

Dédicaces

JE DÉDIE CE TRAVAIL À :

MES CHERS PARENTS.

MES CHERS FRÈRES ET SŒURS.

TOUS MES AMIS...

ZAKARIA MASSAQ

Remerciements

Les travaux présentés dans cette mémoire ont été réalisés au Laboratoire d'Automatique et Conversion d'Énergie et de Microélectronique (LACEM), à la Faculté des Sciences et Techniques de Beni Mellal sous la direction du Pr. **Abdelouahed ABOUNADA** et du Pr. **Mohamed RAMZI**.

Au nom **d'Allah**, le Tout Miséricordieux, le Très Miséricordieux. Je tiens à remercier notre grand Dieu qui m'a donné la patience de mener à bien cette thèse.

Je tiens à exprimer mes profonds et sincères remerciements à mon directeur de thèse, le Professeur **Abdelouahed ABOUNADA**, pour ses précieux conseils, sa patience, sa gentillesse et ses encouragements durant ces années de thèse. J'apprécie de tout mon cœur ses qualités humaines et sa disponibilité. Je tiens à exprimer mes remerciements à mon co-directeur de thèse, le Professeur **Mohamed RAMZI**, pour ses commentaires et suggestions lors de la rédaction de cette thèse.

Je tiens à exprimer ma gratitude aux membres du jury pour leurs suggestions et conseils afin d'améliorer le contenu de ce rapport de thèse.

Enfin, il est difficile d'exprimer en quelques mots mes remerciements à mes chers parents, mes frères et sœurs qui m'ont toujours soutenu durant mes études universitaires, pour leurs sacrifices, leur soutien moral, ainsi que pour leurs encouragements quotidiens.

Je terminerai en remerciant tous ceux qui ont été directement ou indirectement impliqués dans la réalisation de ce travail de recherche.

Résumé

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre des travaux de recherche dédiés à l'optimisation du contrôle d'un système de pompage solaire photovoltaïque. Dans ce contexte, des contrôleurs efficaces ont été proposés pour améliorer l'efficacité des schémas de contrôle conventionnels.

Les algorithmes d'extraction de la puissance photovoltaïque (MPPT) conventionnels à pas fixe sont simples à mettre en œuvre et convergent vers le point de puissance maximum lorsque la lumière du soleil varie uniformément, sauf qu'ils souffrent d'une dynamique de suivi lente lorsque les conditions météorologiques changent de manière dynamique. En outre, ils peuvent provoquer d'énormes pertes de puissance en raison de la présence de fluctuations de puissance. Dans ce contexte, deux algorithmes MPPT à pas variables sont proposés pour optimiser la dynamique d'extraction de puissance sous différentes conditions climatiques. Tout d'abord, un contrôleur hybride basé sur la logique floue et le contrôleur par mode glissant est proposé comme alternative à l'algorithme traditionnel de Perturbation et Observation. D'autre part, la structure de l'algorithme de Conductance Incrémentale a été modifiée pour bénéficier de ces avantages et d'éliminer ses inconvénients.

La commande vectorielle par orientation de flux permet un contrôle indépendant du flux du moteur et du couple électromagnétique. Cependant, les résultats de simulation ont montré que cette méthode est très sensible aux changements brusques de couple résistant. Pour cette raison, la commande prédictive non linéaire a été proposée comme alternative pour améliorer la réponse du moteur asynchrone. Cette commande permet de réaliser un découplage complet entre le couple et le flux et résiste aux variations des paramètres intrinsèques et extrinsèques du système. De plus, elle améliore la réponse en couple et réduit ses ondulations. Les contrôleurs développés (contrôleurs MPPT et contrôleurs de moteur à induction) sont combinés pour créer un schéma de contrôle de haute performance dédié à un système de pompage solaire sans batteries. Ce schéma de contrôle a confirmé sa supériorité sur le schéma de contrôle conventionnel.

Un système de pompage basé sur une batterie (hybride) est également étudié dans ce travail. Ce système peut assurer la continuité de fonctionnement en l'absence d'irradiation solaire. Dans ce contexte, des contrôleurs avancés par mode glissant sont conçus pour gérer le stockage d'énergie à travers la régulation de la tension du bus continu. Ces contrôleurs

permettent à la batterie de stocker l'énergie excédentaire non consommée par la motopompe. L'énergie stockée peut être utilisée ultérieurement pour entraîner la motopompe à différentes vitesses et dans différentes conditions d'éclairement.

Les onduleurs multi-niveaux sont une bonne alternative à l'onduleur classique à deux niveaux, ces onduleurs sont préférés dans les applications moyenne et haute tension. Cependant, ils n'ont pas suscité beaucoup d'intérêt dans les applications basse tension, en raison de leur coût élevé associé au grand nombre de semi-conducteurs et de leur complexité de commande. Dans le cadre de cette thèse un nouvel onduleur à trois niveaux nommé l'onduleur à dix commutateurs sera étudié. Cet onduleur fonctionne avec un nombre réduit de semi-conducteurs, il combine les caractéristiques des onduleurs à deux niveaux et à trois niveaux. Dans ce contexte, une nouvelle modulation vectorielle est proposée pour piloter l'onduleur à dix commutateurs. La technique de modulation proposée sera simulée, validée expérimentalement puis comparée à d'autres techniques existantes. Enfin, l'algorithme proposé sera adapté pour le contrôle du système de pompage photovoltaïque sans batteries.

Mots clés :

- Contrôle prédictif non linéaire.
- Système de pompage solaire sans batteries.
- Contrôle par mode glissant.
- Commande à logique floue.
- Système de pompage solaire hybride.
- Onduleur à dix commutateurs.
- Modulation vectorielle.

Abstract

This thesis is part of the research work dedicated to the optimization of the control of a photovoltaic solar pumping system. In this context, efficient controllers have been proposed to improve the efficiency of conventional control schemes.

Conventional MPPT algorithms based on fixed step size are simple to implement and converge to the point of maximum power when sunlight varies uniformly, except they suffer from slow tracking dynamics when weather conditions change dynamically. In addition, they can cause huge power losses due to the presence of power fluctuations. In this context, two variable step-size MPPT algorithms are proposed to optimize the power extraction dynamics under different climatic conditions. First, a hybrid controller based on fuzzy logic and the sliding mode controller is offered as an alternative to the traditional Perturb and Observe algorithm. On the other hand, the structure of the incremental conductance algorithm has been modified to benefit from its advantages and eliminate its disadvantages.

The conventional field-oriented control allows independent control of the motor flux and the electromagnetic torque. However, simulation results showed that this method is very sensitive to sudden changes in resistive torque. For this reason, the nonlinear predictive control has been proposed as an alternative to improve the response of the asynchronous motor. This controller can achieve complete decoupling between the torque and the flux, and it can withstand the variations of the motor parameters. In addition, it improves the torque response and reduces its ripples. The developed controllers (MPPT) controllers and the induction motor controllers) are combined to create a high-performance control scheme dedicated to a battery-less solar pumping system. This control scheme has confirmed its superiority over the conventional control scheme.

A pumping system based on a battery (hybrid) is also studied in this work. This system can ensure the continuity of operation in the absence of solar irradiation. In this context, advanced sliding mode controllers are designed to manage the operation of energy storage through the regulation of the DC bus voltage. These controllers allow the battery to store excess

energy not consumed by the motor pump. The stored energy can be used later to drive the motor pump at different speeds and under different lighting conditions.

Multi-level inverters are a good alternative to the classic two-level inverter, these inverters are preferred in medium and high voltage applications. However, they have not received much interest in low voltage applications, due to their high cost associated with the large number of semiconductors and their control complexity. In the framework of this thesis a new three-level inverter named the ten-switch inverter will be studied, this inverter works with a reduced number of semiconductors, it combines the characteristics of two-level and three-level inverters. In this context, a new vector modulation is proposed in this work to drive this inverter. The proposed modulation technique will be simulated, experimentally validated and then compared with other existing techniques. Finally, the proposed algorithm will be adapted for the control of the photovoltaic battery-less pumping system.

Keywords :

- Nonlinear predictive control.
- Solar pumping system.
- Sliding mode controller.
- Fuzzy logic control.
- Hybrid solar pumping system.
- Ten-switch inverter.
- Space vector modulation.

Table des matières

Introduction Générale.....	1
Chapitre 1 : État de l'art sur les systèmes de pompage solaire	9
1. Introduction	10
2. La situation des énergies renouvelables au Maroc	10
3. Distribution des sources d'énergie au Maroc.....	11
4. L'état des systèmes de pompage solaire photovoltaïque au Maroc	13
5. Topologies de pompage solaire :.....	15
5.1 Topologie de pompage basée sur un moteur à courant continu	15
5.2 Topologies de pompage basées sur un moteur à courant alternatif.....	16
6. Topologies d'onduleurs triphasés multiniveaux utilisées dans les systèmes solaires....	18
6.1 Onduleurs multiniveaux NPC	19
6.2 Onduleurs multiniveaux à capacités flottantes	20
6.3 Onduleurs multiniveaux en cascade	21
6.4 Onduleurs multiniveaux modifiés	22
7. Pompes solaires	23
8. Conclusion.....	25
Chapitre 2 : Modélisation du système de pompage solaire et présentation des différentes stratégies de contrôle	26
1. Introduction	27
2. Configuration du système de pompage solaire.....	28
2.1 Configuration d'un système de pompage solaire sans batteries.....	28
2.2 Configuration du système de pompage solaire hybride	28
3. Modélisation du système de pompage solaire	29
3.1 Modélisation du générateur photovoltaïque	29
3.2 Modélisation du convertisseur Boost	30
3.3 Modélisation du convertisseur bidirectionnel Buck-Boost	32
3.4 Modélisation du moteur asynchrone :	34
3.5 Modélisation de la pompe centrifuge	40
3.6 Modélisation de la batterie	40
4. Stratégies de suivi du point de puissance maximum	41
4.1 Algorithme de Perturbation et Observation.....	42
4.2 Algorithme de Conductance Incrémentale	44

4.3	Algorithme de Perturbation et Observation à pas variable.....	45
4.4	Algorithme MPPT à base de la logique floue	46
5.	Stratégies de contrôle du moteur à induction	48
5.1	Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux	48
5.2	Contrôle vectoriel indirect par orientation du flux rotorique	49
5.3	Contrôle par linéarisation entrée sortie	53
5.4	Commande directe de couple	55
6.	Présentation de la logique floue	58
6.1	Les ensembles flous.....	58
6.2	Opérations logiques sur la logique floue	63
6.3	Règles floues	64
6.4	Structure d'un système d'inférence floue	65
6.5	Méthodes d'inférence floue	68
7.	Présentation de la commande prédictive généralisée	73
8.	Présentation du contrôle par mode glissant.....	74
8.1	Conception de la loi de commande par le mode glissant	75
8.2	Contrôleur par mode glissant indirect	78
9.	Conclusion.....	80
Chapitre 3 : Contrôle d'un système de pompage d'eau photovoltaïque à l'aide d'un contrôleur prédictif non linéaire et d'un contrôleur à logique floue.....		82
1.	Introduction	83
2.	Description du système de pompage à deux étages	83
3.	Dimensionnement du système de pompage sans batteries	84
3.1	Dimensionnement du générateur solaire photovoltaïque	84
3.2	Dimensionnement de la motopompe	85
3.3	Sélection de la tension nominale du bus continu	85
3.4	Dimensionnement du convertisseur Boost	86
3.5	Dimensionnement du condensateur du bus continu	86
4.	Commande du système de pompage avec le schéma de contrôle conventionnel	87
4.1	Extraction de la puissance maximale et calcul de la vitesse de référence.....	87
4.2	Commande vectorielle à flux orienté pour le système de pompage.....	88
4.3	Schéma global de commande	89
5.	Schéma de contrôle proposé basé sur un contrôleur flou et un contrôle prédictif non linéaire.....	90
5.1	Contrôleur MPPT proposé.....	90
5.2	Régulation de la tension du bus DC avec un régulateur flou	96

5.3	Commande prédictive non linéaire de la machine asynchrone	99
5.4	Schéma global de commande	103
6.	Résultats de simulation.....	104
7.	Conclusion.....	108
Chapitre 4 : Contrôle flou et prédictif d'un système de pompage photovoltaïque basé sur un convertisseur boost à trois niveaux		110
1.	Introduction	111
2.	Description du système de pompage basé sur le convertisseur Boost à trois niveaux	112
3.	Analyse et dimensionnement du convertisseur Boost à trois niveaux	112
3.1	Modes de fonctionnement	112
4.	Contrôleurs proposés au système de pompage.....	115
4.1	Contrôle du convertisseur Boost à trois niveaux.....	116
4.2	Contrôle de l'onduleur triphasé.....	124
5.	Résultats de la simulation.....	129
6.	Conclusion.....	133
Chapitre 5 : Contrôle non linéaire robuste d'un système de pompage d'eau hybride.....		134
1.	Introduction :	135
2.	Présentation de la configuration du système	136
3.	Suivi du point de puissance maximum avec des contrôleurs glissants	138
3.1	MPPT a base du contrôleur par mode glissant conventionnel	138
3.2	Suivi du point de puissance maximum avec des contrôleurs par mode glissant avancés	141
4.	La stratégie de contrôle du convertisseur bidirectionnel.....	147
4.1	Contrôle du convertisseur bidirectionnel avec des contrôleurs PI	147
4.2	Contrôle du convertisseur bidirectionnel avec des contrôleurs par mode glissant avancés	148
5.	La commande prédictive généralisée du moteur asynchrone.....	153
6.	Résultats de la simulation.....	154
7.	Conclusion.....	158
Chapitre 6 : Une nouvelle technique de modulation vectorielle pour l'onduleur à dix commutateurs et application à un système de pompage solaire		159
1.	Introduction	160
2.	Présentation de l'onduleur à dix commutateurs et les différentes méthodes de contrôle	162
2.1.	Présentation de l'onduleur à dix commutateurs.....	162
2.2.	Présentation de la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale.....	164

3. Présentation de la méthode SVM proposée pour l'onduleur à dix commutateurs.....	169
3.1 Subdivision du diagramme vectoriel spatial	169
3.2 Localisation de la région	171
3.3 Calcul des temps de commutation.....	172
3.4 Balance de tension du bus continu	173
3.5 Génération de la séquence de commutation.....	175
4. Application de la SVM proposée sur un système de pompage solaire à double étage	177
4.1 Extraction de la puissance maximale (MPPT)	177
4.2 Régulation de tension du bus continu.....	177
4.3 Commande directe de couple basée sur la SVM.....	178
5. Simulation et résultats expérimentaux en utilisant une charge inductive triphasée	179
6. Analyse des pertes de puissance.....	191
7. Simulation d'un système de pompage solaire.....	196
8. Conclusion.....	198
Conclusion Générale et Perspectives	200
Annexes	205
Bibliographie.....	217
Publications scientifiques.....	228

Liste des figures

Chapitre 1 :

Figure 1.1 : L'architecture du système énergétique au Maroc	11
Figure 1.2 : Le mix énergétique au Maroc à la fin 2020	11
Figure 1.3 : La carte d'irradiation solaire du Maroc	12
Figure 1.4 : Central solaire Noor-Ouarzazate	13
Figure 1.5 : Le mix énergétique prévisionnel de 2030	13
Figure 1.6 : Répartition de la population marocaine	14
Figure 1.7 : Chaîne de pompage solaire photovoltaïque basée sur un moteur à courant continu	15
Figure 1.8 : Classification des convertisseurs DC-DC	16
Figure 1.9 : Système de pompage solaire à un seul étage	17
Figure 1.10 : Schéma fonctionnel du système de pompage à deux étages	18
Figure 1.11 : Classification des onduleurs multiniveaux triphasés	19
Figure 1.12 : Un bras d'un onduleur NPC à trois niveaux connecté au bus DC	20
Figure 1.13 : Onduleur à trois niveaux à capacités flottantes	21
Figure 1.14 : Onduleur à trois niveaux en cascade	22
Figure 1.15 : Onduleur à trois niveaux de type T	23
Figure 1.16 : Schéma d'une pompe centrifuge	24
Figure 1.17 : Schéma d'une pompe volumétrique	24
Figure 1.18 : Une pompe immergée	25

Chapitre 2 :

Figure 2.1 : Schéma fonctionnel d'un système de pompage solaire à deux étages	28
Figure 2.2 : Schéma fonctionnel d'un système de pompage solaire hybride	29
Figure 2.3 : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque	30
Figure 2.4 : Le passage d'une cellule photovoltaïque vers un générateur photovoltaïque	30
Figure 2.5 : Convertisseur Boost alimenté par une source photovoltaïque	31
Figure 2.6 : Modes d'opération du convertisseur Boost	31
Figure 2.7 : Convertisseur bidirectionnel Buck-boost	32
Figure 2.8 : Modes de fonctionnement du convertisseur Buck	33
Figure 2.9 : Transformation des repères	36
Figure 2.10 : Modèle de la batterie	41
Figure 2.11 : Caractéristiques P-V et I-V du générateur photovoltaïque	42
Figure 2.12 : Algorithme Perturbation et Observation conventionnel	42
Figure 2.13 : Processus de suivi du point de puissance maximum avec l'algorithme P&O	43
Figure 2.14 : Organigramme de l'algorithme Conductance Incrémentale	44
Figure 2.15 : Processus de suivi du point de puissance maximum avec la technique de Conductance Incrémentale	45
Figure 2.16 : L'algorithme Perturbation et Observation à pas variable	46
Figure 2.17 : Schéma simplifié du contrôleur MPPT basé sur le contrôleur flou	47
Figure 2.18 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux	48
Figure 2.19 : Points communs entre le moteur à induction et le moteur à courant continu	49
Figure 2.20 : Boucle de régulation du flux rotorique	51
Figure 2.21 : Boucle de régulation de vitesse	52
Figure 2.22 : Boucle de régulation du couple	52
Figure 2.23 : Contrôle vectoriel indirect par orientation du flux rotorique	52

Figure 2.24 : Schéma de commande par linéarisation entrée sortie	55
Figure 2.25 : Répartition des secteurs dans le diagramme vectoriel	57
Figure 2.26 : Schéma de contrôle DTC avec boucle de vitesse	58
Figure 2.27 : Classification de la température en cinq ensembles flous.....	60
Figure 2.28 : Une fonction d'appartenance triangulaire	61
Figure 2.29 : Une fonction d'appartenance trapézoïdale	61
Figure 2.30 : Une fonction d'appartenance gaussienne	62
Figure 2.31 : Une fonction d'appartenance cloche	62
Figure 2.32 : Une fonction d'appartenance singleton	62
Figure 2.33 : Inclusion d'ensembles flous.....	63
Figure 2.34 : Le complément d'un ensemble flou	63
Figure 2.35 : Union de deux ensembles flous.....	64
Figure 2.36 : Intersection de deux ensembles flous	64
Figure 2.37 : Structure de base du contrôle de logique floue.....	65
Figure 2.38 : Défuzzification avec la méthode du centre de gravité	67
Figure 2.39 : Défuzzification avec la méthode moyenne des maximas	68
Figure 2.40 : Système d'inférence floue de type Mamdani	69
Figure 2.41 : Représentation des fonctions appartenances.....	69
Figure 2.42 : Agrégation des règles de sortie.....	71
Figure 2.43 : Fonctions d'appartenance de la sortie	72
Figure 2.44 : Evolution temporelle de la commande prédictive	73
Figure 2.45 : Structure de base du contrôleur prédictif.....	74
Figure 2.46 : Surface de glissement.....	75
Figure 2.47 : Structure du contrôleur glissant.....	75
Figure 2.48 : La fonction $K \cdot \text{sign}(S)$	76
Figure 2.49 : Phénomène de broutement	77
Figure 2.50 : La commande équivalente.....	78

Chapitre 3 :

Figure 3.1 : Un système de pompage à deux étages sans batteries	84
Figure 3.2 : Schéma de contrôle conventionnel du système de pompage	89
Figure 3.3 : Contrôleur MPPT proposé	91
Figure 3.4 : Organigramme de l'algorithme P&O basé sur la perturbation de courant.....	92
Figure 3.5 : Graphiques des fonctions d'appartenance	93
Figure 3.6 : Correction de la vitesse de référence pour la régulation de la tension du bus continu	97
Figure 3.7 : Fonctions d'appartenance	98
Figure 3.8 : Schéma de contrôle proposé pour le système de pompage solaire.....	103
Figure 3.9 : Résultats de simulation du système photovoltaïque sous variation dynamique de l'éclairement solaire.....	106
Figure 3.10 : Résultats de la simulation des paramètres du moteur à induction.....	107
Figure 3.11 : Résultats de la simulation des paramètres de la pompe centrifuge	108

Chapitre 4 :

Figure 4.1 : Système de pompage solaire basé sur un convertisseur Boost à trois niveaux	112
Figure 4.2 : Les modes de fonctionnement du convertisseur boost à trois niveaux	113
Figure 4.3 : Le comportement du courant d'inductance	114
Figure 4.4 : Algorithme MPPT hybride basé sur la Conductance Incrémentale et la logique floue	117
Figure 4.5 : Représentation des fonctions d'appartenance	118

Figure 4.6 : Signaux de commande de K et K' pour $D=0.5$	121
Figure 4.7 : Signaux de commande de K et K' pour $D<0.5$	122
Figure 4.8 : Signaux de commande de K et K' pour $D>0.5$	123
Figure 4.9 : Algorithme de déphasage pour l'équilibre de tension	123
Figure 4.10 : Génération de la vitesse de référence pour la régulation de la tension du bus DC	124
Figure 4.11 : Schéma de contrôle global proposé pour le système de pompage solaire	128
Figure 4.12 : Résultats de simulation du système photovoltaïque pour les schémas de contrôle conventionnel et proposé.....	131
Figure 4.13 : Résultats de simulation des paramètres du moteur à induction avec les schémas de contrôle conventionnel et proposé.....	132
Figure 4.14 : Résultats de simulation de la puissance hydraulique avec les schémas de contrôle conventionnel et proposé.....	132

Chapitre 5 :

Figure 5.1 : Système de pompage hybride.....	137
Figure 5.2 : Convertisseur Buck-boost bidirectionnel	137
Figure 5.3 : Subdivision de la caractéristique P-V.....	138
Figure 5.4 : Suivi du PPM avec le SMC-MPPT conventionnel	140
Figure 5.5 : Contrôle du point de puissance maximal avec un contrôleur par mode glissant	142
Figure 5.6 : Contrôle du point de puissance maximal avec le ISMC	144
Figure 5.7 : Contrôle du point de puissance maximal avec le DISMC	146
Figure 5.8 : Contrôle de convertisseur bidirectionnel avec des contrôleurs PI	148
Figure 5.9 : Le schéma de commande proposé pour le convertisseur Buck-boost bidirectionnel	148
Figure 5.10 : Contrôle prédictif non linéaire généralisé du moteur asynchrone.....	153
Figure 5.11 : Résultats de simulation du système photovoltaïque	155
Figure 5.12 : Résultats de simulation du convertisseur bidirectionnel.....	156
Figure 5.13 : Résultats de la simulation des paramètres de la motopompe	157

Chapitre 6 :

Figure 6.1 : Onduleur à dix commutateurs	162
Figure 6.2 : Diagramme vectoriel de l'onduleur étudié.....	163
Figure 6.3 : Organigramme de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) de l'onduleur à dix commutateurs	165
Figure 6.4 : Subdivision d'un secteur(i)	165
Figure 6.5 : Normalisation d'un secteur (i)	166
Figure 6.6 : Les séquences de commutation pour le secteur I.....	168
Figure 6.7: Les zones définies avec deux vecteurs longs et un vecteur court	169
Figure 6.8 : Calcul des temps de commutation avec la méthode SVM conventionnelle	170
Figure 6.9 : Les triangles créés avec des vecteurs longs et courts.....	170
Figure 6.10 : La division d'un secteur(i) en sept régions	170
Figure 6.11 : Calcul des temps de commutation avec la méthode SVM proposée.....	173
Figure 6.12 : L'effet des vecteurs actifs sur le déséquilibre de tension	174
Figure 6.13 : Organigramme d'équilibre de tension.....	175
Figure 6.14 : Le comportement souhaité de la tension V_{C2}	175
Figure 6.15 : Les séquences de commutation pour le secteur I.....	176
Figure 6.16 : Contrôle direct du couple basé sur la SVM.....	177
Figure 6.17 : Simulation des différentes stratégies MLI sous $m=0.59$	180
Figure 6.18 : Simulation des différentes stratégies MLI sous $m=0.8$	181

