2. Système photovoltaïque connecté au réseau à l'étude

Le système photovoltaïque connecté au réseau, objet de notre étude et illustré à la Figure III.1, se compose d'une chaîne de conversion complète permettant une exploitation optimale de l'énergie solaire. Il débute par un générateur photovoltaïque (GPV), constitué de modules photovoltaïques connectés en série et/ou en parallèle, chargés de convertir l'énergie lumineuse en électricité sous forme de courant continu (DC). La puissance produite par ces modules dépend principalement du rayonnement solaire incident, de la température des cellules et des caractéristiques électriques du GPV.

Afin de maximiser l'extraction de cette puissance, un convertisseur DC/DC est intercalé entre le GPV et l'onduleur. Ce convertisseur est associé à un algorithme de suivi du point de puissance maximale (MPPT – Maximum Power Point Tracking), tel que Perturb and Observe ou Incrémental Conductance. Le rôle de ce bloc est de réguler la tension d'entrée afin de maintenir le fonctionnement du GPV à son point de puissance optimale, quelles que soient les variations des conditions d'ensoleillement ou de température.

Le courant continu ainsi conditionné est ensuite injecté dans un convertisseur DC/AC, dont la fonction principale est de transformer cette énergie en courant alternatif (AC), avec une tension et une fréquence compatibles avec celles du réseau électrique. L'onduleur constitue un élément central du système, car il doit garantir non seulement une conversion efficace de l'énergie, mais également une qualité et une stabilité optimales lors de l'injection dans le réseau.

Dans notre étude, l'onduleur est piloté à l'aide d'une commande prédictive de type MPC (Model Predictive Control), qui anticipe l'évolution des variables du système sur un horizon temporel donné, à partir d'un modèle mathématique de l'onduleur et du réseau. Cette stratégie permet une gestion dynamique et performante des courants injectés, tout en respectant les contraintes du système, telles que les limites de tension, de courant ou encore les distorsions harmoniques. Elle se distingue par sa capacité à minimiser les pertes, à améliorer la réponse dynamique du système et à assurer une intégration harmonieuse de l'énergie produite dans un environnement électrique souvent variable.

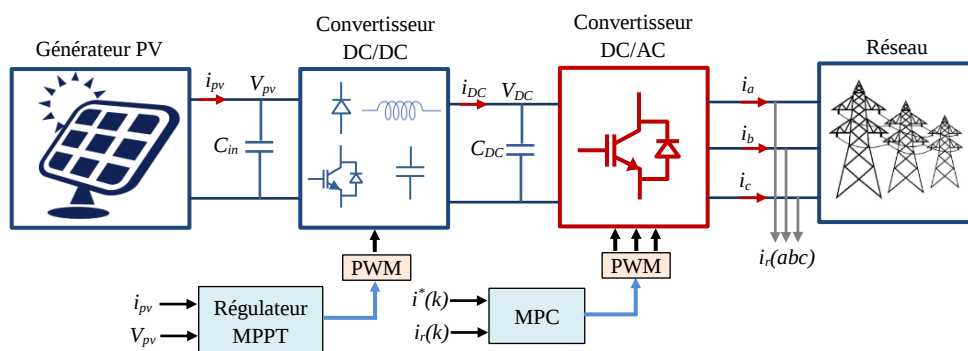


Figure III.1 Schéma du système photovoltaïque connecté au réseau (à l'étude).

III.2.1. Commande MPPT

La commande MPPT constitue un élément fondamental dans les systèmes photovoltaïques, car elle permet d'assurer le fonctionnement du générateur photovoltaïque à son point de puissance maximale, indépendamment des variations de la charge et des conditions

atmosphériques, notamment la température et l'ensoleillement. L'objectif principal de cette commande est de maximiser l'énergie extraite du générateur, en ajustant dynamiquement son point de fonctionnement [65, 66].

Le principe du suivi MPPT repose sur l'adaptation du rapport cyclique (duty cycle) du convertisseur DC/DC, ce qui permet de modifier la tension aux bornes du générateur photovoltaïque. En effectuant cette variation, la commande est capable de déplacer le point de fonctionnement du générateur jusqu'à atteindre le point de puissance maximale. Cette méthode assure ainsi une extraction optimale de l'énergie disponible, quelles que soient les conditions extérieures.

Plusieurs algorithmes peuvent être utilisés pour implémenter cette stratégie, parmi lesquels les plus courants sont Perturb and Observe (P&O) et Incremental Conductance (IncCond). La Figure III.2 illustre le principe de fonctionnement du MPPT, mettant en évidence l'évolution du point de fonctionnement vers la zone de puissance maximale.

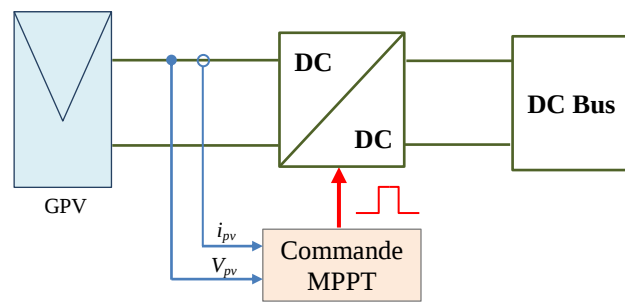


Figure III.2 Principe de la commande MPPT.

III.2.2. Critères d'évaluation d'une commande MPPT

L'efficacité d'un algorithme MPPT se mesure à travers plusieurs critères de performance permettant d'évaluer sa capacité à extraire de manière optimale la puissance disponible du générateur photovoltaïque. Parmi les critères les plus importants, on distingue :

- **Le taux de suivi (Tracking Efficiency) :** il représente le rapport entre la puissance réellement extraite par le système et la puissance maximale théorique disponible au point de fonctionnement optimal. Un algorithme performant présente un taux de suivi proche de 100 %.
- **La rapidité de convergence :** ce critère mesure le temps nécessaire pour atteindre le point de puissance maximale après un changement des conditions d'ensoleillement ou de température. Une réponse rapide permet de minimiser les pertes énergétiques transitoires.

➤ **La stabilité autour du point de puissance maximale** : un bon algorithme doit éviter les oscillations excessives autour du MPP (Maximum Power Point), qui peuvent entraîner des pertes d'énergie et des perturbations dans le système.

➤ **La robustesse** : elle évalue la capacité de l'algorithme à maintenir ses performances sous des conditions environnementales variables ou en présence de perturbations (ombrage partiel, fluctuations de température, etc.).

➤ **La complexité de mise en œuvre** : ce critère tient compte des ressources de calcul nécessaires et de la facilité d'implémentation de l'algorithme sur un système embarqué.

Cette efficacité est définie comme le rapport entre la puissance effectivement extraite du GPV et la puissance maximale théorique qu'il pourrait fournir dans les conditions d'ensoleillement et de température données :

$$\eta_{MPPT} = \frac{P_{eff}}{P_{Max}} \quad (III.1)$$

Ce coefficient permet ainsi d'estimer le pourcentage de pertes induites par la commande, et donc de juger de sa capacité à maintenir le fonctionnement du GPV au plus proche de son point de puissance optimale.

Où :

η_{MPPT} : Le rendement du point de fonctionnement.

P_{eff} : La puissance effectivement délivrée par le GPV.

P_{max} : Le maximum de puissance potentiellement disponible à la sortie d'un panneau PV.

Une bonne commande MPPT est donc celle qui parvient à conjuguer efficacité énergétique, rapidité, stabilité et simplicité, tout en s'adaptant aux variations dynamiques de l'environnement.

III.2.3. Les techniques de recherche du point de puissance maximale

Dans un système photovoltaïque, les conditions d'ensoleillement et de température étant variables, le point de puissance maximale (Maximum Power Point – MPP) du générateur photovoltaïque évolue en permanence. Afin de garantir une extraction optimale de l'énergie disponible, il est essentiel d'implémenter une stratégie de suivi du MPP. Plusieurs techniques de MPPT ont été développées, se distinguant par leur précision, leur vitesse de convergence, leur robustesse face aux variations environnementales et leur complexité algorithmique [67, 69].

Les méthodes les plus courantes incluent :

III.2.3.1. Méthode de Perturbation et Observation (P&O)

La méthode Perturb and Observe (P&O) est très répandue dans les applications pratiques, principalement grâce à sa simplicité d'implémentation. Ce procédé consiste à introduire une légère modification de la tension de fonctionnement du générateur photovoltaïque. Lorsque le générateur est couplé à un convertisseur de puissance, cette variation se traduit par un changement du rapport cyclique, influençant ainsi directement la tension appliquée.

Selon la Figure III.3, une augmentation (ou une diminution) de la tension provoque une hausse (ou une baisse) de la puissance lorsque le point de fonctionnement est situé à gauche du point de puissance maximale (PPM). À l'inverse, si le point se trouve à droite du PPM, la même modification entraîne une baisse (ou une hausse) de la puissance. En conséquence, si la perturbation engendre une augmentation de la puissance, il convient de maintenir la même direction pour continuer à s'approcher du MPP. Si la puissance décroît, la direction de la perturbation doit être inversée. Ce mécanisme est répété cycliquement jusqu'à ce que le PPM soit atteint [70-72].

Une fois le PPM localisé, le système tend à osciller autour de ce point optimal. Ces oscillations peuvent être atténuées en réduisant l'amplitude des perturbations, mais cela ralentit la vitesse de convergence du suivi MPPT, ce qui implique un compromis entre précision et rapidité.

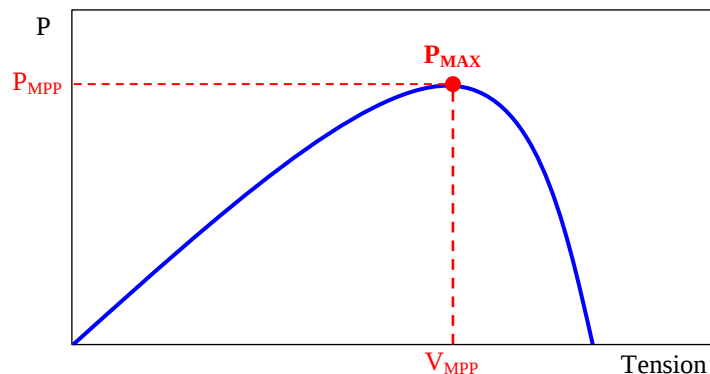


Figure III.3 Caractéristique de puissance du générateur photovoltaïque.

La Figure III.4 présente l'organigramme décrivant en détail le fonctionnement de l'algorithme Perturb and Observe (P&O), en mettant en évidence les différentes étapes qui composent son processus décisionnel.

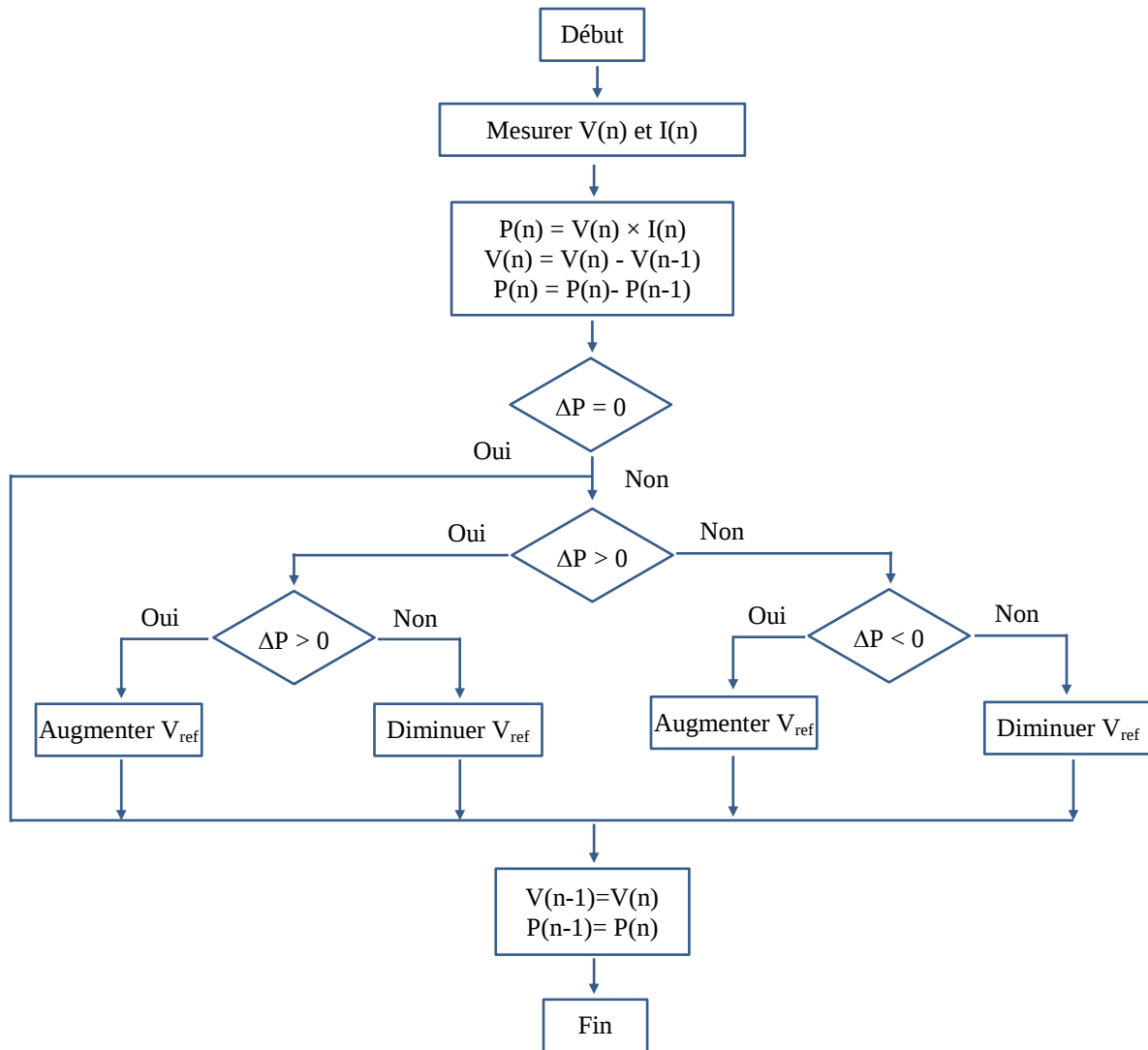


Figure III.4 Organigramme de la Méthode B&O.

Lorsque le rayonnement solaire augmente, la courbe de puissance du générateur photovoltaïque se déplace de P1 vers P2 pendant une période d'échantillonnage. Dans ce cas, le point de fonctionnement évolue du point A vers le point C, traduisant une hausse de la puissance. L'algorithme conserve alors la même direction de perturbation. Cependant, cette évolution peut entraîner un éloignement progressif du point de puissance maximale (PPM). Si l'irradiation continue d'augmenter de manière constante, le système risque de s'écarter davantage du PPM, comme le montre la Figure III.5.

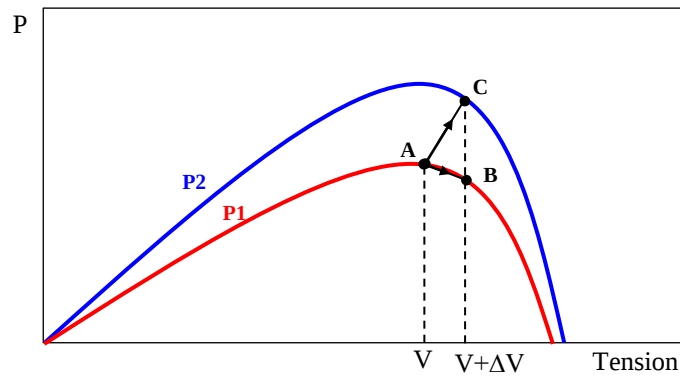


Figure III.5 Divergence de la méthode P&O par rapport au PPM.

III.2.3.2. Méthode Incrément des conductances (INC)

La méthode d'Incrément des Conductances (INC) est une technique avancée de suivi du point de puissance maximale (MPPT) qui repose sur l'analyse de la dérivée de la puissance par rapport à la tension. Contrairement à la méthode P&O, qui utilise une perturbation périodique du point de fonctionnement, la stratégie INC s'appuie sur une condition mathématique précise pour identifier le PPM. En effet, au point de puissance maximale, la dérivée de la puissance par rapport à la tension est nulle, ce qui conduit à la relation suivante :

$$\frac{dP}{dV} = 0 \Rightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (\text{III. 2})$$

Ainsi, l'algorithme compare l'incrément de conductance dP/dV à la conductance instantanée V/I pour déterminer si le point de fonctionnement se trouve à gauche, à droite ou exactement au niveau du PPM. En fonction de cette comparaison, le système ajuste dynamiquement la tension de fonctionnement.

Cette méthode présente une meilleure précision que la méthode P&O, en particulier lors des variations rapides des conditions d'ensoleillement. Elle réduit également les oscillations autour du PPM, ce qui améliore le rendement global du système. Toutefois, elle nécessite davantage de calculs, ce qui peut augmenter la complexité du système de commande.

III.2.3.3. Commande par logique floue

La logique floue constitue une approche robuste permettant de modéliser et de gérer les incertitudes et les imprécisions inhérentes aux systèmes photovoltaïques. Contrairement à la logique classique où une proposition est strictement vraie ou fausse, la logique floue traite des variables linguistiques dont les frontières sont floues et non strictement définies. Cette caractéristique est particulièrement adaptée à la commande MPPT, où les conditions environnementales sont souvent imprévisibles.

Le mode glissant, utilisé dans la commande par logique floue, est un type de contrôle à structure variable. Cette technique est reconnue pour sa robustesse face aux incertitudes paramétriques du système et aux perturbations externes. Elle se distingue par une mise en œuvre relativement simple, une réponse dynamique rapide, ainsi qu'une insensibilité notable aux variations des paramètres du système.

III.2.3.4. Commande linéarisante

La commande linéarisante vise à compenser la non-linéarité inhérente au système photovoltaïque par une modélisation précise, afin de simplifier le calcul du rapport cyclique du convertisseur. Cette méthode nécessite une connaissance exacte des paramètres du système pour garantir des performances optimales. Deux approches principales existent pour le retour de la sortie dans la commande : le retour orienté courant, qui s'avère instable sous des conditions variables d'irradiance, et le retour orienté tension, qui est plus adapté aux applications MPPT. La commande linéarisante offre de bonnes performances, sous réserve d'une modélisation rigoureuse et d'une annulation exacte des dynamiques non linéaires, ce qui peut représenter un défi majeur.

III.2.3.5. Algorithmes d'optimisation inspirés de la nature

Les algorithmes d'optimisation métaheuristiques, inspirés de phénomènes naturels, ont été introduits pour améliorer la recherche du point de puissance maximale, notamment dans des contextes complexes et non linéaires. L'algorithme de recherche du Coucou (Cuckoo Search Algorithm, CSA), développé par Yang et Deb en 2009, s'appuie sur le comportement reproducteur du coucou, caractérisé par la ponte d'œufs dans le nid d'autres espèces. Cette méthode utilise des mécanismes stochastiques pour explorer efficacement l'espace de recherche et éviter les minima locaux.

Bien que ces algorithmes offrent une meilleure exploration et une adaptabilité accrue, ils requièrent des ressources de calcul plus importantes et une calibration fine des paramètres pour garantir une convergence optimale.

L'efficacité globale d'un système photovoltaïque connecté au réseau ne dépend pas seulement de l'optimisation de l'extraction d'énergie via les algorithmes MPPT, mais également de la qualité de la conversion de cette énergie au niveau de l'onduleur. En effet, ce dernier joue un rôle essentiel dans la transformation de l'énergie en courant continu (DC) en courant alternatif (AC), tout en garantissant une injection conforme aux exigences du réseau en matière de stabilité, de synchronisation et de qualité du signal. Dans ce contexte, l'amélioration des

performances de l'onduleur constitue un enjeu primordial afin de maximiser le rendement énergétique, de réduire les pertes et d'assurer une intégration harmonieuse de l'énergie solaire au sein du réseau électrique. Ceci est réalisé en développant et en améliorant les méthodes de contrôle traditionnelles afin de surmonter leurs limitations inhérentes, telles que la sensibilité aux variations des conditions environnementales et aux incertitudes du système. Ces avancées visent également à accroître la robustesse et la stabilité des systèmes de commande, tout en optimisant la rapidité de réponse et la précision de la régulation. Par conséquent, l'intégration de techniques avancées, telles que les approches adaptatives, prédictives ou basées sur l'intelligence artificielle, permet d'atteindre des performances supérieures, garantissant ainsi une exploitation plus fiable et efficace des systèmes photovoltaïques.

III.3. Amélioration de la performance de l'onduleur

L'optimisation des performances des onduleurs est cruciale pour améliorer l'efficacité et la fiabilité des systèmes d'énergie renouvelable et des applications industrielles. En particulier, les onduleurs à deux niveaux (2L-VSI) sont largement utilisés en raison de leur simplicité et de leur coût réduit. Cependant, la gestion efficace des états de commutation et la minimisation des pertes de puissance restent des défis importants.

Les stratégies de model de commande prédictif (MPC) ont été largement adoptées pour aborder ces défis en offrant un contrôle précis des onduleurs. Cependant, le stratégie MPC conventionnelle nécessitent un grand nombre de calculs, ce qui peut entraîner des retards et des performances sous-optimales. Pour remédier à ces limitations, des méthodes MPC modifiées ont été développées pour réduire la complexité et améliorer le performance du système.

La Figure III.6 montre le schéma de contrôle global de la méthode classique pour un onduleur à deux niveaux (2L-VSI) connecté au réseau. La méthode MPC modifiée présent dans la Figure III.8 vise à réduire le nombre de vecteurs de tension (VV) candidats à seulement quatre VV dans chaque secteur, sur la base de calculs statistiques.

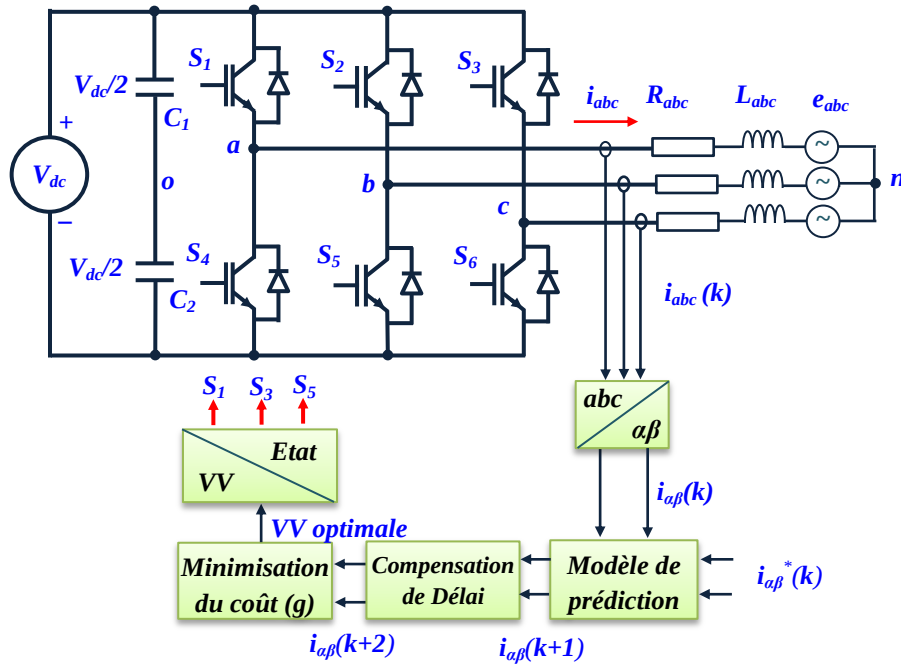


Figure III.6 Schéma de contrôle global du système onduleur connecté au réseau.

III.4. Méthode de quatre (04) vecteurs de tension (4-VVs)

Dans la méthode de contrôle prédictif (MPC) classique, tous les vecteurs de tension (VVs) disponibles sont utilisés de manière exhaustive pour déterminer le VV optimale. Cela inclut la commutation vers et depuis les vecteurs zéro u_0 (000) et u_7 (111), comme le montre la Figure III.7(b). Bien que cette approche permette de couvrir toutes les possibilités pour optimiser la performance du système, elle présente certaines limitations notables. Tout d'abord, la commutation fréquente vers les vecteurs zéro u_0 et u_7 génère une tension de mode commun (CMV) élevée, équivalente à $V_{dc}/2$. Cette CMV élevée peut entraîner des courants de fuite à travers les capacités parasites, ce qui peut causer des interférences électromagnétiques (EMI) et dégrader les composants du système au fil du temps. De plus, une CMV élevée peut réduire la durée de vie des isolants et augmenter les pertes de puissance, compromettant ainsi l'efficacité et la fiabilité globales du système. Ensuite, l'utilisation exhaustive de tous les vecteurs de tension nécessite un grand nombre de calculs à chaque étape de commutation. Cette complexité computationnelle entraîne des délais dans l'actionnement, ce qui peut nuire à la réactivité du système et à sa capacité à suivre rapidement les changements de référence ou à réagir aux perturbations.

Pour résoudre ces problèmes, une méthode de contrôle prédictif modifiée a été proposée, cette méthode élimine les vecteurs de tension nulle u_0 et u_7 , ce qui conduit à réduire le nombre de VVs candidats à seulement six (6) au lieu de huit (8). Cette approche permet d'atténuer et de

limiter la tension de mode commun (CMV) à $V_{dc}/2$. En modifiant la méthode MPC conventionnelle pour éliminer les vecteurs de tension nulle qui génèrent une CMV élevée, il est possible d'améliorer les performances des onduleurs 2L-VSI. Bien que cette approche ait grandement amélioré les performances du système, elle reste insuffisante.

La Figure III.7(a) montre les états de commutation possibles de la méthode à six vecteurs (6-VVs).

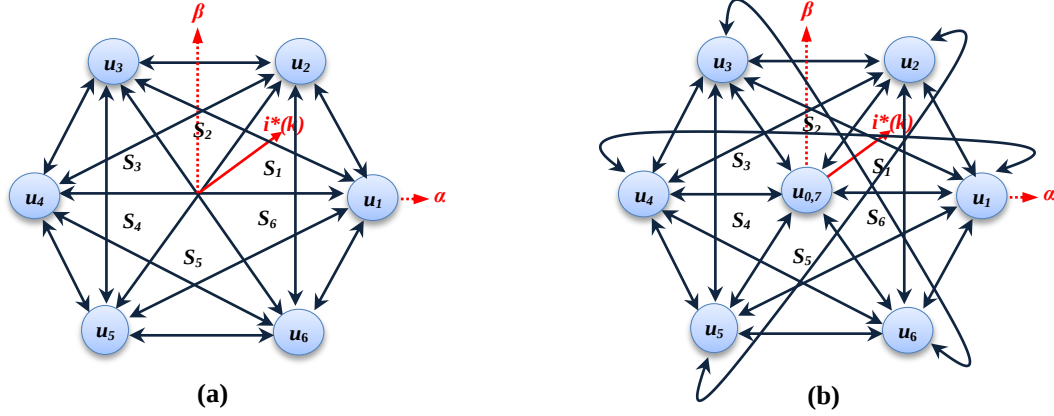


Figure III.7 États de commutation entre les vecteurs de tension, (a) méthode proposée, (b) méthode MPC classique.

La Figure III.8 montrent le schéma de contrôle de la méthode proposée et les états de commutation pour un onduleur à deux niveaux (2L-VSI) connecté au réseau. La méthode MPC modifiée vise à réduire le nombre de vecteurs de tension candidats à seulement quatre (4) VVs dans chaque secteur, sur la base de calculs statistiques. Pour simplifier, cette méthode a été nommée la méthode des quatre VVs (4-VVs).

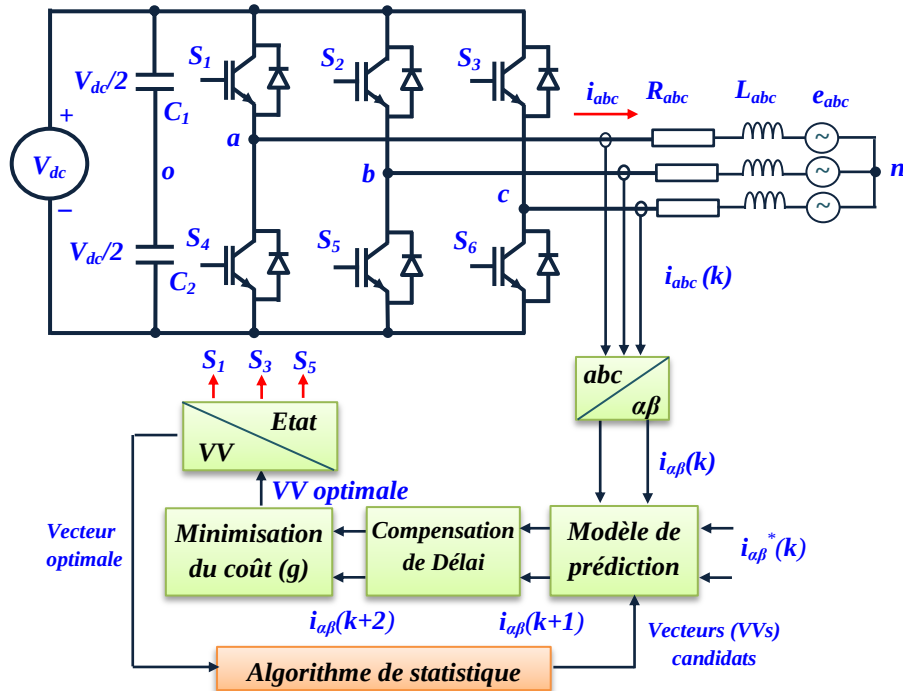


Figure III.8 Schéma de contrôle de la méthode proposée pour 2L-VSI connecté au réseau.

Les étapes suivantes décrivent le fonctionnement de l'algorithme de la méthode 4-VVs :

- ❖ Tout d'abord, les vecteurs de tension nulle Z-VVs (u_0 et u_7) sont exclus.
- ❖ Ensuite, les vecteurs de tension non nulle NZ-VVs (u_1, u_2, u_3, u_4, u_5 et u_6) sont appliqués sur un cycle complet. Cette étape garantit que tous les secteurs sont couverts.
- ❖ Troisièmement, les VVs les plus couramment appliqués sont classés dans chaque secteur. Cela permet d'identifier les VVs couramment utilisés.
- ❖ Quatrièmement, seuls les quatre (4) VVs sont candidats dans chaque secteur en fonction des classements obtenus à l'étape précédente.
- ❖ Cinquièmement, le VV optimale sont appliqués à chaque étape.
- ❖ Sixièmement, seuls les quatre (4) vecteurs de tension (VV) sont considérés comme candidats tant que l'erreur de courant RMS et le THD se situent dans une plage acceptable. Les vecteurs de tension précédemment éliminés continuent d'être exclus, tant que l'erreur de courant RMS et le THD restent dans la plage acceptable, garantissant ainsi des résultats précis
- ❖ Enfin, si l'erreur est élevée, les VVs précédemment annulés sont rétablis, et tous les VVs redeviennent candidats, empêchant ainsi l'échec de la méthode.

La Figure III.9 illustre l'organigramme de fonctionnement de l'algorithme de la méthode 4-VVs.