Figure 6.19 : Graphiques à barres des THD avec le changement de m	182
Figure 6.20 : Les tensions V_{C1} et V_{C2} sous les différentes stratégies MLI	183
Figure 6.21 : La CMV sous les différentes stratégies MLI	183
Figure 6.22 : Le nombre total de commutations avec le changement de m	184
Figure 6.23 : Montage expérimental de l'onduleur à dix commutateurs	185
Figure 6.24 : Mesure des tensions composées sous l'indice de modulation $m=0.59$	186
Figure 6.25 : Mesure des tensions composées sous l'indice de modulation $m=0.80$	187
Figure 6.26 : Analyse FFT des différentes stratégies MLI sous $m = 0.59$	188
Figure 6.27 : Analyse FFT des différentes stratégies MLI sous $m = 0.8$	189
Figure 6.28 : La tension en mode commun sous les différentes stratégies MLI	190
Figure 6.29 : Résultats expérimentaux de la tension V_{C2}	191
Figure 6.30 : Modélisation thermique de l'onduleur à dix commutateurs à l'aide du logiciel PLECS	193
Figure 6.31 : La description thermique du transistor IGBT IKW40N65ES5	194
Figure 6.32 : Pertes par commutation sous différentes stratégies MLI	195
Figure 6.33 : Pertes de puissance totales sous les différentes stratégies MLI	196
Figure 6.34 : Simulation de la partie continue du système	197
Figure 6.35 : Simulation de la partie AC du système	198

Liste des tableaux

Chapitre 2 :

Tableau 2.1 : Table de commutation DTC.....	57
---	----

Chapitre 3 :

Tableau 3.1 : Règles floues	94
Tableau 3.2 Règles floues.....	99
Tableau 3.3 : Comparaison des résultats en termes du temps de suivi et d'ondulations de courant photovoltaïque en régime permanent.....	105

Chapitre 4 :

Tableau 4.1 : Règles floues	119
Tableau 4.2 : Etude comparative des techniques MPPT	130

Chapitre 5 :

Tableau 5.1: Comparaison des propriétés MPPT en termes d'oscillations de puissance (Osc. Puis.) et de temps de poursuite (Temps de suivi)	155
---	-----

Chapitre 6 :

Tableau 6.1 : Les états de commutation de l'onduleur à dix commutateurs	163
Tableau 6.2 : Représentation des états de commutation de l'onduleur à dix commutateurs	163
Tableau 6.3 : Localisation du vecteur de référence	167
Tableau 6.4 : Le calcul des temps de commutation	168
Tableau 6.5 : Les vecteurs les plus proches dans chaque région.....	171
Tableau 6.6 : Localisation du vecteur de référence.....	171
Tableau 6.7 : Le calcul des temps de commutation	172
Tableau 6.8 : Les paramètres de l'onduleur à dix commutateurs connecté à une charge RL triphasée	179
Tableau 6.9 : Paramètres d'expérimentation	184

Glossaire

Nomenclature :

(a, b, c)	: Référentiel triphasé fixe
$(D1) - (D6)$: Droites du diagramme vectoriel
$(d-q)$: Référentiel de Park
(V_{sa}^*, V_{sb}^*)	: Tension de référence
(x_a, x_b, x_c)	: Vecteur du référentiel triphasé fixe
(x_d, x_q)	: Vecteur du référentiel tournant
(x_α, x_β)	: Vecteur du référentiel de Park
(α, β)	: Référentiel de Clarke
$ e_{IC}(k) $: Erreur absolue
ΔD	: Rapport cyclique incrémenté
Δm	: Facteur utilisé pour ajuster la puissance d'entrée de l'onduleur
ΔV	: Ondulation de tension désirée
$\mu_A(x)$: Fonction d'appartenance de x à l'ensemble flou A
A	: L'amplitude de la zone exponentielle
a	: Le facteur d'idéalité
B	: La constante du temps de la zone exponentielle inverse
C1, C2	: Condensateurs du bus continu
Ci	: $i^{\text{ème}}$ condensateur du convertisseur multiniveaux
C_{in}, C_{dc}	: Condensateurs d'entrée et de sortie
D et D'	: Rapports cycliques du convertisseur Boost à trois niveaux
D	: Diode du convertisseur Boost
$D_{(cell)}$: Diode d'une cellule photovoltaïque
$D(x)$: Matrice de découplage
D1, D2	: Diodes du convertisseur Boost à trois niveaux
D_{B1} et D_{B2}	: Diodes du convertisseur bidirectionnel
D_{bo}	: Rapport cyclique appliqué pendant le mode Boost
D_{bu}	: Rapport cyclique appliqué pendant le mode Buck
dI_{pv}	: Courant photovoltaïque différentielle
D_K	: Rapport cyclique du convertisseur Boost

D_{KB1}	: Rapport cyclique du mode Boost
D_{KB2}	: Rapport cyclique du mode Buck
d_p et d_N	: Rapports cycliques des vecteurs courts N et P
dP_{pv}	: Puissance photovoltaïque différentielle
dV_{pv}	: Tension photovoltaïque différentielle
E	: Tension à vide de la batterie
E_0	: La tension constante de la batterie
$e_{dc}(k)$: Erreur de tension du bus continu
e_i	: Erreur de variable d'état
$E_{ON (OFF)}$: Energie dissipée durant la transition ON (OFF) du transistor
f	: Fréquence du signal fondamental
	$f(x)$
f_r	: Coefficient de friction
f_s	: Fréquence de commutation
G_s et β	: Gains d'ajustement de tension
H	: Amplitude des ondulations de courant
H	: Hauteur manométrique totale
H_r	: Hauteur manométrique nominale
H_{ϕ_s} et H_{Tem}	: Variables d'hystérésis
$i_{(abc)}$: Courants statoriques
I_A, I_B et I_C	: Courants de phase de l'onduleur
I_b	: Courant de batterie
I_C	: Courant du transistor
I_{dc}	: Courant du bus continu
I_L	: Courant d'inductance L
I_{LB}	: Courant d'inductance du convertisseur bidirectionnel
i_o	: Courant du point milieu
$i_{o(moy)}$: Courant moyen de i_o
I_{opt}	: Courant photovoltaïque optimal
I_p	: Courant de phase du moteur
I_{ph}	: Photo-courant
I_{pv}	: Courant photovoltaïque

$I_{pv(\text{cell})}$: Courant de sortie d'une cellule photovoltaïque
I_{pv}^*	: Courant photovoltaïque de référence
I_r	: Courant de saturation de la diode
I_{sd}, I_{sq}	: Composantes du courant statorique dans le référentiel (d, q)
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: Composantes du courant statorique dans le référentiel (α, β)
I-V	: Caractéristique photovoltaïque courant-tension
J	: Coefficient d'inertie
J	: Fonction coût
K	: Commutateur du convertisseur Boost
k	: Instant d'échantillonnage
K	: La tension de polarisation de la batterie
K, K'	: Commutateur du convertisseur Boost à trois niveaux
K1...K6	: Commutateur de l'onduleur
K1-K3	: Constantes
K_{B1}, K_{B2}	: Les commutateurs du convertisseur bidirectionnel
K_c	: La constante de Boltzmann
$K_{e_{dc}}$ et $K_{\Delta e_{dc}}$: Facteurs de normalisation des entrées e_{dc} et Δe_{dc}
$K_{p(dc)}$ et $K_{i(dc)}$: Paramètres du contrôleur du bus continu
$K_{p(pv)}$ et $K_{i(pv)}$: Paramètres du contrôleur de la tension photovoltaïque
$K_{p(Te)}$ et $K_{i(Te)}$: Paramètres du contrôleur de couple
$K_{p(\phi)}$ et $K_{i(\phi)}$: Paramètres du contrôleur de flux
K_{pompe}	: Constante de la pompe
$K_{\Delta D(k)}$ et $K_{e_{IC}}$: Facteurs de normalisation des entrées $\Delta D(k)$ et $ e_{IC}(k) $
L	: Inductance du convertisseur Boost/Boost à trois niveaux
L1-L3	: Charge inductive triphasée
L_B	: Inductance du convertisseur bidirectionnel
$L_h f_j(x)$: Dérivée de Lie de la fonction $h_j(x)$ le long du champ vectoriel
L_s, L_r, L_m	: Inductance statorique, inductance rotorique et inductance mutuelle
m	: Indice de modulation
n	: Facteur d'idéalité
η_{boost}	: Rendement du convertisseur boost
N_D	: Nombre de diodes

N_{IG}	: Nombre d'IGBTs
N_l	: Nombre de niveaux d'un onduleur multiniveaux
η_{moteur}	: Rendement du moteur
$N_{ON(j)} (OFF)$: Nombre de transitions de fermeture (ouverture) du commutateur
$\eta_{onduleur}$: Rendement d'onduleur
N_p	: Nombre de branches en parallèle
n_s	: Nombre de cellules en série
N_s	: Nombre de modules en série
η_{sys}	: Rendement du système global
O	: Point milieu d'onduleur multiniveaux
p	: Nombre de paires de pôles
$P_{c(total)}$: Pertes par conduction totales moyennes
P_h	: Puissance hydraulique
P_{in}	: Puissance d'entrée
$P_{losses(total)}$: Pertes de puissance totales moyennes
P_m	: Puissance mécanique
P_n	: Puissance nominale du moteur
P_{pv}	: Puissance photovoltaïque
$P_{s(total)}$: Pertes par commutation totales moyennes
$P-V$: Caractéristique photovoltaïque puissance-tension
q	: Charge d'un électron
Q	: Débit d'eau
Q	: La charge actuelle de la batterie
Q_o	: Charge nominale de la batterie
Q_r	: Débit nominal
$R1-R3$: Charge résistive triphasée
$R1-R3$: Régions du diagramme vectoriel
R_D	: Résistances de la diode
r_i	: Degré relatif de la $i^{\text{ème}}$ sortie y_i
R_{int}	: Résistance interne d'une batterie
R_m	: Région critique
R_{ON}	: Résistances ON

r_{pv}	: Résistance dynamique du générateur photovoltaïque
$R_{s(cell)}$: Résistance série d'une cellule photovoltaïque
R_s, R_r	: Résistances statorique et rotorique
$R_{sh(cell)}$: Résistance parallèle d'une cellule photovoltaïque
S	: Surface de glissement
S	: Opérateur de Laplace
SA_i	: $i_{\text{ème}}$ commutateur d'onduleur multiniveaux
t	: Temps de stabilisation de la tension du bus continu
T	: Période du signal fondamental
T	: Température photovoltaïque
$T1'-T4'$: Triangles du diagramme vectoriel
$T1-T2$: Triangles du diagramme vectoriel
T_c	: Température d'une cellule
T_{em}	: Couple électromagnétique
T_{em}^*	: Couple électromagnétique
T_i	: Temps d'application d'un vecteur V_i
T_l	: Couple de charge
$T_r = L_r / R_r$: Constante de temps du rotor
T_{sw}	: Période de commutation
u	: Etat de commutation du commutateur K
$u(t)$: Loi de commande
u, u'	: Signaux de commande de K et K'
u_{eq}	: Commande équivalent
u_K	: L'état de l'interrupteur K
u_{KB1}	: L'état du commutateur $KB1$
u_{KB2}	: L'état du commutateur $KB2$
u_s	: Commande discrète
$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$: Composantes du tension statorique dans le référentiel (α, β)
$V_0 \dots V_7$: Vecteurs de commutation de l'onduleur à deux niveaux
V_{AB}	: Tension composée entre la phase A et la phase B
V_B	: Tension de la batterie
V_{Bn}	: Tension nominale de la batterie

V_{C1}	: Tension aux bornes du condensateur C1
V_{C2}	: Tension aux bornes du condensateur C1
V_{CE}	: Tension aux bornes de l'IGBT
V_{CMV}	: Tension de mode commun
V_{co}	: Tension à vide de la source photovoltaïque
$V_{control}$: Signal de contrôle
V_D	: Tension directe de la diode
V_{dc}	: Tension du bus continu
V_{dc}^*	: Tension de référence du bus continu
V_{dc1}	: Tension minimale admissible
$V_{L(i)}$: Le i_{eme} vecteur long
V_{L-L}	: Tension entre phases
V_n	: Vecteur de tension normalisé
V_{Nul}	: Vecteur nul
V_{opt}	: Tension optimale
V_p	: Tension de phase du moteur
V_{pv}	: Tension photovoltaïque
$V_{pv(cell)}$: Tension de sortie d'une cellule photovoltaïque
V_{ramp}	: Signal de rampe
V_{ref}	: Vecteur de référence
$V_{S(i)}$: Le i_{eme} vecteur court
v_t	: Potentiel thermodynamique
$V_{\alpha}^*/V_{\alpha(ref)}$: Tension de référence V_{α}
$V_{\beta}^*/V_{\beta(ref)}$: Tension de référence V_{β}
X	: Univers de discours
X	: Etat du vecteur court
$x(t)$: Vecteur d'état
x_i	: Variable d'état
$y(t)$: Vecteur de sortie
y_i	: i_{eme} sortie à contrôler
y_r	: Trajectoire de référence
Z	: Impédance de la charge

$Z1-Z7$: Régions du diagramme vectoriel
α_1	: Facteur de correction
β	: Paramètre du transistor
$\Delta D (k-1)$: Valeur d'incrémentatation précédente
$\Delta e_{dc}(k)$: Changement d'erreur
ΔI_L	: Ondulation de courant d'inductance
ΔI_{pv}	: Courant photovoltaïque différentiel
ΔI_{pv}^*	: Courant de référence incrémenté
ΔP_{pv}	: Puissance photovoltaïque différentielle
ΔV_{pv}	: Tension photovoltaïque différentielle
$\Delta \phi$: Déphasage du signal de commande
$\Delta \phi_{max}$: Déphasage maximal
$\Delta \phi_{min}$: Déphasage minimal
$\Delta \omega_2^*$: Vitesse de référence incrémentée
θ_s	: Angle de rotation du repère tournant
σ	: Coefficient de Blondel
τ	: Temps de prédiction
τ_r	: Temps de prédiction
ϕ	: Argument du vecteur V_{ref}
ϕ_r^*	: Flux rotorique nominal
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	: Composantes du flux rotorique dans le référentiel (d, q)
$\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$: Composantes du flux rotorique dans le référentiel (α, β)
ϕ_s^*	: Flux statorique nominal
ω_1^*	: Vitesse de référence maximale
ω_2^*	: Vitesse de référence pour la régulation du bus continu
ω_m	: Vitesse mesurée
ω_m^*	: Vitesse de référence
ω_n	: Vitesse nominale

Abréviations :

AC	: Alternative Current (Courant Alternatif)
CCS	: Code Composer Studio
CI	: Conductance Incrémentale
CMV	: Common Mode Voltage (Tension de Mode Commun)
DC	: Direct Current (Courant Continu)
DISMC	: Double Integral Sliding Mode Controller (Contrôleur par Mode Glissant à Intégrale Double)
DTC	: Direct Torque Control (Commande Directe de Couple)
FCC	: Fraction de Courant en Court-Circuit
FTCO	: Fraction de Tension en Circuit Ouvert
FLC	: Fuzzy Logic Controller (Contrôleur à Logique Floue)
FOC	: Field Oriented Control (Commande Vectorielle à Flux Orienté)
FOM	: Méthode First of Maxima
GN	: Grand Négatif
IGBT	: Insulated-Gate Bipolar Transistor
ISMC	: Integral Sliding Mode Controller (Contrôleur par Mode Glissant à Simple Intégrale)
LOM	: Méthode Last Of Maxima
MAS	: Moteur Asynchrone
MASEN	: Agence Marocaine pour l'Energie Durable
MCC	: Moteur à Courant Continu
MF	: Membership Function (Fonction d'Appartenance)
MLI	: Modulation à Largeur d'Impulsion
MOM	: Méthode de la Moyenne des Maximas
MPC	: Model Predictive Control (Contrôle Prédicatif Basé sur un Modèle de Prédiction)
MPPT	: Maximum Power Point Tracking (Suivi du Point de Puissance Maximal)
NP	: Petit Négatif
NP	: Neutral Point
NPC	: Neutral Point Clamped

ONEE	: Office National de l'Electricité et De l'Eau Potable
P&O	: Perturbation et Observation
PI	: Proportionnel-Intégral
PM	: Positif Moyen
PP	: Petit Positif
PPM	: Point de Puissance Maximum
PTG	: Positif Très Grand
PTP	: Positif Très Petit
PV	: Photovoltaïque
SMC	: Sliding Mode Controller (Contrôle par Mode Glissant)
SPWM	: Sine Pulse Width Modulation (Modulation à Largeur d'Impulsion Sinusoïdale)
SOC	: State of Charge (Etat de Charge)
STC	: Standard Test Condition (Conditions Standard de Test)
SVD	: Space Vector Diagram (Diagramme Vectoriel)
SVM	: Space Vector Modulation (Modulation Vectorielle Spatiale)
THD	: Taux de Distorsion Harmonique
ZE	: Zéro

Introduction Générale

Introduction Générale

Les eaux souterraines sont fondamentales pour satisfaire les besoins des êtres humains et d'assurer leurs sécurités alimentaires. Selon Unicef, plus de 2.1 milliards de personnes n'ont pas accès à l'eau potable [1]. Les systèmes de pompage d'eau sont un élément essentiel pour réduire les besoins en eau, il est donc recommandé d'utiliser des systèmes de pompage basés sur de nouvelles sources d'énergie respectueuses de l'environnement, telles que l'énergie solaire photovoltaïque (PV), l'énergie éolienne, etc [2]. Généralement, les systèmes de pompage sont entraînés par des moteurs à courant alternatif qui peuvent être alimentés du réseau électrique. Cependant, de nombreuses zones rurales sont complètement isolées du réseau électrique ou les sources d'eau sont situées à plusieurs kilomètres des lignes électriques. De plus, la mise en place d'une nouvelle station électrique nécessite un budget élevé et un entretien régulier. Pour ces raisons, la technologie solaire photovoltaïque est souvent utilisée comme alternative, elle offre une énergie gratuite et possède une longue durée de vie (vingt ans et plus) [3].

Différentes topologies du système de pompage solaire ont été introduites dans la littérature [4], ces topologies diffèrent par le nombre de convertisseurs de puissance utilisés et le type de motopompe. La topologie à deux étages est la plus répandue, elle est basée sur un convertisseur élévateur, un onduleur à deux niveaux et un moteur asynchrone (MAS) [5]. La caractéristique du générateur photovoltaïque varie de manière non linéaire avec la température et l'ensoleillement, ce qui limite l'efficacité de la conversion photovoltaïque lorsque le système fonctionne en dehors du point de fonctionnement optimal [6]. Par conséquent, un algorithme spécifique appelé MPPT (Maximum Power Point Tracking) doit être appliqué au système photovoltaïque pour forcer la trajectoire d'état des grandeurs électriques (tension et courant photovoltaïque) à se positionner en un point appelé Point de Puissance Maximum (PPM). Les techniques MPPT conventionnelles telles que Perturbation et Observation (P&O), Conductance Incrémentale (CI), Fraction de Tension en Circuit Ouvert (FCO), Fraction de Courant en Court-circuit (FCC) et méthode d'escalade [7] ont prouvé leur efficacité à suivre le PPM sous une irradiation solaire uniforme. Cependant, en cas de variation rapide de l'éclairement solaire ou lorsque le générateur photovoltaïque est partiellement ombragé, les techniques conventionnelles ne sont pas appropriées pour suivre le PPM. Plusieurs techniques basées sur l'intelligence artificielle ont été développées pour suivre le PPM réel quelles que soient les

conditions climatiques. Ces algorithmes sont inspirés des sciences biologiques. Ils comprennent : l'algorithme génétique [8], l'algorithme d'optimisation des essaims de particules [9] et les réseaux de neurones artificiels [10]. En outre, le contrôleur à logique floue (FLC) [11] est une solution efficace pour extraire le maximum de puissance dans des conditions environnementales perturbées. Ce contrôleur simule la pensée humaine et ne nécessite aucune connaissance du modèle mathématique exacte du système. La logique floue est capable de traiter les non-linéarités et les incertitudes liées aux caractéristiques du générateur photovoltaïque. La logique floue ne nécessite aucune connaissance des paramètres du système photovoltaïque et offre de meilleures performances [12]. Contrairement aux méthodes conventionnelles, le contrôleur flou génère un pas d'incrément variable pour le suivi du point de puissance maximum. Ainsi, la dynamique de suivi est améliorée en cas de changement brutal d'irradiation.

La machine asynchrone est la plus répandue dans la catégorie des machines tournantes, elle est utilisée dans 90% des applications industrielles en particulier pour l'entraînement des pompes [13]. Il se caractérise par son petit volume, sa robustesse, sa flexibilité de démarrage, sa structure simple, son rendement élevé et son faible coût [14]. Le moteur à induction triphasé est classé en deux catégories : moteur à cage d'écureuil et moteur à rotor bobiné, tout dépend de la nature des enroulements du rotor. Le moteur asynchrone à cage d'écureuil est le plus répandu dans le secteur industriel, il n'a pas de bagues conductrices ni de balais, son rotor est constitué de barres au lieu d'enroulements rotoriques. Ces barres sont constituées soit d'aluminium ou de cuivre. Le moteur à rotor bobiné est très peu utilisé en raison des pertes supplémentaires de cuivre et de la nécessité d'un entretien fréquent. Le principal avantage de l'utilisation de ce type de moteur est qu'il est possible d'installer une résistance externe connectée au rotor, cette résistance pourrait être utile pour le contrôle de la vitesse ou du courant de démarrage. Cependant, le comportement dynamique du moteur à induction est complexe, puis son modèle mathématique est fortement non linéaire. D'autre part, les variables flux rotorique et statorique ne sont pas facilement mesurables. De plus, le moteur asynchrone est soumis à des perturbations internes et externes, ce qui rend sa commande plus complexe. D'où le besoin de contrôleurs avancés et robustes pour contrôler la machine avec une grande précision [15], [16].

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC) introduite par Blaschke [17] est l'une des méthodes les plus utilisées pour contrôler la vitesse des machines tournantes. Cette méthode consiste à découpler le courant statorique en deux composantes orthogonales (composante directe et composante en quadrature) et de les contrôler

individuellement, de manière à réaliser un découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique. Cependant, l'expérience a montré sa faiblesse face aux incertitudes des paramètres du moteur, tel que l'inexactitude de mesure de vitesse et la variation des résistances du stator et du rotor avec la température interne [16]. La commande vectorielle est très complexe à mettre en œuvre, ses inconvénients majeurs sont : la complexité de calcul, la nécessité de connaissance des paramètres du moteur et la transformation des variables d'état dans le repère tournant [18].

La commande directe de couple (DTC) introduite par Takahashi [19] est une bonne alternative à la commande vectorielle classique. Avec la DTC, il est possible de contrôler directement le flux statorique et le couple électromagnétique, en choisissant le vecteur de commutation adapté de l'onduleur de tension. La DTC offre plusieurs avantages tels que, réalisation d'un découplage naturel entre le flux statorique et le couple, calculs non complexes, absence d'encodeur de vitesse, absence de régulateurs de courant et le non-usage du bloc de modulation vectorielle. La conception de la table de commutation DTC est faite indépendamment du modèle mathématique du moteur, ce qui améliore la sensibilité aux variations paramétriques ainsi que la réponse du couple électromagnétique. Cependant, certains inconvénients sont toujours présents tels que : la nécessité d'estimer le flux statorique et le couple électromagnétique, la présence d'ondulations très élevées de couple et de flux, la présence d'harmoniques de basses fréquences, fréquence de découpage incontrôlable en raison de la présence des comparateurs d'hystérésis [20], [21].

Le contrôle prédictif basé sur un modèle de prédiction (MPC) fait partie des techniques les plus performantes pour contrôler les systèmes multivariables non linéaires. Sa conception est simple et améliore la réponse dynamique du moteur asynchrone par rapport à d'autres contrôleurs [18]. La formulation de la loi de commande consiste à sélectionner l'action de commande optimale en évaluant une fonction de coût. Le MPC peut également prendre en compte les contraintes des processus non linéaires, par exemple, dans le cas du moteur la fonction de coût peut intégrer la condition de limitation du courant statorique à un certain niveau [22]. De nombreux modèles de prédiction et fonctions d'optimisation ont été proposés pour obtenir l'action de contrôle optimale [23]. Cependant, cela nécessite des processeurs de hautes performances, en particulier lorsque l'horizon de prédiction est long. Un autre inconvénient du contrôle prédictif est l'exigence d'un modèle de prédiction précis pour assurer une excellente réponse du système, ce qui nécessite la modélisation des perturbations externes et de variables d'états inconnues [24].