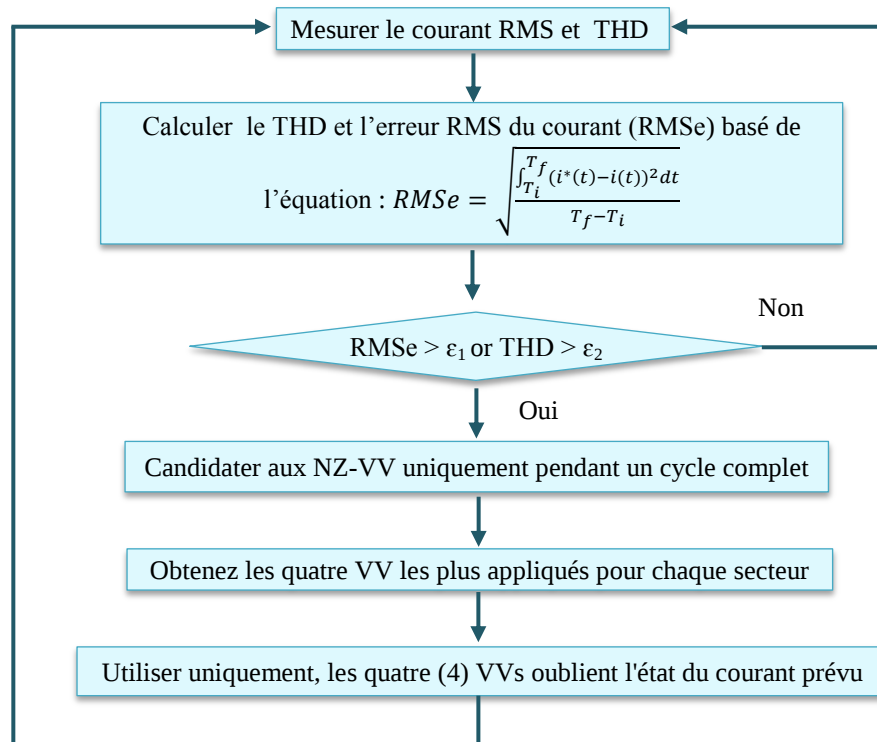


Figure III.9 Processus d'exécution de la méthode proposée.

III.4.1 Résultats statistiques

Les résultats statistiques sont présentés dans la Figure III.10, laquelle met en évidence les vecteurs de tension les plus fréquemment appliqués ainsi que ceux les moins sollicités dans chacun des six secteurs.

- Dans le premier secteur (S1), les vecteurs de tension VVs u_1 , u_2 , u_3 et u_6 sont les plus appliqués, montre dans la Figure III.10 (a).
- Dans le deuxième secteur (S2), les vecteurs de tension VVs u_2 , u_3 , u_4 et u_5 sont les plus appliqués, montre dans la Figure III.10(b).
- Dans le troisième secteur (S3), les vecteurs de tension VVs u_1 , u_3 , u_4 et u_5 sont les plus appliqués, montre dans la Figure III.10(c).
- Dans le quatrième secteur (S4), les vecteurs de tension VVs u_3 , u_4 , u_5 et u_6 sont les plus appliqués, montre dans la Figure III.10(d).
- Dans le cinquième secteur (S5), les vecteurs de tension VVs u_2 , u_3 , u_5 et u_6 sont les plus appliqués, montre dans la Figure III.10(e).
- Dans le sixième secteur (S6), les vecteurs de tension VVs u_1 , u_2 , u_3 et u_6 sont les plus appliqués, montre dans la Figure III.10(f).

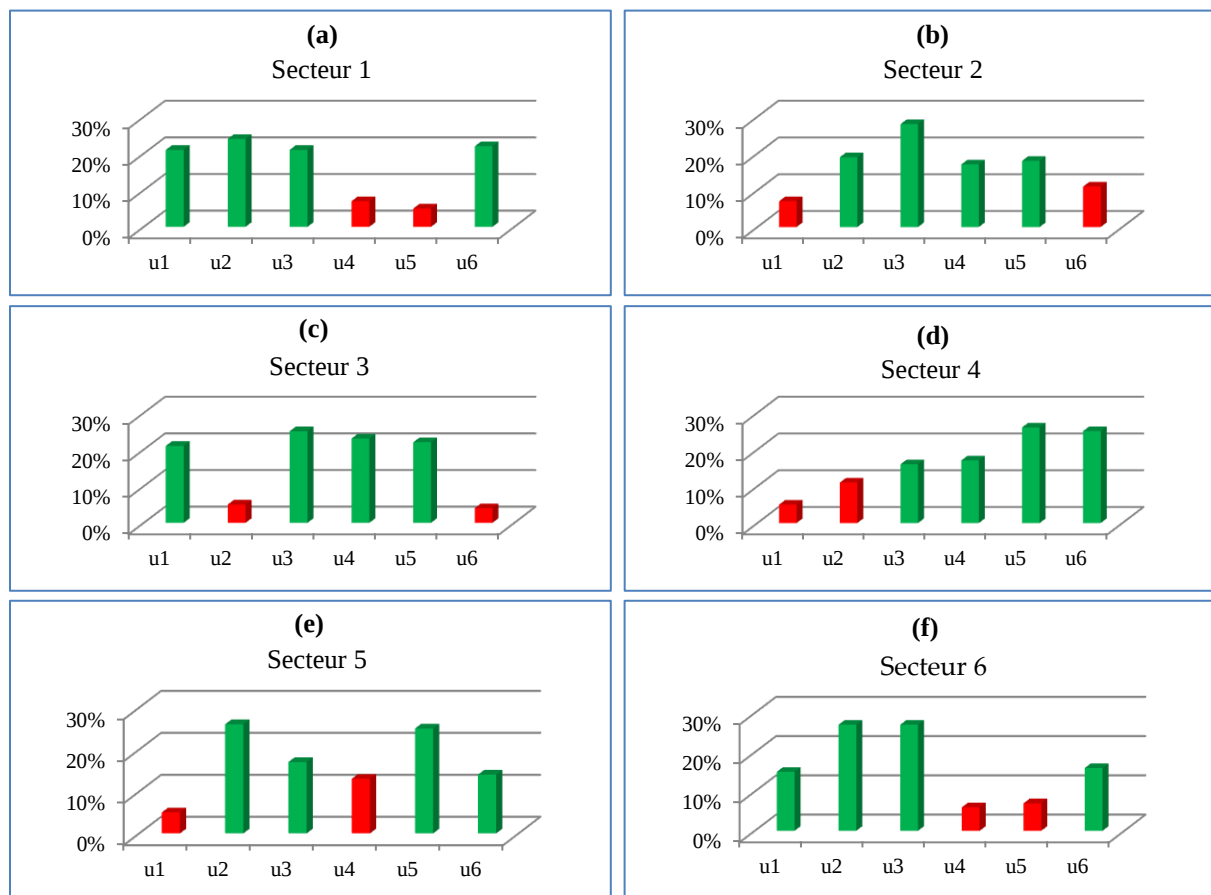


Figure III.10 Taux d'application des vecteurs de tension VVs dans chaque secteur.

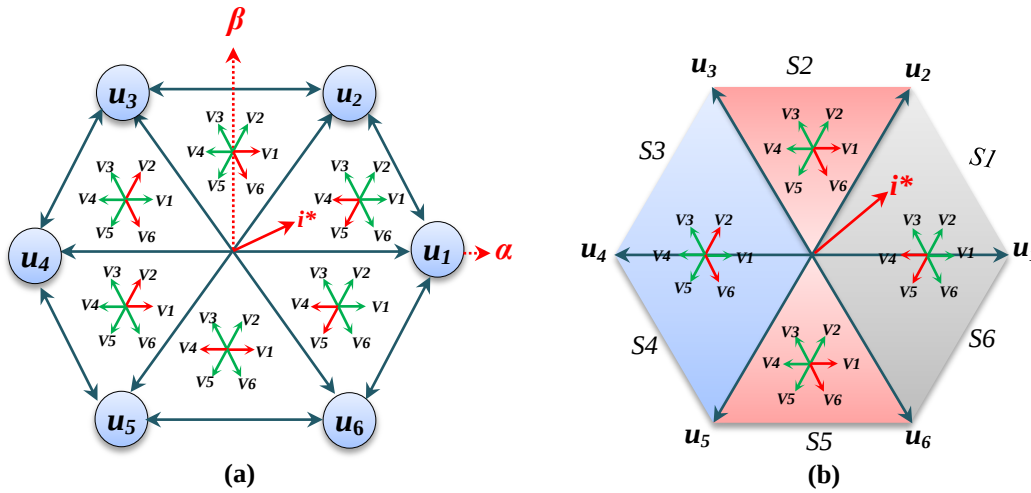


Figure III.11 États de commutation entre les vecteurs de tension VVs ; (a) méthode 4-VVs, (b) méthode 4-VVsS.

III.4.2 Méthode de quatre vecteurs de tension symétrique (4-VVsS)

Selon la méthode des 4-VVs, les quatre VVs u_1, u_2, u_3 et u_6 sont candidats dans les secteurs $S1$ et $S6$, comme le montre la Figure III.10(a) et Figure III.10(f). Pour les deuxième et cinquième secteurs ($S2$ et $S5$), il y a un chevauchement significatif entre les VVs candidats dans les deux secteurs. Les VVs u_2, u_3 et u_5 sont candidats dans les deux secteurs. La différence est que u_6 est candidat dans le $S5$ et non candidat dans le $S2$, tandis que u_4 est candidat dans le $S2$ et non candidat dans le $S5$. D'après la Figure III.10, il est évident que u_6 et u_4 sont des candidats avec une proportion similaire dans le $S5$. Par conséquent, u_4 est remplacé par u_6 dans le secteur $S5$. En conséquence, les VVs candidats dans les deux secteurs ($S2$ et $S5$) sont u_2, u_3, u_4 et u_5 . Pour les secteurs $S3$ et $S4$, il y a un chevauchement significatif entre les VVs candidats dans les deux secteurs. Les VVs u_3, u_4 et u_5 sont candidats dans les deux secteurs. La différence est que u_1 est candidat dans le $S3$ et non candidat dans le $S4$, tandis que u_6 est candidat dans le $S4$ et non candidat dans le $S3$. Par conséquent, u_6 est remplacé par u_1 dans le $S4$. En conséquence, les VVs candidats dans les deux secteurs sont u_1, u_3, u_4 et u_5 .

Le Tableau III.1 illustre la transition de la méthode des 4-VVs à la méthode symétrique des quatre VVs (4-VVsS), et la Figure III.11(b) montre les vecteurs spatiaux pour la stratégie 4-VVsS.

Secteur	VVs Candidats					
	$u_1(100)$	$u_2(110)$	$u_3(010)$	$u_4(011)$	$u_5(001)$	$u_6(101)$
Méthode de 4-VVs						
Secteur S1	x	x	x			x
Secteur S6	x	x	x			x
Secteur S3	x		x	x	x	
Secteur S4			x	x	x	x
Secteur S5		x	x		x	x
Secteur S2		x	x	x	x	
Méthode 4-VVsS						
Secteur S1	x	x	x			x
Secteur S6	x	x	x			x
Secteur S3	x		x	x	x	
Secteur S4	x		x	x	x	
Secteur S5		x	x	x	x	
Secteur S2		x	x	x	x	

Tableau III.1 Transition de la méthode des 4-VVs à la méthode symétrique (4-VVsS).

L'exclusion préalable de quatre (4) VVs réduit considérablement la complexité du calcul. Pour clarifier cela, la fonction de coût dépend du courant de référence (i^*) afin de le comparer avec huit (8) vecteurs de voltage 8-VVs dans la méthode MPC classique, ce qui signifie qu'il faut effectuer huit (8) opérations de calculs à chaque étape pour déterminer le VV optimale à appliquer. Alors que le courant de référence (i^*) est comparé uniquement avec quatre (4) VVs dans les deux méthodes proposées (4-VVs, 4-VVsS), ce qui signifie que les méthodes proposées n'ont besoin d'effectuer que quatre (4) opération de calculs à chaque étape, et cela signifie que la charge de calcul a été réduite de moitié (1/2). Cela permet de réduire le temps de pas (T_s) pour améliorer les performances globales du système.

III.5. Méthode de trois vecteur de tension (3-VVsTM)

Dans la méthode MPC conventionnelle, tous les vecteurs de tension (VVs) sont commutés sans aucune exception, comme illustré à la Figure III.7(b). Cela signifie que chaque VV possible est pris en compte lors du processus de commutation. Chaque VV est évalué pour déterminer lequel produit l'erreur la plus faible via la fonction de coût, puis il est appliqué, et le système bascule en continu entre tous les VVs pour suivre les objectifs de contrôle souhaités. Cette stratégie de commutation complète garantit que tous les états potentiels sont explorés, avec pour objectif d'optimiser la performance du contrôle à chaque étape. Cependant, cette approche conduit à une demande computationnelle élevée et à une

augmentation de l'activité de commutation, ce qui peut affecter l'efficacité et la performance du système de contrôle.

La méthode proposée vise à réduire le nombre de VVs candidats à chaque étape, minimisant ainsi le processus de commutation. Tout d'abord, les VVs nuls (Z-VVs) sont initialement exclus afin d'éviter la génération de CMV élevée. Ensuite, les VVs candidats à la commutation sont déterminés en fonction du VV actuellement appliqué. Cette étape implique l'évaluation du nombre de commutations nécessaires pour chaque transition. La commutation entre des vecteurs de tension opposés est éliminée pour éviter l'application de vecteurs nuls (u_0 , u_7). Lors des transitions entre vecteurs de tension opposés, les Z-VVs sont automatiquement appliqués. Pour illustrer cette méthode, si le vecteur de tension $u_1(100)$ est appliqué à l'instant k , la transition vers $u_4(011)$ est exclue ; en conséquence, seuls les VVs $u_2(110)$, $u_3(010)$, $u_5(001)$, $u_6(101)$ et le VV appliqué $u_1(100)$ restent comme candidats. De même, si $u_2(110)$ est appliqué, la transition vers $u_5(001)$ est exclue ; en conséquence, seuls les VVs $u_1(100)$, $u_3(010)$, $u_4(011)$, $u_6(101)$ et le VV appliqué $u_2(110)$ restent comme candidats. De plus, lorsque $u_3(010)$ est appliqué, la transition vers $u_6(101)$ est évitée ; en conséquence, seuls les VVs $u_1(100)$, $u_2(110)$, $u_4(011)$, $u_5(001)$ et le VV appliqué $u_3(110)$ restent comme candidats. De même, si $u_4(011)$ est appliqué, la transition vers $u_1(100)$ est exclue ; en conséquence, seuls les VVs $u_2(110)$, $u_3(010)$, $u_5(001)$, $u_6(101)$ et le VV appliqué $u_4(011)$ restent comme candidats. De plus, lorsque $u_5(001)$ est appliqué, la transition vers $u_2(110)$ est évitée ; en conséquence, seuls les VVs $u_1(100)$, $u_3(010)$, $u_4(011)$, $u_6(101)$ et le VV appliqué $u_5(001)$ restent comme candidats. De même, lorsque $u_6(101)$ est appliqué, la transition vers $u_3(010)$ est évitée, en conséquence, seuls les VVs $u_1(100)$, $u_2(110)$, $u_4(011)$, $u_5(001)$ et le VV appliqué $u_6(101)$ restent comme candidats, comme illustré à la Figure III.12 et au Tableau III.2. Cette approche élimine les transitions vers et depuis u_1 et u_4 , ainsi que vers et depuis u_2 et u_5 , et u_3 et u_6 . Pour plus de simplicité, cette approche est nommée méthode de transition à 5 vecteurs (5-VVsTM).

En conséquence, les VVs candidats à chaque étape sont réduits à seulement quatre (4) VVs, ou le vecteur de tension peut maintenir son état.

Dans cette approche, le processus de prédiction repose sur 8 VVs, comme dans la méthode MPC classique. Ainsi, l'objectif de cette approche n'est pas de réduire le temps de prédiction du courant $i(k+1)$ ni celui de l'application du vecteur optimal. Elle se concentre uniquement sur l'élimination des transitions vers et depuis les vecteurs opposés. Certes, cette méthode permet de réduire le nombre de VVs candidats à 5 VVs et de restreindre la valeur de la CMV

à $V_{dc}/6$, mais elle nécessite encore des développements supplémentaires pour améliorer son efficacité et optimiser ses performances.

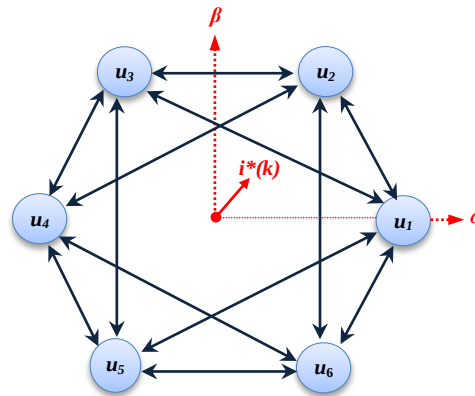


Figure III.12 États de commutation pour l'approche 5VVsTM.

La Figure III.13 illustre le processus d'identification des vecteurs de tension candidats lors de chaque transition.

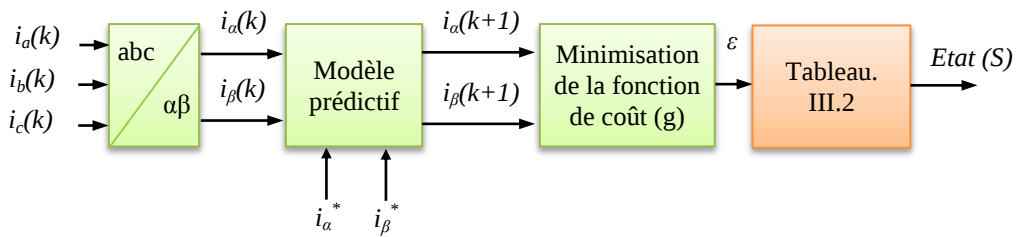


Figure III.13 Processus d'identification de l'état de commutation pour 5-VVsTM.

Le Tableau III.2 illustre les VV candidats vers lesquels effectuer la transition en fonction du VV appliqué.

VV appliquées à l'instant k	Les candidats VVs doivent faire la transition vers	VV appliqués
u_1	u_2, u_3, u_5, u_6 et u_1	Le vecteur appliqué est celui qui génère la plus petite erreur (ϵ) dans la fonction de coût (g) parmi les quatre (4) VV
u_2	u_1, u_3, u_4, u_6 et u_2	
u_3	u_1, u_2, u_4, u_5 et u_3	
u_4	u_2, u_3, u_5, u_6 et u_4	
u_5	u_1, u_3, u_4, u_6 et u_5	
u_6	u_1, u_2, u_4, u_5 et u_6	

Tableau III.2 VVs Candidats à la transition pour l'approche 5-VVsTM.

Afin de développer l'approche des 5 vecteurs de tension (5-VVs) vers une méthode où la commutation est limitée à une seule bras de l'onduleur, les vecteurs candidats ont été réduits à seulement trois (3). Cette méthode est appelée Single-Leg Switching (SLS). Les vecteurs candidats sont le vecteur de tension appliqué ainsi que les deux vecteurs de tension adjacents.

Par exemple :

- Si $u_1(100)$ est appliqué à l'instant k , les vecteurs candidats seront $u_2(110)$ et $u_6(101)$; sinon, le vecteur conserve son état actuel.
- Si $u_2(110)$ est appliqué à l'instant k , les vecteurs candidats seront $u_1(100)$ et $u_3(010)$; sinon, le vecteur conserve son état actuel.
- Si $u_3(010)$ est appliqué à l'instant k , les vecteurs de tension candidats seront $u_2(110)$ et $u_4(011)$; sinon, le vecteur conserve son état actuel.

La Figure III.14 présente les états de commutation de la méthode de commutation sur une seule bras (Single-Leg Switching, SLS).

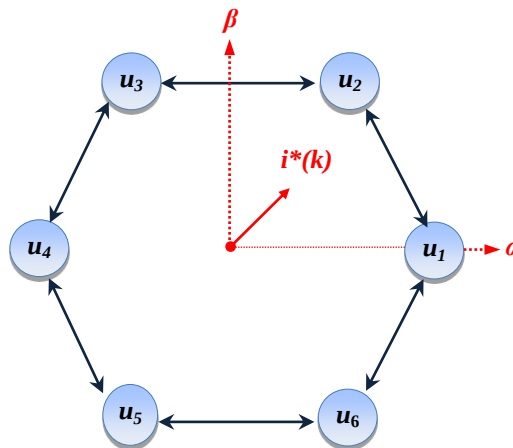


Figure III.14 États de commutation de la méthode SLS.

D'après la Figure III.14, il est observé que la commutation est restreinte uniquement aux vecteurs de tension adjacents, ce qui rend nécessaire la mise en œuvre d'une simulation afin d'évaluer son efficacité et ses performances.

À travers les résultats de simulation présentés dans la Figure III.15, cette méthode a montré une défaillance notable dans le suivi de la forme d'onde du courant, en particulier en ce qui concerne les performances dynamiques, avec des niveaux de distorsion harmonique totale (THD) excessivement élevés et jugés inacceptables.

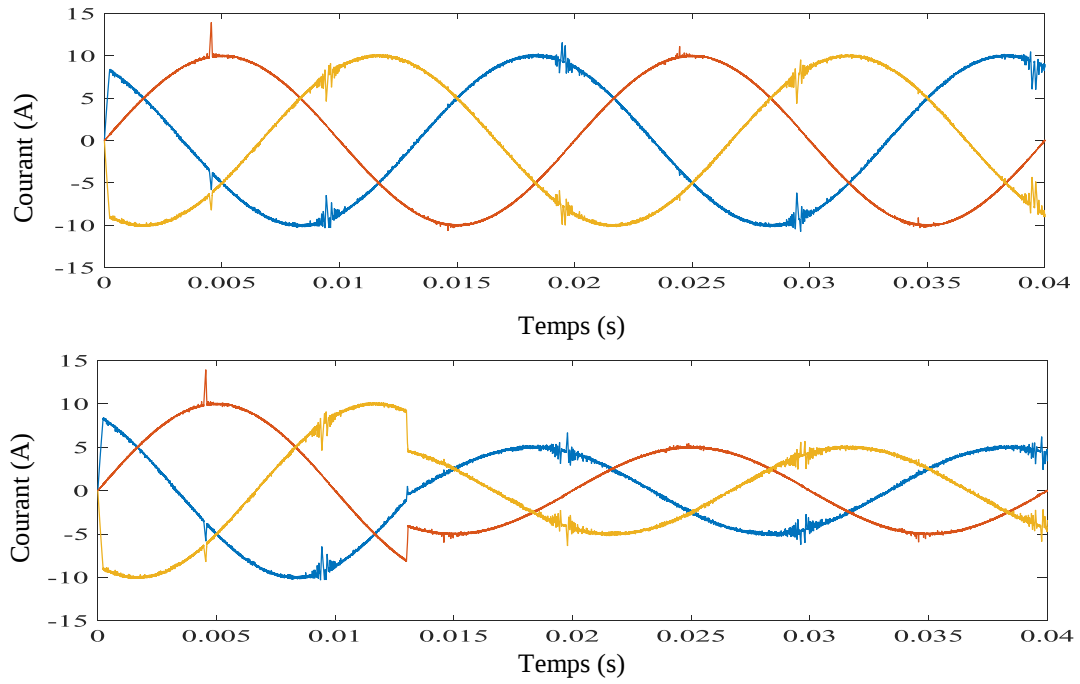


Figure III.15 Résultat de simulation.

Par conséquent, afin de surmonter les limitations observées lors du suivi de la forme d'onde du courant, notamment les performances dynamiques insuffisantes et les niveaux élevés de distorsion harmonique totale (THD), il a été nécessaire d'introduire une modification dans la stratégie de sélection des vecteurs de tension. Plus précisément, un vecteur de tension non adjacent et non opposé a été intégré à l'ensemble des vecteurs candidats. Cette adaptation vise à élargir la plage de commutation disponible, permettant ainsi une meilleure flexibilité dans la génération des tensions de sortie et une amélioration significative du suivi du courant.

Tableau III.3 Candidats de transition VVs pour l'approche de trois vecteur de tension (3-VVsTM).

VVs Appliquées à l'instant k	VVs Candidates
$u_1(100)$	$u_2(110)$, $u_6(101)$ et $u_3(010)$
$u_2(110)$	$u_1(100)$, $u_3(010)$ et $u_4(011)$
$u_3(010)$	$u_2(110)$, $u_4(011)$ et $u_5(001)$
$u_4(011)$	$u_3(010)$, $u_5(001)$ et $u_6(101)$
$u_5(001)$	$u_4(011)$, $u_6(101)$ et $u_1(100)$
$u_6(101)$	$u_1(100)$, $u_5(001)$ et $u_2(110)$

Tableau III.3 VVs Candidats de transition pour l'approche 3-VVsTM.

Si le vecteur de tension $u_1(100)$ s'applique à l'instant k , la transition vers $u_4(011)$ et $u_5(001)$ est exclue, laissant uniquement les vecteurs de tension $u_2(110)$, $u_6(101)$ et $u_3(010)$ comme candidats. De même, lorsque $u_2(110)$ s'applique, les transitions vers $u_5(001)$ et $u_6(101)$ sont évitées, laissant $u_1(100)$, $u_3(010)$ et $u_4(011)$ comme candidats. Pour $u_3(010)$, les transitions vers $u_1(100)$ et $u_6(101)$ sont exclues, laissant $u_2(110)$, $u_4(011)$ et $u_5(001)$ comme candidats. Lorsque $u_4(011)$ s'applique, les transitions vers $u_1(100)$ et $u_2(110)$ sont exclues, laissant $u_3(010)$, $u_5(001)$ et $u_6(101)$ comme candidats. De même, pour $u_5(001)$, les transitions vers $u_2(110)$ et $u_3(010)$ sont exclues, laissant $u_4(011)$, $u_6(101)$ et $u_1(100)$ comme candidats. Enfin, lorsque $u_6(101)$ s'applique, les transitions vers $u_3(010)$ et $u_4(011)$ sont exclues, laissant $u_1(100)$, $u_5(001)$ et $u_2(110)$ comme candidats.

La Figure III.16 illustre les transitions possibles entre les vecteurs de tension pour cette approche, qui a été nommée méthode de transition à trois vecteurs de tension (3-VVsTM) pour plus de simplicité.

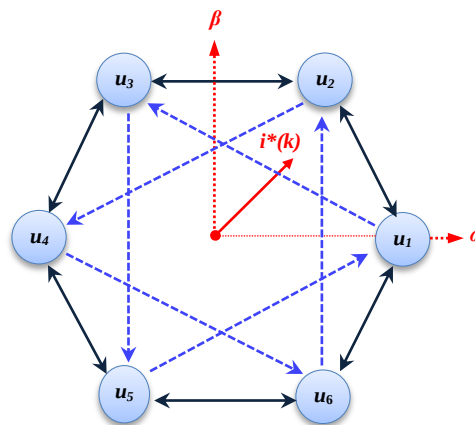


Figure III.16 États de commutation de l'approche 3-VVsTM.

L'approche 3-VVsTM proposé est mis en œuvre en incorporant l'état de commutation appliqué à l'instant k , noté $S(k)$, dans le modèle de prédiction. Cela permet de prédire le $i(k+1)$ sur la base de seulement trois vecteurs de tension (VVs) au lieu des huit VVs utilisés dans la méthode MPC conventionnelle, comme illustré dans la Figure III.17. Cela réduit considérablement le temps de prédiction pour $i(k+1)$, qui est l'étape la plus chronophage de la stratégie de contrôle prédictif.

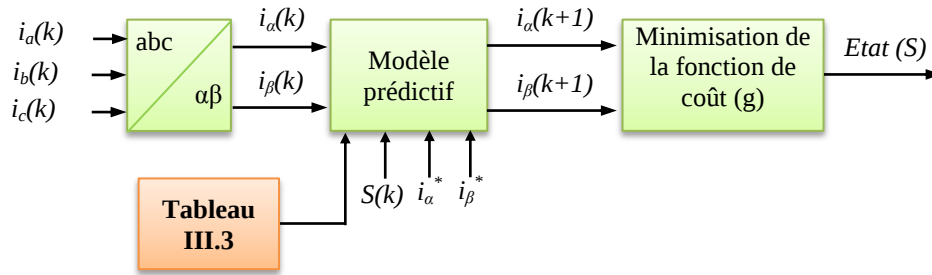


Figure III.17 Processus d'identification de l'état de commutation pour 3-VVsTM.

La chronologie des différentes tâches est illustrée dans la Figure III.18, soulignant que la tâche la plus chronophage est la prédiction et la sélection de l'état de commutation optimal. Cela est principalement dû au calcul du modèle de charge et de la fonction de coût, qui est effectué sept (7) fois pour chaque vecteur de tension dans l'approche conventionnelle. En revanche, la méthode proposée exécute ce calcul seulement trois (3) fois pour les trois (3) VV candidats, ce qui entraîne une réduction du temps de prédiction d'environ 43 %.

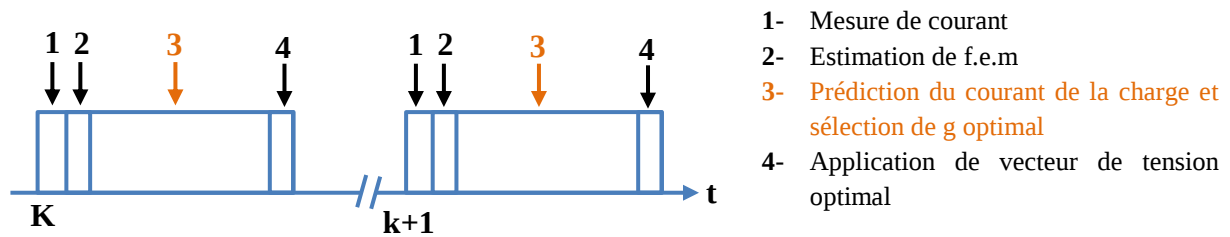


Figure III.18 Chronométrage des différentes tâches [73].

III.6. Résultats de Simulation

Dans cette section, pour démontrer l'efficacité des méthodes proposées 4-VVs et 3-VVsTM, des simulations des méthodes conventionnelle 8-VVs et le des deux méthodes proposées, 4-VVs et 3-VVsTM, ont été réalisées. Des simulations ont été réalisées sous MATLAB/Simulink afin de vérifier l'efficacité des méthodes proposées pour réduire le CMV et améliorer les performances globales du système. Le temps d'échantillonnage à 0,0001 seconde. La fréquence de référence est maintenue constante à 50 Hz, tandis que la tension d'alimentation continue est fixée à 24 V CC. Pour évaluer les performances en régime permanent, le courant de sortie de l'onduleur est initialement réglé à 10 A et la durée de la simulation a été fixée à 0,06 seconde.

La Figure III.19 illustre les performances en régime permanent du système, mettant en évidence les formes du courant de sortie de l'onduleur pour les deux approches proposées, à savoir 4VVs et 3-VVsTM, ainsi que pour l'approche MPC conventionnelle 8-VVs, utilisée à

titre de comparaison. Les résultats obtenus à partir des simulations révèlent de bonnes performances des deux méthodes proposées par rapport à la méthode MPC conventionnelle. Cette amélioration s'explique par le nombre réduit de vecteurs de tension (VV) et par des transitions optimisées, permettant une meilleure gestion des commutations. Cela se traduit par un courant de sortie qui suit de manière précise le courant de référence, avec une faible distorsion harmonique totale (THD).