Généralement, le terme hybride dans les systèmes d'énergie renouvelable indique l'alimentation d'une charge électrique par deux ou plusieurs sources d'énergie différentes telles que l'énergie éolienne et l'énergie solaire. Dans le domaine de pompage solaire, un système hybride utilise fréquemment de l'énergie solaire et des batteries pour alimenter une motopompe. La capacité de stockage d'énergie permet à la plupart des systèmes hybrides de fonctionner sans interruption. Ce type de système est capable de fournir de l'énergie stockée à la charge pendant la nuit ou pendant les périodes où le flux d'irradiation solaire est insuffisant. Le convertisseur bidirectionnel non isolé est l'élément clé de gestion d'énergie entre la batterie et le système de pompage à deux étages. Le convertisseur bidirectionnel Buck-boost est la topologie préférée, cette topologie assure le flux bidirectionnel d'énergie entre le bus continu et la batterie en utilisant uniquement deux transistors de puissance bidirectionnels. Ses avantages résident dans le nombre réduit de composants électroniques, faible coût, petite taille et rendement élevé [25], [26]. Cependant, sa tension de sortie (côté bus continu) doit être régulée. Si une surtension est produite au bus continu, la tension aux bornes des enroulements du moteur sera également augmentée, donc l'isolement des enroulements sera automatiquement endommagé. Lorsqu'une chute de tension est produite au bus continu, le moteur absorbera un courant très élevé, par conséquent, les bobines seront surchauffées et brûlées [27].

Le contrôleur proportionnel-intégral (PI) classique appliqué au convertisseur bidirectionnel pour le contrôle de la tension du bus continu n'est pas en mesure de fournir la réponse correcte en plusieurs points de fonctionnement, ainsi la stabilité du système pourrait être dégradée, d'où la nécessité d'utiliser un contrôleur non linéaire capable de maintenir la tension d'entrée de l'onduleur dans la plage de fonctionnement nominale. Le contrôle par mode glissant (SMC) est approprié pour contrôler des circuits de puissance à structure variable comme le convertisseur bidirectionnel, il est connu par sa stabilité élevée et sa robustesse contre les incertitudes et variation brutale de la charge [28]. La conception du SMC est flexible et sa mise en œuvre est moins compliquée par rapport à d'autres méthodes de contrôle non linéaires. De telles propriétés rendent le SMC idéal pour les systèmes de pompage hybrides [29].

L'alimentation de la machine asynchrone doit se faire en alternatif, ce qui justifie l'introduction d'un convertisseur DC/AC dans la chaîne de conversion photovoltaïque. L'onduleur triphasé à deux niveaux ne fournit pas une tension de sortie de bonne qualité. Ainsi, dans certaines applications, un filtre passe-bas est utilisé pour lisser la tension statorique du moteur. Cependant, la présence du filtre contribue à augmenter le coût total de l'installation, réduit l'efficacité du système et ralentit la dynamique transitoire du système [30]. Les onduleurs

multi-niveaux sont utilisés comme alternative pour résoudre ces problèmes, ils génèrent une tension de sortie échelonnée proche de la forme sinusoïdale [31]. Ces derniers réduisent les ondulations du couple grâce à une meilleure qualité de courant et améliorent la réponse transitoire du couple [32]. Dernièrement, les onduleurs à trois niveaux de type NPC (neutral clamped point) ont attiré l'attention des chercheurs, ces onduleurs peuvent générer une tension de sortie de haute qualité par rapport aux onduleurs à deux niveaux. Cependant, le nombre élevé de semi-conducteurs dans l'onduleur NPC à trois niveaux est son principal inconvénient. Pour cela l'onduleur à dix commutateurs est récemment introduit dans la littérature pour réduire le nombre élevé de transistors et de diodes [33]. L'onduleur à dix commutateurs peut générer une tension de sortie à 2/3 niveaux simultanément. Son nombre de commutateurs est réduit par rapport à l'onduleur de type T à trois niveaux, de plus, sa topologie ne nécessite pas de diodes rapides comme l'onduleur NPC [34], [35].

Ce travail consiste donc à proposer des contributions visant à améliorer les performances du système de pompage solaire hybride et non hybride. Plusieurs concepts de l'automatique non linéaire sont utilisés dans ce contexte, à savoir la logique floue, la commande prédictive et la commande par mode glissant. De plus, différentes topologies du système de pompage ont été étudiées et contrôlées. Le but de ces contributions est de démontrer les avantages et les inconvénients des contrôleurs et algorithmes conventionnels. Cette thèse porte sur la formulation d'algorithmes MPPT avancés qui fonctionnent dans des conditions atmosphériques sévères. Les algorithmes développés représentent des versions optimisées des algorithmes conventionnels de Perturbation et Observation et de Conductance Incrémentale. L'étage onduleur est le plus important dans le système de pompage, c'est à ce niveau que la vitesse du moteur électrique est contrôlée, la vitesse doit être régulée avec une très grande précision pour éviter les pertes de puissance intempestive. La tension du bus continu doit être également régulée pour protéger le bobinage du moteur.

Les principales contributions dédiées au système de pompage sans batteries sont répertoriées comme suit :

- ✓ Conception d'un algorithme MPPT à pas variable basé sur un contrôleur flou et comparaison avec l'algorithme P&O conventionnel.
- ✓ Conception d'un algorithme MPPT à pas variable basé sur un contrôleur flou et l'algorithme de Conductance Incrémentale, puis comparaison avec l'algorithme de Conductance Incrémentale classique.
- ✓ Régulation de la tension du bus continu avec un régulateur flou.

- ✓ Entraînement du moteur asynchrone avec la commande prédictive non linéaire généralisée et comparaison avec la commande vectorielle FOC.
- ✓ Régulation de la vitesse du moteur asynchrone avec la commande prédictive non linéaire en cascade et comparaison avec la commande vectorielle FOC.
- ✓ Proposition d'un nouvel algorithme de modulation vectorielle (SVM) pour l'onduleur à dix commutateurs, simulation et validation expérimentale.
- ✓ Intégration de l'onduleur à dix commutateurs dans la chaîne de pompage, application de l'algorithme SVM proposé et comparaison avec les techniques existantes.

D'autres contributions sont destinées au contrôle du système hybride, et sont répertoriées comme suit :

- ✓ Conception d'un algorithme MPPT avec l'algorithme P&O et un contrôleur par mode glissant.
- ✓ Régulation du convertisseur Buck-boost bidirectionnel avec un contrôleur par mode glissant et comparaison avec le contrôleur PI conventionnel.

Cette thèse est présentée en cinq chapitres. Le contenu de chaque chapitre est résumé comme suit :

Chapitre 1 : Le premier chapitre présente l'état de l'art sur la situation des énergies renouvelables au Maroc, et décrit notamment la situation du pompage solaire dans ce pays. Ce chapitre présente également les différentes topologies des systèmes solaires photovoltaïques.

Chapitre 2 : Ce chapitre est dédié à la modélisation mathématique de tous les composants du système de pompage (hybride et non hybride), la partie modélisation sera utilisée pour la conception des lois de commande dans les chapitres suivants. Ce chapitre présente également quelques stratégies de MPPT. Il présente aussi une revue de la littérature sur les stratégies de contrôle des moteurs à induction.

Chapitre 3 : Ce chapitre présente un schéma de commande d'un système de pompage d'eau photovoltaïque basé sur une commande prédictive non linéaire et un contrôleur à logique floue.

Chapitre 4 : Ce chapitre concerne l'intégration du convertisseur Boost à trois niveaux dans la chaîne de pompage, la chaîne est ensuite contrôlée par des contrôleurs flous et un contrôleur prédictif.

Chapitre 5 : Dans ce chapitre, un schéma de contrôle robuste d'un système de pompage d'eau hybride est présenté. La régulation du convertisseur Boost et du convertisseur bidirectionnel est effectuée par des contrôleurs par mode glissants avancés, et le moteur est contrôlé par un contrôleur prédictif.

Chapitre 6 : Ce chapitre présente un nouvel algorithme de modulation vectorielle pour un onduleur à dix commutateurs, cet algorithme vise à améliorer les performances de l'algorithme existant, telles que la réduction des pertes de commutation, l'amélioration du taux de distorsion harmonique, etc. Le nouvel algorithme sera appliqué à un système de pompage sans batteries.

Les points forts de ces contributions sont rappelés dans la section de conclusion. Les éventuelles perspectives sont également suggérées dans cette section.

Chapitre 1 : État de l'art sur les systèmes de pompage solaire

1. Introduction

La production d'électricité à partir de combustibles fossiles surcharge notre atmosphère de dioxyde de carbone (CO₂) et d'autres émissions, provoquant le réchauffement climatique. Cela provoque des effets indésirables et nocifs sur les êtres vivants, tels que l'apparition de maladies graves, des saisons de sécheresse, l'élévation du niveau de la mer, etc [36]. L'une des mesures les plus recommandées pour limiter l'impact négatif des gaz toxiques sur l'environnement est la production d'électricité à partir d'énergies renouvelables [37].

La technologie photovoltaïque (PV) est une solution efficace pour remplacer les combustibles fossiles. C'est une solution fiable, qui a une longue durée de vie, nécessite un entretien moins fréquent et fournit de l'électricité gratuite. Le processus d'extraction de l'énergie photovoltaïque est silencieux, non polluant et respectueux de l'environnement [38]. De plus, le recours au pompage solaire photovoltaïque a un effet économique considérable sur notre pays, il permet de réduire les subventions de l'État sur les produits pétroliers et de réduire le taux d'importation.

Dans ce chapitre, la situation des énergies renouvelables au Maroc sera présentée, puis la situation du pompage solaire au Maroc sera également abordée. Enfin, les principaux composants (convertisseurs DC-DC, moteurs, pompes, etc.) du système de pompage seront présentés et comparés.

2. La situation des énergies renouvelables au Maroc

L'engagement du Maroc dans le développement des énergies renouvelables a été confirmé lors de la COP 22 à Marrakech, au cours de laquelle le Maroc a annoncé sa décision d'augmenter la part des énergies renouvelables de 42% de la capacité installée pour 2020 à 52% d'ici 2030 [39]. La production d'énergie au Maroc est fortement dépendante des énergies fossiles (pétrole, gaz naturel et charbon). Avant l'insertion des énergies renouvelables au Maroc, les énergies fossiles produisaient 97% de l'électricité, et une grande partie de l'énergie est importée des pays voisins [40].

L'architecture du système énergétique au Maroc représentée sur la figure (1.1) contient à la fois des sources d'énergies renouvelables et non renouvelables [41]. Les sources non renouvelables utilisées sont le charbon et le gaz naturel. Trois options de stockage d'énergie sont disponibles, le stockage hydraulique est l'option la plus courante en raison de la stratégie de construction des barrages.

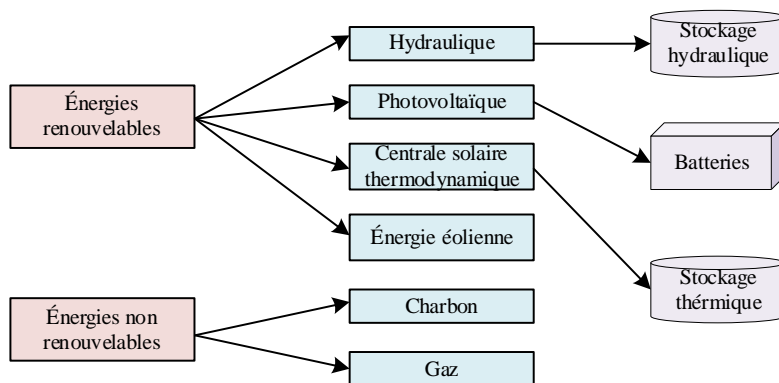


Figure 1.1 : L'architecture du système énergétique au Maroc

3. Distribution des sources d'énergie au Maroc

Selon l'Agence Marocaine pour l'Energie Durable (MASEN), 42% de la production nationale dépend des énergies renouvelables, ce qui signifie que 6000 mégawatts d'électricité ont été installés à partir des trois sources d'énergie renouvelables (solaire, hydraulique et éolienne) jusqu'en 2020 [42].

La figure (1.2) montre le mix énergétique qui était attendu à la fin de 2020. Les combustibles fossiles représentaient environ 58% de la production totale d'énergie, chacune des sources d'énergie renouvelables (hydraulique, solaire et éolienne) représentait 14%. Le taux total d'énergies renouvelables est 42 % [43].

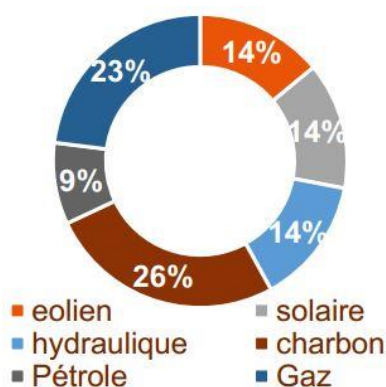


Figure 1.2 : Le mix énergétique au Maroc à la fin 2020

a) **Énergie hydraulique** : depuis les années soixante, le Maroc a construit plusieurs barrages pour répondre à ses besoins en eau. La capacité électrique installée dans les centrales hydroélectriques est d'environ 2 000 MW en 2020. L'Office National de l'Electricité et de l'Eau Potable (ONEE) a lancé plusieurs projets dans ce sens, parmi ces projets, la construction d'une station de transfert d'électricité par pompage (STEP Albdelmoumen), sa capacité de 350 MW et elle sera opérationnelle au début 2023. Actuellement, cinq grands nouveaux barrages sont en

cours de mise en service. Il s'agit du barrage Oued Lakhdar dans la province d'Azilal, barrage de Taghzirt dans la province de Béni Mellal, Tamri à Agadir Idaoutanane et d'Alkhankro à Figuig [44].

b) Énergie éolienne : le premier parc éolien mis en service est celui de Tanger qui a été fondé en 2000, sa puissance nominale est de 50MW. Plusieurs parcs éoliens ont été créés depuis l'année 2000 pour atteindre l'objectif de 2000 MW en 2020. Parmi ces parcs, le parc éolien de Boujdour d'une puissance nominale de 100 MW, un parc éolien à El Oualidia (36 MW) et un parc éolien à Taza (150 MW) [45].

c) Énergie solaire : le Maroc dispose d'un potentiel important en énergie solaire. Le rayonnement solaire annuel varie du nord au sud de 2700h à 3600h. La figure (1.3) représente la carte d'irradiation solaire du Maroc. Il est clair que le rayonnement solaire annuel varie d'une zone à l'autre, sa valeur moyenne est d'environ 5,3kWh/m² [46].

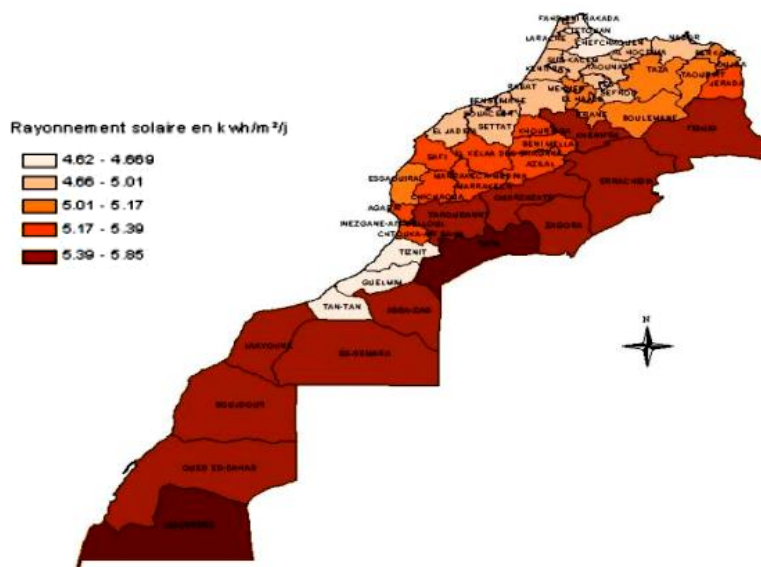


Figure 1.3 : La carte d'irradiation solaire du Maroc

Pour assurer la génération de 2 gigawatts d'énergie solaire (thermique et photovoltaïque), le Maroc a investi plus de neuf milliards de dollars. Par exemple, le Maroc a investi plus de 2 milliards de dollars pour construire le complexe solaire Noor à Ouarzazate (voir la figure 1.4), ce complexe fait partie des plus grandes centrales solaires multi-technologies au monde, avec 580 MW de capacité installée [47]. Le Maroc poursuit ses projets de conversion en construisant des centrales solaires à grande échelle dans d'autres lieux tels que : Laâyoune (80 MW), Boujdour (80 MW), Tafilalet (120 MW) et Noor Argana (200 MW) [48].



Figure 1.4 : Central solaire Noor-Ouarzazate

Le Maroc prévoit d'augmenter sa capacité d'énergie solaire à 5520 MW d'ici 2030, et de construire davantage de parcs éoliens jusqu'à ce qu'elle atteigne 5520 MW, permettant de couvrir 52% de la production nationale. La figure (1.5) montre le mix énergétique prévisionnel de 2030 [49].

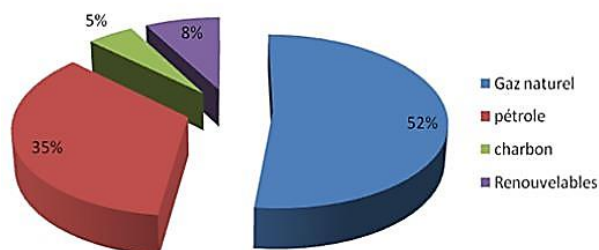


Figure 1.5 : Le mix énergétique prévisionnel de 2030

4. L'état des systèmes de pompage solaire photovoltaïque au Maroc

Au Maroc, le nombre total d'habitants était de 34 millions en 2016, la plupart des habitants (61,3%) vivent en zone urbaine et le reste des habitants (38,7%) réside dans la zone rurale, comme le montre la figure (1.6). Cependant, une partie de la population rurale n'a pas accès aux réseaux électriques, la population rurale est constituée de 35 000 villages, plus de 20 000 villages n'ont pas d'électricité et d'eau potable. Au Maroc, le secteur agricole consomme 85 % de ses ressources en eau et 6 % de la production nationale d'énergie [50]. De plus, la demande fréquente en eau dans les zones rurales a contribué à accroître l'intérêt pour l'utilisation du pompage photovoltaïque, dernièrement plus de 911 000 hectares ont déjà été irrigués par pompage solaire [51].

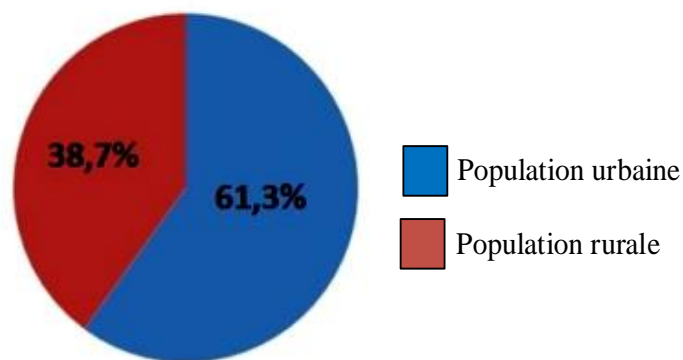


Figure 1.6 : Répartition de la population marocaine

L'utilisation des ressources pétrolières pour le pompage de l'eau a récemment diminué en raison de son prix élevé. Au cours de la dernière décennie, le pompage solaire a considérablement augmenté. Contrairement au pompage solaire, le pompage éolien a cessé de fonctionner, aujourd'hui seulement 50% des éoliennes sont en service suite à des problèmes de maintenance [50].

Grâce à la baisse des prix des installations de pompage solaire et suite à la suppression des droits de subvention des combustibles de l'Etat marocain, le pompage solaire photovoltaïque est devenu une opération importante au Maroc. Depuis 2015, les agriculteurs ont commencé à irriguer avec des équipements solaires. Selon une enquête menée par l'Agence allemande pour la coopération internationale au développement (GIZ) [51], 96% des agriculteurs ont déclaré vouloir utiliser la technologie photovoltaïque pour le pompage. Par contre, le coût d'investissement initial est élevé et le soutien de l'État aux équipements photovoltaïques est encore insuffisant. L'utilisation du pompage solaire améliore la situation économique des agriculteurs de 80 % en moyenne. Il permet des économies d'environ 6700 dirhams/ha/an par rapport au pompage électrique, de 7300 dirhams/ha/an par rapport au pompage par butane.

Le gouvernement marocain a actuellement lancé un programme visant à augmenter la capacité totale de pompage installée à 15 MW afin de réduire la charge énergétique sur le réseau électrique et d'alléger le fond de compensation. Ce projet est en cours de réalisation pour un coût total de 2,5 millions de dirhams. Plus de 100 000 hectares seront soutenus sur trois ans et environ 20 000 agriculteurs bénéficieront de cette initiative. L'aide financière peut couvrir 50 % du coût total de l'installation avec un maximum de 15 000 dirhams/ha. Ce programme s'inscrit dans le cadre de la conversion de 52 % de l'énergie en énergie propre d'ici 2030 [51].

5. Topologies de pompage solaire :

Un système de pompage photovoltaïque est composé de plusieurs équipements tels qu'un générateur photovoltaïque, des convertisseurs statiques, un moteur d'entraînement, une pompe à eau. La chaîne de pompage peut comprendre des accumulateurs et un réservoir d'eau. Cependant, l'utilisation des batteries augmente le coût total du système et réduit sa fiabilité [52].

5.1 Topologie de pompage basée sur un moteur à courant continu

Une configuration typique d'un système sans batteries est illustrée à la figure (1.7) Cette configuration contient : 1) des panneaux photovoltaïques ; 2) convertisseur DC-DC ; 3) un moteur à courant continu (MCC) et une pompe centrifuge. Le moteur DC doit être connecté au système photovoltaïque via un convertisseur DC-DC [53].

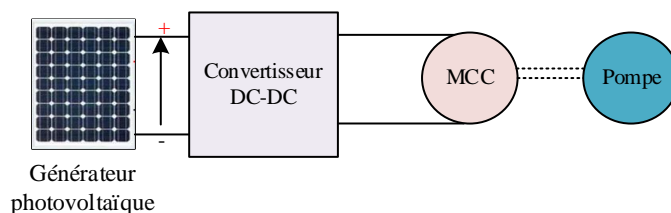


Figure 1.7 : Chaîne de pompage solaire photovoltaïque basée sur un moteur à courant continu

Dans les systèmes de pompage, les convertisseurs DC-DC sont chargés d'extraire la puissance maximale du générateur photovoltaïque. Ces convertisseurs sont classés en convertisseurs isolés et non isolés, comme indiqué sur la figure (1.8). L'isolation galvanique est réalisée par un transformateur haute fréquence qui agit comme une barrière électrique, empêchant le courant continu de passer directement de l'entrée à la sortie. L'isolation galvanique permet à chaque niveau du circuit d'être isolé à sa propre référence de masse. En plus de la fonction de protection électrique, l'isolation galvanique protège les circuits sensibles contre les interférences électromagnétiques en séparant leurs masses [54]. Les convertisseurs statiques isolés couramment utilisés dans l'extraction de puissance maximale sont : le convertisseur Fly back [55], le convertisseur Forward [56], le convertisseur Résonant [57] et le convertisseur Push-pull [58].

Les convertisseurs non isolés présentent plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs isolés, tels qu'un coût réduit et une petite taille. L'élément déterminant qui amplifie le coût du circuit est le transformateur, dans le convertisseur non isolé le transformateur est remplacé par une inductance à faible coût. Les convertisseurs non isolés prennent moins de place que les convertisseurs isolés, et ils peuvent fonctionner avec des fréquences de

commutation plus élevées, ce qui réduira encore la taille et la capacité de l'inductance [59]. Les convertisseurs statiques non isolés conventionnels utilisés dans l'extraction d'énergie photovoltaïque sont : le convertisseur Boost [60], le convertisseur Buck [61], le convertisseur Sepic, le convertisseur Buck-boost [62], le convertisseur Zeta [63] et le convertisseur Cuk [64]. Le choix du convertisseur de puissance dépend de la plage de fonctionnement souhaitée des grandeurs électriques (tension/courant) à l'entrée et à la sortie du convertisseur. En effet, ces convertisseurs modifient le niveau de tension ou de courant photovoltaïques, ce qui permet de poursuivre le point de puissance maximum du générateur photovoltaïque. La tension délivrée par les panneaux solaires est relativement faible par rapport à la tension nominale du moteur, par conséquent, l'amplitude de la tension côté charge doit être augmentée à une valeur supérieure à celle de la tension d'entrée [52]. Dans cette situation, le convertisseur Boost est le plus adapté. De nombreuses recherches ont été présentées dans la littérature pour améliorer les performances des convertisseurs Boost. Par exemple, la mise en cascade de deux convertisseurs Boost amplifie le gain de tension [65]. L'inconvénient majeur de cette proposition est que le nombre de composants est doublé, ce qui contribue à réduire l'efficacité globale du système. De plus, cette configuration n'est opérationnelle que dans les applications à basse puissance [52].