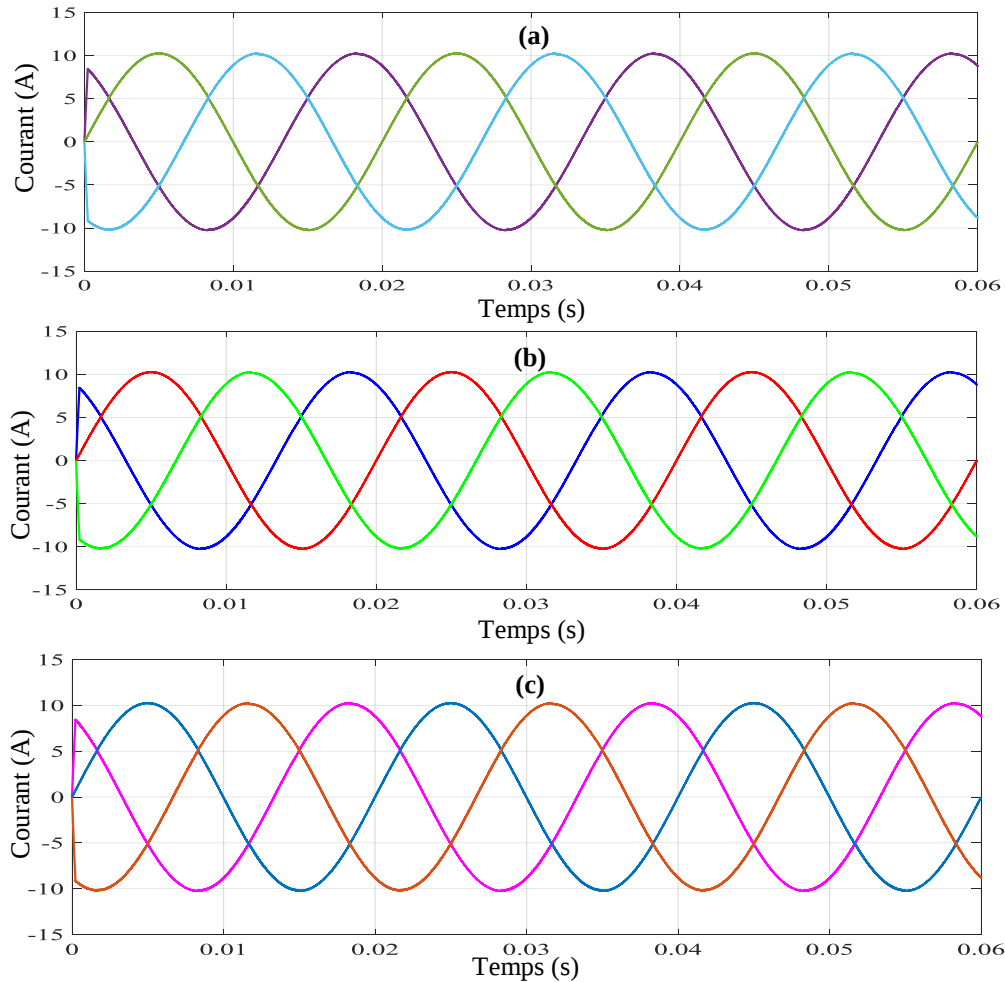


Figure III.19 Courant de sortie de l'onduleur en régime permanent, (a) méthode 8-VVs, (b) méthode 4-VVs, (c) méthode 3-VVsTM.

Les résultats de simulation présentés dans la Figure III.20 démontrent les valeurs du CMV atteintes lorsque diverses méthodes, y compris les 8-VVs, ainsi que les deux méthodes proposées dans cet chapitre 4-VVs et 3-VVsTM, sont mises en œuvre. La Figure III.20(a) montre une simulation du CMV lors de l'utilisation de la méthode MPC classique. En raison de l'existence de vecteurs nuls (Z-VVs), la tension de mode commun de sortie de l'onduleur peut atteindre $V_{dc}/2$. Cela non seulement entraîne des pertes de puissance supplémentaires, mais menace également le fonctionnement sûr et stable du système. Les Figures III.20(b) et III.20 (c) montrent les résultats du CMV lorsque les méthodes proposées (4-VVs et 3-VVsTM

respectivement) sont mises en œuvre. Le CMV est réduit à la valeur minimale possible de $V_{dc}/6$. Ce résultat indique que les méthodes proposées atténuent efficacement l'effet du CMV, conduisant à une performance améliorée par rapport à la méthode conventionnelle.

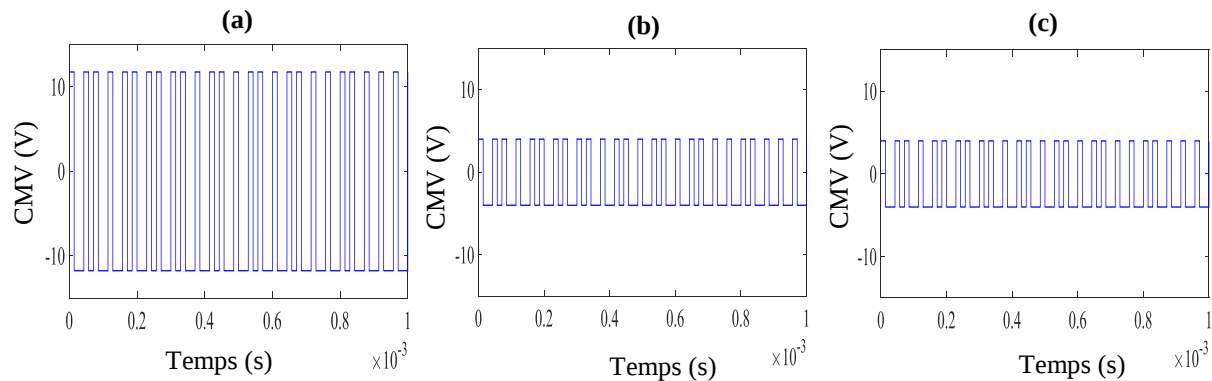


Figure III.21 CMV correspondant aux méthodes appliquées. (a) 8-VVs, (b) 4-VVs et (c) 3-VVsTM.

La Figure III.21 illustre les résultats en régime transitoire du courant de sortie de l'onduleur obtenus lors de l'application de la méthode MPC classique ainsi que des deux stratégies proposées, à savoir les méthodes 4-VVs et 3-VVsTM. La Figure III.21(a) présente le courant de sortie généré par la méthode MPC classique, servant de référence pour la comparaison. Les Figures III.21(b) et III.21(c) montrent respectivement le courant de sortie obtenu avec les méthodes 4-VVs et 3-VVsTM.

Les résultats mettent clairement en évidence des performances satisfaisantes pour l'ensemble des méthodes, aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire. Plus précisément, dans des conditions transitoires, le courant de référence a été réduit de moitié (passant de 2 A à 1 A) à l'instant $t = 0,12$ s, afin d'évaluer la capacité de réponse des différentes stratégies de commande. Les trois méthodes ont montré une aptitude adéquate à suivre cette variation rapide.

En outre, la même figure présente les valeurs de la distorsion harmonique totale (THD) du courant de sortie. Il apparaît que les stratégies proposées, en particulier les méthodes 4-VVs et 3-VVsTM, affichent de meilleures performances en matière de qualité du signal, avec des niveaux de THD inférieurs à ceux observés avec la méthode MPC classique. Ces résultats confirment le caractère quasi sinusoïdal du courant de sortie de l'onduleur et attestent que la distorsion harmonique reste dans les limites spécifiées par la norme IEEE 519.

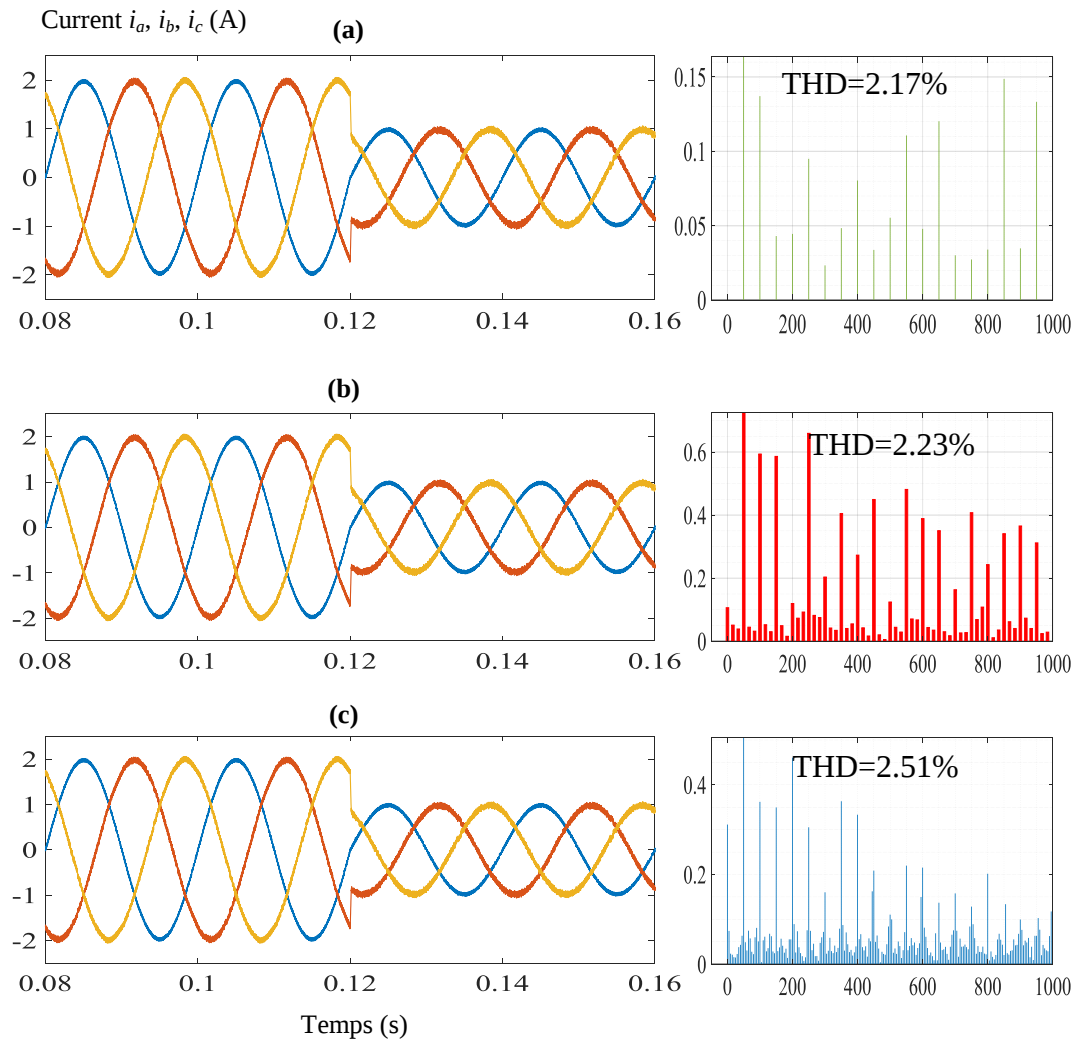


Figure III.21 Courant de sortie de l'onduleur ; (a) Méthode MPC classique, (b) Méthode 4-VVs, (c) Méthode 3-VVsTM.

La Figure III.22 illustre la vitesse de réponse des deux approches 4-VVs et 3-VVsTM ainsi que de l'approche classique 8-VVs, utilisée à titre de comparaison. Cette figure met en évidence la rapidité des deux méthodes 4-VVs et 3-VVsTM par rapport à la méthode classique dans le suivi du courant de référence (i^*) lors d'un changement soudain de ce dernier. Cela s'explique par le fait que les deux approches proposées reposent sur un nombre réduit de vecteurs de tension VVs pour prédire le courant $i(k+1)$, ce qui leur confère plus de flexibilité pour suivre le courant de référence et permet une réduction du temps de réponse.

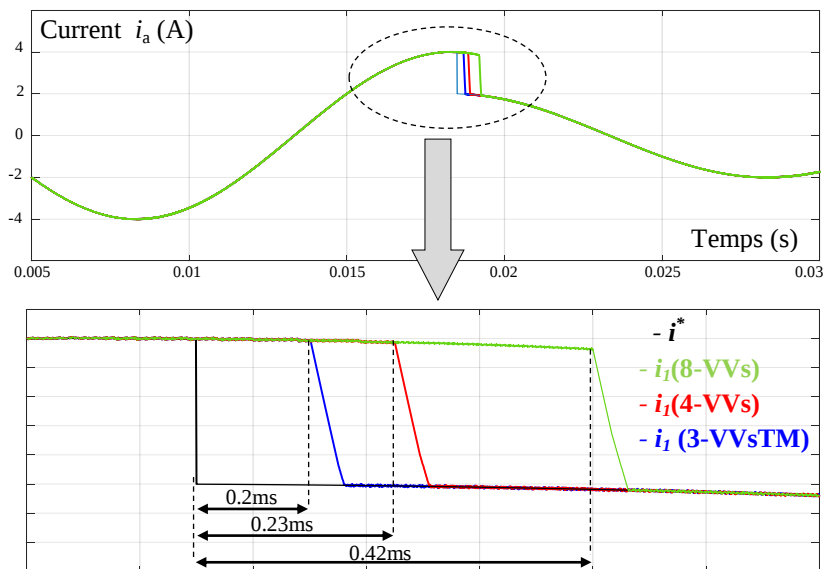


Figure III.22 Vitesse de réponse au régime dynamique

III.6.1. Analyse des pertes de puissance

Le logiciel **PLECS** est utilisé pour mesurer et comparer les pertes par conduction et par commutation dissipées par six MOSFETs FGH40N60 durant le fonctionnement en régime permanent. Dans ce test de simulation, les modèles thermiques des MOSFETs utilisés pour la conception de l'onduleur sont dérivés des données techniques fournies dans la fiche technique du FGH40N60.

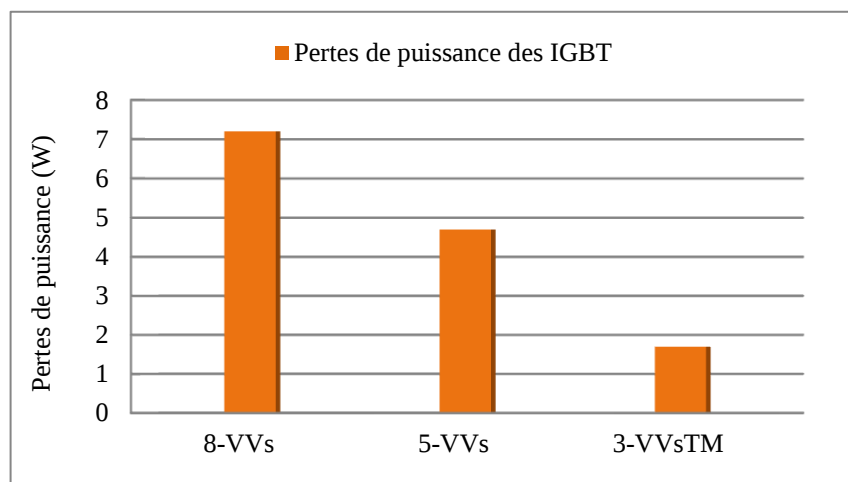


Figure III.23 Pertes de puissance des IGBT selon la méthode conventionnelle MBC et les approches de commande proposées 3-VVsTM et 5-VVs, avec des paramètres de charge fixes ($R = 3,2 \Omega$, $L = 20 \text{ mH}$).

La Figure III.23 présente une analyse détaillée des pertes de puissance en lien avec une charge constante, spécifiquement définie par $R = 10 \Omega$ et $L = 20 \text{ mH}$. Les données illustrent clairement que la stratégie de commande 3-VVsTM, qui n'utilise que trois (3) vecteurs de

tension, engendre des pertes de puissance nettement inférieures à celles de la méthode classique, laquelle exploite l'ensemble des huit (8) vecteurs de tension sans aucune contrainte. Cette réduction des pertes est particulièrement significative, car elle met en évidence l'efficacité de la méthode 3-VVsTM dans la minimisation de la dissipation énergétique durant le fonctionnement de l'onduleur. Les faibles pertes enregistrées sont principalement attribuables au comportement de commutation optimisé propre à cette approche, qui limite efficacement le nombre de transitions de commutation et, par conséquent, les pertes énergétiques qui y sont associées.

À l'inverse, la méthode MPC conventionnelle, en recourant à l'ensemble des huit vecteurs, engendre une activité de commutation plus intense, ce qui se traduit par une augmentation notable des pertes de puissance au sein du système. Cette analyse comparative met non seulement en lumière l'efficacité de la stratégie 3-VVsTM pour améliorer les performances globales de l'onduleur, mais elle confirme également son potentiel pour des applications pratiques où l'efficacité énergétique et la réduction des pertes sont des critères essentiels.

Les résultats obtenus plaident ainsi en faveur de l'adoption de la méthode 3-VVsTM comme alternative performante aux stratégies de commande classiques, notamment dans les contextes exigeant des performances optimales sous des contraintes de fonctionnement bien définies.

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, deux méthodes de contrôle prédictif modifié (MPC) sont présentées pour réduire la charge de calcul de la méthode MPC classique et atténuer l'effet de CMV de l'onduleur triphasé à deux niveaux. La première approche, désignée par 4-VVs, repose sur la réduction du nombre de vecteurs de tension candidats (VVs) dans chaque secteur, après l'exclusion des vecteurs nuls (Z-VVs). Des opérations statistiques sont appliquées à l'aide d'un algorithme spécialement conçu pour classer les VVs les plus utilisés à chaque secteur. Ainsi, seuls quatre VVs non nuls (NZ-VVs) sont considérés comme candidats, au lieu des six NZ-VVs pris en compte dans la méthode classique. L'élimination des Z-VVs permet de réduire la valeur du CMV à $V_{dc}/6$, offrant ainsi une base théorique solide pour la conception de la méthode proposée.

La deuxième approche, désignée par 3-VVsTM, se concentre sur l'optimisation des commutations entre vecteurs. Elle élimine les transitions vers et depuis les VVs opposés, réduisant ainsi le nombre de commutations à chaque transition. Dans cette approche, le nombre de vecteurs candidats est réduit à seulement trois (3VVs) au lieu de cinq (5) dans la

méthode précédente, cela réduit le temps de prédiction du courant $i(k+1)$ par rapport à d'autres méthodes, améliorant ainsi l'efficacité du système et accélérant la vitesse de réponse en conditions de fonctionnement transitoires.

La simulation seule ne suffit pas à prouver l'efficacité des approches proposées. Par conséquent, une validation expérimentale sera effectuée au chapitre V afin de démontrer l'efficacité des approches (4-VVs et 3-VVsTM) développées dans ce chapitre.

Chapitre. IV

Intégration de LSTM (Long Short-Term Memory) dans le modèle de contrôle prédictif (MPC)

IV.1. Introduction

Ce chapitre introduit une approche novatrice pour le contrôle prédictif en intégrant RNN-LSTM au sein du cadre MPC. Il réalise une analyse théorique approfondie des LSTM, couvrant leur concept fondamental, leur structure complexe, leur mécanisme de fonctionnement, leur méthodologie d'apprentissage hors ligne, et la dynamique opérationnelle de LSTM-MPC en ligne. L'objectif principal est d'établir LSTM-MPC comme une stratégie efficace pour améliorer les performances des convertisseurs de puissance, leur permettant d'atteindre des résultats supérieurs et de fonctionner efficacement en tant que systèmes de contrôle sans modèle. De plus, le chapitre explique comment LSTM peut être exploité pour capturer les dépendances à long terme et la dynamique temporelle, améliorant ainsi la modélisation prédictive. À travers un examen détaillé du processus d'apprentissage hors ligne, le chapitre décrit les étapes nécessaires à la mise en œuvre d'un modèle LSTM-MPC. En outre, il explore le fonctionnement en temps réel de LSTM-MPC et illustre son intégration fluide dans le système pour un contrôle adaptatif et réactif des onduleurs connectés au réseau.

IV.2. Long Short-Term Memory (LSTM)

Le réseau de neurones récurrent (RNN) intègre un mécanisme de connexion récurrente dans l'architecture classique d'un réseau de neurones à propagation avant. Comme illustré à la Figure IV.1, l'architecture du RNN se compose de trois couches principales : la couche d'entrée, la couche cachée (récurrente) et la couche de sortie [74-76].

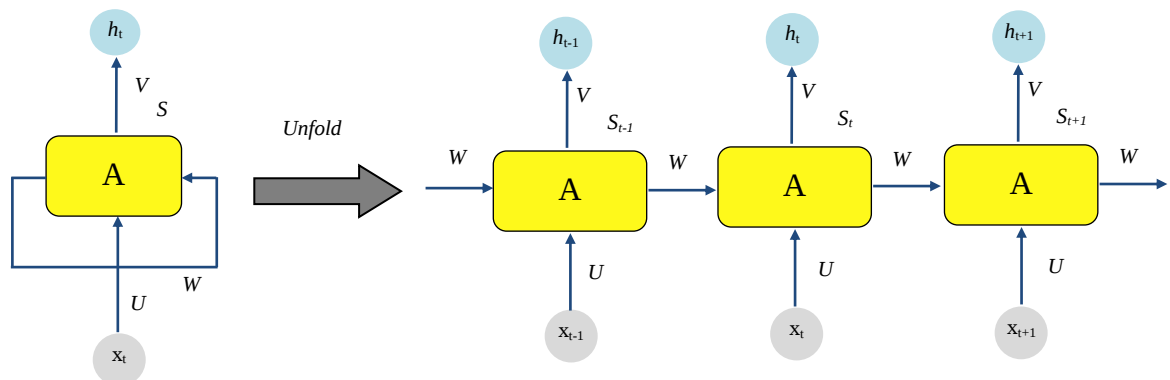


Figure. IV.1. Structure de RNN.

Soit x le vecteur d'entrée, représentant les données d'entrée actuelles. L'état caché est noté s , tandis que h représente la sortie à un instant donné. La matrice U définit les poids entre les couches d'entrée et cachée, V correspond aux poids reliant la couche cachée à la couche de sortie, et W représente les poids reliant l'état caché précédent à l'état actuel. À chaque instant t , l'état caché dépend non seulement de l'entrée à cet instant précis, mais aussi de l'état caché de l'instant précédent $t-1$. Les équations suivantes décrivent la propagation avant dans un RNN :

$$h_t = g(Vs_t) \quad (IV.1)$$

$$s_t = f(Ux_t + Ws_{t-1}) \quad (IV.2)$$

L'Équation (1) calcule la sortie à partir de l'état caché, tandis que l'Équation (2) met à jour l'état caché en fonction de l'entrée actuelle et de l'état caché précédent. Les fonctions $f(.)$ et $g(.)$ sont des fonctions d'activation, souvent non linéaires, telles que $\tanh$ ou ReLU . La couche de sortie est entièrement connectée, chaque nœud recevant les entrées de toutes les unités cachées. En revanche, la couche cachée est récurrente, avec des connexions internes modélisées par la matrice W . En substituant de manière récursive l'Équation (2) dans l'Équation (1), on obtient la forme déroulée de l'état caché et sa dépendance temporelle :

$$\begin{aligned} h_t &= g(Vs_t) \\ &= gVf(Ux_t + Ws_{t-1}) \\ &= gVf(Ux_t + Wf(Ux_{t-1} + Ws_{t-2})) \\ &= gVf(Ux_t + Wf(Ux_{t-1} + Wf(Ux_{t-2} + Ws_{t-3}))) \\ &= gVf(Ux_t + Wf(Ux_{t-1} + Wf(Ux_{t-2} + Ws_{t-3} + \dots)))) \end{aligned} \quad (IV.3)$$

Cette formulation récursive permet au réseau de transporter l'information issue des entrées précédentes, lui conférant ainsi une forme de mémoire. Néanmoins, lors du traitement de longues séquences, les RNN standards rencontrent des difficultés pendant l'apprentissage en raison du phénomène de disparition ou d'explosion du gradient, ce qui nuit gravement à leur capacité à capturer les dépendances à long terme.

Contrairement aux réseaux à propagation avant classiques, dans lesquels les nœuds d'une même couche ne sont pas connectés entre eux, les RNN permettent des connexions entre unités à travers les pas de temps, leur permettant ainsi de traiter efficacement des données

séquentielles. Cette architecture confère au RNN sa capacité de mémoire. Cependant, une limitation majeure apparaît lors de l'apprentissage sur de longues séquences : le réseau peut souffrir de la disparition ou de l'explosion des gradients, rendant difficile l'apprentissage des dépendances à long terme.

Pour surmonter cette difficulté, Hochreiter et Schmidhuber (1997) ont introduit l'architecture Long Short-Term Memory (LSTM), une forme spécialisée de RNN. Les réseaux LSTM sont conçus avec une cellule de mémoire interne et trois mécanismes de portes — à savoir la porte d'oubli, la porte d'entrée et la porte de sortie — qui régulent le flux d'information, comme illustré à la Figure IV.2.

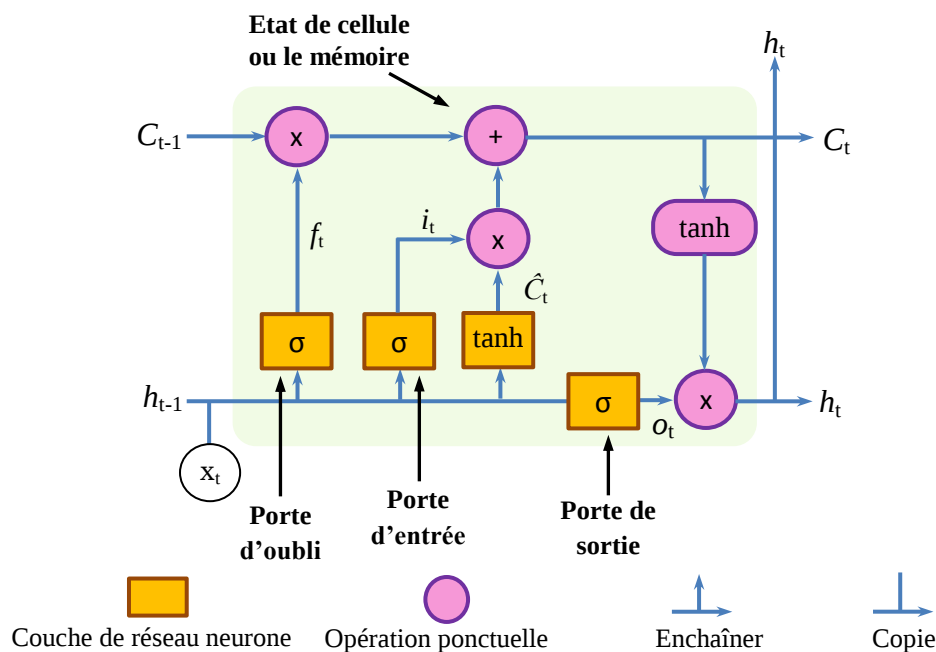


Figure IV.2 Architecture de cellule de long short-term memory (LSTM).

Ces portes utilisent la fonction d'activation sigmoïde, qui génère des valeurs comprises entre 0 et 1 afin de déterminer le degré de rétention ou de rejet de l'information. L'architecture du LSTM, illustrée à la Figure IV.3, fonctionne comme suit :

Tout d'abord, la porte d'oubli évalue quelles informations provenant de l'état précédent de la cellule mémoire doivent être éliminées :

$$f_t = \sigma(W_f \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_f) \quad (\text{IV.4})$$

Ensuite, la porte d'entrée identifie quelles nouvelles informations doivent être écrites dans la cellule mémoire :

$$i_t = \sigma (W_i \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_i) \quad (IV.5)$$

Un candidat à la mise à jour de la mémoire est ensuite généré :

$$\hat{C} = \tanh (W_{\hat{C}} \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_{\hat{C}}) \quad (IV.6)$$

L'état de la cellule mémoire est mis à jour en combinant les effets de la porte d'oubli et de la porte d'entrée :

$$C_t = f_t \cdot C_{t-1} + i_t \cdot \hat{C}_t \quad (IV.7)$$

Ensuite, la porte de sortie détermine quelle portion de l'état de la cellule doit influencer la sortie :

$$O_t = \sigma (W_o \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_o) \quad (IV.8)$$

L'état caché est ensuite calculé comme suit :

$$h_t = O_t \cdot \tan(C_t) \quad (IV.9)$$

L'entraînement des réseaux LSTM est généralement réalisé à l'aide de l'algorithme de rétro-propagation à travers le temps (BPTT). Le BPTT déroule le réseau récurrent à travers la dimension temporelle et applique la rétro-propagation traditionnelle sur la structure de réseau profond résultante. En raison de sa clarté et de son efficacité, le BPTT est largement adopté pour l'entraînement des modèles récurrents, y compris les LSTM [77,78].

Une limitation notable du LSTM conventionnel est sa nature unidirectionnelle, qui ne considère que le contexte passé. Pour remédier à cela, l'architecture Bidirectional LSTM (BiLSTM) a été développée. Dans le BiLSTM, deux couches LSTM distinctes traitent la séquence dans les directions avant et arrière, respectivement. Cette configuration améliore la capacité du modèle à comprendre le contexte à la fois des entrées précédentes et suivantes, ce qui améliore les performances sur des tâches nécessitant une compréhension complète de la séquence [79-81].

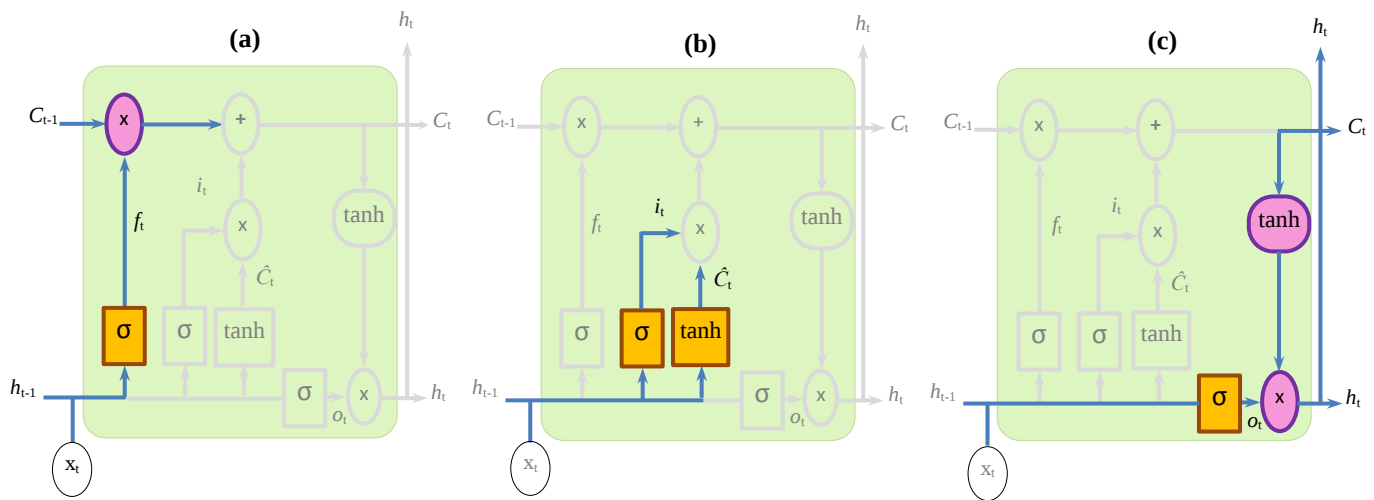


Figure IV.3 Portes LSTM : (a) Porte d'oubli, (b) Porte d'entrée/mise à jour, (c) Porte de sortie.

IV.3. Intégration de Long Short-Term Memory (LSTM) dans le modèle de contrôle prédictif (MPC)

Le modèle de contrôle prédictif (MPC) présente plusieurs défis majeurs. Parmi ceux-ci, la complexité computationnelle accrue est l'un des obstacles les plus fréquemment rencontrés. En effet, à chaque étape temporelle, le MPC doit résoudre un problème d'optimisation en ligne, ce qui peut s'avérer coûteux en temps de calcul, surtout pour des systèmes complexes ou à haute dynamique.

Un autre inconvénient important du MPC est sa dépendance à un modèle précis de la charge ou du système. Les performances du MPC sont directement liées à la précision du modèle sur lequel il se base. Cela signifie que si les paramètres du système sont mal estimés ou si la modélisation du système est inexacte, cela peut affecter négativement les performances du contrôleur. En pratique, obtenir un modèle parfaitement représentatif d'un système peut s'avérer difficile, notamment dans des environnements où des incertitudes ou des perturbations extérieures sont présentes.