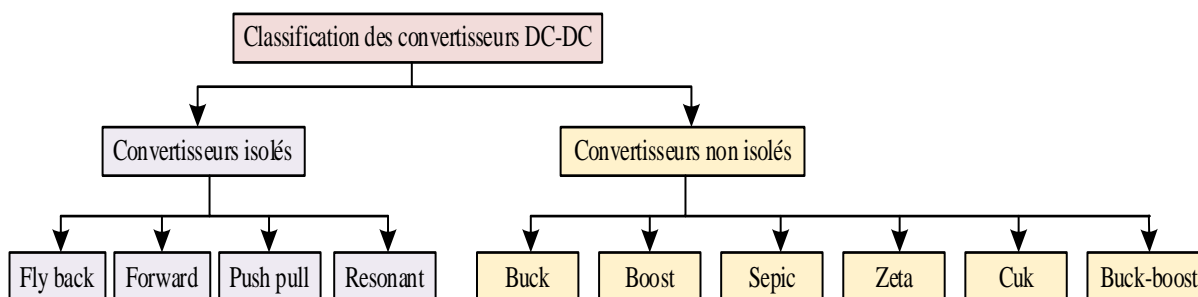


Figure 1.8 : Classification des convertisseurs DC-DC

5.2 Topologies de pompage basées sur un moteur à courant alternatif

Premièrement, les moteurs à courant continu étaient largement utilisés dans les applications de pompage en raison de leur simplicité de contrôle. Cependant, ces moteurs présentent des inconvénients tels qu'un faible rendement, la nécessité d'un entretien régulier dû à la présence du système de collecteur ballais et le manque de rendement à faible vitesse. Outre le moteur à courant continu, les moteurs à courant alternatif sont également utilisés pour pomper de l'eau, il est donc impératif dans ce cas d'ajouter un convertisseur DC-AC pour pouvoir les contrôler.

Deux topologies sont largement utilisées pour piloter le système de pompage sans batteries basé sur un moteur à courant alternatif. La première topologie ne comprend qu'un convertisseur de puissance (système de pompage sans batteries à un étage). La deuxième topologie se compose de deux convertisseurs de puissance (système de pompage sans batteries à deux étages).

5.2.1 Système de pompage sans batteries à un seul étage

Le système illustré sur la figure (1.9) est un système de pompage à un étage, il n'inclut pas de convertisseur DC-DC supplémentaire. Du fait de l'absence de l'élément de stockage, la puissance du générateur photovoltaïque doit être totalement absorbée par le moteur. Au fur et à mesure que le niveau d'éclairement augmente, la puissance photovoltaïque générée augmente, l'onduleur doit accélérer rapidement le moteur pour équilibrer la puissance fournie et la puissance absorbée. Si le niveau d'éclairement diminue, la puissance du générateur photovoltaïque diminue. Par conséquent, l'onduleur doit ralentir le moteur. En conclusion, l'onduleur doit forcer le générateur photovoltaïque à fonctionner à son point de puissance maximum et doit également contrôler la puissance absorbée par le moteur. La puissance absorbée par le moteur peut être contrôlée en changeant la vitesse du moteur. Le point de puissance maximum est suivi par changement de fréquence et d'indice de modulation de l'onduleur [66].

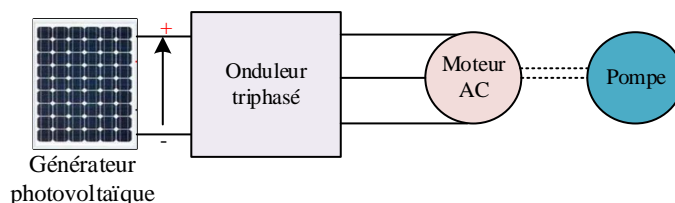


Figure 1.9 : Système de pompage solaire à un seul étage

Cette topologie élimine les pertes qui peuvent être introduites par le convertisseur DC-DC. Cependant, la tension du générateur photovoltaïque est relativement faible, pour répondre aux besoins du moteur à courant alternatif, la tension à ses bornes doit être augmentée par un transformateur, cette solution n'est pas pratique pour les systèmes de pompage de forte puissance [52]. De plus, le coût global du système sera amplifié et son efficacité est détériorée.

5.2.2 Système de pompage sans batteries à deux étages

Le système représenté sur la figure (1.10) est un système de pompage à deux étages, il comprend un convertisseur DC-DC supplémentaire chargé de poursuivre le point de puissance

maximum et un onduleur de tension triphasé qui contrôle la tension d'alimentation du moteur. Dans la structure à un étage, la commande de l'onduleur est compliquée car plusieurs objectifs doivent être atteints en même temps, tels que la régulation de la tension photovoltaïque et la régulation de la vitesse du moteur. Alors qu'avec la configuration à deux étages, chaque étage du système est chargé d'une fonction particulière. Le convertisseur DC-DC peut assurer l'extraction de puissance maximale avec des performances très élevées, de plus, seul l'onduleur est responsable sur l'entraînement de la motopompe. Ce type de système a démontré des performances de fonctionnement très élevées dans différentes situations, il permet au moteur alternatif de fonctionner d'une manière satisfaisante même sous une faible valeur d'irradiation solaire [67]. Par contre, dans la configuration à un étage, la tension photovoltaïque chute considérablement lorsque le niveau d'éclairement est faible, ce qui ne peut garantir le fonctionnement normal du moteur à courant alternatif.

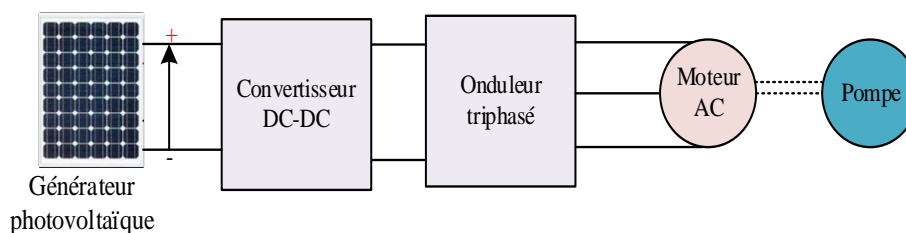


Figure 1.10 : Schéma fonctionnel du système de pompage à deux étages

6. Topologies d'onduleurs triphasés multiniveaux utilisées dans les systèmes solaires

Les onduleurs jouent un rôle important dans les systèmes solaires, ils doivent générer une tension de qualité répondant aux exigences de charge. L'onduleur est le bloc décisif qui juge de la fiabilité et l'efficacité du système photovoltaïque, c'est le convertisseur le plus coûteux de la chaîne de conversion. L'onduleur triphasé à deux niveaux est couramment utilisé dans la majorité des applications en raison de sa configuration simple. Cependant, son efficacité et ses performances sont limitées, la tension de sortie de l'onduleur n'est limitée qu'à deux niveaux $\pm V_{dc}/2$. La technologie des onduleurs multiniveaux a commencé à se développer depuis 1975 [68]. Les onduleurs multiniveaux sont utilisés dans les systèmes électriques en raison de leur capacité à répondre aux exigences de la charge, ils peuvent réduire les harmoniques et les interférences électromagnétiques. Ces onduleurs sont préférés dans les applications de haute puissance car ils peuvent générer une haute tension avec des composants de puissance de performances limitées [69].

Diverses sources d'énergie continues peuvent être utilisées pour alimenter les charges électriques AC, telles que des panneaux solaires photovoltaïques, des batteries, des supercondensateurs et des piles à combustible. Pour fiabiliser le processus de conversion d'énergie DC/AC les onduleurs multiniveaux sont utilisés pour fournir une tension de sortie quasi-sinusoïdale. Les onduleurs multiniveaux les plus commercialisés sont illustrés sur la figure (1.11), ils sont classés en trois classes [70] :

- Onduleurs NPC (Neutral Point Clamped).
- Onduleurs à capacités flottantes (Flying capacitor)
- Onduleurs en pont H en cascade (Cascaded H-Bridge)

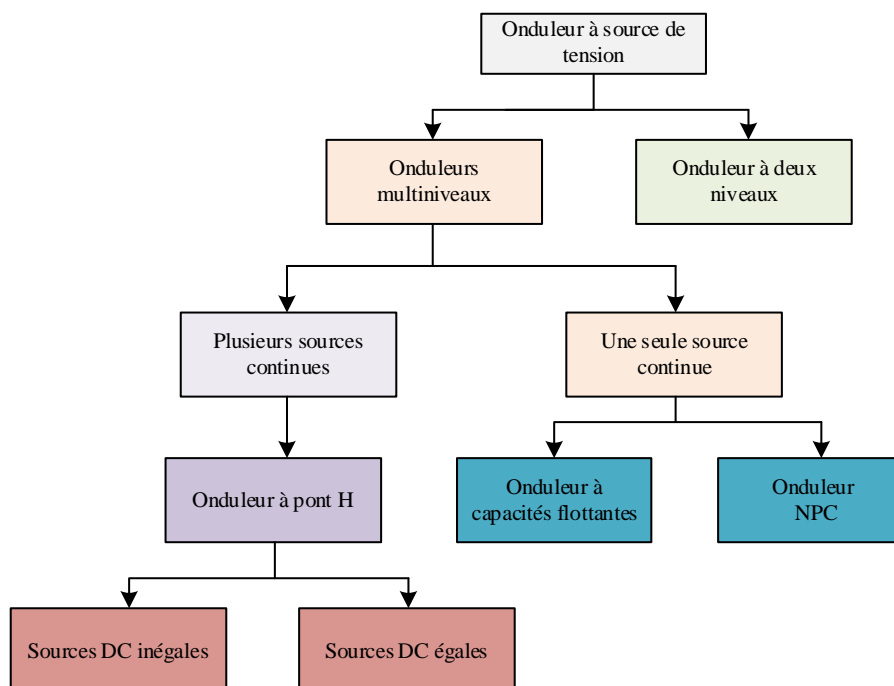


Figure 1.11 : Classification des onduleurs multiniveaux triphasés

6.1 Onduleurs multiniveaux NPC

Dans un onduleur NPC à N_1 niveaux, chaque bras se compose de $(N_1-1) \cdot (N_1-2)$ diodes à commutation rapide et $3 \cdot (N_1-1)$ transistors de puissance et (N_1-1) condensateurs de bus DC. Le nombre élevé de niveaux de tension améliore la qualité de la tension de sortie et sa forme se rapproche de la forme sinusoïdale. La figure (1.12) montre la topologie d'un bras d'un onduleur à trois niveaux ($N_1 = 3$). Chaque bras contient quatre transistors, deux diodes. Les diodes sont connectées en série pour partager la tension inverse [69]. La tension de sortie est à trois niveaux ($V_{dc}/2, 0$ et $-V_{dc}/2$). Les commutateurs SA1 et SA2 doivent être à l'état ON pour générer une

tension $+ V_{dc} / 2$; tandis que lorsque SA3 et SA4 sont à l'état ON, la tension générée est de $- V_{dc} / 2$. Lorsque les commutateurs SA2 et SA3 sont à l'état ON, ils produisent une tension nulle [71].

Dans un onduleur NPC à N_l niveaux, la tension aux bornes de chaque condensateur est supposée être $V_{dc}/(N_l-1)$, où V_{dc} est la tension du bus DC. Comme le nombre de niveaux augmente de plus en plus, l'équilibrage de la tension des condensateurs devient complexe.

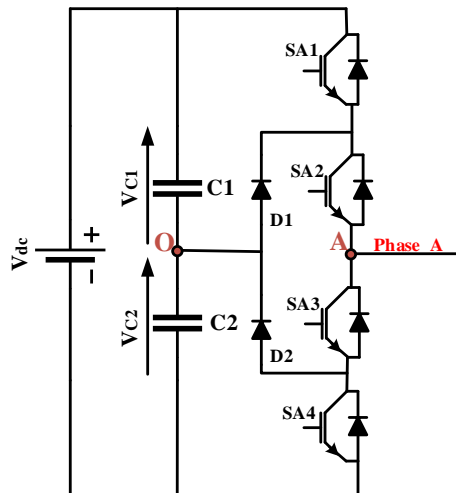


Figure 1.12 : Un bras d'un onduleur NPC à trois niveaux connecté au bus DC

Les avantages de la topologie NPC sont [69] - [71] :

- ✓ Augmentation du nombre de niveau de sortie.
- ✓ Une seule source d'alimentation est utilisée.
- ✓ Réduction du taux de distorsion harmonique sans filtrage.

Les inconvénients de la structure NPC sont [69] - [71] :

- ✓ Le circuit devient très encombrant au fur et à mesure que le nombre de niveaux augmente.
- ✓ Chaque transistor conduit un courant bien particulier, ce qui provoque des surintensités dans certains transistors
- ✓ La construction du circuit et son contrôle deviennent plus complexes en raison du nombre élevé de transistors, de diodes et condensateurs.
- ✓ Problème d'équilibre des tensions des condensateurs.

6.2 Onduleurs multiniveaux à capacités flottantes

Cette topologie est presque similaire à celle de l'onduleur NPC, à la seule différence que les condensateurs remplacent les diodes. Les condensateurs du bus DC sont connectés de la même manière que dans la structure NPC. Pour un onduleur de niveau N_l , $[(N_l-1).(N_l-2)]/2$

condensateurs utilisés pour former un seul bras, ainsi que (N_1-1) condensateurs partagent le bus DC. La figure (1.13) montre la topologie d'un bras d'un onduleur à trois niveaux ($N_1 = 3$). Ce circuit contient quatre transistors de puissance et un condensateur flottant, il contient également une source continue avec deux condensateurs qui permettent d'obtenir des niveaux de tension ($V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2$). Les commutateurs SA1 et SA2 doivent être à l'état ON pour générer une tension $+V_{dc}/2$, tandis que lorsque SA3 et SA4 sont à l'état ON la tension générée est $-V_{dc}/2$. Les commutateurs SA1 et SA3 ou SA2 et SA4 sont ON lorsque la tension générée est nulle [72].

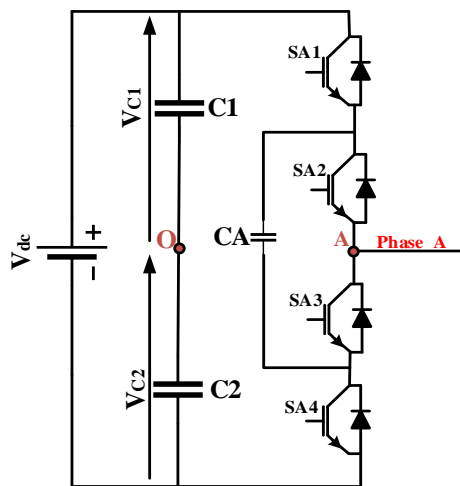


Figure 1.13 : Onduleur à trois niveaux à capacités flottantes

Les avantages des onduleurs à capacité flottante sont [69] - [72] :

- ✓ L'augmentation du nombre de niveaux améliore le taux de distorsion harmonique.
- ✓ Contrôle du flux de puissance active et réactive.
- ✓ Une seule source d'alimentation est utilisée.
- ✓ Convient aux puissances élevées

Les inconvénients des onduleurs à capacité flottante sont [69] - [72] :

- ✓ Une topologie volumineuse et coûteuse.
- ✓ L'équilibre des tensions des capacités est compliqué.
- ✓ L'algorithme de contrôle nécessite un processeur puissant en raison du nombre élevé de transistors.

6.3 Onduleurs multiniveaux en cascade

Ces convertisseurs sont conçus pour surmonter les problèmes d'onduleur mentionnés ci-dessus. Un onduleur en cascade se compose de plusieurs cellules, chaque cellule est un onduleur en pont en H qui se compose de quatre transistors de puissance et d'une source continue, ces

cellules sont connectées en cascade et alimentées séparément par différentes sources de tension. La tension de sortie résultante représente la somme des tensions de toutes les cellules. Les sources d'énergie peuvent être des sources d'énergie renouvelables distinctes (système hybride). Un onduleur à N_1 niveaux est constitué de $6.(N_1-1)$ transistors et $3.(N_1-1)/2$ cellules [69]. Ces modules sont connectés en cascade pour atteindre la forme de tension requise (N_1 niveaux). La figure (1.14) montre la structure d'un onduleur en cascade à trois niveaux ($N_1 = 3$).

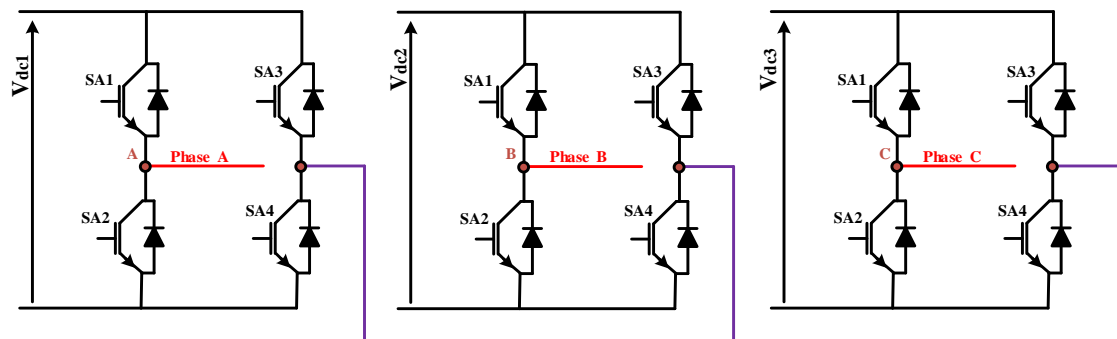


Figure 1.14 : Onduleur à trois niveaux en cascade

Les onduleurs multiniveaux en cascade présentent des caractéristiques intéressantes [70] - [76] :

- ✓ Capable d'atteindre des niveaux de puissance très élevés.
- ✓ Possibilité d'utiliser des transistors de puissance de tension nominale réduite.
- ✓ Les cellules défectueuses peuvent être remplacées facilement.
- ✓ Cette topologie ne contient ni condensateurs ni diodes.
- ✓ Moins d'espace et moins cher.
- ✓ Réduction de taux de distorsion harmonique.
- ✓ Un nombre minimum de composants par rapport aux deux autres topologies.
- ✓ Pas de problème d'équilibrage dû au manque de capacité.
- ✓ Facile à ajouter de nouvelles cellules.
- ✓ Le niveau de défaut électrique est réduit en raison de la séparation des sources DC.

Les inconvénients des onduleurs en cascade sont [70] - [76] :

- ✓ Nécessite de nombreuses sources de tension (V_{dc1}, V_{dc2}, \dots).
- ✓ La tension nominale des transistors diffère d'une cellule à l'autre.
- ✓ Utilisé dans quelques applications où les sources DC sont distinctes.

6.4 Onduleurs multiniveaux modifiés

Bien que les onduleurs multiniveaux présentent plusieurs avantages, plusieurs structures d'onduleurs ont été inventées pour réduire le nombre de composants de puissance afin

d'améliorer l'efficacité des onduleurs et réduire leurs volumes [77]. L'onduleur à trois niveaux de type T a été inventé par Schweizer [78]. Ce convertisseur est un onduleur de type NPC avec un nombre réduit de composants. Dans l'onduleur NPC traditionnel, la présence de diodes augmente la complexité du circuit et diminue son efficacité. La topologie d'un onduleur à trois niveaux de type T est illustrée sur la figure (1.15). Cette topologie se compose d'un onduleur à deux niveaux connecté à trois branches anti-série à commutateurs auxiliaires. L'idée dans cette topologie est de bloquer la tension du point milieu à l'aide de ces commutateurs auxiliaires, par conséquent, les diodes sont éliminées et les chemins de courant sont réduits. L'onduleur de type T peut générer une tension de sortie à trois niveaux en utilisant seulement 12 transistors de puissance [79]. Cela augmente l'efficacité du convertisseur.

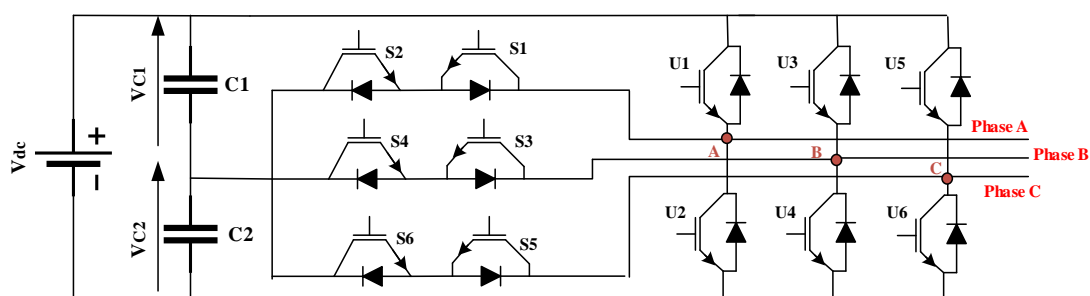


Figure 1.15 : Onduleur à trois niveaux de type T

7. Pompes solaires

Une pompe est un dispositif mécanique qui aspire un fluide (un liquide ou un gaz) pour le transférer d'une région à une autre. La pompe absorbe le fluide en créant une basse pression dans la zone d'aspiration, de même, elle crée une haute pression du côté refoulement. Son principe de fonctionnement est de convertir l'énergie cinétique du moteur en énergie hydrodynamique pour l'écoulement du fluide [80]. Les pompes centrifuges et volumétriques sont les plus populaires dans les applications de pompage. D'autres types de pompes pourraient être utilisés dans le pompage, comme les pompes flottantes et immergées. La hauteur manométrique totale et le débit volumétrique sont les caractéristiques essentielles pour le choix du type de pompe [81]. Différents types de pompes sont utilisés dans le pompage tels que :

- **Les pompes centrifuges :** elles sont les plus utilisées dans le secteur industriel et représentent 85 % de la production mondiale de pompes, grâce à leur capacité à traiter de gros volumes de liquides et à fournir des débits élevés. Les pompes centrifuges fonctionnent avec un impulseur (une roue à aubes ou hélice), le fluide rentre par

l'impulseur rotatif, et puis il est expulsé par la force centrifuge, comme indiqué sur la figure (1.16). Les pompes centrifuges sont souvent utilisées dans le secteur agricole, pompant l'eau d'un puits, d'une rivière ou d'un barrage [82].

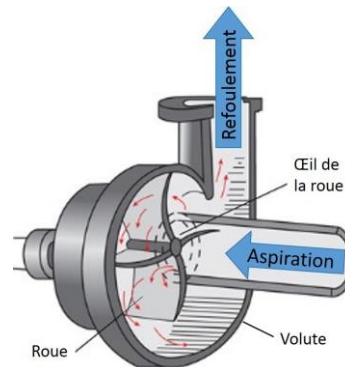


Figure 1.16 : Schéma d'une pompe centrifuge

- **Les pompes volumétriques :** ce type de pompe piège alternativement une quantité d'eau dans une cavité (côté aspiration), puis le fluide se déplace vers la sortie à chaque cycle de fonctionnement (voir la figure (1.17)). Le fluide se déplace à volume constant quelle que soit la pression de sortie. Les pompes volumétriques sont conçues pour déplacer des fluides à haute viscosité tels que l'huile et la peinture. Ils sont préférables lorsqu'un dosage précis est requis [83].

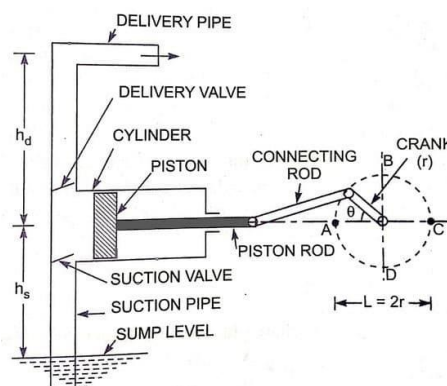


Figure 1.17 : Schéma d'une pompe volumétrique

- **Les pompes immergées :** Ce sont des pompes immergées dans le fluide à pomper et le moteur est couplé au corps de la pompe (voir la figure (1.18)). Une pompe immergée pousse l'eau à la surface en convertissant l'énergie rotative en énergie de pression. Ces pompes sont privilégiées pour le contrôle des crues, elles peuvent fonctionner à haute température et haute pression, elles sont également utilisées dans des puits très profonds, comme les puits de pétrole [84].

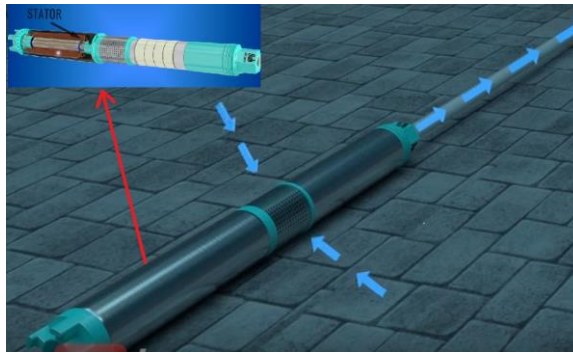


Figure 1.18 : Une pompe immergée

8. Conclusion

Dans ce chapitre, une revue de la littérature sur le développement de la production d'énergie renouvelable au Maroc a été présentée. Le Maroc vise à augmenter le taux de production d'énergies renouvelables à 52% d'ici 2030. Le mix énergétique comprend l'énergie hydraulique, solaire et éolienne. L'énergie solaire est la technologie dominante dans les applications de pompage.