Pour surmonter ces défis, une approche innovante appelée LSTM-MPC est proposée, combinant les avantages des réseaux de neurones artificiels avec ceux du contrôle prédictif. Plus précisément, cette approche repose sur l'utilisation de réseaux LSTM, une forme avancée de réseaux de neurones récurrents (RNN). Les LSTM sont particulièrement bien adaptés pour surmonter ces défis en proposant une approche de contrôle qui ne repose pas strictement sur un modèle prédéfini. Cela permet d'améliorer les performances des systèmes tout en compensant les limitations des modèles traditionnels utilisés dans le MPC. Grâce à leur

capacité à capturer les dépendances à long terme dans des données complexes, les LSTM permettent au contrôleur de mieux s'adapter aux changements dans les conditions du système, offrant ainsi une plus grande flexibilité et robustesse.

IV.4. Collecte de données et apprentissage du modèle

L'entraînement du modèle est une étape cruciale dans le développement d'un modèle d'apprentissage profond, car il détermine fondamentalement son efficacité. Ce processus nécessite un volume substantiel de données pour affiner les paramètres du modèle, la diversité des données d'entraînement jouant un rôle significatif dans les capacités de généralisation du modèle. De plus, la qualité des données d'entraînement, y compris leur propreté et leur représentativité, impacte considérablement les performances du modèle.

Avant de commencer l'entraînement du modèle, le jeu de données est traditionnellement divisé en trois sous-ensembles distincts : le jeu d'entraînement, le jeu de validation et le jeu de test. Le jeu d'entraînement sert de base pour les efforts d'entraînement du modèle, tandis que le jeu de validation facilite le réglage des hyper paramètres et permet des évaluations préliminaires des compétences du modèle. Par la suite, le jeu de test est méticuleusement utilisé pour évaluer la capacité du modèle à généraliser, fournissant ainsi une évaluation complète de ses caractéristiques de performance finales.

De plus, pendant le processus d'entraînement, diverses techniques telles que la régularisation, le dropout et la normalisation par lot sont utilisées pour prévenir le sur ajustement et améliorer la robustesse du modèle. En outre, des algorithmes d'optimisation et leurs variantes sont utilisés pour mettre à jour itérativement les paramètres du modèle, visant à minimiser la fonction de perte et à améliorer la précision prédictive du modèle.

IV.4.1. Apprentissage du modèle LSTM

Dans cette approche, le MPC classique est combiné avec un modèle LSTM. Un onduleur à source de tension à deux niveaux alimentant une charge RL est conçu, associé à un contrôleur MPC conventionnel, comme montré dans la Figure IV.4. Par la suite, le système est simulé et, sur la base des entrées et sorties du système, le modèle LSTM subit un entraînement hors ligne répétitif. Ce processus est effectué de manière itérative pour entraîner efficacement le modèle LSTM.

Au cours de cette phase, le modèle LSTM accumule des données d'entrée, y compris le courant de référence et mesuré (i, i^*) ainsi que des données de sortie (S) représentant l'état de commutation de l'onduleur, qui détermine la tension de sortie appliquée à la charge. Ces

ensembles de données proviennent du contrôleur "virtuel", constituant ainsi des ensembles de données étendus essentiels à l'entraînement du modèle LSTM. Ce processus sert de préparation cruciale pour entraîner le modèle LSTM à prédire et contrôler efficacement le comportement de l'onduleur.

Initialement, le modèle LSTM est entraîné en agrégeant des données d'un instant précédent ($k-1$) pour les entrées et sorties (i^* , i et S) afin d'améliorer la précision de l'entraînement. Ce choix est fondé sur la compréhension que la prise en compte des données passées contribue significativement aux capacités prédictives du modèle, lui permettant de capturer les dépendances temporelles et les motifs dans la relation entrée-sortie. À la lumière des recherches théoriques validant la corrélation entre une précision accrue et un ensemble de données historiques élargi, le processus est itéré pour affiner davantage le modèle.

Le processus de collecte de données a été élargi pour inclure non seulement un pas en arrière ($k-1$), mais aussi plusieurs pas en arrière ($k-n$) afin d'obtenir des données plus précises. Cette approche fournit un contexte plus riche pour l'entraînement, permettant au modèle LSTM de mieux capturer les dynamiques et les nuances du système, améliorant ainsi ses performances prédictives et ses capacités de contrôle. L'ensemble de données d'entraînement couvre un large éventail pour englober le spectre opérationnel, de la charge nulle à la charge complète de l'onduleur. De plus, le modèle est entraîné sur des variations de la valeur d'inductance de la charge variant de ($\pm 100\%$) pour accroître la flexibilité du système. Cette approche remplace un modèle statique qui n'est pas adapté à un modèle de charge spécifique, permettant ainsi une plus grande adaptabilité à diverses conditions de fonctionnement et configurations de charge.

En s'entraînant sur des variations de la valeur d'inductance, le système acquiert une plus grande flexibilité et polyvalence, lui permettant de s'adapter à des changements dans les caractéristiques de charge sans compromettre les performances ou la stabilité. Cette méthodologie adaptative garantit que le système de contrôle conserve son efficacité sur un large éventail de scénarios opérationnels, améliorant ainsi la fiabilité et la réactivité globales du système, aboutissant ainsi à une approche de contrôle sans modèle. Pour garantir une couverture complète des données, un grand nombre d'échantillons (par exemple, des dizaines ou des centaines de milliers ou plus) sont collectés. Par la suite, le LSTM subit un entraînement hors ligne en utilisant les échantillons enregistrés. Le modèle LSTM prédit les courants de charge sur la base des données enregistrées (i , i^*) et les compare par défaut aux courants de référence. L'erreur résultante est ensuite utilisée pour ajuster les matrices de poids et les biais du LSTM. Ce processus itératif se poursuit jusqu'à ce que l'onduleur génère un

courant de sortie étroitement aligné avec celui obtenu en utilisant la méthode de contrôle MPC conventionnelle.

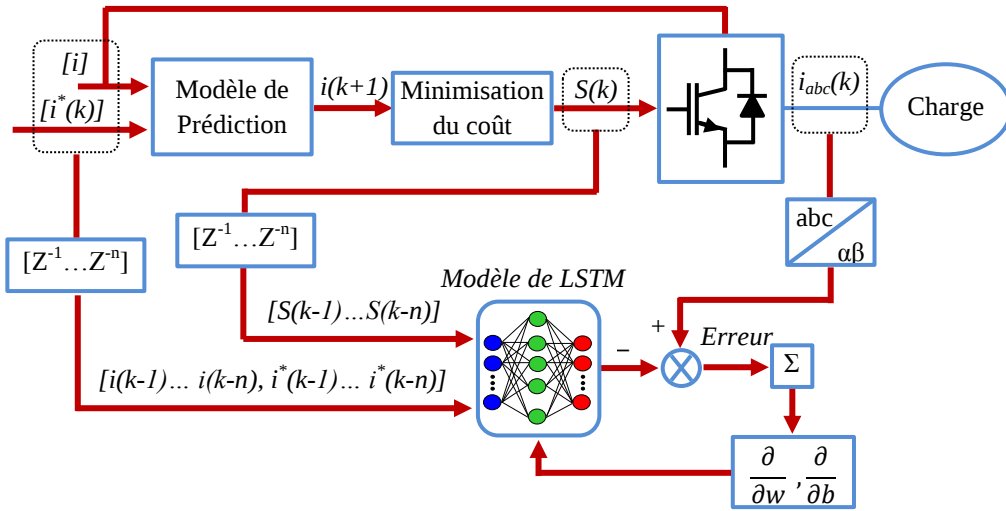


Figure IV.4 Processus d'apprentissage hors ligne du LSTM-MPC.

IV.5. Modèle LSTM-MPC

Après l'entraînement approfondi du LSTM sur un ensemble de données diversifié comprenant les courants de référence et mesurés (i, i^*), ainsi que l'état de commutation (S) de l'onduleur et la variation de l'inductance, le modèle LSTM a montré une remarquable efficacité dans la prédiction du courant $i(k+1)$. Cette compétence est attribuée à son utilisation habile des données séquentielles des étapes précédentes ($k-1$) à ($k-n$) pour toutes les entrées et sorties [i^* , i et S]. Une telle approche globale améliore significativement la précision du modèle et permet de discerner les dépendances complexes et les motifs temporels inhérents à l'interaction entre les entrées et les sorties.

Les capacités prédictives du modèle LSTM entraîné proviennent principalement de sa capacité à assimiler efficacement les données historiques. En intégrant les informations historiques, le modèle capture habilement des dépendances subtiles et des dynamiques temporelles, garantissant ainsi des prévisions précises et robustes. Par conséquent, le modèle de prédiction MPC conventionnel a été remplacé par le modèle LSTM entraîné, comme l'illustre la Figure IV.5.

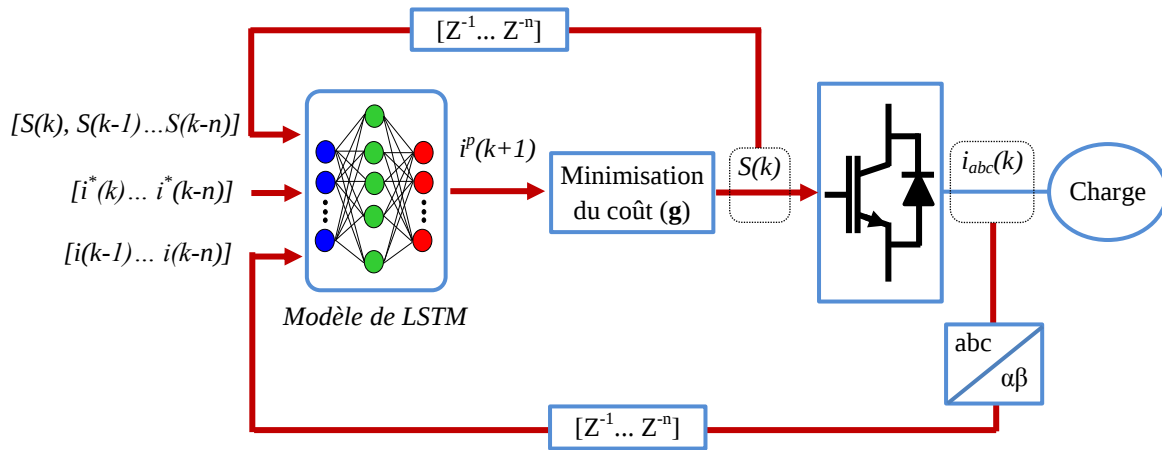


Figure IV.5 Commande d'un Onduleur par MPC-LSTM.

Le modèle LSTM entraîné s'appuie sur une série d'entrées pour prédire le courant $i(k+1)$. La première entrée du modèle LSTM est le courant de référence $[i^*(k) \dots i^*(k-n)]$, fournissant des informations cruciales concernant la trajectoire de courant souhaitée. Ensuite, la deuxième entrée intègre le courant mesuré $[i(k-1) \dots i(k-n)]$, servant d'indicateur en temps réel du comportement réel du système et offrant des informations sur son état actuel. De plus, la troisième entrée représente l'état de commutation de l'onduleur $[S(k), S(k-1) \dots S(k-n)]$, avec les états de commutation $[S(k)]$ définis dans le Tableau IV.1. Il est à noter qu'élargir la plage des pas en arrière (n) contribue à augmenter la précision de la prédiction. Cela souligne l'importance d'incorporer les données historiques et de considérer un contexte temporel plus large pour améliorer les capacités prédictives du modèle LSTM.

Après que le courant $i(k+1)$ est prédit avec précision par le modèle LSTM, il est passé dans la fonction de coût (g) pour déterminer le vecteur de tension (VV) qui minimise l'erreur (ϵ). Par la suite, l'état de commutation (S) qui permet d'atteindre ce courant est appliqué.

Etats de commutation $S(k)$	Vecteur de tension (VVs)
$S_0(000)$	u_0
$S_1(100)$	u_1
$S_2(110)$	u_2
$S_3(010)$	u_3
$S_4(011)$	u_4
$S_5(001)$	u_5
$S_6(101)$	u_6
$S_7(111)$	u_7

Tableau IV.1 Etats de commutation.

IV.6. Simulation du système

Après que le modèle LSTM-MPC a été développé par apprentissage sur un large éventail de données, y compris les variations des paramètres de la charge, les fluctuations du courant de sortie de l'onduleur, ainsi que les changements d'états de commutation (S) et de fréquence de sortie de l'onduleur (f_s), une simulation est réalisée pour évaluer l'efficacité de LSTM-MPC. Cette simulation vise à évaluer dans quelle mesure le modèle LSTM-MPC améliore le modèle MPC et sa capacité à prédire avec précision le courant $i(k+1)$. L'objectif principal de cette simulation est d'évaluer la précision des prédictions en termes de dynamique du système et de valider la performance globale du modèle dans diverses conditions de fonctionnement, y compris les perturbations du réseau et les variations des paramètres de la charge. Cette évaluation approfondie fournira des informations sur la robustesse et la fiabilité du modèle LSTM-MPC dans des applications réelles.

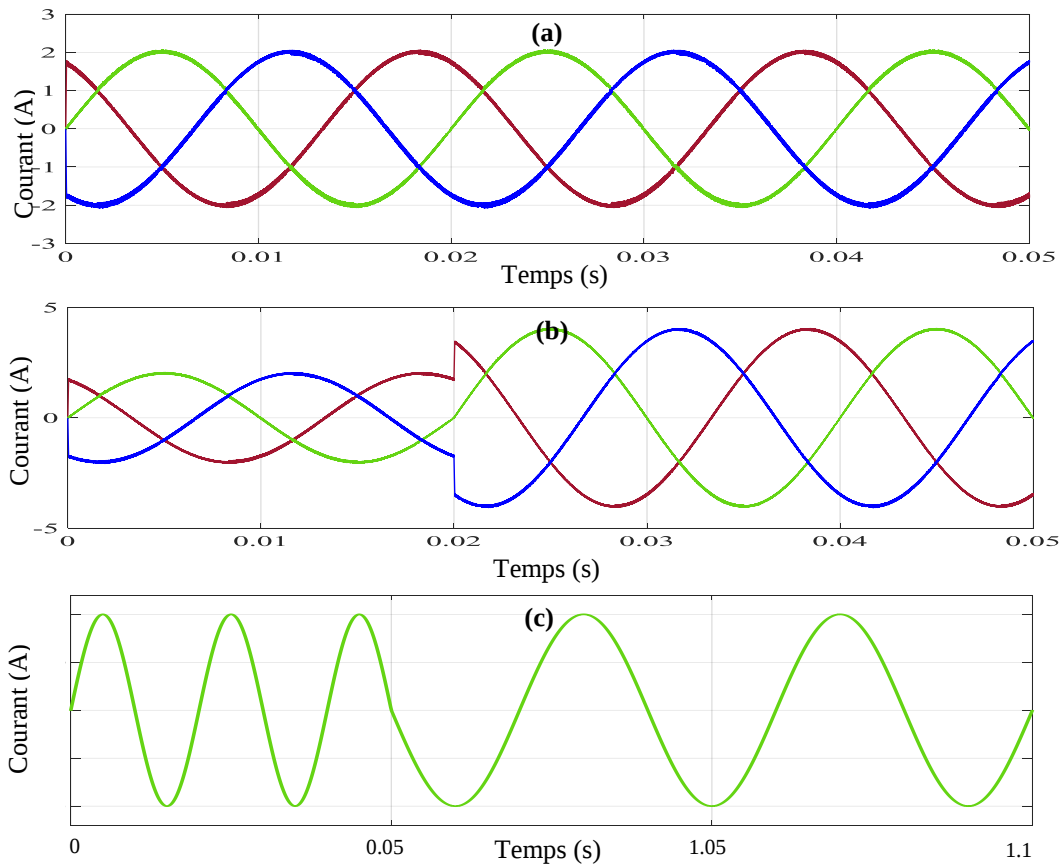


Figure IV.6 Résultats de simulation de courant de sortie, (a) Régime permanent, (b) Régime transitoire du courant, (c) Variation de la fréquence.

Les résultats de la simulation de l'approche LSTM-MPC sont illustrés à la Figure IV.6, où la Figure IV.6(a) met en évidence les performances du système en régime permanent. Ces résultats confirment l'efficacité et la robustesse de l'approche dans des conditions de

fonctionnement stables. Cependant, il est essentiel de soumettre l'approche à des tests plus approfondis, notamment en conditions transitoires. En effet, la Figure IV.6(b) présente les performances du système lors d'un régime transitoire, où le courant de référence double brusquement à l'instant $t=0,02s$. Les résultats obtenus démontrent la capacité de l'approche LSTM-MPC à gérer efficacement ces états transitoires. De plus, la Figure IV.6(c) montre les résultats de la simulation suite à un changement brusque de fréquence, passant de 50 Hz à 25 Hz à l'instant $t=0,02s$. Cette simulation fournit des preuves supplémentaires de l'efficacité de l'approche dans des conditions dynamiques variées, illustrant sa capacité à s'adapter à des modifications rapides des paramètres du système. Ces résultats témoignent de la robustesse du modèle LSTM-MPC, aussi bien en régime permanent qu'en réponse à des perturbations et des changements de conditions d'exploitation. Cependant, un approfondissement par une investigation expérimentale reste nécessaire pour valider les performances du modèle en environnement réel, laquelle sera effectuée dans le chapitre suivant.

IV.7. Conclusion

La nouvelle approche présentée dans ce chapitre, MPC-LSTM, offre une solution convaincante aux défis qui entravent l'adoption généralisée du contrôle prédictif basé sur un modèle (MPC) dans les systèmes d'électronique de puissance. Grâce à l'intégration de réseaux de mémoire à long terme et à court terme (LSTM), LSTM-MPC émerge comme un changement de paradigme prometteur, offrant un cadre de contrôle évolutif et adaptable.

Le développement d'un réseau de neurones basé sur LSTM, entraîné hors ligne à l'aide de jeux de données étendus dérivés d'un contrôleur MPC virtuel, démontre la faisabilité d'exploiter les techniques d'apprentissage automatique pour améliorer les stratégies de contrôle dans le domaine de l'électronique de puissance. L'inclusion de paramètres critiques tels que le courant de référence, le courant mesuré, la variation de l'inductive de la charge et l'état de commutation de l'onduleur dans le données d'entraînement garantit la robustesse et l'efficacité de l'approche MPC-LSTM.

Une des contributions les plus significatives de LSTM-MPC réside dans sa capacité à alléger la charge computationnelle associée aux méthodes MPC conventionnelles, permettant ainsi un fonctionnement en temps réel sans compromettre les performances de contrôle. En remplaçant les lourdes opérations mathématiques par des modèles appris encodés au sein du réseau LSTM, LSTM-MPC réduit non seulement les besoins en ressources computationnelles, mais permet également d'atteindre un contrôle sans modèle. Cette flexibilité est cruciale pour faire

face aux incertitudes inhérentes et aux variations dynamiques rencontrées dans les systèmes d'électronique de puissance.

Une validation expérimentale de l'approche LSTM-MPC sera réalisée au chapitre V pour évaluer son efficacité dans l'amélioration des performances de l'onduleur.

Chapitre. V

Conception d'un onduleur triphasé avec un pilote de grille & Validation expérimentale

V.1. Introduction

Ce chapitre est divisé en deux parties principales, comme suit :

- La première partie examine la conception et l'implémentation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, associé à un pilote de grille reposant sur un circuit Bootstrap. Une sélection imprécise des composants électroniques dans le circuit Bootstrap peut entraîner une incompatibilité avec le circuit de puissance de l'onduleur, ce qui pourrait compliquer le fonctionnement de l'ensemble du système. Cette section détaille les étapes nécessaires à l'implémentation de l'onduleur et du pilote de grille Bootstrap, en mettant particulièrement l'accent sur le circuit Bootstrap. Les résultats expérimentaux et la validation de l'onduleur ainsi que du pilote de grille sont également présentés
- La deuxième partie se concentre sur la validation expérimentale visant à vérifier l'efficacité des approches proposées dans les chapitres III et IV, à savoir les méthodes 4-VVs, 3-VVsTM et LSTM-MPC. Les trois méthodes sont également évaluées dans diverses conditions de fonctionnement afin d'analyser leur robustesse et leurs performances sous des scénarios variés. Les résultats expérimentaux sont présentés en détail, en examinant la validité et l'efficacité de ces approches, ainsi que leur contribution à l'amélioration des performances des onduleurs à deux niveaux et à leur applicabilité pour la connexion des énergies photovoltaïques au réseau.

V.2. Conception théorique et réalisation d'un onduleur triphasé à deux niveaux avec un driver adapté

Le performance matérielles (Hardware performance) et l'efficacité des onduleurs reposent sur un driver de grille compatible et efficace. Le circuit bootstrap est une technique fiable pour commander les grilles des interrupteurs (IGBT, MOSFET, etc.) de l'onduleur. Par conséquent, cette section aborde la question de la conception et de la mise en œuvre d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux avec un driver de grille basé sur le circuit bootstrap. Cependant, des imprécisions dans la sélection des composants électroniques (résistance de grille, condensateurs, diodes, etc.) pour le circuit bootstrap peuvent potentiellement conduire à un manque de compatibilité entre l'onduleur et le driver de grille. Cette incompatibilité peut engendrer des complications et gêner le bon fonctionnement de l'onduleur. Cette section présente les étapes nécessaires à la mise en œuvre de l'onduleur et du driver de grille, avec un accent particulier sur le circuit bootstrap.

V.2.1. Conception et réalisation de circuit de puissance d'un onduleur triphasé à deux niveaux

Le circuit de puissance de l'onduleur triphasé à deux niveaux composé de trois bras. Chaque bras de l'onduleur comprend deux transistors bipolaires à grille (IGBT) incorporés, comme le montre clairement la Figure V.1. L'objectif principal de cette configuration d'onduleur est de convertir le courant continu (CC) en courant alternatif (AC) à l'aide de techniques de contrôle avancées telles que la modulation de largeur d'impulsion (PWM), le contrôle de courant d'hystérésis (HCC) ou le contrôle prédictif de modèle (MPC).

Les IGBT ont un seuil de courant nominal crucial, indicatif de leur capacité de gestion du courant maximale dans des conditions de fonctionnement standard. Le dépassement de ce seuil entraîne des risques de surchauffe, une durée de vie opérationnelle réduite et une défaillance potentielle de l'IGBT. La sélection méticuleuse des IGBT avec des courants nominaux bien adaptés aux caractéristiques de charge anticipées revêt une importance primordiale. L'obtention d'un alignement harmonieux entre l'onduleur et les IGBT améliore considérablement les performances opérationnelles. Un système qui fonctionne de manière transparente avec une contrainte minimale sur les composants produit une efficacité accrue, atténuant ainsi les pertes d'énergie et minimisant la dissipation thermique. Le respect direct des limites opérationnelles prescrites contribue à la longévité prolongée des composants électroniques. L'importance cruciale de la conception du circuit de puissance réside dans l'établissement de la compatibilité entre divers éléments : l'onduleur, les IGBT, les circuits d'attaque de grille et la charge.

Lors de la sélection des composants, une prise en compte méticuleuse des paramètres tels que le comportement de la charge, les conditions préalables de courant/tension projetées, les cycles de service et les marges de sécurité est obligatoire. La topologie de l'onduleur à deux niveaux implique que chaque bras de l'onduleur comprend deux (2) IGBT connectés en série. Les IGBT agissent comme des interrupteurs qui contrôlent le flux de courant à travers le circuit onduleur. En activant et désactivant sélectivement les IGBT selon un modèle spécifique de commande, la puissance CC est efficacement transformée en une forme d'onde AC.

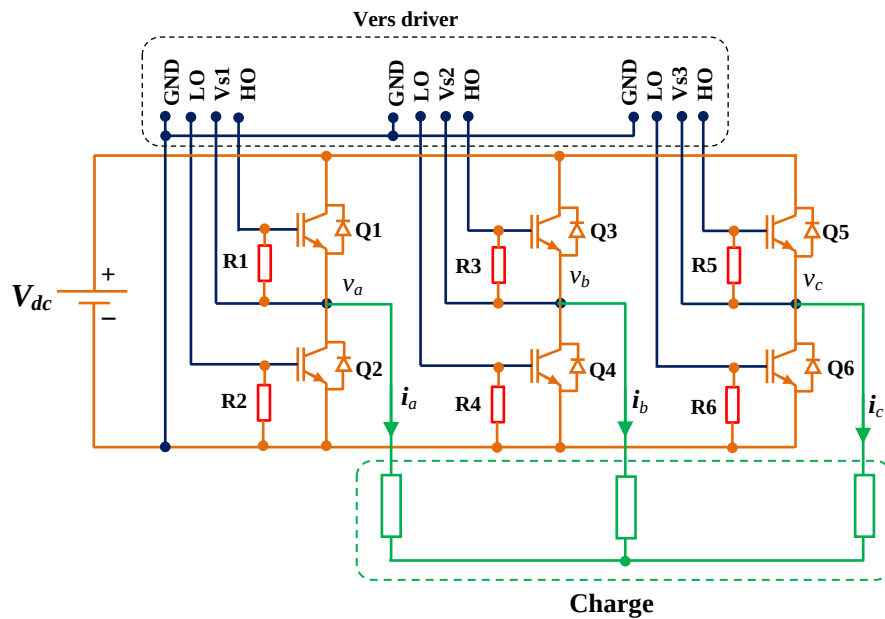


Figure V.1 Circuit de puissance de l'onduleur triphasé à deux niveaux connecté avec une charge équilibrée.

Le Tableau V.1 illustre l'opération de commutation entre les IGBT, indiquant que les IGBT du même bras ne peuvent pas être activés simultanément. Cette précaution est prise pour éviter une connexion simultanée au même point. De plus, un temps mort est incorporé pendant le processus de commutation entre les IGBT pour éviter d'éventuels court-circuits. Le temps mort dans un onduleur est renforcé à l'aide de composants matériels (hardware). Les drivers de grille intègrent des circuits qui introduisent un délai entre la mise hors tension d'un IGBT et la mise sous tension de l'autre au sein du même bras. Ce retard est mis en œuvre pour éviter le chevauchement et le courant de tir. Des algorithmes de contrôle logiciel sont utilisés pour affiner la durée de l'intervalle de temps mort, permettant un contrôle précis et une adaptabilité aux différentes conditions du système et aux exigences de charge.

La combinaison de la mise en œuvre matérielle et logicielle garantit le respect fiable des temps morts dans le système onduleur.

Etat de l'interrupteur (IGBT)	Q1(ON)	Q3(ON)	Q5(ON)
Q2(ON)			
Q4(ON)			
Q6(ON)			

Tableau V.1 Commutation inversée entre les interrupteurs (IGBT).

Dans les zones rouges, les interrupteurs (IGBT) ne peuvent pas être fermés en même temps.

V.2.2. Fonctionnement du circuit Bootstrap pour l'onduleur triphasé à deux niveaux

La technique de driver de grille basée sur le circuit bootstrap est une méthode utilisée pour commander efficacement l'interrupteur de puissance (IGBTs) côté haut (Hight side) dans les applications d'onduleur. Elle résout le défi de fournir une tension de grille supérieure à la tension d'alimentation disponible (V_{dc}). Dans une configuration typique illustrée à la Figure V.2, Q1 est placé entre le pôle haute tension (VH) et la charge, tandis que l'interrupteur de puissance côté bas (Q2) est connecté au pôle basse tension (VL) ou à la masse.

L'objectif principal est de commander efficacement Q1. Le circuit bootstrap est utilisé pour générer une tension élevée par rapport la tension de la source pour piloter le grille de Q1. Il se compose d'un condensateur bootstrap (C_{Boot}) et d'une diode bootstrap (D_{Boot}). Pendant l'état ON de l'interrupteur côté haut (Q1), C_{Boot} se charge à une tension supérieure à la tension d'alimentation (V_{DD}) à travers la diode bootstrap. La source de tension pour charger C_{Boot} est dérivée de la tension de source côté bas (VS) lorsqu'elle dépasse la tension d'alimentation ou qu'elle est isolée de celle-ci.

Lorsque Q1 passe à l'état OFF, C_{Boot} agit comme une source de tension pour le pilote de grille, fournissant la tension de grille nécessaire pour activer Q1 même lorsque V_{DD} est inférieur à la tension de grille requise.

Ce circuit bootstrap permet de piloter efficacement le grille de Q1 sans nécessiter une alimentation haute tension supplémentaire. En exploitant la charge stockée dans C_{Boot} , il fournit la tension nécessaire pour améliorer les performances de commutation de l'interrupteur de puissance Q1 dans diverses applications à haute tension.

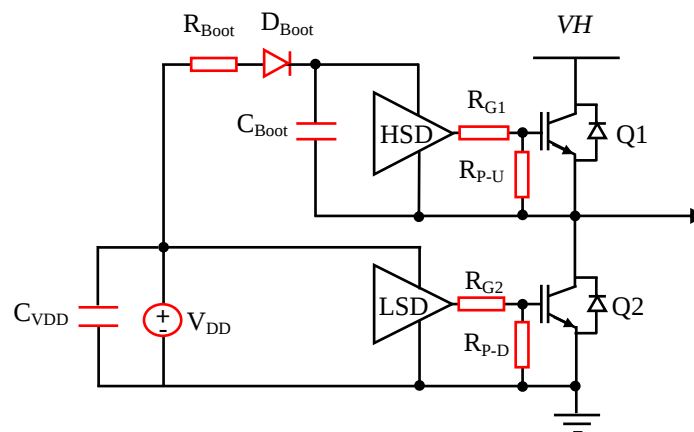


Figure V.2 Bras de l'onduleur de tension à deux niveaux.

Le fonctionnement du circuit Bootstrap repose sur la charge et la décharge du C_{boot} , comme illustré sur la Figure V.3. La Figure V.3(a) montre le mode de charge, tandis que la Figure V.3(b) montre le mode de décharge.

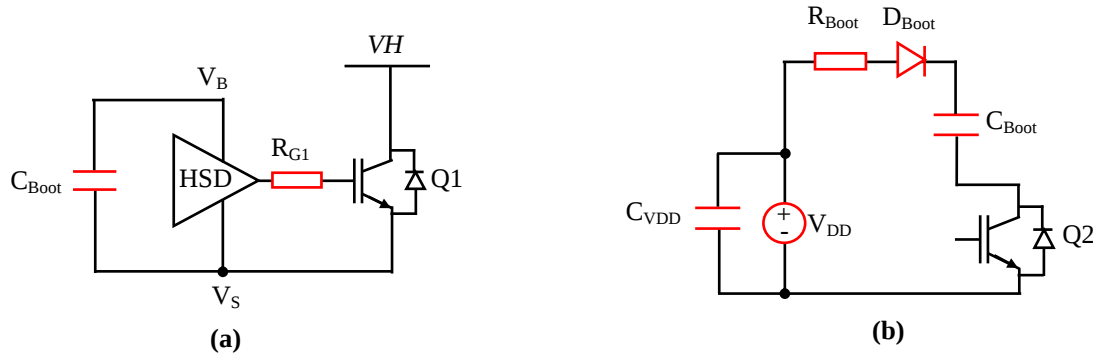


Figure V.3 Mode charge / décharge, **(a)** mode charge (Q1 est OFF et Q2 est ON), **(b)** mode décharge (Q2 est OFF et Q1 est ON).

Pendant le mode de charge, comme le montre la Figure V.3(a), l'interrupteur Q2 (low-side) est ON tandis que Q1 (high-side) est OFF.

Dans ce cas, l'extrémité négative du condensateur Bootstrap (C_{Boot}) est tirée vers le GND, ce qui conduit à charger le C_{Boot} via le flux de courant continu (V_{DD}) à travers la diode Bootstrap (D_{Boot}) [82 - 85].

La tension maximale aux bornes de C_{Boot} est représentée par la formule suivante :

$$V_{C_{Boot}Max} = V_{DD} - V_f - V_{LS} \quad (V.1)$$

Où V_f est la chute de tension directe aux bornes du D_{Boot} , V_{DD} est la tension d'alimentation CC et V_{LS} est la chute de tension aux bornes du interrupteur côté bas.

Pendant le mode de décharge, comme le montre la Figure V.3(b), l'interrupteur Q2 (low-side) est OFF, ce qui déconnecte le C_{Boot} du V_{DD} , le faisant agir comme une source d'alimentation flottante. L'énergie stockée dans le C_{Boot} fournit suffisamment de puissance au circuit HSD (high-side gate drive) pour activer Q1. La charge de la grille provoque une chute de la tension $V_{C_{Boot}}$ aux bornes du condensateur [86 - 88]. La chute de tension due à la charge de grille de Q1 est donnée par :

$$\Delta V_{C_{Boot}} = Q_{GH} / C_{Boot} \quad (V.2)$$

Où Q_{GH} est la charge de grille de l'interrupteur high-side Q1.

V.2.2.1. Sélection de valeur de condensateur Bootstrap (C_{Boot})

La sélection méticuleuse de la capacité du condensateur de Bootstrap (C_{Boot}) revêt une importance immense car elle influence directement la fonctionnalité optimale de l'onduleur. Lorsque le condensateur de Bootstrap n'est pas suffisamment petit, un défi notable se pose lors de la transition de la charge du C_{Boot} à la grille de IGBT. Cela vient de l'insuffisance de

capacité dans C_{Boot} , entraînant une chute de tension considérable. Une telle baisse peut potentiellement avoir un impact négatif sur l'efficacité du processus de commande de grille. Essentiellement, la capacité insuffisante du condensateur d'e Bootstrap peut produire un transfert de charge moins qu'optimal, empêchant ainsi l'activation rapide et précise de l'IGBT côté haut. Afin de garantir le bon fonctionnement de l'onduleur, une détermination méticuleuse de la valeur C_{Boot} appropriée devient impérative. Le point critique réside dans l'obtention d'une capacité qui atteint l'équilibre, limitant ainsi le risque de chute de tension excessive lors du transfert de charge. Ceci, à son tour, facilite le pilotage fluide et efficace de la grille de l'IGBT côté haut. En sélectionnant judicieusement la capacité correcte pour C_{Boot} , les obstacles potentiels peuvent être évités, préservant ainsi les performances globales et la fiabilité de l'onduleur. Cette sélection prudente conduit finalement à l'optimisation de l'efficacité opérationnelle de l'onduleur.

Le C_{Boot} est chargé chaque fois que le pilote low-side est activé et que la broche de sortie est inférieure à la tension d'alimentation (V_{DD}) du pilote de la grille. Le condensateur de Bootstrap n'est déchargé que lorsque l'IGBT côté haut est OFF. Ce condensateur est la tension d'alimentation (V_{BS}) pour la section de circuit haut. Le premier paramètre à prendre en compte est la chute de tension maximale que l'on doit garantir lorsque l'interrupteur high-side est à l'état passant. La chute de tension maximale autorisée (ΔV_{Boot}) dépend de la tension minimale de commande de grille (pour le high-side switch) à maintenir. Si V_{GSMIN} est la tension gate-source minimale, la chute de tension du condensateur doit être :

$$\Delta V_{Boot} = V_{DD} - V_F - V_{GSMIN} \quad (V.3)$$

Où V_{DD} est la tension d'alimentation du driver de grille [V] et V_F est la chute de tension directe de la diode Bootstrap [V].

La valeur du condensateur Bootstrap est calculée par :

$$C_{Boot} = Q_{Total} / \Delta V_{Boot} \quad (V.4)$$

Où Q_{Total} est le montant total de la charge fournie par le condensateur.

La charge totale fournie par le condensateur Bootstrap est calculée selon l'équation suivante :

$$Q_{Total} = Q_{Gate} + (I_{LKCAP} + I_{LKGS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LKDIODE}) \times t_{ON} + Q_{LS} \quad (V.5)$$

Où:

Q_{Gate} : Charge totale de la grille,

I_{LKGS} : Courant de fuite gate-source de l'IGBT,

I_{LKCAP} : Courant de fuite du condensateur C_{Boot} ,

I_{QBS} : Courant de repos du circuit Bootstrap,

I_{LK} : Courant de fuite du circuit de Bootstrap,

Q_{LS} : Charge requise par le levier de niveau interne,

t_{ON} : Temps d'enclenchement côté haut (Hight-side),

$I_{LKDIODED}$: Courant de fuite de la diode bootstrap.

Le courant de fuite du condensateur n'est important que si un condensateur électrolytique est utilisé ; Sinon, cela peut être négligé.

V.2.2.2. Résistance en série avec diode bootstrap (R_{Boot})

Afin de limiter les courants de crête dans la diode bootstrap D_{Boot} pendant l'état de démarrage, une résistance bootstrap (R_{Boot}) est utilisée. La valeur du R_{Boot} affecte de manière significative la constante de temps du C_{Boot} , elle doit donc être choisie avec soin. L'équation de la constante de temps avec le C_{Boot} est donnée par l'équation V.6 :

$$\tau = (R_{Boot} \times C_{Boot}) / \text{Duty Cycle} \quad (V.6)$$

Pour obtenir le temps de démarrage souhaité, le R_{Boot} et le C_{Boot} doivent être soigneusement ajustés, en tenant compte du cycle de service fixe pendant la phase de démarrage haut niveau. L'augmentation des valeurs de R_{Boot} entraînerait une constante de temps plus longue, ralentissant ainsi le processus de démarrage. De plus, la valeur R_{Boot} sélectionnée doit être capable de résister à une dissipation de puissance élevée pendant la séquence de charge initiale du C_{Boot} , qui peut être estimée à l'aide de l'équation V.7.

$$E \cong 3 \times C_{Boot} \times V_{CBoot} \quad (V.7)$$

Pour limiter les courants de pointe générés lors du démarrage et pour limiter le (dv/dt) de l'alimentation flottante hight-side à l'alimentation flottante de retour hight-side, le rôle du R_{Boot} est crucial. Le courant de crête traversant le R_{Boot} peut être calculé à l'aide de l'équation V.8.

$$I_{Peak} = (V_{BootDiode}) / R_{Boot} \quad (V.8)$$

V.2.2.3. Diode de Bootstrap externe (D_{Boot})

La diode de Bootstrap externe (D_{Boot}) est utilisée. La diode bootstrap est connectée en série avec la tension gate-source de l'IGBT high-side. Pendant le fonctionnement, lorsque l'interrupteur low-side (Q2) est ON, le condensateur (C_{Boot}) se charge jusqu'à la tension de l'alimentation. Lorsque l'IGBT high-side (Q1) est ON, le D_{Boot} permet d'augmenter la tension de grille en utilisant l'énergie stockée dans le C_{Boot} , fournissant ainsi une tension de grille supérieure à la tension d'alimentation.

L'utilisation d'un D_{Boot} externe, ainsi que du C_{Boot} , permet une commutation efficace du Q1 dans les configurations en pont, garantissant une commande de grille appropriée et permettant un fonctionnement fiable du circuit.

V.2.2.4. Condensateur de by-pass VDD (C_{VDD})

Afin de reconstituer C_{Boot} , il est essentiel de tirer la charge d'un condensateur de dérivation plus grand, généralement le condensateur de by-pass VDD (C_{VDD}). En règle générale, C_{VDD} doit être dimensionné pour être au moins 10 fois plus grand que C_{Boot} . Cela garantit que le C_{VDD} n'est pas complètement épuisé pendant la phase de chargement de C_{Boot} , permettant ainsi le réapprovisionnement approprié de C_{Boot} pendant la séquence de chargement. Ce rapport 10x permet de maintenir une ondulation maximale de 10 % sur le condensateur C_{VDD} dans les pires conditions.

$$C_{VDD} \geq 10 \times C_{Boot} \quad (V.9)$$

V.2.2.5. Résistance de grille (R_G)

Le courant de grille et la tension d'alimentation optimale dépendent de facteurs tels que les tensions de commande de polarisation de fréquence de fonctionnement et la charge de grille cumulée. Cette charge cumulée, définie dans les fiches techniques de l'IGBT et dépend de la tension de commande de grille, influence de manière significative le comportement de commutation de l'IGBT. La charge de grille nécessaire à une commutation efficace est particulièrement cruciale, car elle dicte les performances de commutation de l'IGBT. Un besoin de charge réduit est en corrélation avec une diminution du courant de commande de grille essentiel pour un intervalle de commutation prescrit. Le courant de grille peut être modulé via une résistance de grille externe interconnectée entre la sortie du driver et la grille de l'IGBT. La valeur de la résistance de grille détermine à la fois les courants de charge et de décharge.

Une approche classique pour façonner les caractéristiques de commutation d'un IGBT consiste à sélectionner méticuleusement les résistances de grille.

Par conséquent, la résistance de grille (R_G) joue un rôle central dans la régulation des vitesses d'activation et de désactivation de l'IGBT, tout en limitant le courant de diode pendant les transitoires de tension négative à la borne source du commutateur principal. De plus, l'intégrité du condensateur de Bootstrap est préservée contre les surtensions grâce à des diodes doubles fixées aux deux bornes du C_{Boot} . Néanmoins, une considération potentielle avec cette configuration apparaît : le courant de charge du condensateur C_{Boot} doit traverser la résistance de grille. Par conséquent, une constante de temps, définie par C_{Boot} et R_G , est introduite, ralentissant inévitablement le processus de recharge. Par conséquent, cela pourrait fonctionner comme un facteur contraignant pour le cycle de service PWM atteignable.

V.2.2.6. Resistances Pull-down et Pull-up (R_{P-D} / R_{P-U})

Les résistances pull-down (R_{P-D}) et pull-up (R_{P-U}) sont des composants fondamentaux couramment intégrés dans les configurations de l'onduleur de tension. Leurs rôles principaux consistent à maintenir la stabilité du signal et à corriger les irrégularités opérationnelles involontaires. En particulier, le R_{P-D} établit une connexion directe entre la grille de l'IGBT high-side et le potentiel de référence de masse (GND). Cette inclusion délibérée du R_{P-D} joue un rôle central en garantissant la présence continue d'un signal d'entrée cohérent de bas niveau, même en l'absence d'une entrée logique active haute. Cet attribut préserve considérablement l'efficacité opérationnelle complexe de l'onduleur et atténue de manière proactive les transitions de sortie involontaires résultant de fluctuations transitoires d'entrée. Par conséquent, l'application ciblée de la résistance pull-down renforce considérablement la stabilité globale et la fiabilité des performances de l'onduleur.

À l'inverse, la résistance de pull-up (R_{P-U}) est située entre la grille de l'IGBT high-side et le point (V_s). Son objectif fondamental est d'établir sans équivoque un état logique haut au niveau de la borne d'entrée en l'absence de signal actif. L'utilisation de la résistance pull-up devient particulièrement avantageuse lors de la gestion de signaux d'entrée externes nécessitant une polarisation appropriée. Cette résistance neutralise efficacement l'influence des entrées flottantes, en particulier dans des contextes impliquant des configurations à drain ouvert ou à collecteur ouvert. En tant que pratique habituelle, une approche robuste implique l'utilisation d'une valeur de résistance élevée (par exemple, 10 k Ω ou plus).

L'inclusion délibérée du R_{P-D} et du R_{P-U} dans les circuits inverseurs a pour objectif crucial de maintenir un niveau de signal d'entrée cohérent, atténuant ainsi l'impact des états logiques inactifs. Cette fonction essentielle améliore considérablement la stabilité du signal, empêchant les transitions de sortie involontaires et améliorant finalement les performances globales de l'onduleur.

V.3. Circuit driver de grille IGBT

Le circuit pilote de grille proposé démontre la réalisation de l'isolation galvanique. Il s'agit d'un aspect fondamental des pilotes de grille IGBT. L'isolation galvanique constitue une garantie essentielle pour la sécurité, pour une fiabilité sans faille et pour une commande méticuleuse. Cette méthodologie d'isolation offre non seulement une étanchéité aux instances à haute tension, mais limite également efficacement les répercussions perturbatrices des interférences sonores, préservant ainsi la nature intacte des signaux de commande. Par conséquent, cela engendre un mode opératoire transparent et sécurisé pour les systèmes électroniques de puissance caractérisés par leur efficacité.

De plus, le circuit envisagé instaure habilement un temps mort contrôlé, exploitant les capacités intrinsèques des composants électroniques. Cette proposition évite la nécessité d'une intégration manuelle du temps mort dans le logiciel de contrôle, améliorant ainsi l'efficacité opérationnelle. Le circuit orchestre de manière autonome l'imposition du temps mort, augmentant ainsi la précision et l'efficacité de la fonctionnalité globale du système. Cette approche avant-gardiste non seulement rationalise la stratégie de contrôle, mais diminue également considérablement la vulnérabilité aux erreurs qui pourraient potentiellement résulter de manipulations manuelles des paramètres de temps mort dans le code logiciel [89, 90].

Le temps mort dans le contexte des onduleurs fait référence à l'intervalle pendant lequel les interrupteur high-side et côté bas de l'onduleur restent dans un état désactivé avant de passer d'un état à un autre [91 - 93]. Ce temps mort délibéré est mis en œuvre pour empêcher l'apparition de courants de transmission, qui peuvent survenir si les deux interrupteurs sont activés simultanément par inadvertance. Un tel scénario peut potentiellement conduire à un court-circuit aux bornes de la source de courant continu (CC). Cependant, un temps mort excessif peut entraîner des inefficacités en termes de consommation d'énergie. Pendant tout l'intervalle de temps mort, l'onduleur n'est pas activement engagé dans le transfert de puissance ; néanmoins, il consomme encore une certaine quantité d'énergie en raison des pertes subies au sein des interrupteurs et autres composants associés. Afin de trouver un équilibre entre l'optimisation de l'efficacité énergétique et la garantie du fonctionnement sécurisé de l'onduleur, il est impératif de déterminer minutieusement le temps mort et d'utiliser un circuit matériel pour sa mise en œuvre, comme le montre la Figure V.4. Il doit être d'une durée suffisante. pour garantir que les deux interrupteurs soient définitivement éteints avant d'activer la paire alternative, évitant ainsi l'apparition de courants de passage. Simultanément, le temps mort doit être minimisé autant que possible afin de réduire l'ampleur

de la perte d'énergie pendant la période de transition dans le contexte des onduleurs, c'est-à-dire l'intervalle pendant lequel les IGBT high-side et low-side d'un onduleur restent en position un état OFF avant de passer d'un état à un autre. Ce temps mort délibéré est mis en œuvre pour empêcher l'apparition de courants de transmission, qui peuvent survenir si les deux interrupteurs sont activés simultanément par inadvertance. Un tel scénario peut potentiellement conduire à un court-circuit aux bornes de la source de courant continu (CC). Cependant, un temps mort excessif peut entraîner des inefficacités en termes de consommation d'énergie. Pendant tout l'intervalle de temps mort, l'onduleur n'est pas activement engagé dans le transfert de puissance ; néanmoins, il consomme encore une certaine quantité d'énergie en raison des pertes subies au sein des interrupteurs et autres composants associés. Simultanément, le temps mort doit être minimisé autant que possible afin de réduire l'ampleur de la perte d'énergie pendant la période de transition [94 - 96].

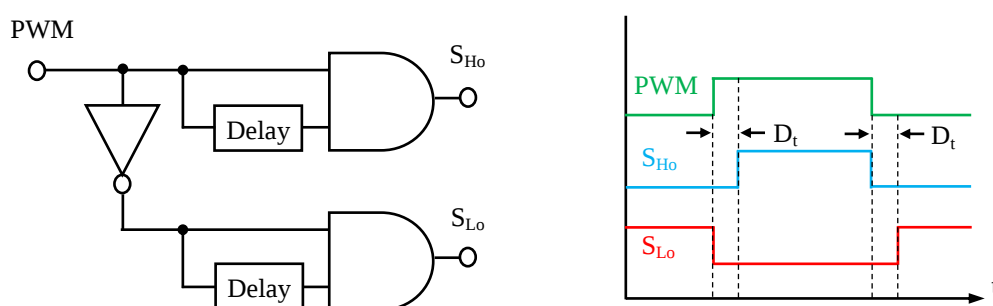


Figure V.4 Circuit générateur de temps mort.

V.3.1. Convertisseur DC/DC à isolation galvanique

Le convertisseur DC-DC isolé joue un rôle central dans le cadre d'un pilote de grille de l'IGBT basé à circuit de bootstrap. L'objectif principal de ce convertisseur est d'établir et de maintenir une isolation électrique entre ses compartiments d'entrée et de sortie. Cette isolation est obtenue grâce à l'exclusion délibérée de toute liaison électrique directe. Cela permet la conversion de tension tout en préservant simultanément une frontière distincte entre les deux domaines.

Dans le contexte d'un driver de grille IGBT bootstrap, le convertisseur DC-DC à isolation galvanique assume une fonction définitive en fournissant la puissance nécessaire pour activer la grille de l'IGBT high-side. Cette distinction est particulièrement significative en raison du besoin en tension de la grille high-side dépassant la tension d'alimentation atteignable, une nécessité pour la commutation efficace de l'IGBT entre les états actif et inactif. Le convertisseur DC-DC à isolation galvanique se charge d'élever la tension, assurant ainsi la fourniture d'une tension de commande appropriée à la grille high-side.

En outre, l'importance inestimable de l'isolation électrique fournie par ce convertisseur est soulignée, servant de protection aux circuits électroniques du pilote de grille contre les défis potentiels, notamment les surtensions, le bruit externe et les variations du potentiel de terre. En évitant l'interconnexion électrique directe entre l'entrée et la sortie, le convertisseur améliore l'intégrité et la sécurité opérationnelle du pilote de grille.

L'intégration d'un convertisseur DC-DC à isolation galvanique dans un pilote de grille IGBT bootstrap constitue un composant intégral, facilitant une transformation de tension efficace, une immunité au bruit et une ségrégation électrique essentielle. Avec ses attributs aux multiples facettes, cette intégration contribue de manière significative au fonctionnement fiable du driver de grille et à sa synergie harmonieuse avec l'ensemble IGBT interconnecté.

V.3.2. Régulateur de tension linéaire

Le fonctionnement d'un driver de grille nécessite une alimentation en tension constante et stable, avec une exigence spécifique de cinq (05) Volts pour VCC. Pour répondre à ce besoin critique de régulation de tension, les régulateurs de tension linéaires offrent une solution efficace en fournissant une sortie constante (05) Volts lorsque la tension d'entrée est de 15 Volts.

Le fonctionnement des régulateurs de tension linéaires est basé sur les principes fondamentaux de conversion de puissance, contrôlant habilement la tension interne en convertissant la différence entre les tensions internes et cibles en dissipation d'énergie thermique. Cette approche technologique permet aux régulateurs de tension linéaires de fournir une régulation précise de la tension de sortie, en maintenant la stabilité même en cas de fluctuations continues de la tension d'entrée, comme envisagé dans le circuit proposé. Par conséquent, ils apparaissent comme un choix particulièrement adapté aux applications exigeant une régulation de tension précise.

Malgré le fait que les régulateurs de tension linéaires dissipent l'énergie excédentaire sous forme de chaleur due au processus de conversion, cette perte d'énergie est généralement considérée comme négligeable dans le contexte de la consommation d'énergie.

Les régulateurs de tension linéaires jouent un rôle central dans le domaine de la régulation de tension, offrant une régulation précise et cohérente même lorsqu'ils sont confrontés à des tensions d'entrée variables. Malgré leurs niveaux d'efficacité relativement modérés, les régulateurs de tension linéaires continuent d'exceller en tant qu'option fiable au sein du circuit pilote de grille, facilitant ainsi un contrôle précis de la tension.

Essentiellement, l'intégration des régulateurs de tension linéaires dans le circuit pilote de grille proposé garantit la fourniture d'une tension stable et constante, facilitant ainsi les

performances optimales du pilote de grille, contribuant à l'efficacité globale et assurant, enfin, la fiabilité du système.

V.3.3. Isolation optique

L'isolateur optique sert d'interface intermédiaire entre le circuit de commande et le pilote de grille. En utilisant une diode électroluminescente (LED) et un phototransistor, l'optocoupleur assure l'isolation en transmettant optiquement des signaux de commande. Cela élimine efficacement toute connexion électrique directe entre les domaines d'entrée et de sortie du circuit.

Le phototransistor intégré détecte la lumière émise par la LED et génère un courant correspondant. Ce courant peut ensuite être exploité pour piloter le pilote de grille côté haut. Cette configuration s'avère particulièrement avantageuse dans les situations qui nécessitent un contrôle précis d'un transistor pilote de grille côté haut tout en maintenant une isolation électrique du circuit de commande.

L'intégration d'un optocoupleur dans le circuit de Bootstrap du pilote de grille améliore non seulement les performances du circuit, mais fournit également une isolation électrique et facilite une conversion efficace du niveau de tension. Cette approche garantit et joue un rôle essentiel dans la préservation de l'intégrité des signaux de commande et dans le fonctionnement fiable et sécurisé du pilote de grille.

V.3.4. Driver de grille de IGBT

Le pilote de grille IGBT est un composant essentiel du circuit proposé, car il est également responsable de la gestion de la commutation des IGBT. Ces pilotes jouent un rôle crucial dans l'amélioration des performances et de l'efficacité de l'ensemble du circuit. Leur fonction principale est de permettre une commutation rapide et précise des dispositifs semi-conducteurs, permettant ainsi une conversion de puissance efficace et minimisant les pertes d'énergie.

Les pilotes d'IGBT jouent un rôle central en fournissant les niveaux de tension et de courant nécessaires aux bornes de grille des IGBT de l'onduleur. Cette capacité permet aux IGBT de gérer des courants et des tensions élevés tout en conservant un contrôle précis sur leurs opérations.

Dans les applications impliquant des onduleurs à grande vitesse, où la fréquence de commutation des appareils dépasse 10 kHz, la synchronisation et la synchronisation des signaux du pilote deviennent primordiales. Cet aspect critique garantit l'atténuation des pertes de commutation et l'optimisation de l'efficacité du circuit. Les pilotes IGBT avancés intègrent

souvent des fonctionnalités telles que le contrôle des temps morts, la protection contre les surintensités et l'arrêt en cas de basse tension pour garantir un fonctionnement sûr et fiable.

Dans le contexte de l'électronique moderne, les pilotes IGBT constituent des composants centraux. Ils permettent une régulation efficace et précise des dispositifs à semi-conducteurs de puissance, contribuant ainsi de manière significative à l'amélioration globale des performances de l'onduleur.

Les driver de grille intégrées se caractérisent par l'intégration de nombreux composants électroniques dans une unité unique et unifiée. La Figure V.5 montre les signaux d'entrée et de sortie du driver de grille intégré.

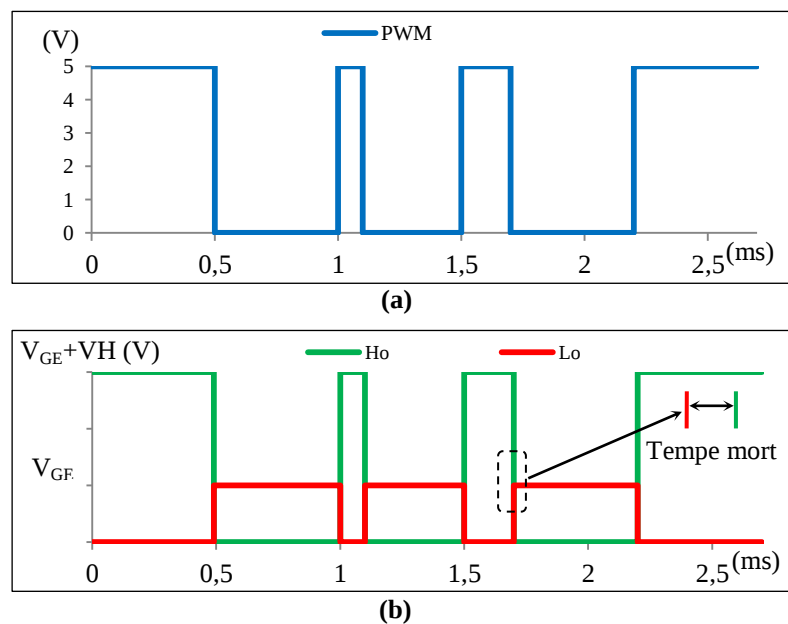


Figure V.5 Signaux d'entrée/sortie du pilote de grille proposé. (a) Entrée du signal PWM, (b) Sortie des signaux de commande high-side et low-side.

Le Tableau V.2 présente les composants du circuit pilote de grille proposés.

Composent	Valeur
Résistance (R_1)	10 Ω
Résistance (R_2)	10 Ω
Résistance de driver (R_G)	47 Ω
Résistance Pull-down/ Pull-up (R_{P-D} / R_{P-U})	10 k Ω
Condensateur by-pass de V_{DD} (C_{VDD})	330 μ F
Résistance Bootstrap (R_{Boot})	2.2 Ω
Résistance Bootstrap (C_{Boot})	33 μ F

Tableau V.2 Composantes de circuit de pilote de grille.

La Figure V.6 montre le circuit pilote de grille proposé connecté à la bras de l'onduleur et l'isolation galvanique par un convertisseur DC-DC, un circuit pilote de grille intégré, une tension continue régulée et une isolation optique.

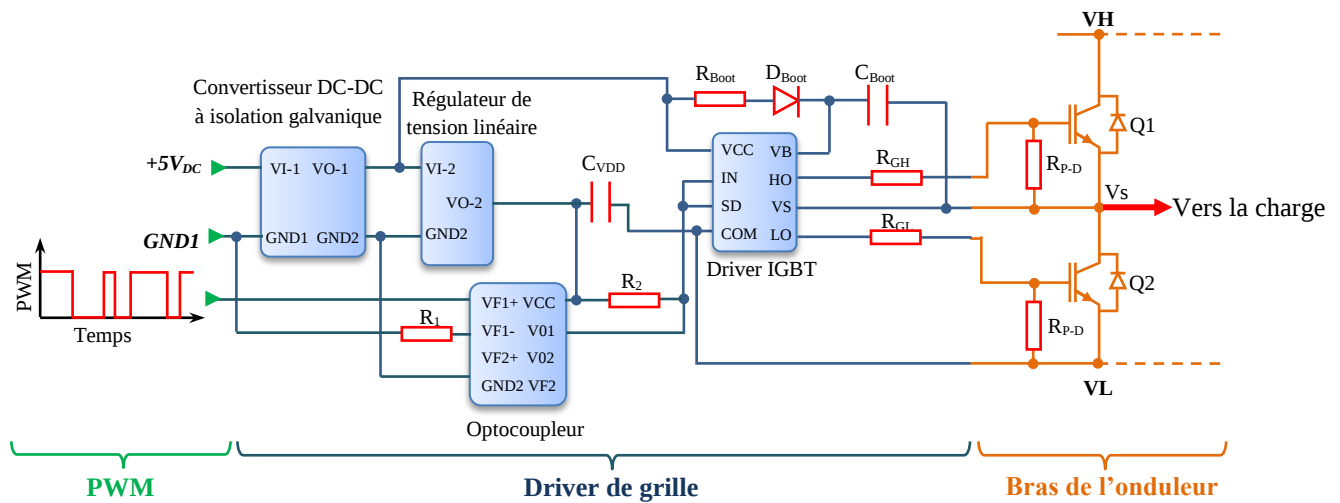


Figure V.6 Circuit de driver de IGBT.

Ces pilotes de grille intégrés possèdent la capacité de générer deux signaux provenant d'une seule entrée PWM. Sur la base d'un seul signal d'entrée PWM, ils produisent deux signaux de sortie ; le premier est destiné au commande de l'IGBT high-side et le second est destiné à l'autre pour celui de l'IGBT low-side [97 - 100]. De plus, le driver de grille crée un temps mort entre les signaux de sortie.

Lors de la sélection des composants, une prise en compte méticuleuse des paramètres tels que le comportement de la charge, les conditions préalables de courant/tension projetées, les cycles de service et les marges de sécurité est obligatoire. La topologie de l'onduleur à deux niveaux implique que chaque bras de l'onduleur comprend deux IGBT connectés en série. Les IGBT agissent comme des interrupteurs qui contrôlent le flux de courant à travers le circuit onduleur. En activant et désactivant sélectivement les IGBT selon un modèle spécifique, la puissance en courant CC est efficacement transformée en une forme d'onde CA.

V.3.5. Sélection des composants de base

Dans le circuit de commande, le circuit intégré driver de grille IR2104 a été choisi pour sa capacité à créer un temps mort de 520 ns. Une sélection minutieuse du circuit intégré B0515S a été effectuée pour son rôle principal, englobant l'isolation galvanique et la conversion de tension de 5 à 15 Volts, avec une capacité de 5 Watts. Simultanément, la mise en œuvre stratégique de l'isolation optique a été démontrée grâce à l'utilisation de l'optocoupleur rapide HCPL2530, qui offre une vitesse de conversion de signal allant jusqu'à 1 MHz.

Pour garantir l'obtention d'une sortie de tension linéaire, le régulateur de tension LM7815 est utilisé. Ce composant reconnu pour son efficacité dans la régulation de tension et a joué un rôle central dans le maintien d'une tension de sortie constante de 5 Volts.

En exploitant ces composants intégrés, l'ensemble de commande de l'IGBTs a démontré une intégration harmonieuse des éléments électroniques, chacun contribuant de manière indispensable au fonctionnement fiable du driver de grille.

Passant au circuit de puissance, l'IGBT NGTB40N60FLWG a été sélectionné pour sa capacité à gérer efficacement des tensions et des courants importants. Avec un seuil de tension allant jusqu'à 600 Volts et un seuil de courant de 40 A, il est bien adapté aux applications exigeant une résilience importante en tension et en courant. De plus, il offre une faible résistance de conduction, une vitesse de commutation rapide et une endurance thermique exceptionnelle, ce qui en fait un choix fiable pour les onduleurs connectant les systèmes d'énergie renouvelable au réseau.

V.4. Étapes d'implémentation d'un onduleur avec leur drivers

Le processus de mise en œuvre de l'onduleur et de la carte de commande de l'IGBTs implique plusieurs étapes systématiques. Tout d'abord, une étude approfondie des principes et des concepts associés à la conception des cartes pilotes et des IGBTs est menée, comme évoqué ci-dessus. Par la suite, des calculs minutieux sont effectués pour déterminer les valeurs appropriées des composants électroniques tels que les résistances et les condensateurs conformément et, etc. aux spécifications souhaitées de l'onduleur et de la carte pilote. Pour valider la conception du circuit et garantir sa fonctionnalité, le logiciel de simulation PROTEUS est utilisé.

Après le processus de validation, le logiciel de conception ALTIUM est utilisé pour créer des schémas de circuits complets et des configurations de circuits imprimés précises. Ces outils avancés offrent une représentation précise des dimensions et de la structure finale du circuit.

L'étape suivante consiste à transférer la conception du circuit sur une plaque de cuivre, qui est ensuite gravée pour obtenir la forme souhaitée.

Une fois le processus de fabrication terminé, les composants électroniques sont soigneusement soudés sur le circuit imprimé. Enfin, l'onduleur et la carte pilote sont assemblés et connectés au driver de l'IGBT, finalisant ainsi le processus de mise en œuvre.

En suivant ces procédures systématiques, la mise en œuvre de l'onduleur et de la carte pilote de l'IGBT a été réalisée avec succès.

La Figure V.7 montre la carte PCB et le prototype de l'onduleur.