Ce chapitre a présenté les topologies couramment utilisées dans la chaîne de pompage solaire, y compris les différentes topologies de convertisseurs DC-DC, les topologies d'onduleurs multi-niveaux et les pompes utilisées. La diversité des topologies permet au concepteur de réaliser un système de pompage avec le minimum de pertes et la meilleure qualité de conversion d'énergie.

Chapitre 2 : Modélisation du système de pompage solaire et présentation des différentes stratégies de contrôle

1. Introduction

Le système de pompage solaire intègre une alimentation solaire (avec ou sans batteries), des convertisseurs statiques, une motopompe et la commande indispensable au fonctionnement des différents étages. Dans ce sens, la modélisation des différents composants du système destinée à l'étude de son comportement est nécessaire au bon fonctionnement du processus de pompage. En général, le rendement de conversion de l'énergie solaire en énergie électrique par effet photovoltaïque varie entre 15% et 20%, il peut atteindre 23% pour des panneaux solaires de haute qualité [85]. La caractéristique puissance-tension (P-V) d'un générateur photovoltaïque a une forme non linéaire. Par conséquent, les algorithmes d'extraction du point de puissance maximum (MPPT) sont nécessaires pour forcer la sortie du système photovoltaïque à se positionner au point de puissance maximum de cette caractéristique.

Les systèmes de pompage basés sur les moteurs asynchrones sont plus attractifs, ces types de moteurs sont robustes, possèdent un rendement élevé et sont moins coûteux. L'entraînement du moteur à induction est une étape essentielle dans le processus de pompage, la quantité d'eau pompée dépend directement de l'efficacité de la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique. Le rendement du moteur asynchrone est principalement lié au choix des algorithmes de contrôle. Essentiellement, il existe des méthodes de contrôle scalaire (V/f) et de contrôle vectoriel pour piloter le moteur à induction. La technique de contrôle scalaire présente des performances médiocres par rapport aux méthodes de contrôle vectoriel [86]. Le contrôle direct du couple (DTC) est l'une des techniques de contrôle les plus simples pour le contrôle simultané du couple et du flux statorique. Sauf que cette méthode génère des ondulations de flux et de couple très importantes et que ses performances d'entraînement sont moins bonnes [87].

La première partie du chapitre sera consacrée à l'analyse et à la modélisation mathématique du comportement du système de pompage en vue de commande. Deuxièmement, les algorithmes MPPT élémentaires sont présentés et analysés. Parmi ces algorithmes : Perturbation et Observation (P&O), Conductance Incrémentale (CI), Perturbation et Observation à base d'un pas variable, etc. La troisième partie de ce chapitre présente une revue de la littérature sur les techniques les plus courantes pour le contrôle des moteurs asynchrones. Enfin, les éléments de base des différentes théories de contrôle utilisées dans ce travail de thèse seront également présentés, à savoir la théorie de la logique floue, la théorie par mode glissant et la théorie du contrôle prédictif.

2. Configuration du système de pompage solaire

Les systèmes de pompage solaires autonomes sont classifiés en deux catégories : systèmes de pompage sans batteries et systèmes de pompage avec batterie. Le choix e type de topologie est lié principalement au domaine d'application et au besoin d'utilisateur.

2.1 Configuration d'un système de pompage solaire sans batteries

Un système de pompage sans batteries se compose généralement d'un générateur photovoltaïque, d'un condensateur de filtrage, d'un convertisseur élévateur, d'un onduleur triphasé et d'un moteur asynchrone, comme illustré à la figure (2.1). Le rôle du condensateur de filtrage est de stabiliser la tension photovoltaïque et de minimiser ses ondulations. Le convertisseur élévateur est l'étage intermédiaire entre le générateur photovoltaïque et l'onduleur triphasé. Le convertisseur DC-DC extrait la puissance maximale et adapte la tension du bus DC aux besoins de la charge. L'onduleur triphasé est l'étage le plus important de la chaîne de conversion. Il convertit le courant continu en courant alternatif pour alimenter le moteur. La qualité de la tension alternative générée affecte les performances du moteur et la quantité d'eau pompée. Le dernier composant de ce système est une pompe centrifuge. Une pompe centrifuge est un dispositif mécanique qui déplace les eaux souterraines au moyen d'un transfert d'énergie rotatif, le système rotatif est entraîné par un moteur à induction.

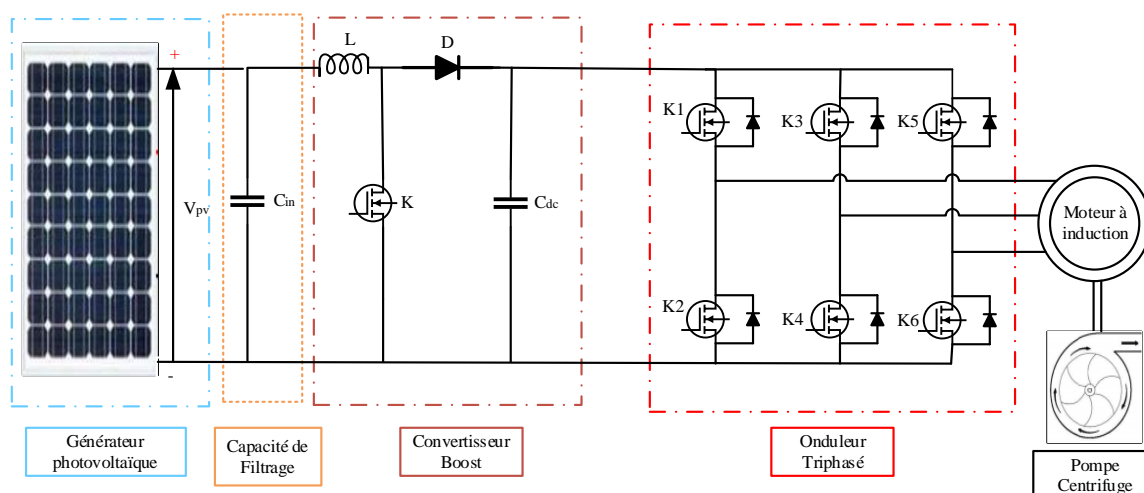


Figure 2.1 : Schéma fonctionnel d'un système de pompage solaire à deux étages

2.2 Configuration du système de pompage solaire hybride

La puissance produite par les panneaux solaires est variable au cours de la journée, par conséquent, la puissance photovoltaïque extraite et la puissance requise par la charge ne sont pas toujours équivalentes. La puissance photovoltaïque est fortement dépendante de l'intensité

du rayonnement solaire, seule la source photovoltaïque ne peut assurer le fonctionnement ininterrompu du système de pompage, notamment lorsque le champ photovoltaïque est ombragé ou pendant la nuit [89]. D'où la nécessité d'un système de stockage d'énergie pour assurer la continuité de fonctionnement. Les batteries stockent et restituent l'énergie selon le besoin, elles emmagasinent de l'énergie excédentaire non consommée par le moteur pour une utilisation plus tard dans la journée. De plus, les batteries peuvent se décharger rapidement et injecter un courant important dans le bus DC afin que les moteurs puissent fonctionner à n'importe quelle vitesse. La figure (2.2) montre qu'un système de pompage hybride comprend davantage un convertisseur bidirectionnel utilisé pour contrôler le flux de puissance entre le bus DC et le moteur.

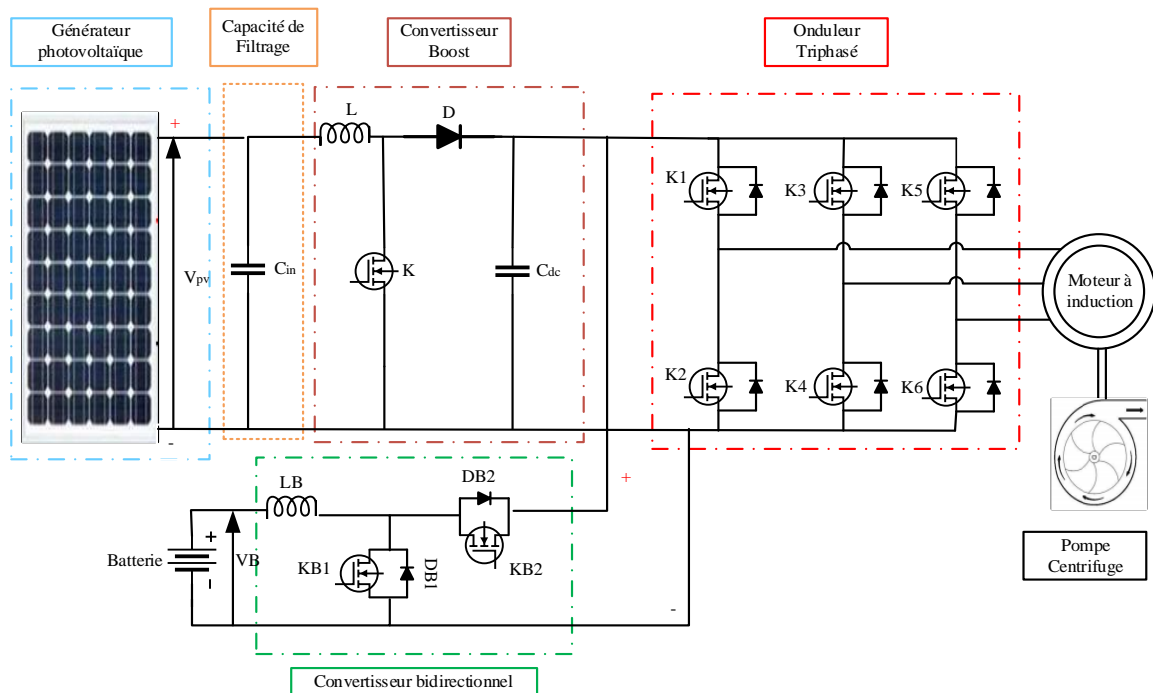


Figure 2.2 : Schéma fonctionnel d'un système de pompage solaire hybride

3. Modélisation du système de pompage solaire

3.1 Modélisation du générateur photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est une jonction P-N qui transforme l'énergie solaire en flux d'électrons par effet photovoltaïque. Plusieurs modèles équivalents ont été proposés dans la littérature pour représenter avec précision une seule cellule photovoltaïque réelle [90], le modèle le plus simple et le plus répandu est celui basé sur une seule diode, comme le montre la figure (2.3). Ce modèle est modélisé par une source de courant en parallèle avec une diode

($D_{(cell)}$) et une résistance ($R_{sh(cell)}$). Ce modèle comprend aussi une résistance en sortie appelée résistance série ($R_{s(cell)}$) [91].

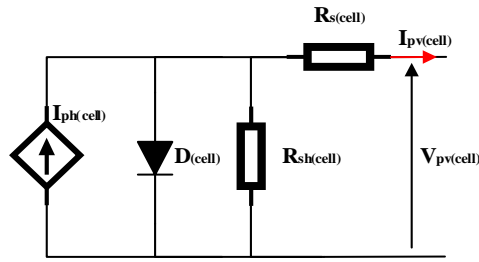


Figure 2.3 : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque

La caractéristique courant-tension (I-V) d'une cellule PV est donné par :

$$I_{pv(cell)} = I_{ph} - I_r \left[\exp \left(q \frac{V_{pv(cell)} + R_{s(cell)} I_{pv(cell)}}{nK_c T_c} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv(cell)} + R_{s(cell)} I_{pv(cell)}}{R_{sh(cell)}} \quad (2.1)$$

Où I_{ph} est le photo-courant, I_r est le courant de saturation de la diode, q est la charge d'un électron, a est le facteur d'idéalité, K_c est la constante de Boltzmann, T_c est la température d'une cellule, n est le facteur d'idéalité, $V_{pv(cell)}$ est la tension de sortie, $I_{pv(cell)}$ est le courant de sortie.

Chaque module photovoltaïque est constitué d'un nombre fini de cellules, ces cellules sont interconnectées en parallèle pour augmenter le courant de sortie du module, et en série pour augmenter la tension de sortie. Un générateur photovoltaïque est un ensemble de modules photovoltaïques montés en série et en parallèle. Le nombre de modules en série ou en parallèle est déterminé en fonction de la puissance de la charge. La figure (2.4) montre le passage d'une cellule photovoltaïque de base à un générateur photovoltaïque.

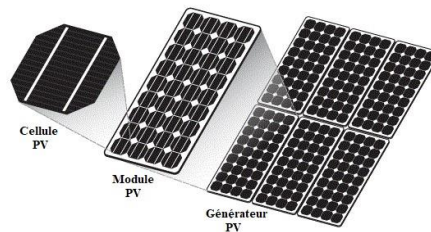


Figure 2.4 : Le passage d'une cellule photovoltaïque vers un générateur photovoltaïque

3.2 Modélisation du convertisseur Boost

Plusieurs convertisseurs statiques peuvent suivre la puissance maximale, le convertisseur Boost conventionnel est le préférable dans une telle application, ce convertisseur peut contrôler le courant photovoltaïque en contrôlant le courant de son inductance, ainsi qu'il

peut augmenter la tension photovoltaïque qui est généralement faible. Le convertisseur boost se compose d'un seul interrupteur, comme indiqué sur la figure (2.5).

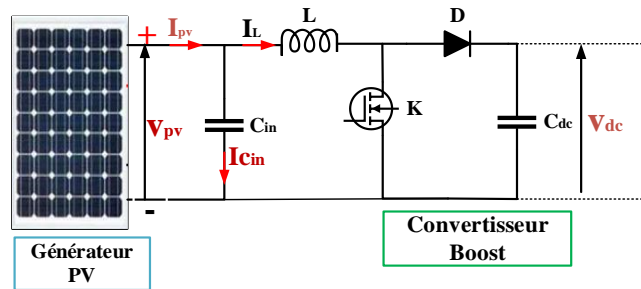
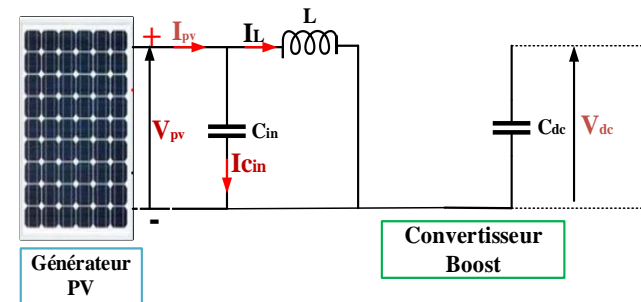
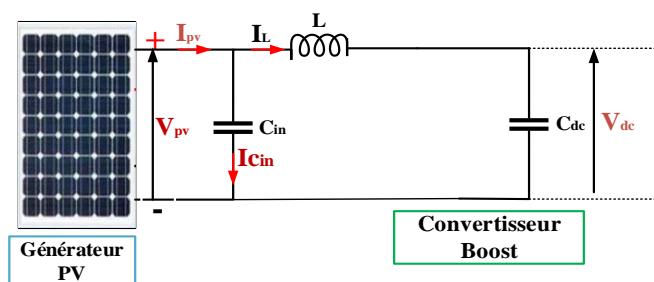


Figure 2.5 : Convertisseur Boost alimenté par une source photovoltaïque

Si l'interrupteur est supposé parfait, deux modes de fonctionnement sont possibles. Si l'interrupteur est à l'état fermé (diode D est bloquée) l'inductance est chargée à partir de la source photovoltaïque, alors que seule la capacité du bus continu alimente la charge. Ce mode de fonctionnement est illustré sur la figure (2.6-a). Le deuxième mode est actif lorsque l'interrupteur K est ouvert (la diode D est passante), dans ce cas l'énergie stockée dans l'inductance s'ajoute à l'énergie fournie par le générateur PV pour alimenter le bus continu, ce mode de fonctionnement est représenté sur la figure (2.6-b).



(a) Commutateur K fermé



(b) Commutateur K ouvert

Figure 2.6 : Modes d'opération du convertisseur Boost

Ce convertisseur ajuste la tension photovoltaïque V_{pv} pour suivre le PPM et augmente la tension du bus continu V_{dc} selon la formule suivante [92].

$$V_{dc} = \frac{V_{pv}}{1 - D_K} \quad (2.2)$$

Où D_K est le rapport cyclique. Dans le mode de conduction continue, l'équation (k) exprime la dynamique du convertisseur Boost en fonction de l'état de l'interrupteur K ($u_K=0$ si K est ouvert et $u_K=1$ si K est fermé) [93].

$$\begin{cases} \dot{I}_L = \frac{V_{pv} - V_{dc}}{L} + u_K \frac{V_{dc}}{L} \\ \dot{V}_{pv} = \frac{V_{pv}}{r_{pv} C_{in}} - \frac{I_L}{C_{in}} \end{cases} \quad (2.3)$$

Où C_{dc} et L sont respectivement le condensateur de sortie et l'inductance du convertisseur Boost. V_{pv} et V_{dc} sont respectivement les tensions d'entrée et de sortie du convertisseur Boost. I_L est le courant d'inductance et r_{pv} est la résistance dynamique du générateur photovoltaïque.

3.3 Modélisation du convertisseur bidirectionnel Buck-Boost

Le convertisseur bidirectionnel représenté sur la figure (2.7) est la topologie la plus simple assurant la gestion de l'énergie entre le côté haute tension (bus DC) et la batterie [94].

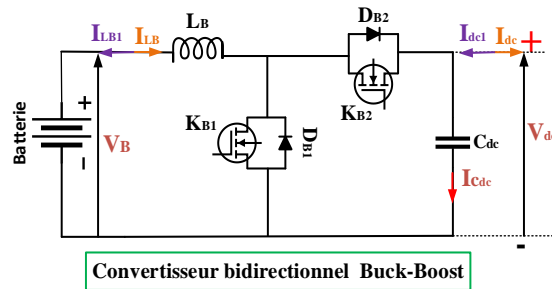


Figure 2.7 : Convertisseur bidirectionnel Buck-boost

Ce convertisseur fonctionne en mode Boost lorsque la tension V_{dc} doit être augmentée. Dans ce cas, seul le commutateur K_{B1} est actif. Le modèle d'état peut être exprimé alors comme suit :

$$\begin{cases} \dot{V}_{dc} = \frac{I_{LB} - I_{dc}}{C_{dc}} - u_{KB1} \frac{I_{LB}}{C_{dc}} \\ \dot{I}_{LB} = \frac{V_B - V_{dc}}{L_B} + u_{KB1} \frac{V_{dc}}{L_{Bi}} \end{cases} \quad (2.4)$$

Où u_{KB1} est l'état du commutateur K_{B1} , V_B est la tension de la batterie, I_{LB} est le courant de qui circule dans l'inductance L_B .

Le convertisseur bidirectionnel peut également fonctionner en mode Buck en phase de récupération d'énergie. La tension du bus continu V_{dc} est abaissée pour stocker de l'énergie dans la batterie. La figure (2.8-a) montre que lorsque l'interrupteur K_{B2} est fermé (la diode D_{B1} est bloquée), l'énergie est transmise directement du bus continu à la batterie via l'inductance. Dans le deuxième mode de fonctionnement le commutateur K_{B2} est ouvert (diode D_{B1} est passante), l'inductance se décharge pour assurer la continuité d'écoulement du courant dans la batterie, comme montré dans la figure (2.8-b).

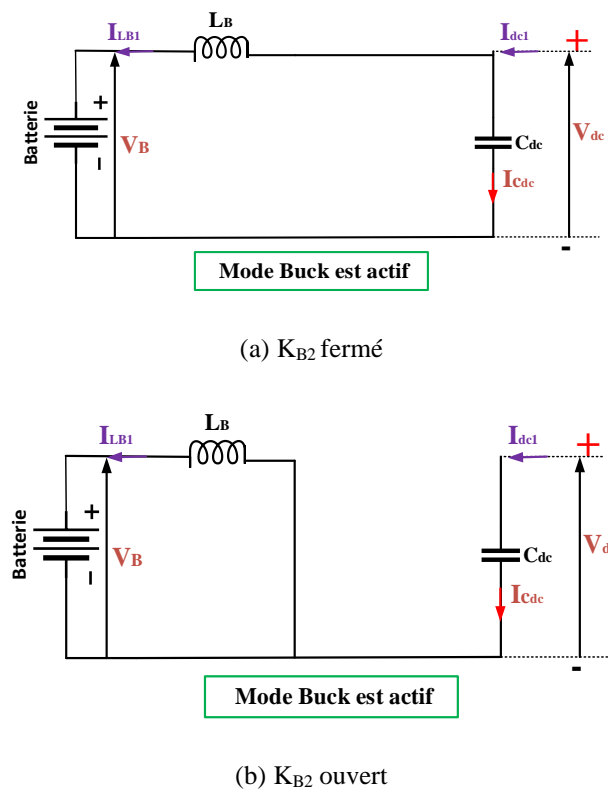


Figure 2.8 : Modes de fonctionnement du convertisseur Buck

En conduction continue, la relation qui relie la tension du bus continu à la tension de la batterie est donnée par :

$$V_B = D_{KB2} \cdot V_{dc} \quad (2.5)$$

Où D_{KB2} est le rapport cyclique appliqué. Le modèle dynamique du convertisseur Buck qui relie les variables d'état à l'état du commutateur K_{B2} est donné dans l'équation (2.6) [93].

$$\begin{cases} \dot{V}_{dc} = \frac{I_{dc1}}{C_{dc}} - u_{KB2} \frac{I_{LB1}}{C_{dc}} \\ \dot{I}_{LB1} = \frac{-V_B}{L_B} + u_{KB2} \frac{V_{dc}}{L_B} \end{cases} \quad (2.6)$$

Où u_{KB2} est l'état de l'interrupteur K_{B2} , I_{LB1} est le courant d'inductance ($I_{LB1} = -I_{LB}$). I_{dc1} est le courant du bus continu ($I_{dc1} = -I_{dc}$).

3.4 Modélisation du moteur asynchrone :

L'objectif de cette section est de présenter le modèle mathématique de la machine asynchrone dans différentes références en vue de la commande.

3.4.1 Transformation des référentiels

Le modèle d'état de la machine asynchrone est généralement représenté en repères biphasés tournants (d-q) ou fixes (α, β) selon la commande choisie. Le passage d'un repère à un autre s'effectue par les transformations de Park et Clarke.

a) Transformation de Clarke

La transformation de Clarke transforme un vecteur (x_a, x_b, x_c) exprimé dans le référentiel fixe triphasé (a, b, c) dans le référentiel fixe biphasé (α, β) [95].

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = K_m \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Le paramètre K_m dépend de la convention utilisée. Le facteur $K_m = \sqrt{3}/2$ est choisi pour assurer la conservation de la puissance. Les puissances active et réactive calculées après changement de repère ont donc les mêmes valeurs que les puissances initiales. Ensuite, le facteur $K_m = 1/2$ assure l'invariance d'amplitude.

b) Transformation de Park

La transformation de Park permet de transformer un vecteur exprimé dans le référentiel fixe biphasé (x_α, x_β) dans le référentiel tournant (d, q) [15].

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Où θ_s est l'angle de rotation du repère tournant par rapport au repère statorique (fixe). Le vecteur (x_d, x_q) du référentiel tournant peut être transformé en référentiel fixe biphasé en utilisant la transformation de Park inverse [15] :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

3.4.2 Modélisation du moteur asynchrone à cage dans différents repères

Les modèles mathématiques présentés dans cette section ne sont valides que si c'est seulement si les hypothèses suivantes sont valides [96] :

- ✓ La linéarité du circuit magnétique dans des conditions normales de fonctionnement.
- ✓ Le rotor est supposé court-circuité.
- ✓ La Symétrie en construction.
- ✓ La machine est alimentée par un système triphasé équilibré.
- ✓ L'absence d'effet peau.

a) Modèle du moteur asynchrone dans le repère (a, b, c)

Le modèle mathématique du moteur est non linéaire qui fait appel à des électriques et mécaniques [16].

Le vecteur tension statorique s'exprime dans le repère triphasé (a, b, c) par :

$$V_{s(a,b,c)} = R_s I_{s(a,b,c)} + \frac{d\phi_{s(a,b,c)}}{dt} \quad (2.10)$$

Où,

R_s et R_r sont respectivement les résistances du rotor et du stator.

$V_{s(a,b,c)} = [V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}]^T$ est le vecteur de tension statorique.

$I_{s(a,b,c)} = [I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}]^T$ est le vecteur de courant statorique.

$\phi_{s(a,b,c)} = [\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}]^T$ est le vecteur de flux statorique.

De même, le vecteur tension rotorique est exprimé dans le repère triphasé (a,b,c) par :

$$V_{r(a,b,c)} = \vec{0} = R_r I_{r(a,b,c)} + \frac{d\phi_{r(a,b,c)}}{dt} \quad (2.11)$$

Où,

$V_{r(a,b,c)} = [V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}]^T$ est le vecteur de tension rotorique.

$I_{r(a,b,c)} = [I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}]^T$ est le vecteur de courant rotorique.

$\phi_{r(a,b,c)} = [\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}]^T$ est le vecteur de flux rotorique.

La modélisation du moteur asynchrone dans le repère triphasé complique davantage l'étude et l'établissement des lois de commandes. Les référentiels biphasés permettent de réduire la complexité des équations et offrent la possibilité de passer d'une base à autre. La figure (2.9) montre le passage d'un repère à un autre [15].

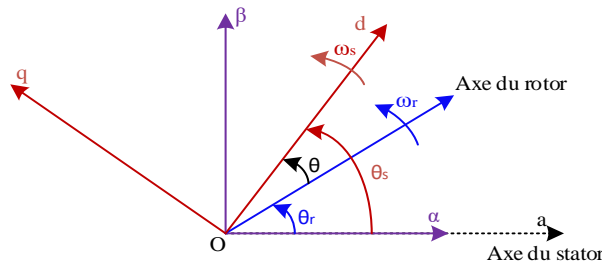


Figure 2.9 : Transformation des repères

b) Modèle du moteur asynchrone dans le repère (d-q)

On suppose que le repère (d,q) tourne avec la vitesse ω_s . La relation qui relie le vecteur tension statorique, courant statorique et flux statorique est définie par [16] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (2.12)$$

$V_{s(d,q)} = [V_{sd}, V_{sq}]^T$ est le vecteur de tension statorique relatif au repère (d,q).

$I_{s(d,q)} = [I_{sd}, I_{sq}]^T$ est le vecteur de courant statorique relatif au repère (d,q).

$\phi_{s(d,q)} = [\phi_{sd}, \phi_{sq}]^T$ est le vecteur de flux statorique relatif au repère (d,q).

$$\begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{rd} \\ V_{rq} = 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{rq} \end{cases} \quad (2.13)$$

Où,

$\omega_r = d\theta/dt$ est la vitesse rotorique.

$V_{r(d,q)} = [V_{rd}, V_{rq}]^T$ est le vecteur de tension rotorique relatif au repère (d,q).

$i_{r(d,q)} = [i_{rd}, i_{rq}]^T$ est le vecteur de courant rotorique relatif au repère (d,q).

$\phi_{r(d,q)} = [\phi_{rd}, \phi_{rq}]^T$ est le vecteur de flux rotorique relatif au repère (d,q).

$$\begin{cases} \phi_{s(d,q)} = L_s i_{s(d,q)} + L_m i_{r(d,q)} \\ \phi_{r(d,q)} = L_r i_{r(d,q)} + L_m i_{s(d,q)} \end{cases} \quad (2.14)$$

Où, L_s , L_r et L_m sont respectivement l'inductance du stator, l'inductance du rotor et l'inductance mutuelle.

c) Modèle du moteur asynchrone dans le repère (α - β)

Le meilleur modèle non linéaire qui décrit le comportement du moteur à induction est exprimé dans la référence (α , β) [15]. La projection des équations obtenues précédemment sur le repère lié au stator (α , β), permet d'obtenir les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (2.15)$$

$V_{s(\alpha,\beta)} = [V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^T$ est le vecteur de tension statorique relatif au repère (α , β).

$I_{s(\alpha,\beta)} = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}]^T$ est le vecteur de courant statorique relatif au repère (α , β).

$\phi_{s(\alpha,\beta)} = [\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}]^T$ est le vecteur de flux statorique relatif au repère (α , β).

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (2.16)$$

Où,

$V_{r(\alpha,\beta)} = [V_{r\alpha}, V_{r\beta}]^T$ est le vecteur de tension rotorique relatif au repère (α, β) .

$I_{r(\alpha,\beta)} = [I_{r\alpha}, I_{r\beta}]^T$ est le vecteur de courant rotorique relatif au repère (α, β) .

$\phi_{r(\alpha,\beta)} = [\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}]^T$ est le vecteur de flux rotorique relatif au repère (α, β) .

$$\begin{cases} \phi_{s(\alpha,\beta)} = L_s i_{s(\alpha,\beta)} + L_m i_{r(\alpha,\beta)} \\ \phi_{r(\alpha,\beta)} = L_r i_{r(\alpha,\beta)} + L_m i_{s(\alpha,\beta)} \end{cases} \quad (2.17)$$

d) Autres équations

Le modèle de la machine asynchrone comprend également l'équation de la dynamique mécanique définie par [15] - [16] :

$$T_{em} - T_l = J \frac{d\omega_m}{dt} + f_r \omega_m \quad (2.18)$$

Où ω_m est la vitesse du rotor. Le couple électromagnétique peut être exprimé en fonction du flux et du courant dans les différentes références diphasées par les équations suivantes [15] - [16] :

$$T_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (2.19)$$

Où p est nombre de paires de pôles.

$$T_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.20)$$

3.4.3 Représentation d'état du moteur à induction

L'établissement de la loi de commande d'un système multivariable nécessite un choix approprié des variables d'état et des variables de sortie à contrôler. Plusieurs choix peuvent être

adoptés [16], dans le cadre de notre thèse nous choisissons le vecteur $x=[i_{sa} \ i_{s\beta} \ \phi_{ra} \ \phi_{r\beta} \ \omega_m]^T$ comme variable d'état qui est constitué des flux rotoriques, des courants statoriques et de la vitesse. Le choix des flux se justifie par le fait que ce sont les variables que l'on veut contrôler. Les courants et la vitesse font partie des variables d'état car ils sont mesurables. L'entrée de la représentation d'état est le vecteur tension statorique $u(t)$. Le modèle d'état qui exprime la relation entre les variables impliquées est le suivant.

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u(t) \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (2.21)$$

Où, $x=[i_{sa} \ i_{s\beta} \ \phi_{ra} \ \phi_{r\beta} \ \omega_m]^T$, $u(t)=[V_{sa} \ V_{s\beta}]$

$$f(x) = \begin{pmatrix} -\gamma i_{sa} + \frac{K}{T_r} \phi_{ra} + pK \omega_m \phi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} - pK \omega_m \phi_{ra} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{sa} - \frac{1}{T_r} \phi_{ra} - p \omega_m \phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + p \omega_m \phi_{ra} \\ \frac{pL_m}{JL_r} (\phi_{ra} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{sa}) - \frac{f_r}{J} \omega_m - \frac{T_l}{J} \end{pmatrix}, \quad g = [g_{11} \ g_{12}] = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$$

Les paramètres constants du modèle sont définis par :

$$\sigma = 1 - \left(\frac{L_m^2}{L_s L_r} \right); \quad K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}; \quad \gamma = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2})$$

Le vecteur de sortie $h(x)$ contient les variables qu'on désire contrôler. Si le module de flux et la vitesse du rotor sont les variables choisies, alors :

$$y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \omega_m \\ \phi_r^2 = \phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2 \end{pmatrix} \quad (2.22)$$

Si le module du flux rotorique et le couple électromagnétique sont les variables choisies, alors :

$$y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) & \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \end{pmatrix}^T \quad (2.23)$$

3.5 Modélisation de la pompe centrifuge

La pompe centrifuge obéit aux lois d'affinité qui indiquent la relation entre les variables de la pompe. Dans notre application, nous nous intéressons aux lois qui décrivent la relation entre la vitesse d'entraînement, le débit volumétrique et la hauteur manométrique. Ces lois sont décrites par les équations suivantes [92], [97] – [98] :

- ✓ Loi 1 : décrit la relation entre la vitesse ω_m et le débit d'eau Q :

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{\omega_{m1}}{\omega_{m2}} \quad (2.24)$$

- ✓ Loi 2 : décrit la relation entre la vitesse ω_m et la hauteur manométrique H :

$$\frac{H_1}{H_2} = \left(\frac{\omega_{m1}}{\omega_{m2}} \right)^2 \quad (2.25)$$

- ✓ Loi 3 : décrit la relation entre la vitesse ω_m et la puissance hydraulique P_h :

$$\frac{P_{h1}}{P_{h2}} = \left(\frac{\omega_{m1}}{\omega_{m2}} \right)^3 \quad (2.26)$$

La caractéristique couple-vitesse d'une pompe centrifuge est une fonction parabolique définie par l'équation suivante [67] :

$$T_l = K_{pump} \omega_m^2 \quad (2.27)$$

Où K_{pompe} est la constante de proportionnalité, elle est calculée par la formule suivante [99] :

$$K_{pump} = \frac{P_n}{\omega_n^3} \quad (2.28)$$

Où, P_n est la puissance nominale du moteur et ω_n est sa vitesse nominale.

3.6 Modélisation de la batterie

La modélisation précise d'une batterie est un processus très complexe qui nécessite une connaissance des processus électrochimiques. Différents modèles de batteries ont été proposés dans la littérature, l'un des modèles les plus précis est présenté dans cette section. Ce modèle

utilise uniquement l'état de charge (SOC) comme variable d'état [100] - [101]. La batterie est modélisée par une source de tension commandée en série avec une résistance, sa tension varie en fonction de l'état de charge ($SOC = Q/Q_0$) comme le montre la figure (2.10).

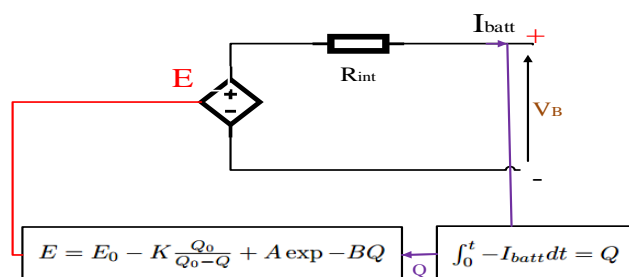


Figure 2.10 : Modèle de la batterie

Où, I_{batt} est le courant de batterie, E est la tension à vide, K est la tension de polarisation, Q est la charge actuelle, Q_0 est la charge nominale de la batterie, E_0 est la tension constante de la batterie, V_B est la tension de batterie, R_{int} est la résistance interne, A est l'amplitude de la zone exponentielle et B est la constante du temps de la zone exponentielle inverse.

4. Stratégies de suivi du point de puissance maximum

Le suivi du point de puissance maximum est une procédure cruciale pour le bon fonctionnement des panneaux solaires. La puissance tirée d'un générateur photovoltaïque dépend du point de fonctionnement de l'installation photovoltaïque (puissance = tension x courant), comme indiqué sur la figure (2.11). La courbe en bleu montre la caractéristique courant-tension (I-V) pour un niveau fixe de température et d'irradiation solaire. Cette courbe est caractérisée par deux points de fonctionnement [102] :

- Le point de courant maximum : également appelé point de courant de court-circuit I_{cc} , ce point est obtenu en connectant le générateur photovoltaïque à une résistance de faible valeur.
- Point de courant nul : également appelé point de tension à vide V_{co} , ce point est obtenu en connectant une résistance de forte valeur aux bornes du générateur photovoltaïque.

La courbe de puissance marquée en orange (P-V) montre où se produit le pic de puissance, le point de puissance maximum est localisé par deux points (V_{opt} , I_{opt}). La position du pic de puissance varie en fonction de l'intensité de la lumière incidente et de la température. Plusieurs algorithmes de suivi des pics de puissance ont été proposés dans la littérature [103] - [104], ces algorithmes se distinguent par leurs performances de suivi en régime transitoire et stationnaire.

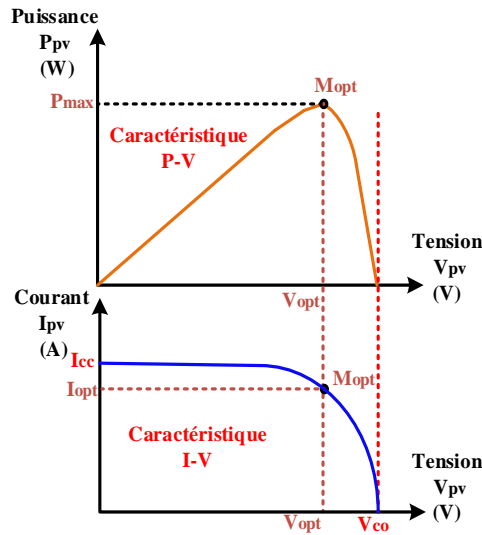


Figure 2.11: Caractéristiques P-V et I-V du générateur photovoltaïque

4.1 Algorithme de Perturbation et Observation

L'organigramme de l'algorithme conventionnel de Perturbation et Observation [99] est montré dans la figure (2.12).

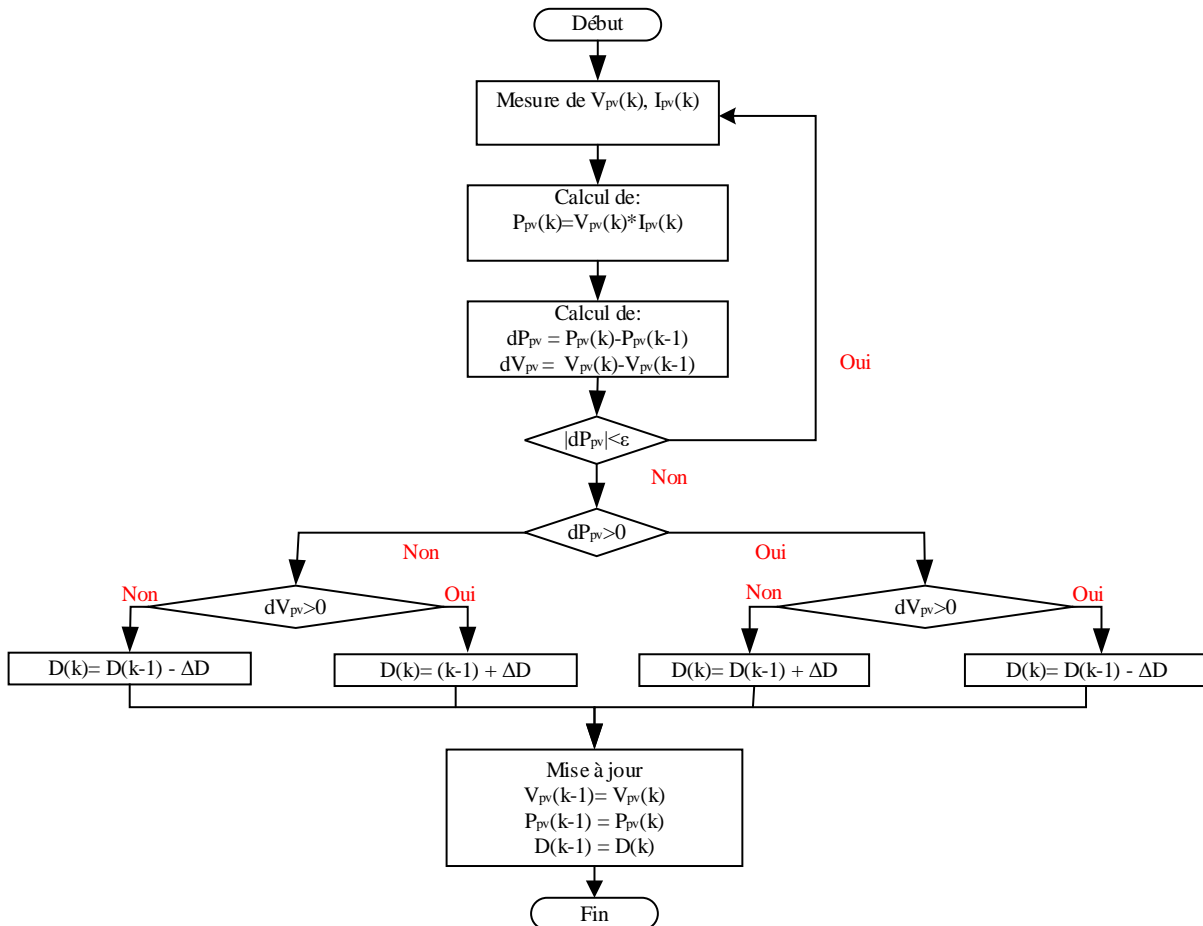


Figure 2.12 : Algorithme Perturbation et Observation conventionnel

L'algorithme Perturbation et Observation mesure le courant photovoltaïque I_{pv} et la tension photovoltaïque V_{pv} à chaque période d'échantillonnage, puis le produit des deux est calculé pour dériver la valeur de la puissance. La deuxième étape consiste à calculer la tension différentielle (dV_{pv}) puis la puissance différentielle (dP_{pv}), la grandeur différentielle est la différence entre deux valeurs de deux itérations consécutives. Cet algorithme produit en sortie un rapport cyclique incrémenté noté ΔD , qui est destiné à contrôler le convertisseur élévateur par la technique MLI. Lorsque le rapport cyclique est augmenté, la tension V_{pv} sera réduite et vice versa.

La figure (2.13) montre les positions possibles du point de puissance. Si le point de puissance est P_1 (à gauche du point de puissance maximum), l'algorithme évalue les quantités dP_{pv} et V_{pv} et décide ensuite si le rapport cyclique doit être augmenté ou diminué [105].

- Si $dP_{pv} > 0$ et $dV_{pv} > 0$ la tension doit être augmentée donc le rapport cyclique doit être décrétementé.
- Si $dP_{pv} < 0$ et $dV_{pv} < 0$ la tension doit être augmentée donc le rapport cyclique doit être décrétementé.

Le deuxième scénario est lorsque le point de puissance est situé au point P_2 (à droite du point de puissance maximum), deux cas sont possibles [105].

- Si $dP_{pv} < 0$ et $dV_{pv} > 0$ la tension doit être diminuée donc le rapport cyclique doit être augmenté.
- Si $dP_{pv} > 0$ et $dV_{pv} < 0$ la tension doit être diminuée donc le rapport cyclique doit être augmenté.

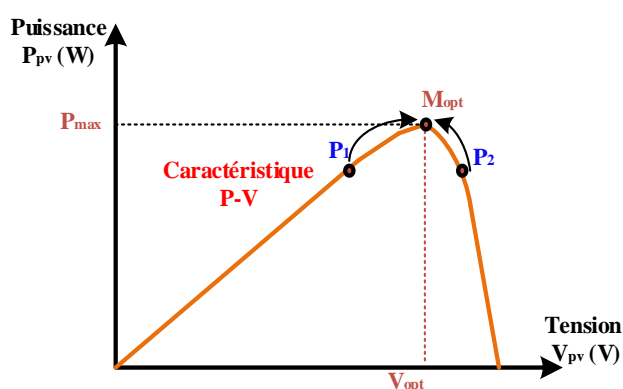


Figure 2.13 : Processus de suivi du point de puissance maximum avec l'algorithme P&O

Dans l'algorithme conventionnel de Perturbation et d'Observation, le processus de suivi se répète sans interruption, par conséquent, le point de puissance oscille toujours autour du point optimal, c'est l'inconvénient majeur de cet algorithme. Un autre inconvénient de l'algorithme

P&O est lié à la dynamique de poursuite de la puissance maximale lors d'un changement soudain du niveau d'irradiation. La vitesse de poursuite est directement liée au choix du pas de perturbation qui est fixe, si le pas de poursuite est de grande valeur la dynamique de poursuite s'améliorera. Cependant, les oscillations autour du point optimal augmenteront [2 .25].

4.2 Algorithme de Conductance Incrémentale

L'inconvénient majeur de la méthode Perturbation et Observation est qu'elle ne permet pas de déterminer si le point de puissance maximum est atteint, le processus de perturbation ne s'arrête pas. L'algorithme de Conductance Incrémentale présenté sur la figure (2.14) est une solution intermédiaire pour vérifier si le point optimal est atteint, la condition $dI_{pv}/dV_{pv} = -I_{pv}/V_{pv}$ est utilisée pour arrêter le processus de suivi. Cette méthode est inspirée de l'algorithme de Perturbation et Observation, où la pente de la caractéristique P-V est nulle au point de puissance maximum ($dP_{pv} / dV_{pv} = 0$) [107]. Ceci est équivalent à ($dI_{pv}/dV_{pv} + I_{pv}/V_{pv} = 0$). Autrement dit, l'algorithme de Conductance Incrémentale consiste à comparer la conductance dynamique dI_{pv}/dV_{pv} avec le rapport I_{pv}/V_{pv} .

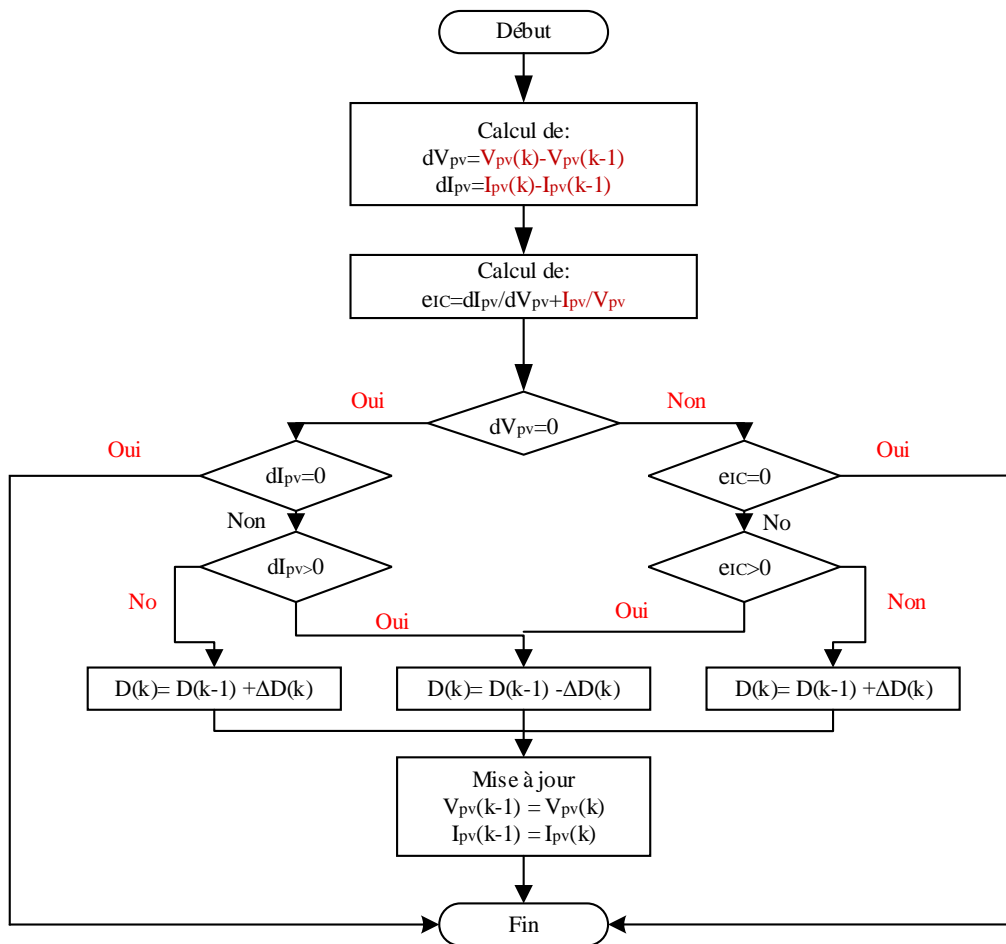


Figure 2.14 : Organigramme de l'algorithme Conductance Incrémentale

La figure (2.15) montre que si la condition $dI_{pv}/dV_{pv} = -I_{pv}/V_{pv}$ n'est pas remplie, l'algorithme de Conductance Incrémentale détermine la bonne direction dans laquelle se trouve le point optimal, la direction est déterminée en comparant la conductance dynamique dI_{pv}/dV_{pv} à la conduction statique $-I_{pv}/V_{pv}$. La conductance dynamique est supérieure à la conductance statique (le rapport dP_{pv}/dV_{pv} est positif) lorsque le point de puissance est à gauche du point optimal. Lorsque le point de puissance est à droite du point optimal dans ce cas le rapport dP_{pv}/dV_{pv} est négatif, donc la conductance dynamique est inférieure à la conductance statique [108], [109].