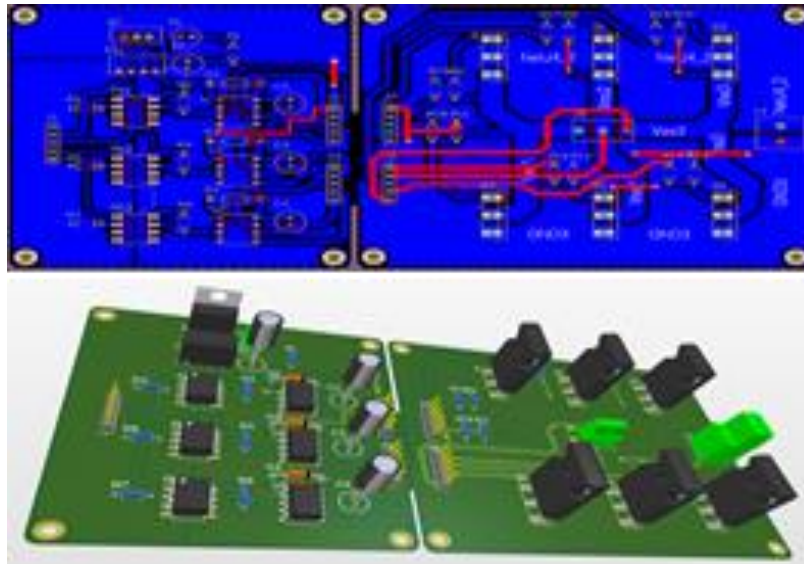


Figure V.7 Carte PCB et vue 3D de l'onduleur.

Caractéristique	Valeur
Tension collecteur-émetteur (VCE)	600 V
Courant collecteur 25C° (IC)	40 A
Tension gate-emitter (VGE)	15 V
Charge total de gate (QG)	171 nF

Tableau V.3 Caractéristique de IGBT NGTB40N60FLWG.

V.5. Investigation expérimental de l'onduleur et du pilote de grille

Dans cette section, les résultats expérimentaux d'un onduleur triphasé à deux niveaux avec le pilote de grille proposé sont présentés. Le contrôleur PWM est implémenté à l'aide de la carte TMS320F28379D.

La Figure V.8 montre la configuration expérimentale. La topologie est utilisée pour générer du courant alternatif (AC) pour alimenter une charge RL, l'alimentation CC est fixée à 24V.

Les signaux de commande des IGBT sont générés par la carte TMS320F28379D.

Dans cette configuration, seuls trois (3) signaux de commande sont générés au lieu de six (6) comme dans les méthodes conventionnelles. Cette réduction est possible car le pilote de grille intégré IR2104 reçoit le signal et produit deux signaux opposés pour chaque bras, créant ainsi le temps mort.

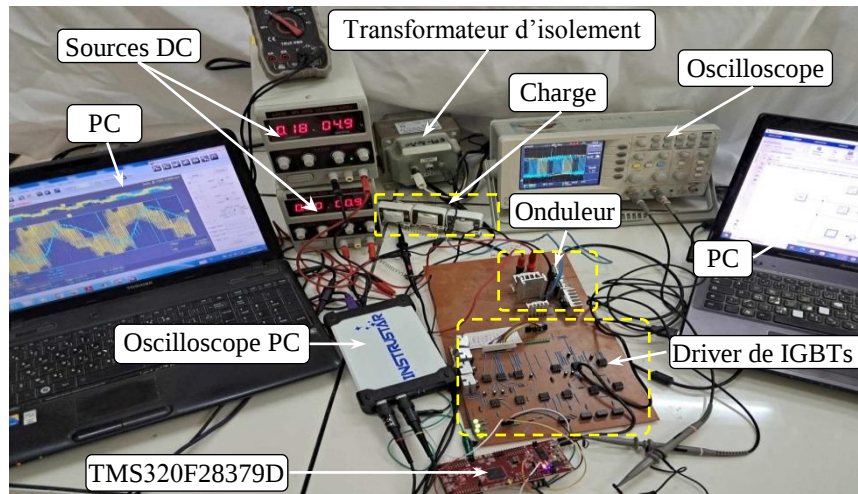


Figure V.8 Configuration expérimentale.

Le circuit convertit trois (03) signaux en six (06) signaux opposés. Trois de ces signaux contrôlent les IGBTs côté haut (high-side), tandis que les trois autres signaux contrôlent les IGBTs côté bas (low-side). De plus, un temps mort est créé entre les interrupteurs du même bras.

La Figure V.9 (a) montre le signal PWM d'entrée généré par la carte TMS320F28379D.

Dans la Figure V.9 (b), nous présentons les signaux de commande d'entrée des grilles des IGBTs côté haut (high-side), et côté bas (low-side), contrôlés par le pilote de grille (Gate driver) IR2104.

Le pilote de grille génère six (6) signaux pour contrôler la commutation des IGBT. Trois (03) signaux sont responsables de l'activation des trois IGBT côté haut (high-side), tandis que les trois (03) autres signaux sont responsables de l'activation des trois IGBT côté bas (low-side).

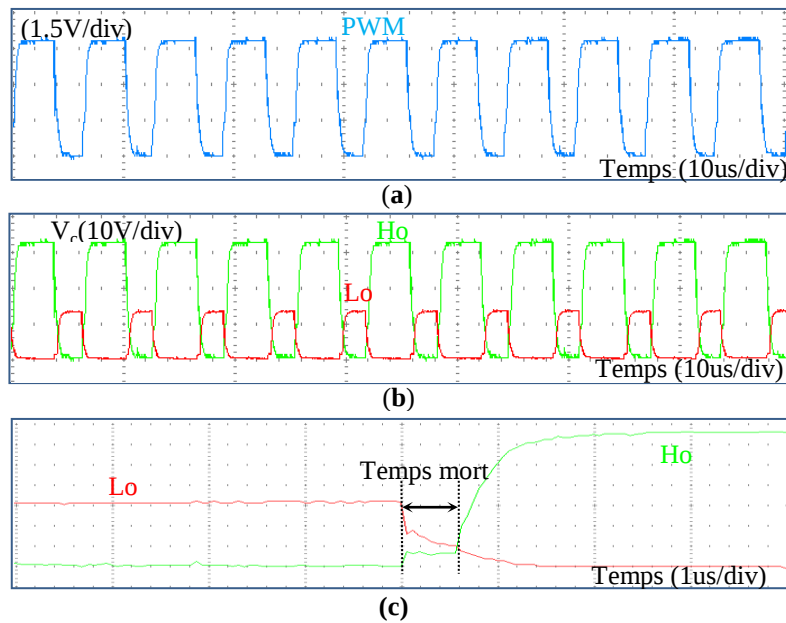


Figure V.9 Résultats expérimentaux des signaux de commande. **(a)** Entrée PWM générée par TMS320F28379D, **(b)** Signaux de commande d'entrée des grille IGBT côté haut (Hight-side) et côté bas (Low-side), **(c)** le temps mort.

À partir de la Figure V.9(b), il est évident que le pilote de grille produit deux signaux différents, chacun caractérisé par des niveaux de tension variables, spécifiquement 13,9 V et 37,1 V ($24 + 13,1$). Cette différence de tension sert à répondre aux exigences opérationnelles distinctes des interrupteurs IGBT côté haut et côté bas.

Dans le cas des IGBTs côté haut de l'onduleur, les tensions de grille nécessitent une différence de potentiel de 15 volts supérieure à celle de la haute tension (HV). Ce niveau de tension est d'une importance capitale pour assurer la fermeture correcte des IGBTs côté haut. L'élévation de tension requise est accomplie par l'utilisation d'un circuit bootstrap, comme décrit précédemment. À l'inverse, une tension de seulement 14 volts est générée pour gouverner la grille des interrupteurs IGBTs côté bas. Cette tension s'avère adéquate pour effectuer efficacement les opérations de commutations des IGBT côté bas.

De plus, la Figure V.9(c) montre la présence d'un temps mort. Le temps mort est une brève période entre l'ouverture d'un IGBT et la fermeture de l'autre IGBT au même bras, afin d'éviter la conduction simultanée des deux IGBT au même bras, ce qui pourrait provoquer des court-circuit.

Le temps mort assure un intervalle de sécurité pendant lequel les deux IGBT sont désactivés avant que l'IGBT opposé ne soit activé.

V.6. Validation expérimental des méthodes 4-VVs et 3-VVsTM

La mise en œuvre expérimentale de stratégies de contrôle MPC présente des défis significatifs, notamment en raison des délais introduits par les calculs complexes nécessaires à leur fonctionnement. Ces délais, s'ils ne sont pas pris en compte, peuvent nuire aux performances du système et compromettre l'efficacité des commandes. Dans cette perspective, il est essentiel d'explorer les différentes sources de délai et les méthodes de compensation afin d'améliorer la réactivité et la précision des systèmes contrôlés.

V.6.1. Compensation du temps

Lors de la réalisation expérimentale de stratégies de contrôle basées sur le modèle de contrôle prédictif (MPC), un grand nombre de calculs sont nécessaires, ce qui introduit un délai considérable dans l'actionnement. Ce délai peut détériorer les performances du système s'il n'est pas pris en compte lors de la conception du contrôleur. La compensation du temps de calcul a été abordée dans plusieurs travaux publiés.

Une autre source de délai dans ces stratégie de commande provient de la nécessité de connaître les valeurs futures des variables dans la fonction de coût (g). Habituellement, le courant de référence futur est supposé être identique au courant de référence actuel, ce qui est une bonne hypothèse lorsque la référence est constante ou que la fréquence d'échantillonnage est bien plus élevée que la fréquence de la variable de courant de référence. Cependant, pendant les transitoires et avec des références sinusoïdales, un décalage entre les variables contrôlées et les variables de référence apparaît. Pour éliminer ce délai, il est nécessaire de calculer les variables de référence futures.

Une fois que le courant futur à l'instant $k+1$ est prédit à l'aide de $V(k)$, les effets du retard d'une étape sont compensés à l'aide de l'équation II.44 du chapitre II. Ensuite, plusieurs vecteurs de tension (VV) candidats sont présélectionnés sur la base des stratégies de présélection des VVs, puis utilisés pour prédire le courant $i(k+2)$ à l'instant $k+2$, comme le montre l'équation V.10 :

$$\begin{cases} i_{\alpha}^P(k+2) = \left(1 - \frac{R}{L} T_s\right) i_{\alpha}(k+1) + \frac{T_s}{L} (V_{\alpha}(k+1) - e_{\alpha}(k+1)) \\ i_{\beta}^P(k+2) = \left(1 - \frac{R}{L} T_s\right) i_{\beta}(k+1) + \frac{T_s}{L} (V_{\beta}(k+1) - e_{\beta}(k+1)) \end{cases} \quad (V.10)$$

Où $u(k+1)$ représente les VVs candidats présélectionnés. En général, il est supposé que $e(k+1) = e(k)$.

Pour réduire l'erreur entre les courants mesurés et les valeurs de référence, et pour évaluer les effets de contrôle de tous les vecteur de voltage (VVs) candidats, après avoir prédit le courant

attendu à l'instant $k+2$ en fonction de l'équation V.10, la fonction de coût est utilisée pour minimiser l'erreur entre le courant mesuré et les valeurs de référence. La fonction de coût est exprimée dans les coordonnées orthogonales de la mesure de l'erreur entre les courants de référence et les courants attendus, comme suit :

$$g = |i_{\alpha}^*(k+2) - i_{\alpha}^P(k+2)| + |i_{\beta}^*(k+2) - i_{\beta}^P(k+2)| \quad (V.11)$$

Où $i^*(k+2)$ est le vecteur courant de référence.

V.6.2 Validation expérimentale des approches 4-VVs et 3-VVsTM

Afin de vérifier la performance et l'efficacité des méthodes proposées (4-VVs et 3-VVsTM), une vérification expérimentale de ces méthodes a été réalisée à l'aide du pilote de grille et du l'onduleur à deux niveaux implémentés dans la partie précédente. La Figure V.10 montre la configuration expérimentale. La configuration expérimentale est utilisée pour générer un courant alternatif (AC) pour alimenter la charge RL, où $R=3,2\Omega$ et $L=10\text{ mH}$, l'alimentation en courant continu est réglée sur 24V, la fréquence de commutation utilisée est de 10 kHz, et la fréquence de référence de charge est réglée à 50 Hz.

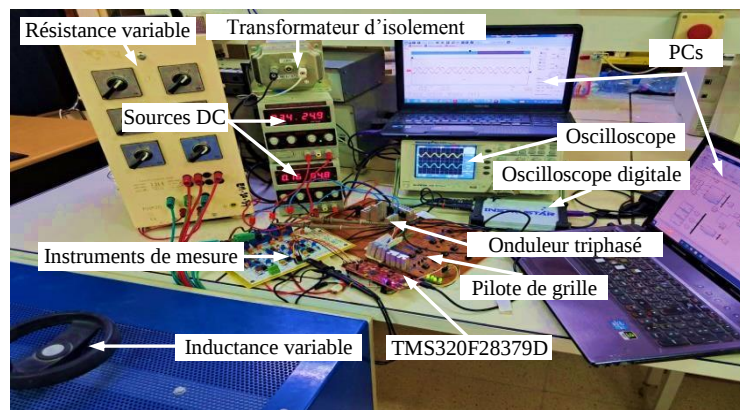


Figure V.10 Configuration expérimentale de validation des méthodes 4-VVs et 3-VVsTM.

Tension DC (V_{dc})	24 V
Inductance (L)	10 mH
Résistance (R)	3.2 Ω
Fréquence de commutation (f_c)	10 kHz
Load frequency (f_l)	50 Hz

Tableau V.4 Principaux paramètres de la configuration expérimentale.

V.6.2.1 Régime permanent (stable)

Les performances en régime permanent des méthodes proposées sont testées, comme le montrent les Figures V.11 et V.12. Dans la Figure V.11, la fréquence de sortie de l'onduleur est réglée à 50 Hz avec un courant de charge (i_{charge}) de 2 A. Dans la Figure V.12, la fréquence de sortie est réglée à 25 Hz avec le même courant (2A). La Figure V.11 démontre que les ondulations de courant observées dans les méthodes proposées ressemblent étroitement à celles obtenues avec la méthode classique (8-VV), comme illustré dans les Figures V.11(b), V.11(c), et V.11(b). Cette correspondance confirme la validité de la méthode de pré-sélection proposée, qui repose sur l'analyse statistique. De plus, les résultats présentés dans la Figure V.12 indiquent que les deux stratégies proposées surpassent la stratégie conventionnelle, comme en témoigne la forme d'onde plus prononcée dans la Figure V.12(a). Cette constatation confirme la flexibilité et l'efficacité globales des méthodes 4-VVs et 3-VVsTM proposées. Comme le montrent les Figures V.11(a) et V.12(a), l'application des Z-VVs dans la méthode classique augmente la valeur de CMV jusqu'à $\pm V_{dc}/2$. Les valeurs RMS correspondantes pour la CMV sont respectivement de 12 V et 12,4 V. En revanche, les méthodes proposées 4-VVs et 3-VVsTM limitent efficacement la CMV à $\pm V_{dc}/6$, comme on peut le voir dans les Figures V.11(b), V.11(c), IV.12(b) et V.12(c). Bien que les vecteurs zéro (u_0 et u_7) ne soient pas utilisés, on peut observer des pics de CMV autour de $\pm V_{dc}/2$ dans les Figures V.11(b) et V.11(c) car les effets de temps mort ne sont pas pris en compte. Cependant, l'étude présentée dans l'article [101] a examiné de manière approfondie et résolu efficacement l'effet de temps mort, où la CMV a été réduite et limitée à $V_{dc}/6$.

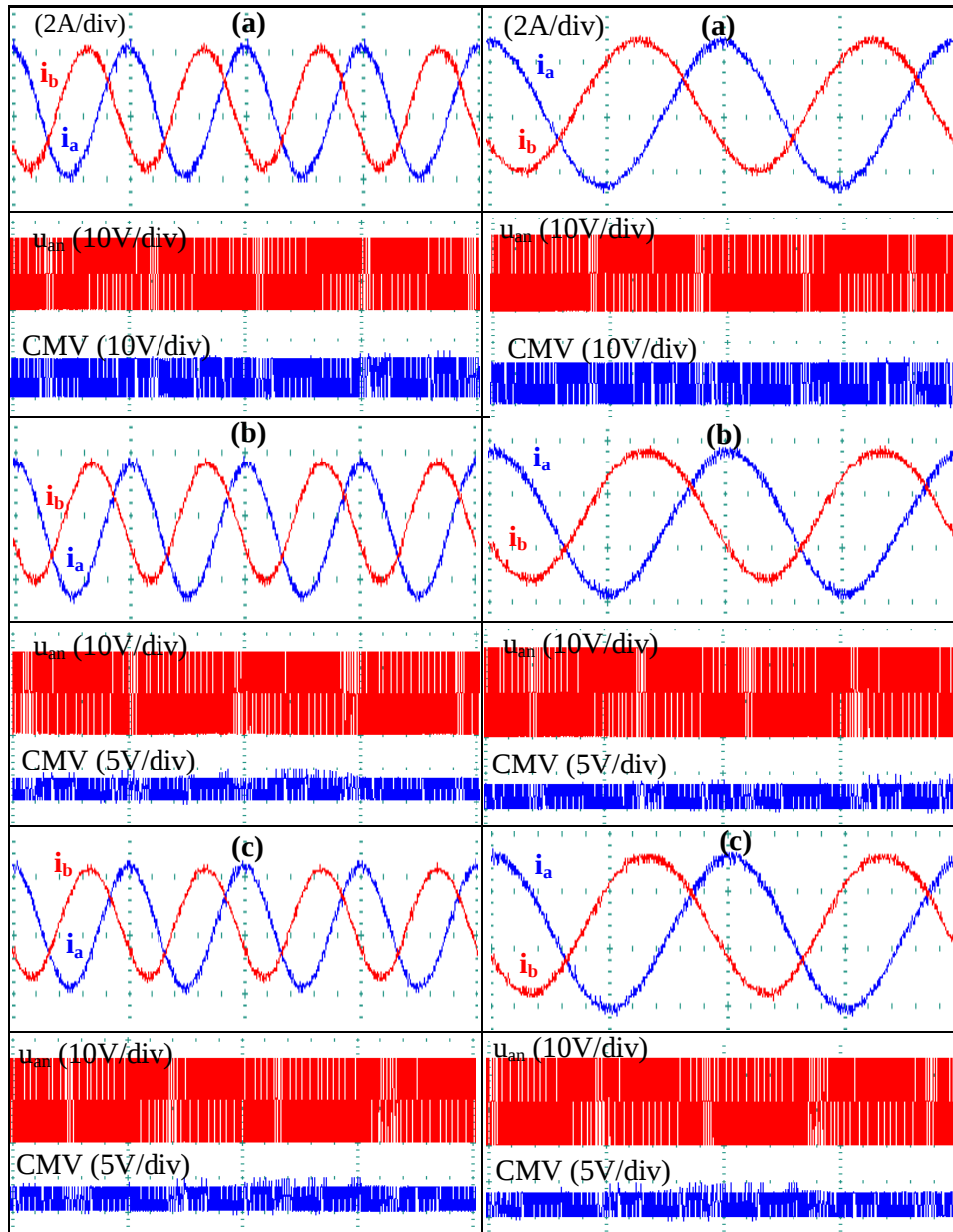


Figure V.11. Résultats expérimentaux de performances en régime permanent (50 Hz).

(a) la stratégie conventionnelle ; (b) stratégie 4-VVs ; (c) Stratégie 3-VVsTM.

Figure V.12. Résultats expérimentaux de performances en régime permanent (25 Hz).

(a) la stratégie conventionnelle ; (b) stratégie 4-VVs ; (c) Stratégie 3-VVsTM.

V.6.2.2. Régime dynamique

Pour investigation le comportement transitoire de trois (03) méthodes 8-VVs, 4-VVs et 3-VVsTM. La méthode conventionnelle et les deux méthodes proposés ont été analysés dans diverses conditions de test. La Figure V.13 montre les formes d'onde du courant de sortie (i_a) du sortie de l'onduleur. Les résultats indiquent que les contrôleurs prédictifs proposés 4-VVs et 3-VVsTM présentent une excellente performance dynamique dans différentes conditions dynamiques, où le courant de référence subit des augmentations ou des diminutions soudaines. De plus, les trois méthodes démontrent une performance dynamique similaire,

caractérisée par une réponse rapide sans compromettre le système. Le temps de réponse pour les deux méthodes proposées était de 0,15 millisecondes, tandis que le temps de réponse pour la méthode traditionnelle était de 0,18 ms. Les deux méthodes proposées réussissent systématiquement à obtenir des courants de sortie synchronisés de haute qualité. La Figure V.14 montre la vitesse de réponse des stratégies proposées.

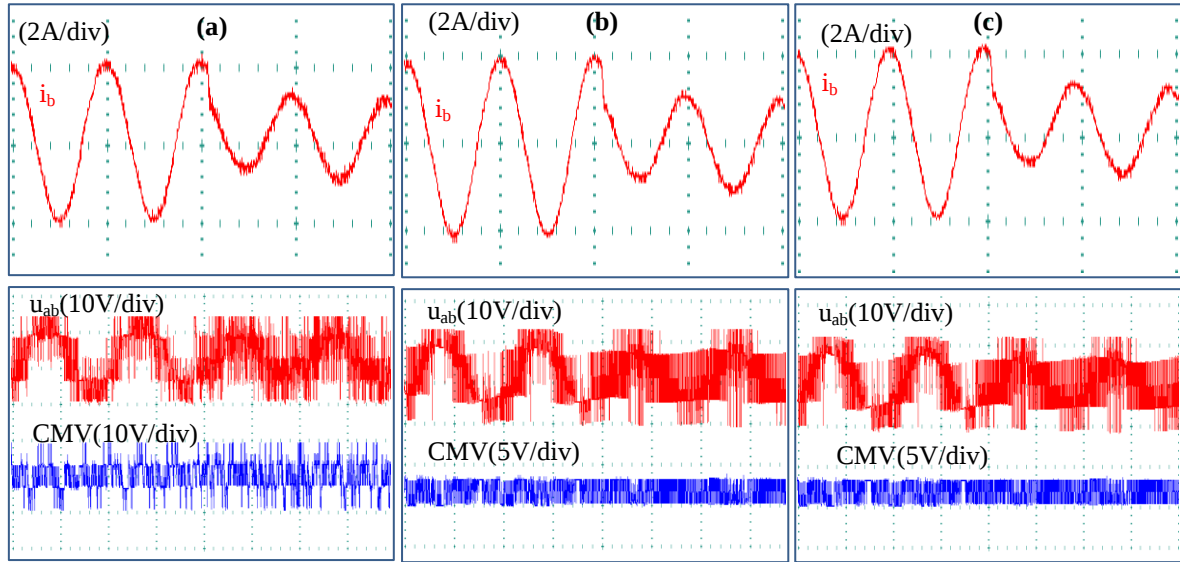


Figure V.13 Performances dynamiques ; (a) La méthode conventionnelle; (b) Méthode 4-VVs ; (c) Méthode 3-VVsTM.

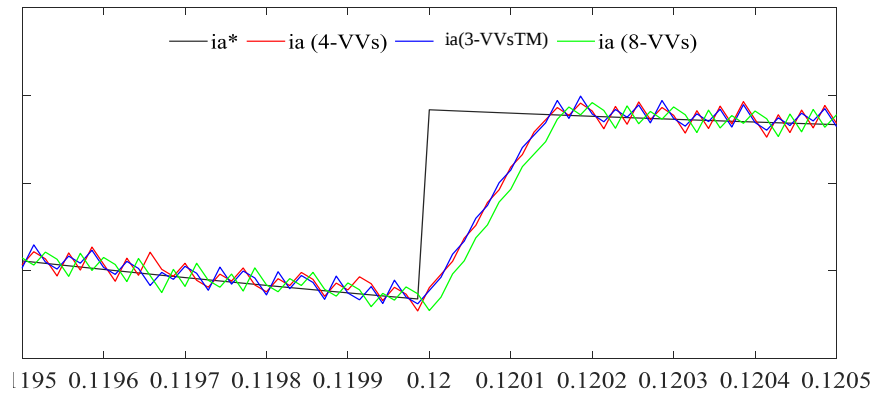


Figure V.14 Vitesse de réponse.

V.7. Tests de performance

Afin de garantir l'efficacité des méthodes proposées, la performance de l'onduleur est testées dans différentes conditions. Cela est réalisé en changeant brusquement les paramètres. La THD (Total Harmonic Distortion) du courant de sortie est choisie comme indicateur de performance. Et l'erreur quadratique moyenne (RMS) du courant est choisie car elle est adaptée pour évaluer à quel point le courant réel suit instantanément le courant de référence.

V.7.1. Influence de fréquence de commutation

L'impact de la fréquence de commutation a été examiné à travers diverses méthodes. La Figure V.15(a) illustre l'influence de l'altération de la fréquence de commutation sur la THD pour les deux stratégies proposées et l'approche conventionnelle. L'efficacité des stratégies a été évaluée en modifiant la fréquence de commutation dans la plage de 10 à 100 kHz. Il est évident qu'augmenter la fréquence de commutation a amélioré les performances des stratégies proposées, les rendant comparables à la méthode conventionnelle. Notamment, lorsque la fréquence de commutation a atteint 50 kHz, les résultats étaient similaires pour toutes les stratégies. Cette caractéristique souligne la force des stratégies proposées, car elle possède la capacité d'atteindre des fréquences de commutation plus élevées par rapport à la méthode conventionnelle, grâce à sa dépendance à seulement quatre (04) vecteurs de tension candidats, contrairement aux huit (08) vecteurs de tension candidats de la méthode conventionnelle.

De plus, la fréquence de commutation a un impact significatif sur l'erreur quadratique moyenne (RMS) du courant. La Figure V.15(b) illustre l'effet de l'augmentation de la fréquence de commutation sur l'erreur RMS du courant. À une fréquence de commutation de 40 kHz, les stratégies proposées présentent des performances similaires à celles de la stratégie conventionnelle.

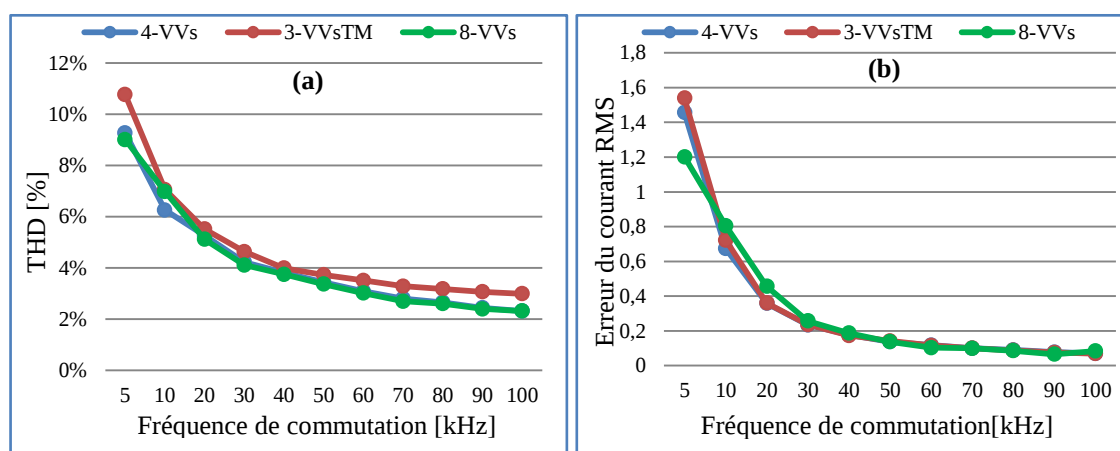


Figure V.15 Sensibilité de conventionnel MPC et de deux méthodes proposées (4-VVs et 3-VVsTM) en fonction de différentes fréquences de commutation. **(a)** % THD ; **(b)** Erreur de courant RMS.

V.7.2. Variation de l'inductance

La performance des méthodes proposée a été évaluée par des tests. On anticipe que des changements brusques de la valeur de l'inductance affecteraient les performances de l'onduleur. Par conséquent, la performance de l'onduleur a été examinées en le soumettant à des variations d'inductance allant de -50% à 50%. Les résultats des tests, comme le montre la

Figure V.16(a), indiquent que les THD sont influencés par les fluctuations de l'inductance. Une augmentation de la valeur de l'inductance conduit à une réduction de la THD, car l'inductance agit comme un filtre passe-bas. La stratégie proposée montre des performances comparables à celles de la stratégie conventionnelle. En ce qui concerne l'effet de l'erreur quadratique moyenne (RMS) du courant sur le changement d'inductance, nous avons observé dans la Figure V.16(b) que la stratégie proposée montre de bonnes performances, bien que la stratégie conventionnelle la surpasse. Il est à noter qu'à mesure que la valeur de l'inductance augmente, les performances des deux stratégies deviennent similaires, l'erreur RMS du courant est limitée entre 100 et 700 mA.

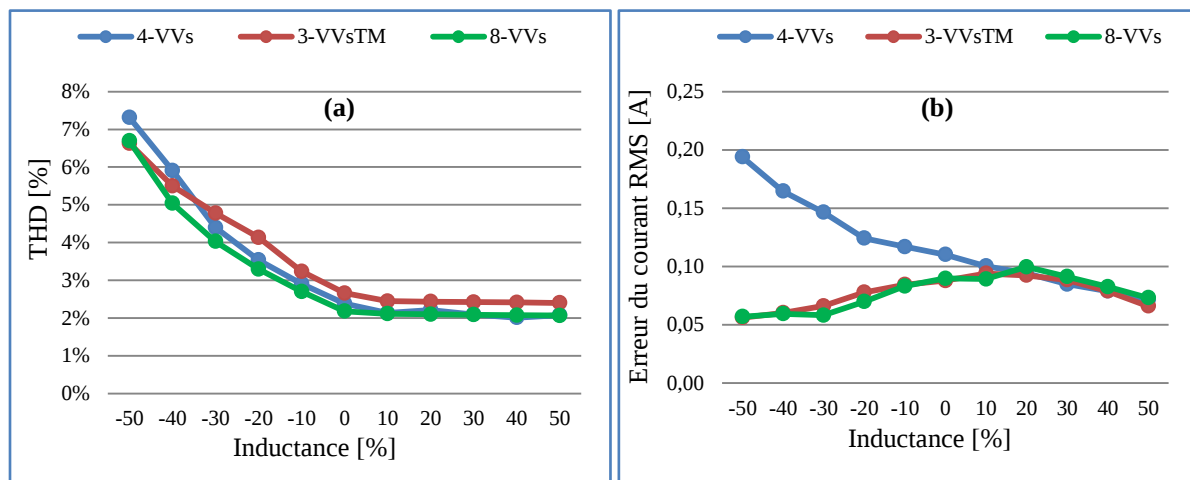


Figure V.16. Sensibilité du MPC conventionnel et des deux méthodes proposées (4-VVs et 4-VVsTM) en fonction de différentes variations de l'inductance. (a) % THD ; (b) Erreur du courant RMS.

IV.7.3. Courant sortie de l'onduleur

Pour évaluer les performances des différentes méthodes, une série d'expériences ont été réalisées. Ces expériences impliquaient de varier le courant de sortie de l'onduleur, allant de 0,5 à 5A, et d'évaluer l'impact sur la THD et l'erreur RMS du courant. La Figure V.17(a) illustre une réduction de la THD à mesure que le courant sortie de l'onduleur augmente, indiquant que les méthodes minimisent efficacement la THD. Cependant, en ce qui concerne l'erreur RMS du courant, une augmentation du courant tiré montre un effet négatif, comme illustré à la Figure V.17(b). La valeur de l'erreur RMS du courant augmente avec la montée du courant de sortie de l'onduleur. Néanmoins, elle reste dans des limites acceptables et ne donne pas lieu à des problèmes significatifs.