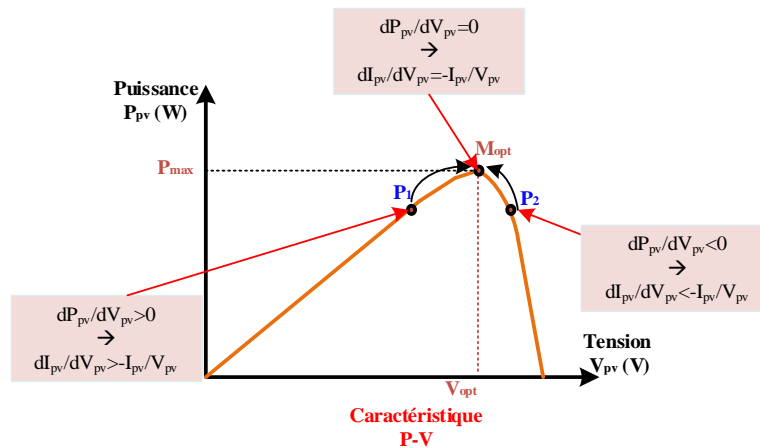


Figure 2.15 : Processus de suivi du point de puissance maximum avec la technique de Conductance Incrémentale

4.3 Algorithme de Perturbation et Observation à pas variable

De manière générale, la méthode Perturbation et Observation avec un pas de perturbation fixe ne peut pas assurer une réponse dynamique rapide. De plus, en régime permanent on peut observer de fortes fluctuations de puissance, conduisant à la détérioration du rendement de production d'énergie électrique. Pour améliorer l'efficacité des méthodes basées sur un pas fixe, plusieurs travaux de la littérature ont proposé le remplacement du pas fixe par un pas variable [110]. Les méthodes basées sur un pas variable utilisent la dérivée (dP_{pv}/dV_{pv}) pour remplacer le pas fixe. Le rapport (dP_{pv} / dV_{pv}) montre à quelle distance se trouve le point de puissance instantanée du point de puissance maximum, ce rapport devient important lorsque l'on se positionne loin du point souhaité. La dérivée deviendra nulle lorsque le point optimal sera atteint. L'utilisation d'un pas variable entraîne une réponse dynamique rapide et un fonctionnement stable en régime permanent. Pour des considérations de convergence, le rapport dP_{pv}/dV_{pv} est multiplié par un facteur C_f , ainsi, le rapport cyclique appliqué au convertisseur boost est incrémenté/décémenté par la relation suivante [92] :

$$D(k) = D(k-1) \pm C_f \left| \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} \right| \quad (2.29)$$

Le pas variable peut être appliqué à la plupart des algorithmes itératifs tels que Perturbation et Observation et l’algorithme de la Conductance Incremental. La figure (2.16) montre l’intégration du pas variable dans l’algorithme conventionnel de Perturbation et Observation.

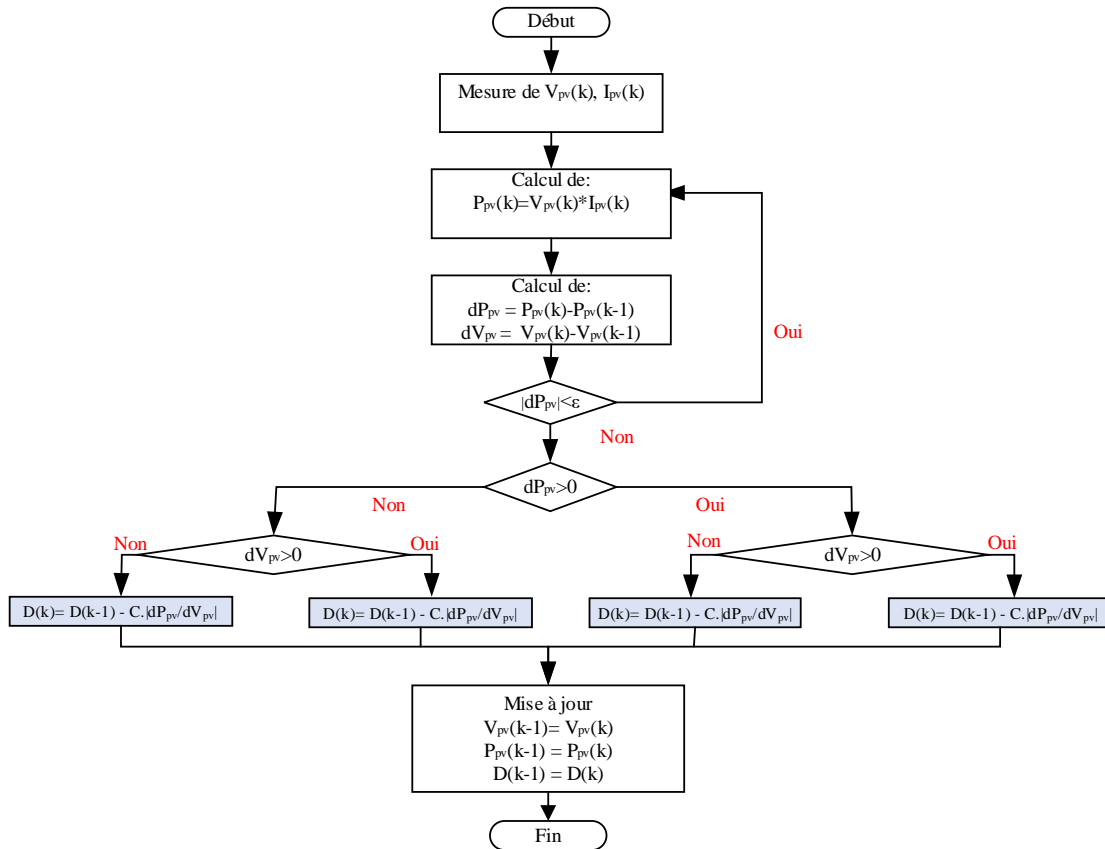


Figure 2.16 : L’algorithme Perturbation et Observation à pas variable

4.4 Algorithme MPPT à base de la logique floue

Un contrôleur de logique floue (FLC) peut être utilisé pour ajuster le pas de perturbation. C'est un contrôleur non linéaire, intelligent et robuste capable de contrôler des systèmes qui ne peuvent pas être modélisés mathématiquement. Cependant, le concepteur du contrôleur flou nécessite une bonne connaissance du comportement du système à contrôler. Au cours des dernières décennies, le contrôleur flou a été introduit pour le suivi du point de puissance maximum dans plusieurs applications [99], [109]. Il est capable d'améliorer efficacement les performances des algorithmes MPPT itératifs conventionnels, que ce soit en régime permanent ou en régime transitoire. Les principaux composants d'un moteur d'inférence floue sont [111] :

- Le block de fuzzification.

- Moteur d'inférence flou.
- La défuzzification.
- Règles floues

Les composants du contrôleur flou seront discutés en détail dans les sections suivantes.

L'algorithme MPPT conventionnel basé sur la logique floue est celui qui utilise la pente de la courbe P-V (2.30) et sa variation (2.31) comme variables d'entrée, la sortie du contrôleur flou est le pas variable qui sert à incrémenter/décrémenter le rapport cyclique [111].

$$E(k) = \frac{P_{pv}(k) - P_{pv}(k-1)}{V_{pv}(k) - P_{pv}(k)} \quad (2.30)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (2.31)$$

Où $P_{pv}(k)$ est la puissance instantanée produite par le générateur photovoltaïque. L'entrée $E(k)$ indique si le point de puissance à l'instant k est situé à gauche ou à droite du point de puissance maximum. Alors que l'entrée $CE(k)$ exprime le sens de déplacement du point de puissance, le changement d'erreur donne des informations supplémentaires sur la vitesse de convergence de l'algorithme MPPT.

La figure (2.17) représente le schéma simplifié du contrôleur MPPT basé sur le contrôleur flou.

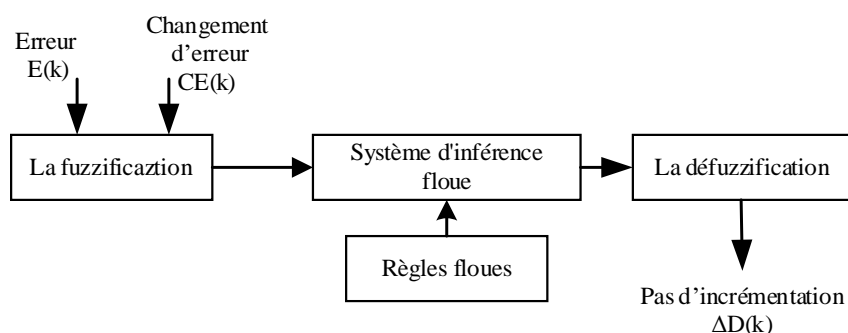


Figure 2.17 : Schéma simplifié du contrôleur MPPT basé sur le contrôleur flou

Le contrôleur flou reste une solution compliquée à mettre en œuvre et il nécessite des calculateurs performants. Cependant, les méthodes basées sur la logique floue offrent certains avantages tels qu'une dynamique rapide de suivi et une bonne stabilité par rapport aux algorithmes conventionnels.

5. Stratégies de contrôle du moteur à induction

Avant de présenter les contrôleurs les plus courants pour contrôler le moteur à induction, nous présenterons d'abord la technique de modulation vectorielle spatiale (SVM) pour l'onduleur triphasé à deux niveaux. La SVM est un schéma de modulation utilisé pour la génération de signaux modulés en largeur d'impulsion pour contrôler les commutateurs d'un onduleur, qui produit ensuite la tension modulée nécessaire pour entraîner le moteur à la vitesse ou au couple souhaité. Elle est utilisée pour créer des formes d'onde de tension alternative. Elle calcule les rapports cycliques des commutateurs pour synthétiser une tension de sortie souhaitée en moyenne, sans utiliser de forme d'onde porteuse.

5.1 Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

L'onduleur triphasé à deux niveaux se compose de trois bras, chaque bras comprend deux commutateurs commandés de manière complémentaire. Cela permet de générer $2^3 = 8$ états de commutation. Ces états de commutation sont représentés dans le diagramme vectoriel par six vecteurs non nuls (notés de V_1 à V_6) et deux vecteurs nuls (notés V_0 et V_7), comme représenté sur la figure (2.18).

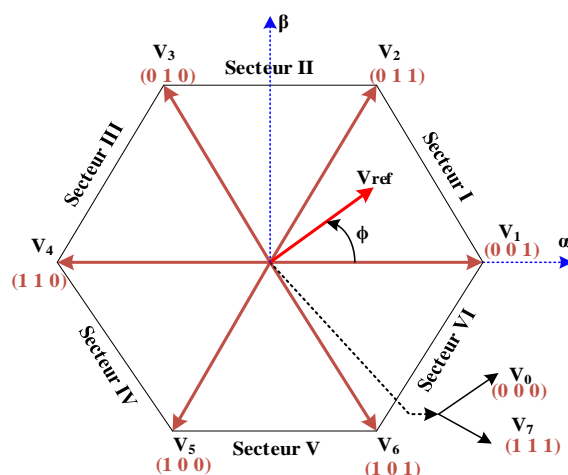


Figure 2.18 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux

La répartition des vecteurs actifs dans le plan complexe crée six secteurs déphasés de $\pi/6$. Le but de la modulation vectorielle spatiale est d'approximer le vecteur de référence avec trois vecteurs les plus proches. Par exemple, si le vecteur de référence V_{ref} est dans le premier secteur, les vecteurs V_1 , V_2 et un vecteur nul seront sélectionnés pour produire la séquence de commutation de l'onduleur. Le calcul du temps d'application d'un vecteur V_i pendant une période de commutation T_{sw} se fait selon le principe de seconde-tension tel qu'il est donné dans le système d'équations [99].

$$\begin{cases} \vec{V}_{ref} T_{sw} = V_1.T_a + V_2.T_b + V_{0/7}.T_c \\ T_{sw} = T_a + T_b + T_c \end{cases} \quad (2.32)$$

T_a , T_b et T_c sont respectivement les temps d'application des vecteurs V_1 , V_2 et le vecteur nul (V_0 ou V_7).

Le développement du système d'équations (2.32) donne l'expression des temps de conduction (2.33).

$$\begin{cases} T_a = T_{sw} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\pi/6 - \phi) \\ T_b = T_{sw} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\phi) \\ T_c = T_{sw} - T_a - T_b \end{cases} \quad (2.33)$$

5.2 Contrôle vectoriel indirect par orientation du flux rotorique

L'objectif de la commande vectorielle à flux orienté est de contrôler le moteur à induction en utilisant la même philosophie de commande du moteur à courant continu à excitation séparée [16]. Son principe de fonctionnement est de verrouiller le flux rotorique sur l'axe d des coordonnées Park afin que les variables flux et couple soient découplées et puissent être contrôlées séparément [15]. Ainsi, le flux rotorique et le couple peuvent être contrôlés respectivement par la composante de courant directe I_{sd} (courant inducteur i de la MCC) et la composante de courant en quadrature I_{sq} (courant induit I de la MCC). A partir de ces faits, le couple de la machine asynchrone peut être contrôlé de la même manière que la machine à courant continu à excitation séparée, comme indiqué sur la figure (2.19).

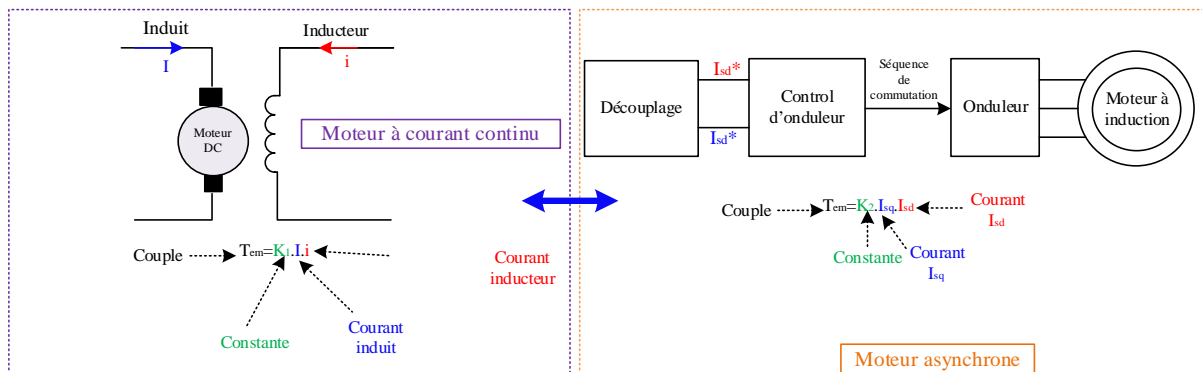


Figure 2.19 : Points communs entre le moteur à induction et le moteur à courant continu

Le flux rotorique doit tourner à la même vitesse que le repère d-q pour réaliser le découplage, l'hypothèse d'orientation du flux aboutit à l'équation suivante :

$$\begin{cases} \phi_{rq} = 0 \\ \phi_r = \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.34)$$

En remplaçant (2.34) dans le modèle de la machine asynchrone, l'expression du flux rotorique en fonction du courant I_{sd} est donnée par [95] :

$$\phi_{rd} = \frac{L_m}{1 + sT_r} I_{sd} \quad (2.35)$$

Toujours sous l'hypothèse de l'orientation de l'écoulement, l'expression du couple électromagnétique devient [96] :

$$T_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \quad (2.36)$$

À partir de la dernière équation on peut voir que le couple électromagnétique ne dépend du courant I_{sq} que si le flux rotorique est supposé fixe.

5.2.1 Estimation du flux et du couple

Le contrôle vectoriel nécessite une connaissance du module de flux rotorique à tout moment. En contrôle vectoriel direct, le flux doit être mesuré avec un capteur, cependant, cette opération amplifie le coût du moteur et les données de mesure peuvent être inexactes en raison de la présence de vibrations [95]. Dans la plupart des applications, l'utilisation du capteur n'est pas nécessaire, le flux est estimé à partir des courants statoriques mesurés qui sont facilement accessibles par mesure. Ainsi, l'estimation du flux rotorique est donnée par :

$$\phi_r = \frac{L_m}{1 + T_r s} I_{sd} \quad (2.37)$$

Compte tenu de la condition de découplage, le couple électromagnétique peut être estimé par :

$$T_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r I_{sq} \quad (2.38)$$

L'angle de rotation du système de coordonnées d-q est également déduit du flux estimé comme suit :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = p\omega_m + \frac{L_m}{T_r \phi_r} I_{sq} \quad (2.39)$$

5.2.2 Boucles de régulation

Étant donné que l'onduleur utilisé dans ce travail est une source de tension, le couple électromagnétique et le flux du rotor doivent être contrôlés avec les composantes de tension V_{sq} et V_{sd} . La relation qui relie les tensions statoriques aux courants statoriques et définie comme suit [112] :

$$\begin{cases} V_{sd} = \gamma \sigma L_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} - \frac{K}{T_r} \sigma L_s \phi_{rd} \\ V_{sq} = \gamma \sigma L_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s I_{sd} + p \omega_m K \sigma L_s \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.40)$$

Le système d'équations (2.40) montre que les variables V_{sd} , V_{sq} , I_{sd} et I_{sq} sont fortement couplées. Afin de contrôler les courants I_{sd} et I_{sq} respectivement par les tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} , les termes de couplage doivent être supprimés à l'aide d'un découplage compensateur. Le découplage consiste à définir de nouvelles variables notées U_{sd} et U_{sq} qui agissent directement sur les courants I_{sd} et I_{sq} , comme le montre l'équation (2.41), puis les termes e_{sd} et e_{sq} sont additionnés pour reconstituer les tensions V_{sd} et V_{sq} .

$$\begin{cases} V_{sd} = U_{sd} - e_{sd} \\ V_{sq} = U_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad (2.41)$$

Où,

$$\begin{cases} U_{sd} = \gamma \sigma L_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \\ U_{sq} = \gamma \sigma L_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma L_s I_{sq} + \frac{K}{T_r} \sigma L_s \phi_{rd} \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s I_{sd} - p \omega_m K \sigma L_s \phi_{rd} \end{cases}$$

- **Boucle de régulation du flux rotorique :** La boucle de régulation du flux rotorique est représentée par le schéma de la figure (2.20) [15] :

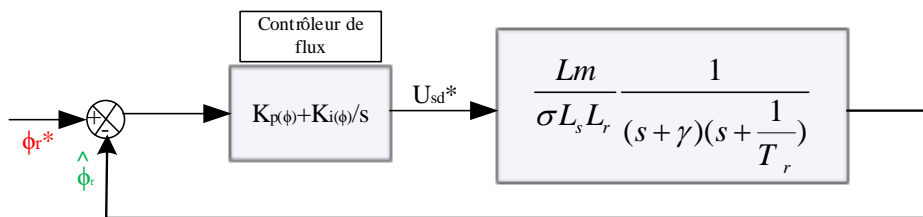


Figure 2.20 : Boucle de régulation du flux rotorique

- **Boucle de régulation de vitesse :** A partir de l'équation mécanique du moteur, il est possible d'exprimer la fonction de transfert en boucle ouverte qui relie le couple

électromagnétique à la vitesse, ainsi, la boucle de régulation de vitesse est illustrée sur la figure (2.21) [112].

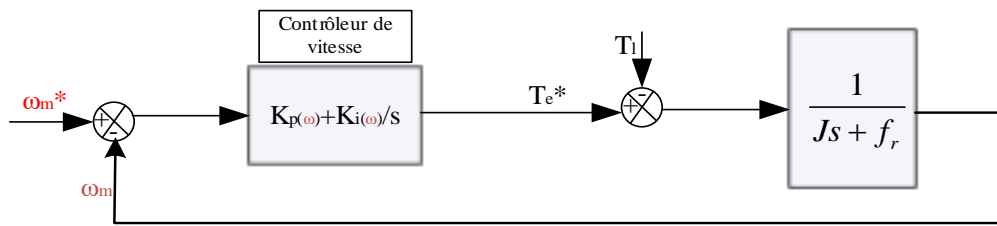


Figure 2.21 : Boucle de régulation de vitesse

- **Boucle de régulation de couple :** La boucle de régulation du couple électromagnétique est représentée par le schéma de la figure (2.22) [112] :

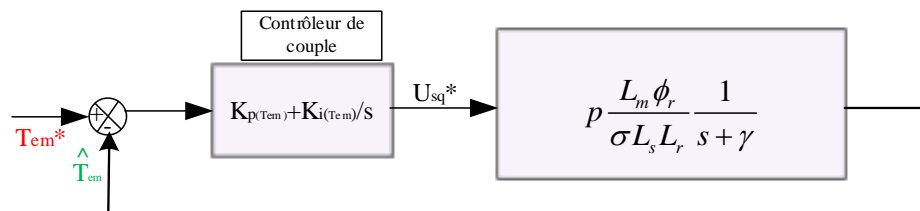


Figure 2.22 : Boucle de régulation du couple

Le schéma fonctionnel montré dans la figure (2.23) résume la stratégie de contrôle vectoriel du moteur à induction.

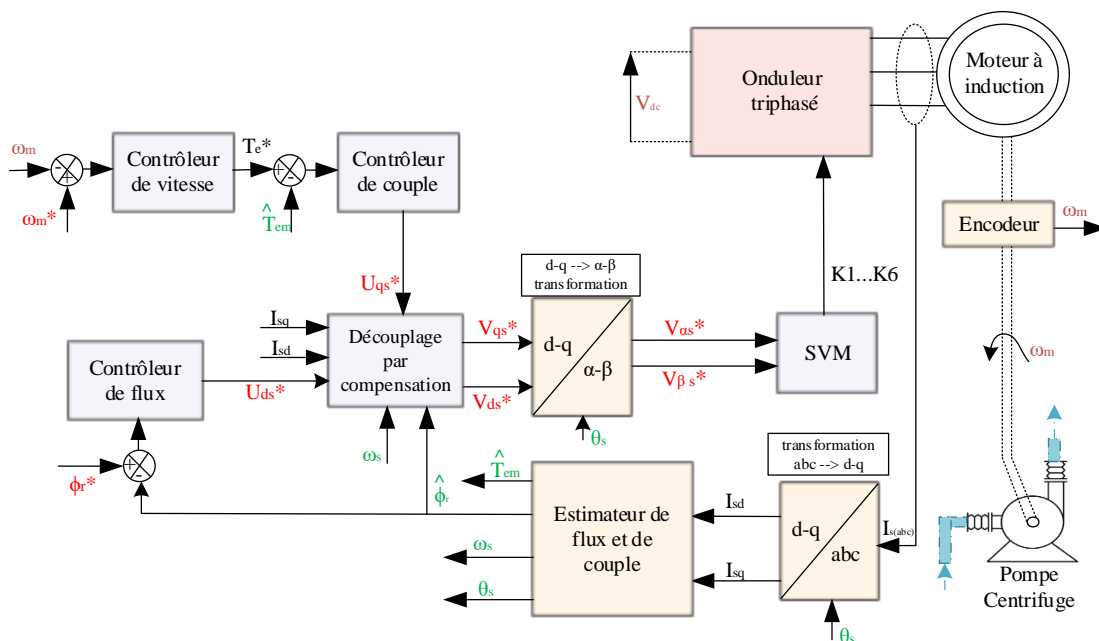


Figure 2.23 : Contrôle vectoriel indirect par orientation du flux rotorique

5.3 Contrôle par linéarisation entrée sortie

La commande par linéarisation entrée sortie consiste à transformer le modèle non linéaire du moteur asynchrone par retour d'état afin d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Elle est basée sur l'utilisation de dérivées de Lie pour trouver une relation entre l'entrée de commande et la sortie à contrôler. Elle a démontré de bonnes performances en termes de réponse en couple comme il assure une bonne stabilité du moteur malgré les changements paramétriques [113]. La technique de linéarisation entrées-sorties réduit la complexité de calcul en utilisant uniquement le référentiel fixe biphasé, ainsi le modèle non linéaire de la machine à induction est exprimé dans le référentiel (α, β) , comme indiqué dans l'équation (2.21). Le choix des variables de sortie dépend des objectifs de commande. Deux choix sont possibles, d'une part, il est possible de contrôler le flux et le couple, ce type de contrôle permet de limiter les forts appels de courant surtout au démarrage en contrôlant le couple du moteur, l'inconvénient de cette technique est qu'il est nécessaire d'ajouter une boucle de régulation de vitesse. D'autre part, le flux et la vitesse peuvent être choisis comme sortie, le contrôle direct de la vitesse peut réduire la complexité du contrôle en éliminant la boucle de contrôle du couple. Le flux rotorique est choisi comme deuxième variable de sortie car il permet au système de fonctionner en régime de survitesse sans provoquer de surintensités [16]. Si le module de flux rotorique au carré et la vitesse sont les variables à contrôler, le vecteur de sortie est défini par :

$$y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \omega_m \\ \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

Le flux est choisi en norme carrée pour faciliter les calculs des dérivées de Lie. L'objectif de la linéarisation entrée sortie est d'annuler la non-linéarité dans le modèle du moteur à induction et de trouver une relation explicite entre le signal de commande $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ et les variables à contrôler (ω_m, ϕ_r^2) , [114]. Autrement dit, cette méthode consiste à utiliser la dérivée de Lie pour trouver une transformation particulière dans laquelle apparaît la relation entre les entrées et les sorties. Les différenciations de Lie du vecteur de sortie sont exprimées comme suit [95].