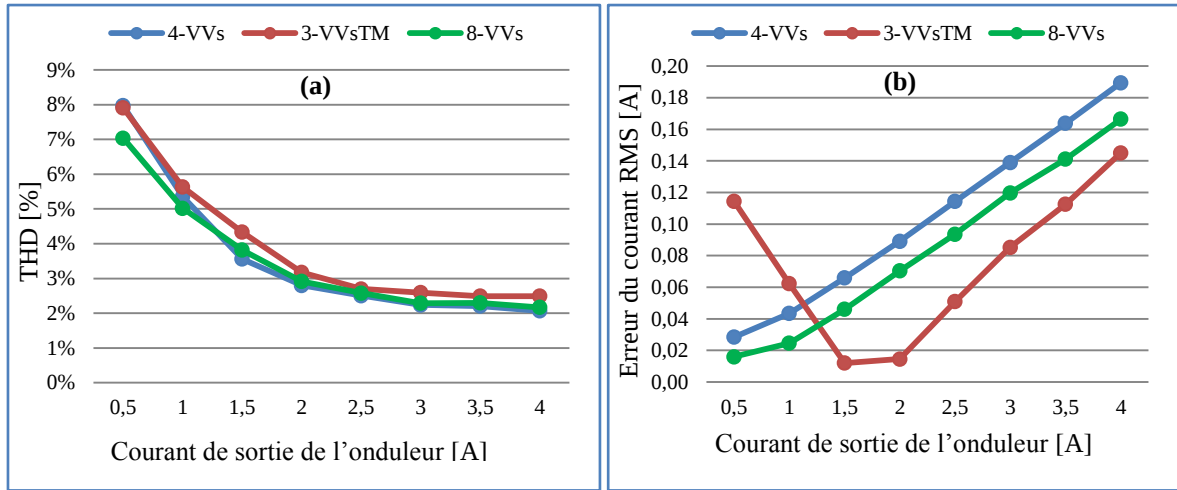


Figure V.17 Sensibilité du MPC conventionnel et des deux méthodes proposées (4-VVs et 3-VVsTM) en fonction des variations du courant de sortie onduleur. (a) % THD ; (b) Erreur de courant RMS.

V.8. Validation expérimentale de la méthode LSTM-MPC

Pour évaluer l'efficacité et l'efficacité de l'approche LSTM-MPC proposée dans le chapitre IV, illustrée à la Figure V.18, l'onduleur à deux niveaux connecté à une charge RL équilibrée en étoile a été utilisé, et les mêmes paramètres expérimentaux ont été extraits du Tableau V.4. La carte de processeur numérique (DSP) Texas Instruments TMS320F28379D a également été adoptée comme plateforme pour la mise en œuvre des contrôleurs MPC utilisés dans la partie précédente. Le système de contrôle fonctionne avec un temps d'échantillonnage de 10^{-4} secondes pour garantir une acquisition de données précise et une exécution du contrôle. Trois transformateurs de courant LEM LA-25P sont utilisés pour surveiller les courants de sortie de l'onduleur. La Figure V.10 montre la configuration expérimentale.

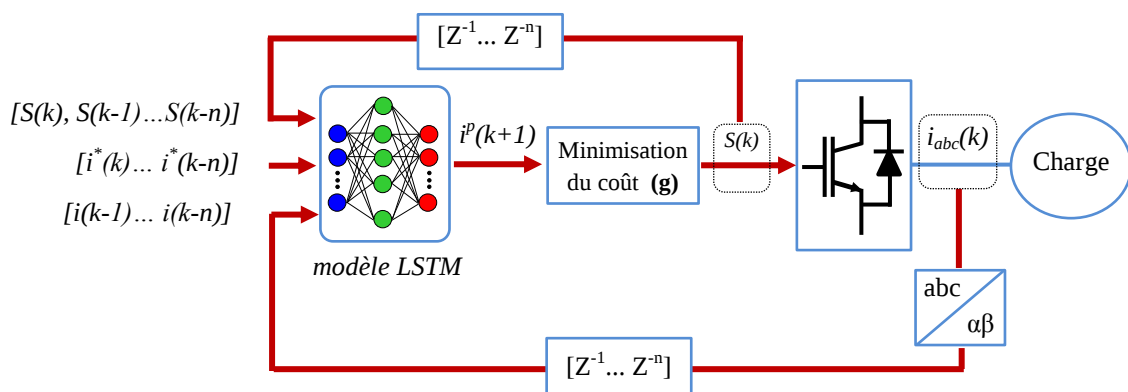


Figure V.18 configuration de LSTM-MPC.

Les résultats expérimentaux montrant la performance en régime permanent de la méthode MPC conventionnelle et de la méthode LSTM-MPC proposée sont présentés respectivement dans les Figures V.9 et V.20, pour une comparaison directe. La performance de la méthode MPC conventionnelle et de la méthode LSTM-MPC proposée est comparée pour le

fonctionnement en régime permanent d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Dans ce test, le courant de référence était fixé à 2A et la tension d'alimentation continue à 24 V. Les Figures V.19 et V.20 montrent les formes d'onde expérimentales des courants de sortie de l'onduleur i_a , i_b et la tension de sortie de l'onduleur V_{an} .

D'après les résultats expérimentaux, nous remarquons que la méthode LSTM-MPC proposée performe mieux que la méthode MPC conventionnelle. Les Figures V.19(a) et V.20(a) montrent les formes d'onde expérimentales des courants i_a et i_b lors de l'utilisation des méthodes MPC conventionnelle et LSTM-MPC proposée, respectivement. Nous notons que les courants de sortie continuent de suivre une forme sinusoïdale avec les deux méthodes. En revanche, comme le montre la Figure V.20(a), il est évident que la méthode de contrôle proposée permet un suivi précis des courants donnés avec une meilleure qualité et des ondulations plus faibles. De plus, les Figures V.19(b) et V.20(b) montrent les formes d'onde de la tension pour les méthodes MPC conventionnelle et LSTM-MPC proposée, respectivement.

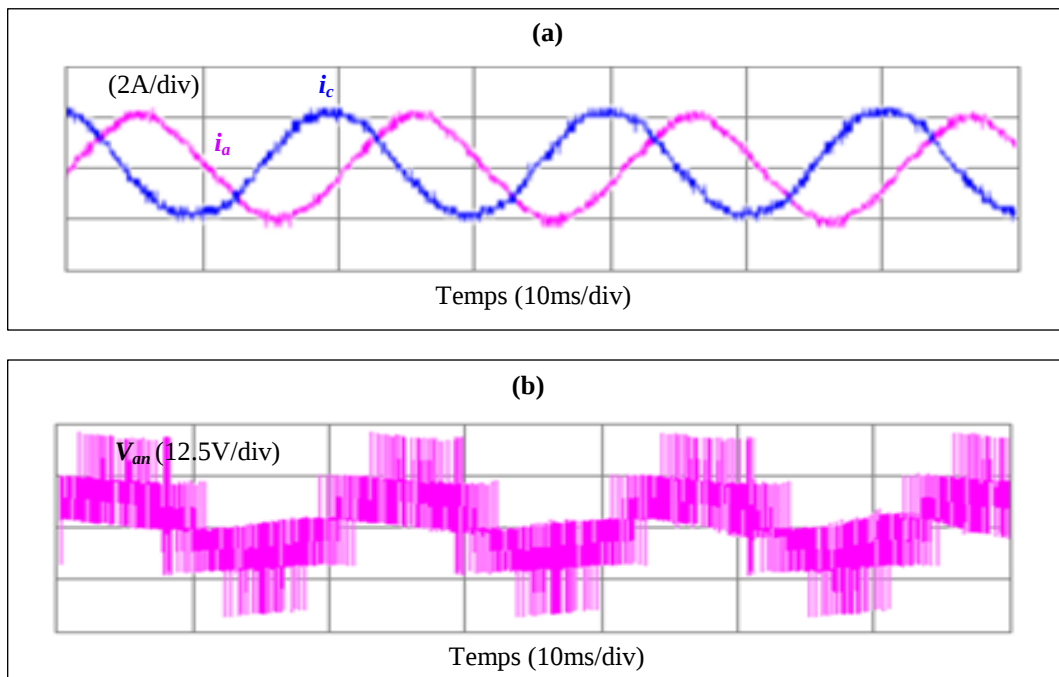


Figure V.19 Performance de la méthode MPC conventionnelle sous une référence de courant de 2,5 A : **(a)** formes d'onde du courant de sortie de l'onduleur ; **(b)** tension de sortie de l'onduleur.

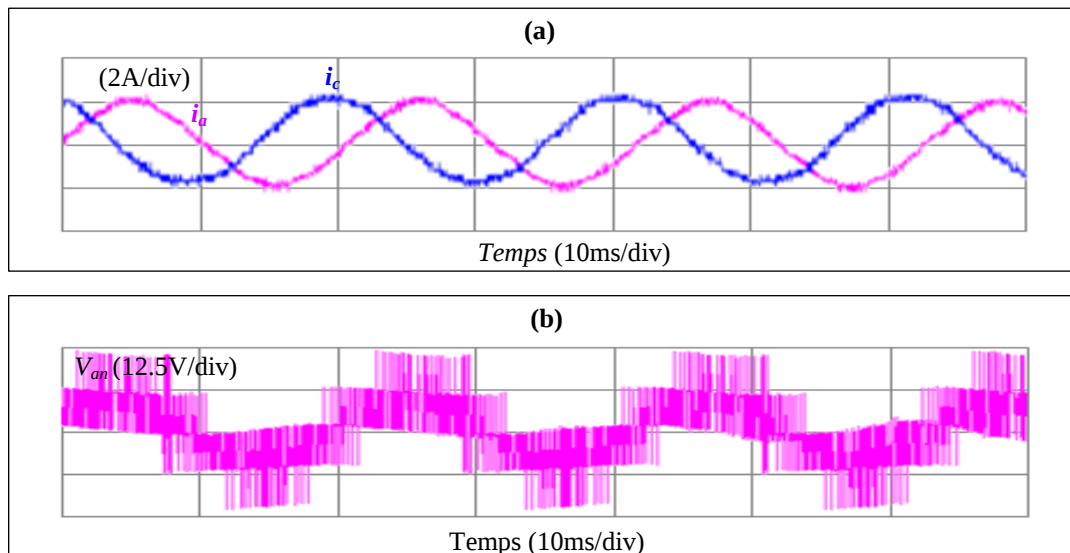


Figure V.20 Performance de la méthode LSTM-MPC sous une référence de courant de 2,5 A : **(a)** formes d'onde du courant de sortie de l'onduleur ; **(b)** tension de sortie de l'onduleur.

La Figure V.21 illustre la comparaison du THD des courants entre les stratégies MPC conventionnelle et LSTM-MPC sous des conditions de courant de sortie variables, allant de 0,5 A à 4 A par paliers de 0,5 A, avec une analyse du THD à chaque palier. Les stratégies MPC conventionnelle et LSTM-MPC proposée montrent toutes deux initialement un THD relativement élevé à de faibles courants de sortie de l'onduleur, qui diminue à mesure que le courant de sortie augmente. Cette comparaison dans la Figure V.21 démontre clairement que la méthode LSTM-MPC proposée performe de manière comparable à la MPC conventionnelle. De plus, la méthode LSTM-MPC utilise des données d'entraînement et ne dépend pas d'un modèle de charge spécifique. Bien qu'elle atteigne un THD de courant faible similaire à la méthode conventionnelle, des tests plus rigoureux sont nécessaires pour valider pleinement son efficacité.

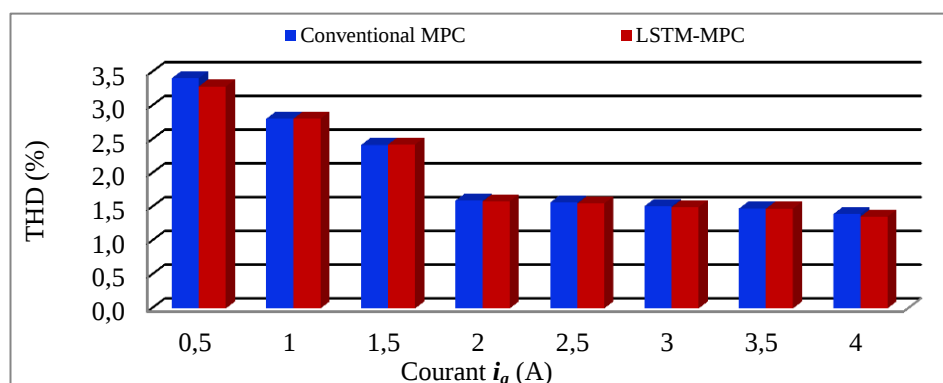


Figure V.21 Comparaison du THD des courants entre les stratégies MPC classique et LSTM-MPC sous courant de sortie variable.

Pour étudier le comportement transitoire de la méthode LSTM-MPC proposée, les méthodes MPC conventionnelle et LSTM-MPC proposée ont été testées dans différentes conditions pour comparaison. Deux expériences ont été réalisées, impliquant des changements soudains dans le courant de référence, comme le montrent les Figures V.22 et V.23. Initialement, le courant de référence a été augmenté de 1 A à 2 A pour les méthodes MPC conventionnelle et LSTM-MPC proposée, comme le montrent respectivement les Figures V.22(a) et V.23(a). Ensuite, il a été réduit de 2 A à 1 A, comme le montrent respectivement les Figures V.22(b) et V.23(b). Dans ces expériences, il est possible d'observer que les deux méthodes fonctionnent bien dynamiquement lorsque le courant de référence est soudainement augmenté ou réduit. Cependant, le contrôleur LSTM-MPC proposé a démontré une performance dynamique supérieure avec un temps de réponse rapide, maintenant un contrôle précis de la sortie de l'onduleur sans affecter le fonctionnement normal du système. Le contrôleur basé sur LSTM a également montré une robustesse et une précision exceptionnelles dans le suivi du courant de référence, vérifiant ainsi son efficacité dans les applications de contrôle en temps réel. Ces résultats confirment la capacité du contrôleur basé sur LSTM à améliorer la performance et l'efficacité des systèmes électroniques de puissance.

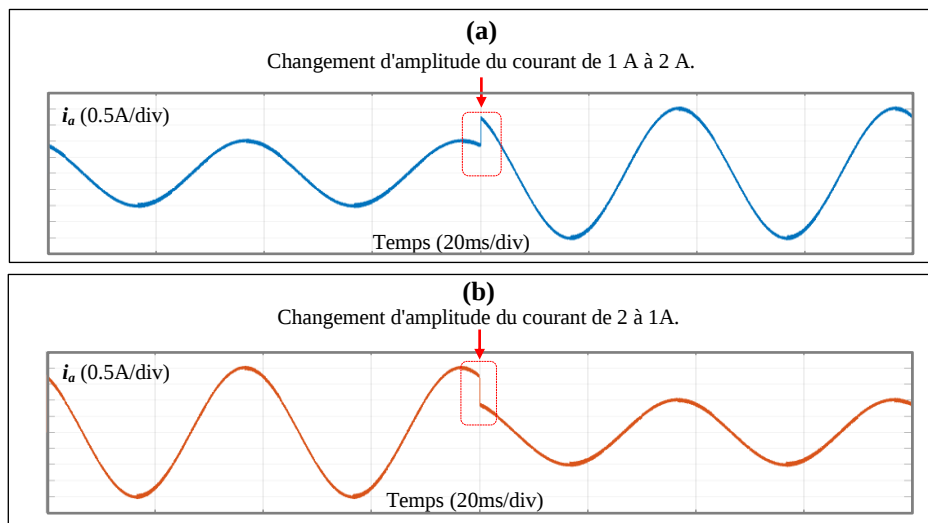


Figure V.22 Performance dynamique de méthode MPC classique lors d'un changement du courant de référence : (a) de 1 A à 2 A ; (b) de 2 A à 1 A.

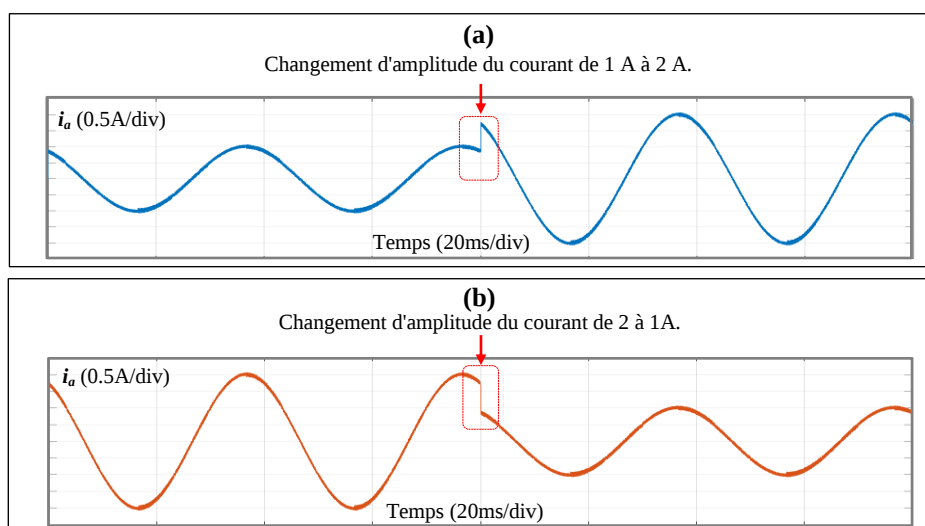


Figure V.23 Performance dynamique de méthode LSTM-MPC lors d'un changement du courant de référence. (a) de 1 A à 2 A ; (b) de 2 A à 1 A.

Pour confirmer l'efficacité de la méthode LSTM-MPC proposée, la performance de l'onduleur a été testée sous différentes valeurs d'inductance. Le THD du courant de sortie est déterminé comme indicateur de performance. De plus, l'erreur quadratique moyenne (RMS) du courant est choisie car elle est adaptée pour évaluer la précision avec laquelle le courant réel suit le courant de référence.

Le THD reste relativement stable autour de 1,6 % lorsque les méthodes MPC conventionnelle et LSTM-MPC proposée sont appliquées avec la valeur d'inductance fixée à 0 %. Cependant, une différence significative apparaît lorsque la valeur d'inductance change négativement. Avec la méthode MPC conventionnelle, le THD augmente considérablement en réponse aux fluctuations négatives des valeurs d'inductance, augmentant progressivement à mesure que la valeur d'inductance diminue, atteignant 6 % lorsque la valeur d'inductance diminue à -50 %, comme le montre la Figure V.24(a).

Cette observation met en évidence les limites du contrôleur MPC conventionnel, qui dépend fortement de modèles spécifiques, lorsqu'il est confronté à des fluctuations des paramètres de charge. En revanche, la méthode LSTM-MPC proposée démontre une résilience face aux changements de valeurs d'inductance dans une plage de -50 % à +50 %, avec seulement une légère augmentation du THD en réponse à une diminution de la valeur d'inductance.

De plus, les deux méthodes présentent des performances similaires lorsque la valeur de l'inductance est contrainte dans la plage de 0 % à 50 %, maintenant le THD dans une fourchette comprise entre 1,1 % et 1,6 %. Cette constance souligne la résilience de la méthode LSTM-MPC proposée dans la gestion des variations des valeurs d'inductance, assurant ainsi une performance optimale avec un THD minimal.

De même, les valeurs d'erreur de courant RMS sont restées similaires lorsque les deux méthodes ont été appliquées avec la valeur d'inductance fixée à 0 %. Cependant, la méthode MPC conventionnelle peine à s'adapter aux variations des valeurs d'inductance. Une diminution de la valeur d'inductance entraîne une augmentation significative des taux d'erreur de courant RMS lorsqu'on utilise la méthode MPC conventionnelle. En revanche, la méthode LSTM-MPC proposée démontre une flexibilité notable dans la gestion des changements de la valeur d'inductance allant de -50 % à +50 %, comme le montre la Figure V.24(b), minimisant ainsi les erreurs de courant RMS. Cette adaptabilité est obtenue grâce à une formation approfondie sur un ensemble de données diversifié englobant divers scénarios de variations d'inductance. Les résultats des tests de performance illustrent l'impact des variations de la valeur d'inductance sur le contrôle MPC conventionnel et le contrôleur LSTM-MPC proposé. Alors que la méthode MPC conventionnelle montre une performance inadéquate avec des changements progressifs des valeurs d'inductance, l'approche proposée maintient le THD et l'erreur RMS dans des seuils acceptables malgré les variations d'inductance.

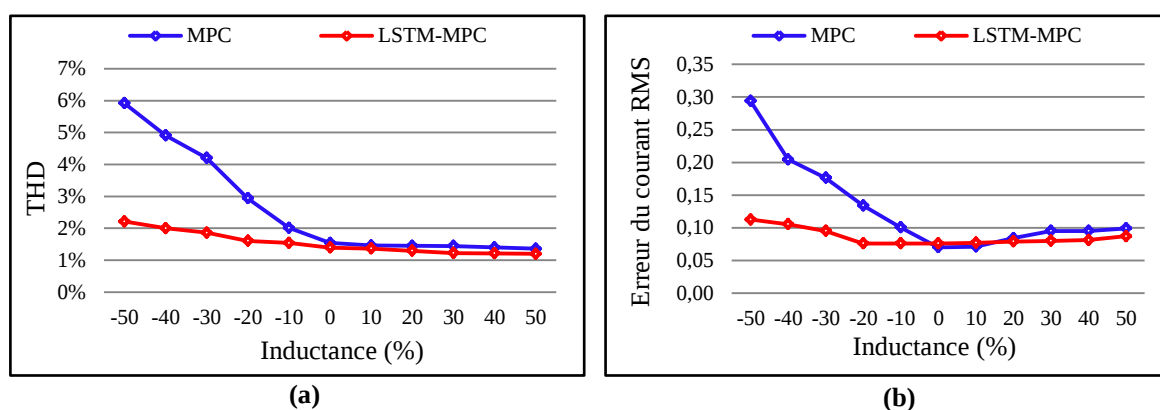


Figure V.24 Performance des méthodes MPC conventionnelle et LSTM-MPC en termes de THD et d'erreur de courant RMS sous différentes valeurs d'inductance : (a) THD, (b) Erreur de courant RMS.

V.9. Conclusion

Dans ce chapitre, un onduleur triphasé à deux niveaux avec un pilote de grille basé sur le circuit bootstrap est conçu et implémenté dans l'objectif de connecter des sources d'énergie photovoltaïque au réseau. L'étude commence par une explication théorique complète du choix des valeurs des composants électroniques du circuit de pilote de grille. Ce chapitre fournit également un guide étape par étape pour implémenter les circuits de puissance de l'onduleur et du pilote de grille. Les résultats expérimentaux présentés dans ce chapitre confirment l'efficacité des circuits proposés. Ces résultats incluent la génération réussie de signaux de commande et la production de formes d'onde de courant qui ressemblent étroitement à des ondes sinusoïdales. Ils fournissent également de nouvelles informations sur

la mise en œuvre d'onduleurs triphasés avec de pilote de grille basée sur le circuit bootstrap, ce qui peut contribuer au développement du domaine plus large de l'électronique de puissance. De plus, grâce à l'onduleur et au pilote de grille épuisés dans la première partie, une validation expérimentale des méthodes proposées, à savoir 4-VVs, 3-VVsTM et MPC-LSTM ont été réalisés. Les résultats expérimentaux ont montré la validité et l'efficacité des deux stratégies de pré-exclusion des vecteurs candidates (4-VVs, 3-VVsTM) pour réduire la charge de calcul, limiter la tension de mode commun (CMV) à limite de $V_{dc}/6$ et améliorer considérablement les performances de l'onduleur. De plus, la validation expérimentale de la méthode basée sur l'intelligence artificielle sur l'onduleur à deux niveaux témoigne de l'efficacité du LSTM-MPC dans les applications en temps réel, confirmant sa capacité à réaliser un contrôle sans modèle et à réduire considérablement la complexité de calcul, tout en offrant une qualité supérieure et en améliorant les performances du système. La mise en œuvre et la validation réussies du LSTM-MPC soulignent son potentiel en tant qu'approche transformatrice dans le domaine des systèmes de contrôle électronique de puissance.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse ont mis en évidence l'importance stratégique des onduleurs solaires pour assurer une conversion d'énergie optimale et une intégration stable des systèmes photovoltaïques dans les réseaux électriques. Les onduleurs dans les systèmes photovoltaïques se contentent de convertir le courant continu (DC) généré par les panneaux solaires en courant alternatif (AC) utilisable et jouent un rôle clé dans le maintien de la qualité de l'énergie ainsi que de la stabilité des systèmes photovoltaïques connectés au réseau. Leurs performances et leur fiabilité sont donc des éléments essentiels pour le déploiement à grande échelle des systèmes photovoltaïques, et ce travail visait à proposer des solutions pour relever les défis actuels.

Pour cette raison, deux approches avancées de contrôle pour les onduleurs triphasés à deux niveaux ont été proposées et soigneusement évaluées tout au long de ce travail. La première approche consiste à améliorer les performances de la technique de contrôle prédictif classique (MPC) en réduisant les vecteurs de tension candidats à l'aide d'algorithmes statistiques, ce qui diminue la charge de calcul et améliore la qualité du courant de sortie à synchroniser avec le réseau, augmentant ainsi les performances des systèmes photovoltaïques connectés au réseau. La deuxième approche repose sur l'exploitation des techniques d'intelligence artificielle (AI), en particulier des réseaux de neurones récurrents à mémoire à long terme (LSTM), pour développer un modèle de contrôle plus autonome et adaptatifs. Contrairement aux méthodes conventionnelles, ces techniques permettent d'incorporer des mécanismes d'apprentissage qui améliorent la précision et la fiabilité des prévisions, même en présence de fluctuations inattendues de la production d'énergie solaire ou de changements dans le réseau. En outre, cette approche permet de développer une technique de contrôle sans modèle, s'affranchissant ainsi du recours aux modèles mathématiques utilisés dans la technique de contrôle prédictif classique.

Les résultats expérimentaux obtenus ont confirmé le grand potentiel de ces deux approches pour améliorer les performances globales des systèmes photovoltaïques, notamment en termes d'efficacité énergétique, de stabilité du système, et de qualité de l'énergie injectée dans le réseau.

Les deux méthodes proposées ont été évaluées dans diverses conditions opérationnelles afin de déterminer la robustesse de chaque approche face aux conditions transitoires dans le système. En particulier, les techniques basées sur l'IA ont montré une capacité supérieure à gérer différents environnements opérationnels et à s'adapter aux conditions en temps réel, ce

qui les rend prometteuses pour des applications plus larges dans les réseaux intelligents et les systèmes d'énergies renouvelables.

Sachant que des validations expérimentales ont été réalisées sur un onduleur triphasé à deux niveaux implémenté dans cette thèse, la conception théorique et la mise en œuvre expérimentale de l'onduleur avec un driver de grille approprié basé sur le circuit Bootstrap ont été effectuées. Une étude détaillée de la sélection des composants électroniques du circuit de puissance et du circuit Bootstrap a été présentée, ainsi que les étapes fondamentales pour la mise en œuvre.

Perspectives

Les travaux réalisés dans cette thèse ouvrent la voie à de nombreuses perspectives intéressantes en matière de recherche et d'application dans le domaine des systèmes photovoltaïques, à savoir :

- Il serait judicieux de travailler au développement des techniques de contrôle classiques afin de réduire leurs inconvénients et de les rendre plus efficaces.
- L'intégration de techniques d'intelligence artificielle (IA) pourrait améliorer les performances des convertisseurs statiques, notamment des onduleurs, rendant ainsi l'intégration de l'énergie photovoltaïque au réseau plus harmonieuse et plus fiable.
- Une étude approfondie de l'effet des différents composants électroniques de l'onduleur et du pilote de grille sur les performances des onduleurs et du circuit de commande pourrait fournir des informations précieuses pour la conception de systèmes plus efficaces et fiables.
- L'application des techniques développées dans cette thèse à d'autres configurations énergétiques, telles que les micro-réseaux ou les systèmes hybrides combinant plusieurs sources d'énergie renouvelable, pourrait élargir leur portée et leur utilité. Ces systèmes peuvent jouer un rôle essentiel dans la transition vers des réseaux électriques plus résilients et durables.
- Des études de cas sur la mise en œuvre à grande échelle de ces approches dans divers environnements et conditions seront nécessaires pour vérifier leur robustesse et leur efficacité dans des contextes réels. Cela contribuera à la recherche universitaire et à la mise en œuvre pratique de solutions d'énergies renouvelables.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] Fthenakis, V., and Kim, H. C. "Photovoltaics: Life-cycle analyses." *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2011, 13(8), 1465-1474.
- [2] Mehreen G, Yash K, and Tariq M. "Review on recent trend of solar photovoltaic technology" *Energy Exploration & Exploitation*, 2016, Vol 34(4) 485-526.
- [3] Xiang, Y., Tang, Q., Xu, W., Hu, S., Zhao, P., Guo, J and Liu, J. "A multi-factor spatio-temporal correlation analysis method for PV development potential estimation." *Renew. Energy* 2024, 223, 119962.
- [4] Jiang, Y., Ren, Z., Dong, Z.Y., Sun, Z and Terzija, V. "An Optimal Dispatch Method of Integrated Electricity and Gas Systems Incorporating Hydrogen Injection Flexibility." *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* 2024, 155, 109662.
- [5] Zhiming Gu, Tingzhe Pan, Bo Li, Xin Jin, Yaohua Liao, Junhao Feng, Shi Su, and Xiaoxin Liu. "Enhancing Photovoltaic Grid Integration through Generative Adversarial Network-Enhanced Robust Optimization." *Energy* 2024, 17(19), 4801.
- [6] Tsao, J., Lewis, N. S., & Crabtree, G. "Solar Energy Utilization." *Proceedings of the National Academy of Sciences*, 2006, 103(43), 15729-15735.
- [7] Guadalupe Alan Castillo Rodríguez, "Carbon nanotubes: properties, synthesis and applications", *EYA ACADEMY*, vol.2, no.4, pp.80, 2024.
- [8] World Health Organization. COP26 Special Report on Climate Change and Health: The Health Argument for Climate Action. Geneva: World Health Organization, 2021. Google ScholarGoogle PreviewWorldCatCOPAC.
- [9] Zhilei Y, Yubo Zhang, and Xuefeng H, "Transformerless Grid-Connected PV Inverter Without Common Mode Leakage Current and Shoot-Through Problems." *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs* 2020, Vol 67(12), 3257 – 3261.
- [10] Guan, Y.; Wang, Y.; Xie, Y.; Liang, Y.; Lin, A.; Wang, X. "The Dual-Current Control Strategy of Grid-Connected Inverter with LCL Filter." *IEEE Trans. Power Electron.* 2019, 34, 5940–5952.
- [11] Yang, T.S.; Zhong, S.; Yu, S. "Robust fractional-order sliding mode control design for grid-connected photovoltaic inverters." *Control Theory Appl.* 2020, 37, 374–386.
- [12] N. Yalaoui, L. Dessaint, M. Reza Dehbozorgi and K. Al-Haddad. "Seamless Transition Between Microgrid Operation Modes Using ADRC Without an Islanding Detection Algorithm nor PLL.", *IEEE Access*, 2024, vol.12, pp.127655-127673.
- [13] Mohamed Mellouli, Mahmoud Hamouda, Hafiz Ahmed, Jaleleddine Ben Hadj Slama, Kamal Al-Haddad, "A Grid Synchronization PLL With Accurate Extraction Technique of Positive/Negative Sequences and DC-Offset Under Frequency Drift", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2024, vol.73, pp.1-11.
- [14] Aisyah N., Yusof M and Ali Z. "Review of active synchronization for renewable powered microgrid." *Int. J. Eng. Technol.*, 8 (1) (2019), pp. 14-21.
- [15] Chen, Y., Xue, Y. and Blaabjerg, F. Model predictive control of three-phase inverters for grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industry Applications* 2019, 55(6), 6466-6476.
- [16] Alizadeh, P., Rezaei-Zare, A. and Yazdani, A. Model predictive control of three-phase inverters with predictive current control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2018, 65(5), 4112-4122.
- [17] Zarei, M. E., Ramirez, D., Prodanovic, M. and Venkataramanan, G. Multi-Vector Model Predictive Power Control for Grid Connected Converters in Renewable Power Plants. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 2021, 65(5), 46-57.
- [18] Zhao, Z., Zhong, Y., Gao, H., Yuan, L. and Lu, T. Hybrid selective harmonic elimination PWM for common-mode voltage reduction in three-level neutral-point-clamped inverters for variable speed induction drives. *IEEE Transactions on Power Electronics* 2014, 29(6), 3024-3035.
- [19] Perez, M., Aguilar, C. and Ortega, R. Predictive direct power control relying only on non-zero voltage vectors. *IEEE Transactions on Power Electronics* 2017, 32(7), 5236-5246.
- [20] Abu-Khader, A., Abu-Siada, A. and Saidur, R. Predictive Current Control for Voltage Source Inverters Considering Dead-Time Effect. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2018, 65(5), 4236-4247.

- [21] Ooi, B. T., Liu, Y. and Gao, W. A model predictive control based common-mode voltage suppression strategy for voltage source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2016, 63(10), 6115–6125.
- [22] Guo, L., Jin, N., Li, Y. and Luo, K. A New Adaptive Optimal Control Algorithm for the Permanent Magnet Synchronous Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2017, 64(8), 6684-6694.
- [23] Nguyen, T. D., Phan, D. Q., Dao, D. N. and Lee, H. H. Carrier phase-shift PWM to reduce common-mode voltage for three-level T-type NPC inverters. *Journal of Power Electronics* 2014, 14(6), 1197-1207.
- [24] Videt, A., Le Moigne, P., Idir, N., Baudesson, P., & Cimetière, X. A new carrier-based PWM providing common-mode current reduction and DC-bus balancing for three-level inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2008, 54(6), 3001-3011.
- [25] Murat A, Yavuz C, Cemil O. "Deep Learning Based Phase Current Prediction Model in Three-Phase IGBT Two-Level Inverter for Electrical Drives" *IEEE 18th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 24-26 June 2024, Gdynia, Poland.
- [26] Zhixi Wu and Jin Zhao. "Open-Circuit Fault Diagnosis for Grid-tied T-Type Inverters Using an LSTM Autoencoder" 17-19 November 2023, *China Automation Congress (CAC)*, Chongqing, China.
- [27] Wei H, Zixian D, Xingjie H, Yating G, Zhaoxia Zh and Jiaxin H, "Photovoltaic inverter anomaly detection method based on LSTM serial depth autoencoder." 2023 *Journal of Physics: Conference Series* 2474 012026.
- [28] Sukanta R, Abdul Shakir Kh, Md Abu Taher; Mohd T, and Arif S, " Long Short Term Memory utilized Photovoltaic Inverter Humidity Controller for Capacitor Reliability Enhancement." *IEEE International Conference on Energy Technologies for Future Grids (ETFG)*, 03-06 December 2023, Wollongong, Australia.
- [29] Böer, K. W. (2002). "Survey of Semiconductor Physics." Vol. II. New York: John Wiley.
- [30] Bube, R. H. (1998). "Photovoltaic Materials." London: Imperial College Press.
- [31] Green, M. A.; Emery, K.; Bucher, K.; King, K. L.; and Igari, S. "Solar Cell Efficiency Tables." 2000, *Progress in Photovoltaics* 8: 377.
- [32] Meyers, V., and Birkmire, R. W. *Progress in Photovoltaics*, 1995, 3-393.
- [33] Fahrenbruch, A. L., and Bube, R. H. "Fundamentals in Solar Cells." 1983, *New York: Academic Press*.
- [34] Rekioua D. & Matagne E. "Optimization of Photovoltaic Power Systems Modelization, Simulation and Control. Renewable and Green Energy." *Springer, ISBN : 2012, 978-1-4471-2403- 0*, London,.
- [35] Green, M. A. "Solar Energy, the State of the Art." 2001, London: James & James.
- [36] Biyik, E., Kahraman, B. Ö., & Telli, A. Y. (2017). "A key review of building integrated photovoltaic (BIPV) systems." *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 20(3), 833-858.
- [37] Medekhel L, Srairi K, Labiod C "Experimental study of temperature effects on the photovoltaic solar panels performances in Algerian desert." *International Journal of Energetica*, 2022, 7(1), 18-22.
- [38] Stéphane VIGHETTI, "Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion." Thèse de doctorat, Septembre 2010, Institut polytechnique de Grenoble, France.
- [39] Kjaer. S. B., Pedersen. J. K., & Blaabjerg,. F. "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules." *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, 41(5), 1292-1306.
- [40] M. Meinhardt and P. Mutschler,. "Inverters without transformer in grid connected photovoltaic applications." in *Proc. EPE'95*, vol. 3, 1995, pp. 86–91.
- [41] Khasim, S.R., Dhanamjayulu, C., Padmanaban, S., Holm-Nielsen, J.B., Mitolo, M. "A Novel Asymmetrical 21-Level Inverter for Solar PV Energy System with Reduced Switch Count." *IEEE Access* 2021, 9, 11761–11775.
- [42] Vosoughi, N., Hosseini, S.H., Sabahi, M. "A new single-phase transformerless grid-connected inverter with boosting ability and common ground feature." *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2020, 67, 9313–9325.
- [43] Nguyen, N. N., Minh C and Young I L. "Model Predictive Control of a Grid-Connected Inverter with LCL

- Filter using Robust Disturbance Observer." IFAC-Papers On Line Vol 52, Issue 4, 2019, P 135-140.
- [44] Tan-Tai Tran., Minh-Kh G., Truong-Duy D., Joon-H Ch., Young-Cheol L and Firuz Z. "A Switched-Capacitor-Voltage-Doubler Based Boost Inverter for Common-Mode Voltage Reduction." IEEE Transactions on Power Electronics 2019, 7(3), 88-1.
- [45] Chen, Y., Wu, Y., and Ruan, X. "A Finite Control Set Model Predictive Control Method for Matrix Converter with Zero Common-Mode Voltage." IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) 2016, pp, 1-7.
- [46] Shen, Y., Wang, K., and Blaabjerg, F. "Common-Mode Voltage Reduction in Grid-Connected Inverters: A Comprehensive Study." IEEE Transactions on Power Electronics 2018, 33(5), 3786-3799.
- [47] Moreira, M. D. C., Torres, R. P., Cabral, E. R., and Barreto, L. H. S. C. "Common-Mode Voltage Reduction in Transformer less Single-Phase Photovoltaic Inverters." IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 30(9), 5019–5035.
- [48] Jang, W., and Lee, K. "Model Predictive Control Methods to Reduce Common-Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters." IEEE Transactions on Industrial Electronics 2019, 66(1), 124-136.
- [49] Kwak, S. "Model Predictive Control Methods to Reduce Common-Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters." IEEE Transactions on Power Electronics 2014, 30(9), 5019–5035.
- [50] S. Jena, B. Mohapatra and C. K. Panigrahi, "Realization of double band hysteresis current controller for single phase grid connected pulse width modulated voltage source inverter." International Conference on Man and Machine Interfacing (MAMI), Bhubaneswar, 2015, pp. 1-6.
- [51] C. N. M. Ho., V. S. P. Cheung and H. S. H. Chung. "Constant Frequency Hysteresis Current Control of Grid-Connected VSI Without Bandwidth Control." IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, vol. 24, no. 11, pp., 2484-2495, Nov.
- [52] Jitendra, K S., and Ranjan, K B. "Hysteresis Current Controllers for Grid Connected Inverter: Review and Experimental Implementation" IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). December 2018, Chennai, India.
- [53] Ali, A I M., Sayed, M A., Takeshita, T., Hassan, A M and Azmy, A M "A single-phase modular multilevel inverter based on controlled DC-cells under two SPWM techniques for renewable energy applications." Int. Trans. Electr. Energy Syst. 2021, 31, e12599.
- [54] Hassan, A.M., Yang, X., Ali, A.I., Ahmed, T.A and Azmy, A.M. "In A Study of Level-Shifted PWM Single-phase 11-Level Multilevel Inverter." Proceedings of the 21st International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Cairo, Egypt, 17–19 December 2019; pp. 170–176.
- [55] Ali, Ahmed Ismail M., Takaharu, T and Mahmoud A. Sayed. 2021. "Three-Phase PWM Inverter for Isolated Grid-Connected Renewable Energy Applications" Energies 14, no. 12: 3701.
- [56] Y. Xu, Y. He, H. Li, H. Xiao "Model Predictive Control Using Joint Voltage Vector for Quasi-Z-Source Inverter With Ability of Suppressing Current Ripple" IEEE J Emerg Select Top Power Electron, 2022 10 (1) , pp. 1108-1124.
- [57] T. Na, Q., Zhang, G. Xu., Y. Yan., X. Chen "A Modified SVM Method for Three-Phase Quasi-Z-Source Rectifier With Fully Soft Switching Operation and Low Conduction Losses" IEEE Trans Ind Electron, 2023, 70 (8) pp. 7547-7556.
- [58] Jeong, Won-Sang., Yoon-Seong Lee., Jung-Hyo Lee., Chang-Hee Lee and Chung-Yuen Won. "Space Vector Modulation (SVM)-Based Common-Mode Current (CMC) Reduction Method of H8 Inverter for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Drives" Energies 15, no. 1: 266.
- [59] Milad B S., Davood A Kh, Morteza J and Hamid R. "Implementation and analysis of SVM modulation method in linear and over-modulation zones." 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), pp.630-634, 2022.
- [60] Prawin A M., Vinoth K., Kishore R., Suresh K and Devarajan N. "Implementation of SVPWM in FPGA through MATLAB/SIMULINK Environment." International Journal of Engineering Science and Technology, 2010, Vol. 2(9), , 4585-459.
- [61] J. Holtz, "Pulsewidth modulation electronic power conversion." Proceedings of the IEEE, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, August 1994.
- [62] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg. "Control in power electronics." Academic Press. 2002.
- [63] Mohan N., T. M. Undel and W., Robbins P. "Power electronics." 3rd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2003.

- [64] Rodríguez J., Pontt J., Silva, C. et al. "Predictive current control of a voltage source inverter." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, February 2007 vol. 54, no. 1, pp. 495–503.
- [65] Esram, T., & Chapman, P. L. (2007). Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2), 439–449.
- [66] Femia, N., Petrone, G., Spagnuolo, G., & Vitelli, M. (2005). Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4), 963–973.
- [67] Salas, V., Olías, E., Barrado, A., & Lázaro, A. (2006). Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 90(11),
- [68] Houssein, E. H., Hosney, M. E., Oliva, D., Elhoseny, M., & Hassanien, A. E. (2019). Metaheuristic optimization algorithms for photovoltaic systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 101, 79–108.
- [69] Blaabjerg, F., Yang, Y., Pang, Y., & Ma, K. (2013). Photovoltaic applications – Power electronics and control techniques. In B. Singh (Ed.), *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications* (pp. 25–60). Springer.
- [70] Koutroulis, E., & Kalaitzakis, K. (2001). Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2), 444–454.
- [71] IEC. (2022). IEC 62891: Photovoltaics in buildings – Guidelines for the use of MPPT techniques. International Electrotechnical Commission.
- [72] IEEE. (2018). IEEE Std 1547-2018: Standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces. Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- [73] John Wiley & Sons, Ltd. "Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives." First Edition. Jose Rodriguez and Patricio Cortes. 2012.
- [74] Hochreiter, S., Bengio, P., Frasconi, and J. Schmidhuber. "Gradient Flow in Recurrent Nets: The Difficulty of Learning Long-term Dependencies." *IEEE Press*. Web. 4 May 2016.
- [75] Olah, Christopher. "Understanding LSTM Networks." Colah's Blog. Github, 27 Aug. 2015. Web. 04 May 2016.
- [76] Schmidhuber, J., F. Gers, and D. Eck. "Learning Nonregular Languages: A Comparison of Simple Recurrent Networks and LSTM." *Istituto Dalle Molle Di Studi Sull'Intelligenza Artificiale*, 6 Jan. 2003. Web. 4 May 2016.
- [77] Zhou X, Shi J, Gong K, Zhu C, Hua J and Xu J. "A Novel Quench Detection Method Based on CNN-LSTM Model." *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 2021;31(5), 4702-105.
- [78] Zang H, Liu L, and Sun L. "Short-term global horizontal irradiance forecasting based on a hybrid CNN-LSTM model with spatiotemporal correlations." *Renewable Energy* 2020;160:26-41.
- [79] Staudemeyer R C, Morris E R. "Understanding LSTM: a tutorial into Long Short-Term Memory Recurrent Neural Networks." *Faculty of Computer Science, Schmalkalden University of Applied Sciences, Germany* 2019.
- [80] Sak H, Senior A, Beaufays F. "Long Short-Term Memory Recurrent Neural Network Architectures for Large Scale Acoustic Modeling." *Google USA* 2014.
- [81] Laghrissi F, Douzi S, Douzi K, Hssina B. "Intrusion detection systems using long short-term memory (LSTM)." *Journal of Big Data* 2021;8(65):448-4.
- [82] Z. Ye, Y. Lei, W. Liu, P. Shenoy and R. Pilawa-Podgurski. "Improved Bootstrap Methods for Powering Floating Gate Drivers of Flying Capacitor Multilevel Converters and Hybrid Switched-Capacitor Converter." *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 1–1.
- [83] Y. Lei, W. Liu and R. C.N. Pilawa-Podgurski. "An analytical method to evaluate and design hybrid switched-capacitor and multilevel converters." *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n. 3, March 2018, 2227–2240.

- [84] L. Xiao, B. Yuan and J. Ying. "high-speed dynamic level shifter for high-side bootstrapped gate driver in high-voltage buck regulators." *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 8, n. 6, September 2021, 3083 – 3087.
- [85] A. Seidel, M. Costa, J. Joos and B. Wicht. "Area Efficient Integrated Gate Drivers Based on High-Voltage Charge Storing." *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, n. 7, 2015, 1550–1559.
- [86] S. Park and T. Jahns. "A self-boost charge pump topology for a gate drive high-side power supply." *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 20, n. 2, Mar 2005, pp. 300–307.
- [87] W. Jin and K. Cho. "A Supply Voltage Noise Immunity Enhancement Design for High-Voltage Gate Driver IC Based on Bootstrap Circuit." *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, n. 9, 2021, 3048–3052.
- [88] M. Seifaei, D. Schillinger, M. Kuhl, M. Keller, U. Zschieschang, H. Klauk and Y. Manoli. "Modified Bootstrap Switching Scheme for Organic Digital Integrated Circuits." *IEEE Solid-State Circuits Letters*, 2019, 1–1.
- [89] A. Guha and G. Narayanan. "Impact of Dead Time on Inverter Input Current, DC-Link Dynamics, and Light-Load Instability in Rectifier-Inverter-Fed Induction Motor Drives." *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 54, n. 2, 2018, 1414–1424.
- [90] A. Niwa, T. Imazawa, R. Kojima, M. Yamamoto, T. Sasaya, T. Isobe and Tadano, H. "A Dead-Time-Controlled Gate Driver Using Current-Sense FET Integrated in SiC MOSFET." *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, n. 4, 2018, 3258–13267.
- [91] M. Yoshiro, W. Tomofumi and I. Harumitu. "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-23, n. 5, 2023, pp.881–885,1987.
- [92] D. Leggate and R. Kerkman, Pulse based time compensator for PWM voltage inverters." *IEEE IECON Conf. Rec.*, 1995, pp. 474-481.
- [93] Medekhel L, Srairi, K, Labiod C, Benbouzid M, Meneceur R. Theoretical Design and Experimental Implementation of a Three-Phase Two-Level Inverter with an Adapted Gate Driver Based on Bootstrap Circuit for Grid-Connected Renewable Energy Systems. *International Journal on Energy Conversion (IRECON)* 2023, 11(4), 2281-5295.
- [94] V.M. Cardenas, S. Horta and R. Echavarra. "Elimination of dead time effects in three phase inverters." *IEEE Int. Power Electron. Congr.*, October. 1996, pp. 258–262.
- [95] L. Chen and F. Z. Peng. "Dead-time elimination for voltage source inverters." *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 23, n. 2, 2008, pp. 574–580.
- [96] D.B. Rathnayake, S.M.H.K. Samarasinghe, C.I. Medagedara and S.G. Abeyratne. "An enhanced pulse-based dead-time compensation technique for PWM-VSI drive." *Industrial and Information Systems (ICIIS)* 2014 9th International Conference, Dec. 2014 pp. 1-5, 1517.
- [97] R. Aboub, Mechouma, B. Azoui1, C. Labiod and A. Khechekhouche, "A New Multicarrier Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) Strategy based on Rooted Tree Optimization (RTO) Algorithm for Reducing Total Harmonic Distortion (THD) of Switched-Capacitor Nine-level Inverter in Grid-connected PV systems." *Indonesian Journal of Science and Technology*, vol 7. n 1, 2022, pp. 19 – 36.
- [98] LMG3410 "600-V 12-A Integrated GaN Power Stage." *Texas Instrument, Dallas, TX, USA*, 2017.

- [99] EPC2112 "200 V, 10 A Integrated Gate Driver eGaN IC." *Efficient Power Convers. Corp., Segundo, CA, USA*, 2018
- [100] Texas Instruments, "2.5-A/3.5-A 120-V half-bridge driver with 8-V UVLO and external bootstrap diode." *UCC27288 datasheet*, Oct. 2020.
- [101] Guo, L., Jin, N., Gan, C., Xu, L. and Wang, Q. "An Improved Model Predictive Control Strategy to Reduce Common-Mode Voltage for 2-Level Voltage Source Inverters Considering Dead Time Effects." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 66(5), 1-1.
- [102] National Electrical code NEC 2008.

Annexes

Annexe I. Fonction MATLAB du modèle de commande prédictive (MPC)

```

function [Sa,Sb,Sc] = control(I_ref,I_meas,e_estime, Sec)
% Variables defined in the parameters file
%global Ts R L v states
% Optimum vector and measured current at instant k-1
Vdc = 400; % DC-link voltage [V]
% Current reference
e=e_estime(1)+1j*e_estime(2);
% Voltage vectors
Ts = 1e-5;
% Load parameters
R = 10; % Resistance [Ohm]
L = 10e-3; % Inductance [H]
v0 = 0;
v1 = 2/3*Vdc;
v2 = 1/3*Vdc + 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
v3 = -1/3*Vdc + 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
v4 = -2/3*Vdc;
v5 = -1/3*Vdc - 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
v6 = 1/3*Vdc - 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
v7 = 0;
v = [v0 v1 v2 v3 v4 v5 v6 v7]*3/2;
x_opt = 1;
% Switching states
%states = [1 -1 -1;1 1 -1;-1 1 -1;-1 1 1;-1 -1 1;1 -1 1];
states = [-1 -1 -1;1 -1 -1;1 1 -1;-1 1 -1;-1 1 1;-1 -1 1;1 -1 1;1 1 1];
persistent x_old i_old
% Initialize values
if isempty(x_old), x_old = 1; end
if isempty(i_old), i_old = 0+1j*0; end
g_opt = 1e10;
% Read current reference inputs at sampling instant k
ik_ref = I_ref(1) + 1j*I_ref(2);

% Read current measurements at sampling instant k
ik = I_meas(1) + 1j*I_meas(2);
% Back-EMF estimate
% Store the measured current for the next iteration
i_old = ik;
if Sec==1
for i = [0 1 2 3 4 5 6 7]
% i-th voltage vector for current prediction
v_o1 = v(i);
% Current prediction at instant k+1
ik1 = (1 - R*Ts/L)*ik + Ts/L*(v_o1 - e);
% Cost function
g = abs(real(ik_ref - ik1)) + abs(imag(ik_ref - ik1));
% Selection of the optimal value
if (g<g_opt)
g_opt = g;
x_opt = i;
end
end
end
if Sec==2
for i=[0 1 2 3 4 5 6 7]
% i-th voltage vector for current prediction
v_o1 = v(i);
% Current prediction at instant k+1
ik1 = (1 - R*Ts/L)*ik + Ts/L*(v_o1 - e);
% Cost function
g = abs(real(ik_ref - ik1)) + abs(imag(ik_ref - ik1));
% Selection of the optimal value
if (g<g_opt)
g_opt = g;
x_opt = i;
end
end

```

```
end
end
    if Sec==3
    for i = [0 1 2 3 4 5 6 7]
    % i-th voltage vector for current prediction
    v_o1 = v(i);
    % Current prediction at instant k+1
    ik1 = (1 - R*Ts/L)*ik + Ts/L*(v_o1 - e);
    % Cost function
    g = abs(real(ik_ref - ik1)) + abs(imag(ik_ref - ik1));
    % Selection of the optimal value
    if (g<g_opt)
    g_opt = g;
    x_opt = i;
    end
    end
    end
    if Sec==4
    for i = [0 1 2 3 4 5 6 7]
    % i-th voltage vector for current prediction
    v_o1 = v(i);
    % Current prediction at instant k+1
    ik1 = (1 - R*Ts/L)*ik + Ts/L*(v_o1 - e);
    % Cost function
    g = abs(real(ik_ref - ik1)) + abs(imag(ik_ref - ik1));
    % Selection of the optimal value
    if (g<g_opt)
    g_opt = g;
    x_opt = i;
    end
    end
    end
    if Sec==5
    for i = [0 1 2 3 4 5 6 7]
    % i-th voltage vector for current prediction
    v_o1 = v(i);
    % Current prediction at instant k+1
    ik1 = (1 - R*Ts/L)*ik + Ts/L*(v_o1 - e);
    % Cost function
    g = abs(real(ik_ref - ik1)) + abs(imag(ik_ref - ik1));
    % Selection of the optimal value
    if (g<g_opt)
    g_opt = g;
    x_opt = i;
    end
    end
    end
    if Sec==6
    for i = [0 1 2 3 4 5 6 7]
    % i-th voltage vector for current prediction
    v_o1 = v(i);
    % Current prediction at instant k+1
    ik1 = (1 - R*Ts/L)*ik + Ts/L*(v_o1 - e);
    % Cost function
    g = abs(real(ik_ref - ik1)) + abs(imag(ik_ref - ik1));
    % Selection of the optimal value
    if (g<g_opt)
    g_opt = g;
    x_opt = i;
    end
    end
    end
    % Store the present value of x_opt
    x_old = x_opt;
    % Output switching states
    Sa = states(x_opt,1);
    Sb = states(x_opt,2);
    Sc = states(x_opt,3);
```

Publications

Article

Enhancing the Performance and Efficiency of Two-Level Voltage Source Inverters: A Modified Model Predictive Control Approach for Common-Mode Voltage Suppression

Lamine Medekhel ¹, Messaoud Hettiri ², Chouaib Labiod ^{1,3} , Kamel Srairi ¹  and Mohamed Benbouzid ^{4,5,*} 

- ¹ Laboratory of Energy Systems Modeling (LMSE), Department of Electrical Engineering, University of Biskra, BP 145, Biskra 07000, Algeria; medekhel.lamine@gmail.com (L.M.); labiod-chouaib@univ-eloued.dz (C.L.); k.srairi@univ-biskra.dz (K.S.)
- ² LGEERE Laboratory, University of El Oued, El Oued 39000, Algeria; hettiri-messaoud@univ-eloued.dz
- ³ Electrical Engineering Department, Faculty of Technology, University of El Oued, El Oued 39000, Algeria
- ⁴ Institut de Recherche Dupuy de Lôme (UMR CNRS 6027 IRDL), University of Brest, 29238 Brest, France
- ⁵ Logistics Engineering College, Shanghai Maritime University, Shanghai 201306, China
- * Correspondence: mohamed.benbouzid@univ-brest.fr

Abstract: In this paper, a new modified model predictive control is proposed to improve the performance of the model predictive control for two-level voltage source inverters by alleviating computational burden and the disadvantages associated with the conventional model predictive control strategy. The objective of the proposed method is to reduce the number of candidate voltage vectors in each sector, thereby improving the overall performance of the control system, as well as achieving common-mode voltage reduction for two-level voltage source inverters. Two strategies are introduced to achieve this objective. Firstly, an algorithm is developed based on statistical computational processes to pre-define the candidate voltage vectors. This strategy involves ranking and considering the most frequently used voltage vectors. Consequently, by reducing the computational burden, the search space for the optimal voltage vectors is reduced. Furthermore, based on statistical results, a strategy is proposed to divide the sectors into three sectors instead of the six sectors in the conventional method. This approach effectively reduces the number of candidate voltage vectors. The modified model predictive control strategy aims to improve the efficiency of the control system by reducing the computational burden, and suppressing the common-mode voltage. The simulation and experiments are carried out to verify the effectiveness of the proposed strategy under various operational conditions. The results demonstrate that the modified model predictive control approach significantly reduces the computational burden and complexity of the control system while effectively suppressing the common-mode voltage; this contributes to improving the performance of two-level voltage source inverters and enhancing their applicability for connecting the renewable energies to the grid.

Keywords: model predictive control (MPC); computational burden; common-mode voltage (CMV); two-level voltage source inverters (2L-VSIs); voltage vectors (VVs); photovoltaic (PV) systems; grid connected



Citation: Medekhel, L.; Hettiri, M.; Labiod, C.; Srairi, K.; Benbouzid, M. Enhancing the Performance and Efficiency of Two-Level Voltage Source Inverters: A Modified Model Predictive Control Approach for Common-Mode Voltage Suppression. *Energies* **2023**, *16*, 7305. <https://doi.org/10.3390/en16217305>

Academic Editor: Tek Tjing Lie

Received: 31 August 2023

Revised: 21 October 2023

Accepted: 26 October 2023

Published: 27 October 2023



Copyright: © 2023 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

1. Introduction

The voltage source inverter (VSI) is an essential component in the operation of many renewable energy sources, such as wind energy, photovoltaic energy, and others. There is a lot of research on the efficiency of the VSI [1,2]. To connect photovoltaic energy sources to the grid, a common method is to use a VSI [3]. Achieving a smooth connection and synchronization between a VSI and the grid heavily relies on the control technique employed [4]. The control technique plays a crucial role in regulating the VSI's output voltage and frequency to match the grid's voltage and frequency, ensuring a seamless and

Theoretical Design and Experimental Implementation of a Three-Phase Two-Level Inverter with an Adapted Gate Driver Based on Bootstrap Circuit for Grid-Connected Renewable Energy Systems

Lamine Medekhel¹, Kamel Srairi¹, Chouaib Labiod^{1, 2}, Mohamed Benbouzid³, Redha Meneceur²

Abstract – Voltage source inverters play a crucial role in connecting numerous renewable energy sources to the grid. The hardware performances and efficiency of these inverters relies on a compatible and efficient gate driver, the bootstrap circuit is a reliable technique for controlling the gates of inverter switches. Therefore, this article addresses the issue of designing and implementing a three-phase two-level voltage inverter with a gate driver based on a bootstrap circuit. However, inaccuracies in electronic components selection for the bootstrap circuit can potentially lead to a lack of compatibility between the inverter and the gate driver. Consequently, this Incompatibility may engender complications and impede the proper functioning of the inverter. This paper presents the necessary steps for implementing the inverter and the bootstrap gate driver, with a specific focus on the bootstrap circuit. The experimental results obtained from the implemented inverter validate the feasibility and functionality of the circuits. The paper provides detailed explanations of each circuit component through schematics and discusses the testing and validation processes of the implemented inverter and gate driver. **Copyright** © 2023 Praise Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved.

Keywords: Bootstraps Technique, Gate Driver, Two-Level Three-Phases Voltage Source Inverter (2L-VSI), High-Side and Low-Side Switches, Galvanic Isolation, High-Voltage Applications, Grid-Connected Renewable Energy Systems, Experimental Validations

I. Introduction

Power electronic converters have brought an increasing power quality challenge to the grid-connected renewable energy systems like Photovoltaic (PV) and wind turbine systems [1]-[3]. In this field, an inverter serves as a crucial component responsible for converting Direct Current (DC) power into Alternating Current (AC) power, this conversion is vital for numerous applications.

The fundamental principle behind an inverter's operation lies in its ability to manipulate the voltage and current supplied to a load in such a way that it emulates the characteristics of an AC waveform [4]-[6].

A typical inverter setup involves the utilization of high-side switches and low-side switches to achieve the conversion process. These switches play a pivotal role in altering the flow of current from the DC source to produce the desired AC waveform. The high-side switches are tasked with managing the positive voltage segment of the waveform, while the low-side switches handle the negative voltage portion. This synchronized switching of high and low-side switches creates the AC waveform necessary for various applications [7]-[12].

However, one of the notable challenges faced when operating high-side switches is that they typically need to handle voltages that exceed the available power supply

voltage. This discrepancy between the required operating voltage and the available voltage from the power supply presents a complication. To overcome this challenge, a gate driver circuit is employed to control and to activate these high-side switches. The gate driver circuit is crucial for ensuring the switches operate effectively and reliably [13]-[14].

The proposed solution to address the high-side switching challenge involves the utilization of a bootstrap circuit [15]-[19]. This circuit employs a combination of a capacitor and a diode to create a voltage boost that surpasses the available power supply voltage. The boosted voltage generated by the bootstrap circuit is then used by the high-side gate driver to activate the high-side switches successfully [20]-[23].

This voltage enhancement is essential for enabling the high-side switches to function optimally within various switching applications [24]-[25].

The current paper introduces a comprehensive methodology for implementing a two-level three-phase inverter (2L-VSI) along with a gate drive circuit. This gate drive circuit controls the switches (Insulated Gate Bipolar Transistors or IGBTs) using the bootstrap technique. Additionally, the design incorporates galvanic isolation, a technique that ensures electrical separation between different circuit sections to enhance safety and

Experimental study of temperature effects on the photovoltaic solar panels performances in Algerian desert

Lamine Medekhel¹, Kamel Srairi¹, Chouaib Labiod^{2*}

¹ Laboratory of Energy Systems Modeling(LMSE), University of Biskra, ALGERIA

²Technology faculty, University of El Oued, ALGERIA

*Corresponding author E-mail: Labiod.chouaib@gmail.com

Abstract – Photovoltaic panels are operated in the Algerian desert areas under high temperatures, especially, in the summer, when the temperature may be reached 70°C on the panel's surface. The high temperature has a significant negative impact on the photovoltaic panels performance. In this paper, an experimental study to track the effects of temperature on the photovoltaic panels performances in different situations has been realized. The obtained results approve the importance of the temperature effects on the electrical power of the photovoltaic panel. The temperature increases lead to decreases in the performance of the panel, where an output power that does not exceed 52% of the nominal power at a high temperature.

Keywords: Photovoltaic (PV) systems, Maximal Power (P_{max}), Short-circuit current (I_{sc}), Open-circuit voltage (V_{oc}).

Received: 22/04/2022 – Revised 05/06/2022 – Accepted: 17/06/2022

I. Introduction

In light of the rapid rise in population growth rates, the increasing demand for electricity around the world, the alarming increase in carbon emissions leading to global warming, the instability of the global oil and gas market, the constant prices fluctuation and the risks of political unrest and natural disasters such as the Corona pandemic. Many countries have been forced to reconsider their use of traditional energy sources and the tendency to invest in renewable energy and its equipment [1-3]; this will reduce carbon emissions and ensure energy security, especially, since renewable energies are formed in several forms, like the sun, the water, the wind, ...etc. The solar energy source is among the most powerful sources of renewable energy and it has, recently, witnessed a decrease in its production costs in a way that qualifies them to compete with Oil and Gas, as photovoltaic

energy has become very popular among renewable energy sources [4]. This is since the main fossil fuel resources are being depleted continuously compared to solar energy generation which is a clean source and does not contribute to the carbon footprint on the environment [5].

In addition to having one of the most significant sun fields in the world, with more than 3500 hours of brightness annually, Algeria's climate is very conducive to the growth of solar energy [6,7]. An excessive rise in temperature affects the photovoltaic panels (PV) performance, as the increase in temperature [8,9]. With the increase in temperature, the current increases slightly and the voltage decreases more [10], therefore, productivity and efficiency decrease [11,12]. Several recent studies have proved the high negative impact of high temperatures on solar cell performances [13].

In this paper, our proposed experimental research work is carried out to test the performances of a mono-