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) u_i \quad (2.43)$$

Où, r_j est le degré relatif de la sortie y_j , $(1 \leq j \leq p)$, cela signifie le nombre de différenciations nécessaires de la sortie y_j jusqu'à ce que l'entrée u apparaisse. $L_f h_j(x)$ exprime la dérivée de Lie

de la fonction $h_j(x)$ le long du champ de vecteurs $f(x)$. Pour les sorties choisies (ω_m, ϕ_r^2) , les degrés relatifs sont $(r_1, r_2) = (2, 2)$ [113]. En développant (2.43) on obtient [114].

$$\begin{pmatrix} \ddot{y}_1(t) \\ \ddot{y}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f^2 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{g_{11}} L_f h_1 & L_{g_{12}} L_f h_1 \\ L_{g_{11}} L_f h_2 & L_{g_{12}} L_f h_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (2.44)$$

Les détails de calcul des dérivées de Lie sont donnés dans l'Annexe A. L'équation (2.44) peut également être exprimée comme suit :

$$V = \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \ddot{y}_1(t) & \ddot{y}_2(t) \end{pmatrix}^T = C(x) + D(x)u \quad (2.45)$$

$D(x)$ est appelée la matrice de découplage, et (V_α, V_β) sont des sorties internes. Par conséquent, la relation entrée-sortie linéaire est définie par [113],

$$u = \begin{pmatrix} V_{s\alpha}^* \\ V_{s\beta}^* \end{pmatrix} = D^{-1}(x)(V - C(x)) \quad (2.46)$$

La matrice D est non singulière si et seulement si la condition suivante est satisfaite [113] :

$$\{\phi_{r\alpha}(0), \phi_{r\beta}(0)\} \neq 0 \quad (2.47)$$

Pour garantir un suivi rapide de la trajectoire de référence $(\omega_m^*, \phi_r^{2*})$, les composantes de V sont définies par [113] :

$$\begin{cases} V_\alpha = -K_{a1}(\omega_m - \omega_m^*) - K_{a2}(\dot{\omega}_m - \dot{\omega}_m^*) + \ddot{\omega}_m^* \\ V_\beta = -K_{b1}(\phi_r^2 - \phi_r^{2*}) - K_{b2}(\dot{\phi}_r^2 - \dot{\phi}_r^{2*}) + \ddot{\phi}_r^{2*} \end{cases} \quad (2.48)$$

Les coefficients K_{a1} , K_{a2} , K_{b1} et K_{b2} sont choisis de manière à garantir une bonne dynamique de suivi et une bonne stabilité. La figure (2.24) montre le schéma de contrôle par linéarisation entrée sortie.

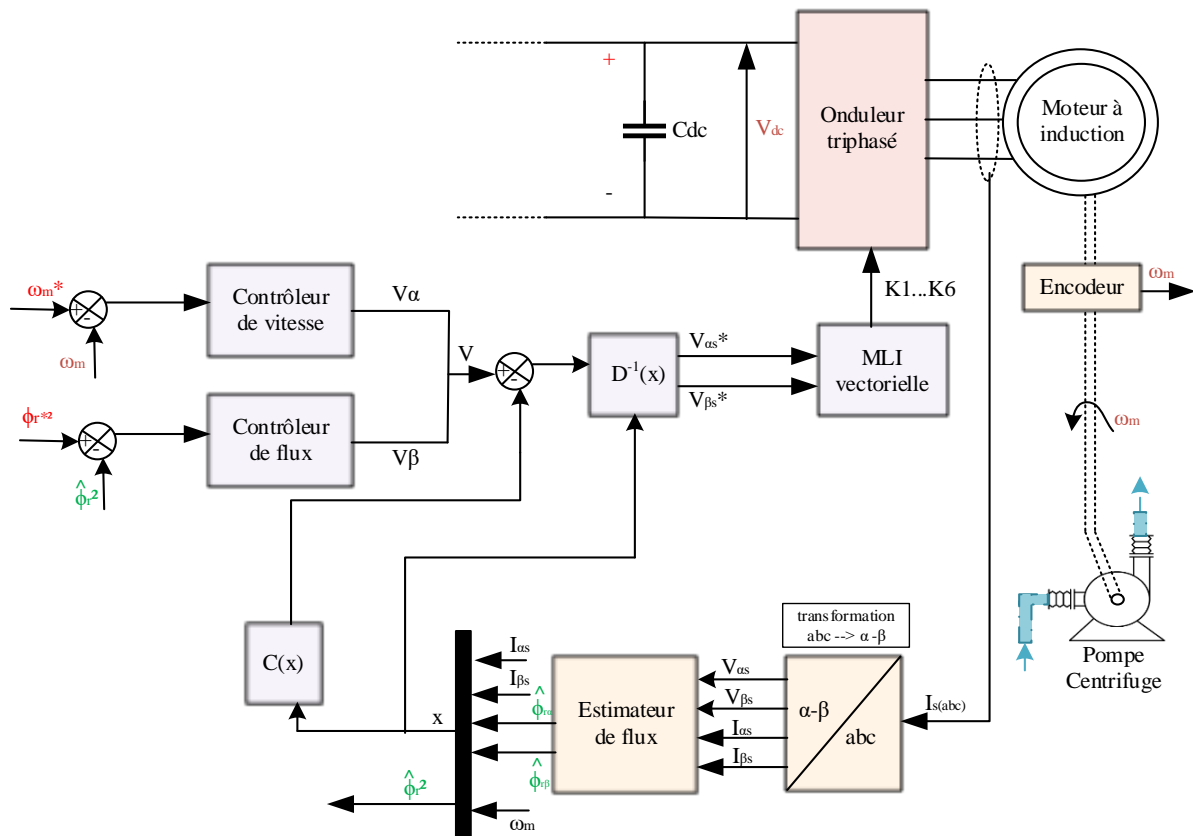


Figure 2.24 : Schéma de commande par linéarisation entrée sortie

5.4 Commande directe de couple

Le contrôle direct du couple (DTC) est l'une des techniques les plus simples pour contrôler le moteur à induction, c'est une alternative intéressante aux commandes vectorielles. Cette technique présente autant d'avantages que le FOC, on peut citer [115] :

- ✓ Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique sans recourir à des transformations de référence diphasées.
- ✓ Générer la séquence de commutation sans utiliser de modulation vectorielle.
- ✓ Découplage naturel entre le couple et le flux.
- ✓ Réponse rapide du couple grâce au contrôle du flux statorique.
- ✓ Modélisation et contrôle simples.

Cependant, cette technique présente plusieurs inconvénients tels que [92], [115] :

- ✓ Le taux de distorsion harmonique (THD) est très élevé.
- ✓ La fréquence de commutation est variable en raison de l'utilisation de bandes d'hystérésis.
- ✓ Pertes de commutation élevées.
- ✓ Vibrations et bruits dus aux fortes ondulations de couple.

Le contrôle direct du couple est basé sur l'étude des signes d'erreur de flux statorique et d'erreur de couple. Chaque vecteur de commutation appliqué entraîne une augmentation ou une diminution des erreurs étudiées.

Le flux statorique est estimé par la relation suivante [92] :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^{t_i} (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^{t_i} (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (2.49)$$

Le couple électromagnétique est estimé par la formule suivante [92] :

$$T_{em} = p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (2.50)$$

Le contrôle DTC est implémenté par deux bandes d'hystérésis, une pour le contrôle du flux, et l'autre bande pour le contrôle du couple. La bande de flux est une bande à deux niveaux qui évalue le signe de l'erreur comme suit.

$$\begin{cases} E_\phi = \phi_s^* - \phi_s < 0 \Rightarrow H_\phi = -1 \\ E_\phi = \phi_s^* - \phi_s > 0 \Rightarrow H_\phi = 1 \end{cases} \quad (2.51)$$

La bande d'hystérésis de couple génère trois niveaux de commutation en fonction du signe de l'erreur.

$$\begin{cases} E_{T_{em}} = T_{em}^* - T_{em} < 0 \Rightarrow H_{T_{em}} = -1 \\ E_{T_{em}} = T_{em}^* - T_{em} = 0 \Rightarrow H_{T_{em}} = 0 \\ E_{T_{em}} = T_{em}^* - T_{em} > 0 \Rightarrow H_{T_{em}} = 1 \end{cases} \quad (2.52)$$

La sélection du vecteur de commutation de l'onduleur est basée sur la position du vecteur de flux dans le diagramme vectoriel, dans chaque secteur un vecteur de commutation est sélectionné parmi huit vecteurs possibles (V_0 - V_7). Chaque secteur est défini par sa position angulaire dans le plan complexe (α - β), comme le montre la figure (2.25).

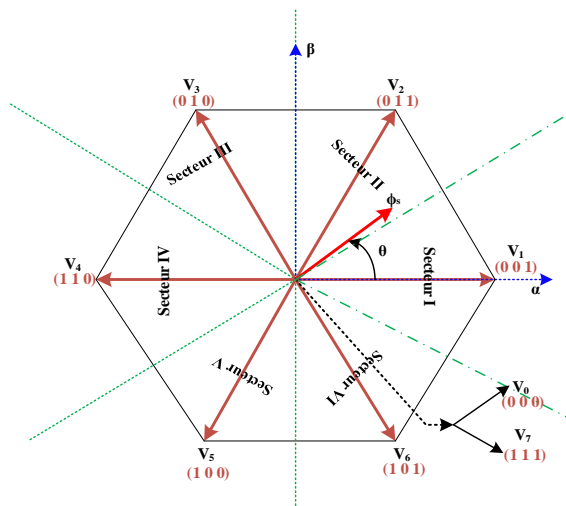


Figure 2.25 : Répartition des secteurs dans le diagramme vectoriel

L'angle du flux statorique par rapport au repère fixe est défini par :

$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right) \quad (2.53)$$

Le choix du vecteur de commutation dépend également de l'état des variables d'hystérésis H_{ϕ_s} et $H_{T_{em}}$. Le tableau (2.1) présente les vecteurs de commutation de chaque secteur en fonction des variables d'hystérésis H_{ϕ_s} et $H_{T_{em}}$ [92], [115].

Tableau 2.1 : Table de commutation DTC

Sector		I	II	III	IV	V	VI
H_{ϕ_s}	$H_{T_{em}}$						
-1	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	+1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
+1	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	+1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1

Le schéma de contrôle qui décrit le contrôle direct du couple est donné sur la figure (2.26). Le régulateur de vitesse est conçu de la même manière que le FOC.

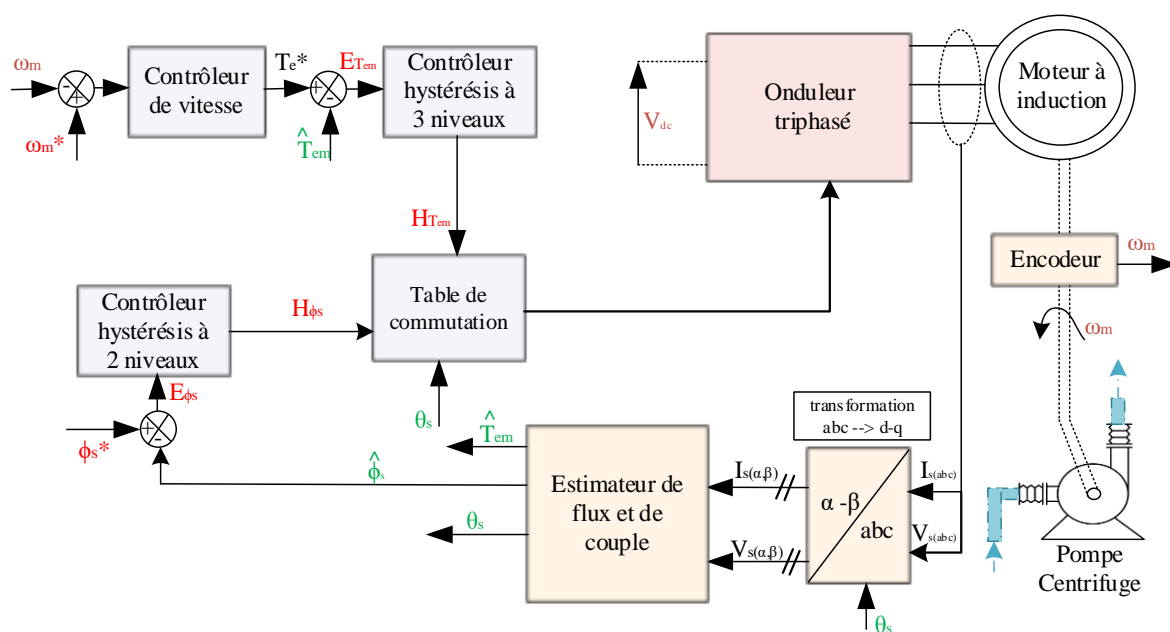


Figure 2.26 : Schéma de contrôle DTC avec boucle de vitesse

6. Présentation de la logique floue

L'idée de la logique floue a été proposée pour la première fois par le mathématicien Lotfi Zadeh dans les années soixante [116]. La logique floue permet la représentation de problèmes informatiques et physiques en langage naturel. En permettant aux ordinateurs de gérer les incertitudes inhérentes et d'imiter la pensée humaine. Elle a été appliquée pour la première fois en 1975 dans une application de contrôle d'une chaudière. La logique floue est une technique d'intelligence artificielle qui permet de synthétiser des lois de commande robustes et insensibles aux perturbations sans connaître le modèle mathématique du système à contrôler.

6.1 Les ensembles flous

La logique floue est une approche mathématique dans laquelle chaque variable admet un degré de vérité compris entre 0 et 1, plutôt que sur la logique booléenne habituelle (1 ou 0). En théorie des ensembles classique, un élément x peut appartenir ou non à un ensemble donné, son degré d'appartenance admet deux valeurs binaires 0 ou 1. Le fondateur de la logique floue Lotfi Zadeh a observé que contrairement à la logique booléenne la prise de décision humaine peut prendre plusieurs décisions entre OUI et NON, telles que [117] :

- Oui, certainement (100% oui).
- Éventuellement oui (75% oui).
- Je ne peux pas dire (50% oui).

- Éventuellement (25% oui).
- Non certainement pas (0% oui).

a) Définitions

Un ensemble flou peut être défini mathématiquement comme suit :

- Si X est une collection d'objets x, alors un ensemble flou A dans X est donné par :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \tag{2.54}$$

Où $\mu_A(x)$ est appelée la fonction d'appartenance (MF) de l'ensemble flou A, cette fonction indique le degré auquel un élément x appartient à un l'ensemble flou A. Dans la théorie des ensembles flous, X est appelé l'univers du discours. Il représente la plage de valeurs que les variables floues peuvent prendre. L'univers de discours peut contenir des valeurs continues ou discrètes, il est partitionné en plusieurs ensembles flous [118].

- Si X est continu l'ensemble flou A est défini par :

$$A = \int_x \mu_A(x) \tag{2.55}$$

- Si X est discret l'ensemble flou A est défini par :

$$A = \sum_{x_i} \mu_A(x_i) \tag{2.56}$$

b) Les constituants de base d'un ensemble flou

Les constituants de base d'un ensemble flou sont :

- ❖ **Le support** : le support d'un ensemble flou A est l'ensemble de tous les points $x \in X$, où $\mu_A(x) > 0$:

$$\text{support}(A) = \{x \mid \mu_A(x) > 0\} \tag{2.57}$$

- ❖ **Le noyau** : le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble de tous les points $x \in X$, tel que $\mu_A(x) = 1$:

$$\text{noyau}(A) = \{x \mid \mu_A(x) = 1\} \tag{2.58}$$

- ❖ **La symétrie** : un ensemble flou A est symétrique si sa fonction d'appartenance est symétrique autour d'un certain point $x = c$, tel que :

$$\mu_A(c + x) = \mu_A(c - x), \forall x \in X \quad (2.59)$$

c) **Exemple :**

Soit X un univers de discours qui décrit la variable linguistique température. Supposons que la température varie entre deux niveaux extrêmes ± 50 °C. L'univers du discours est partitionné en cinq ensembles flous (très froide, peu froide, cool, peu chaude, très chaude). La figure (2.27) montre la classification de la température en cinq ensembles flous.

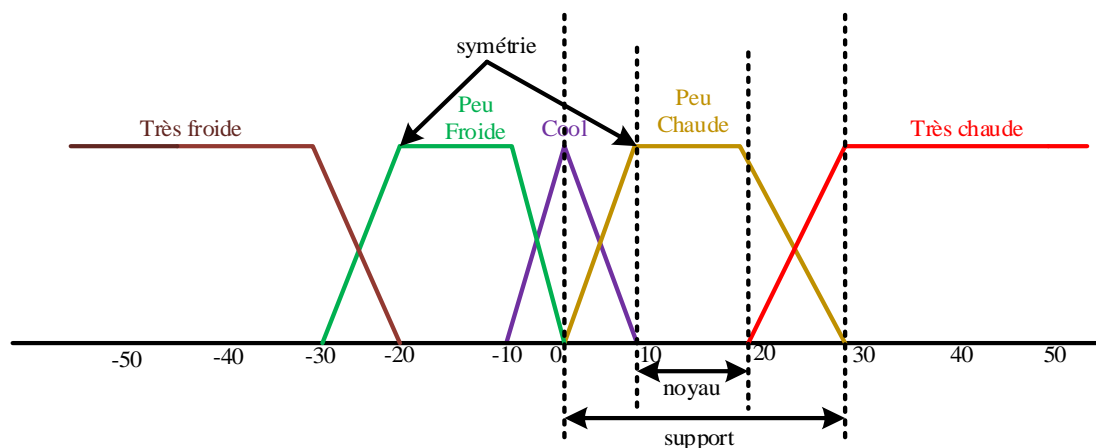


Figure 2.27 : Classification de la température en cinq ensembles flous

d) **Fonctions d'appartenance**

Comme l'univers du discours est souvent constitué de valeurs réelles, les fonctions d'appartenance peuvent être des fonctions continues, comme elles peuvent être des fonctions discrètes. Les types de fonctions d'appartenance les plus couramment utilisés sont [118] :

- Une fonction d'appartenance **triangulaire** est caractérisée par trois paramètres $\{a, b, c\}$ comme suit :

$$triangle(x, a, b, c) = \begin{cases} 0 & ; & x \leq a, c \leq x \\ \frac{x-a}{b-a} & ; & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & ; & b \leq x \leq c \end{cases} \quad (2.60)$$

Les paramètres a et c spécifient l'emplacement des pieds du triangle, et b définit l'emplacement du sommet. La forme triangulaire est représentée sur la figure (2.28).

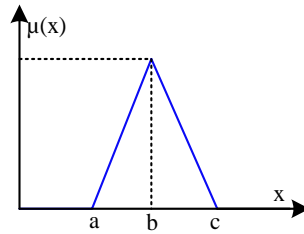


Figure 2.28 : Une fonction d'appartenance triangulaire

- Une fonction d'appartenance **trapézoïdale** est identifiée par quatre paramètres {a, b, c, d} comme suit :

$$\text{trapèze}(x, a, b, c, d) = \begin{cases} 0 & ; & x \leq a, d \leq x \\ \frac{x-a}{b-a} & ; & a \leq x \leq b \\ 1 & ; & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & ; & c \leq x \leq d \end{cases} \quad (2.61)$$

Les paramètres a et d localisent les pieds du trapèze, les paramètres b et c représentent ses sommets. La forme trapézoïdale est représentée sur la figure (2.29).

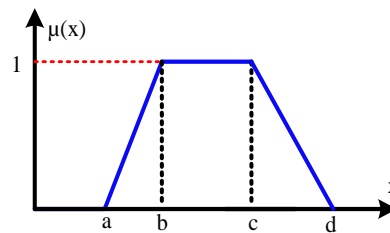


Figure 2.29 : Une fonction d'appartenance trapézoïdale

- Une fonction d'appartenance **gaussienne** est caractérisée par deux paramètres {c, σ₁} comme suit :

$$\text{gaussienne}(x, c, \sigma_1) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x-c}{\sigma_1}\right)^2\right) \quad (2.62)$$

Le paramètre c représente le centre de la fonction d'appartenance, σ₁ détermine la largeur de la fonction d'appartenance. La forme gaussienne est représentée sur figure (2.30).

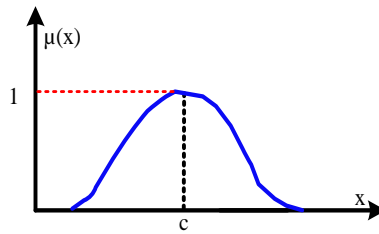


Figure 2.30 : Une fonction d'appartenance gaussienne

- Une fonction d'appartenance cloche est caractérisée par trois paramètres {a, b, c} comme suit :

$$cloche(x, a, b, c) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c}{a} \right|^{2b}} \quad (2.63)$$

La forme cloche est représentée sur figure (2.31).

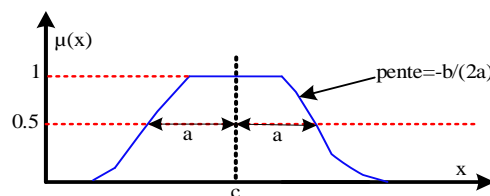


Figure 2.31 : Une fonction d'appartenance cloche

- Dans certains cas, la fonction d'appartenance peut prendre une valeur unique, telle que la fonction **singleton**. La fonction singleton est définie mathématiquement par :

$$\begin{cases} \mu_A(x) = 0; & x \neq c \\ \mu_A(x) = 1; & x = c \end{cases} \quad (2.64)$$

Le degré d'appartenance à la fonction singleton est égal à 1 lorsque x est égal à c. Sa représentation graphique est illustrée sur la figure (2.32).



Figure 2.32 : Une fonction d'appartenance singleton

6.2 Opérations logiques sur la logique floue

Il faut savoir composer entre les différents ensembles flous et leurs fonctions d'appartenance. Il existe quatre types de composition de base : l'inclusion, le complément, l'intersection et l'union.

- **Inclusion** : l'ensemble flou A est un sous-ensemble de B, si la condition suivante est vraie :

$$\mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad \forall x \quad (2.65)$$

La figure (2.33) montre que l'ensemble flou A est un sous-ensemble de B.

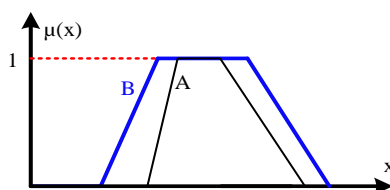


Figure 2.33 : Inclusion d'ensembles flous

- **Le complément** d'un ensemble flou A est noté \overline{A} , il est défini par :

$$\mu_{\overline{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (2.66)$$

La figure (2.34) montre le complément d'une fonction trapézoïdale.

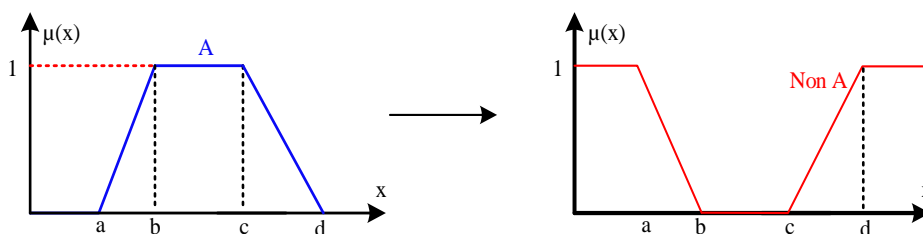


Figure 2.34 : Le complément d'un ensemble flou

- **L'union** de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou C. L'union est exprimée par l'opérateur logique OU et s'écrit sous la forme $C = A \text{ OU } B$, donc la fonction d'appartenance résultante est :

$$\mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \cup \mu_B(x) \quad (2.67)$$

La figure (2.35) montre l'union de deux ensembles flous A et B.

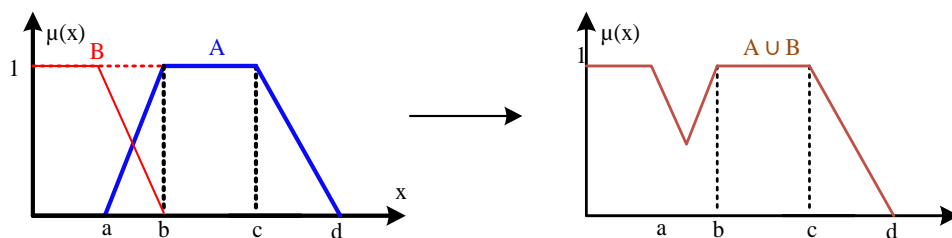


Figure 2.35 : Union de deux ensembles flous

- **L'intersection** de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou C, l'intersection est exprimée par l'opérateur logique ET, elle s'écrit $C = A \text{ ET } B$, la fonction d'appartenance résultante est donnée par la formule suivante :

$$\mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \cap \mu_B(x) \quad (2.68)$$

La figure (2.36) montre l'intersection de deux ensembles flous A et B.

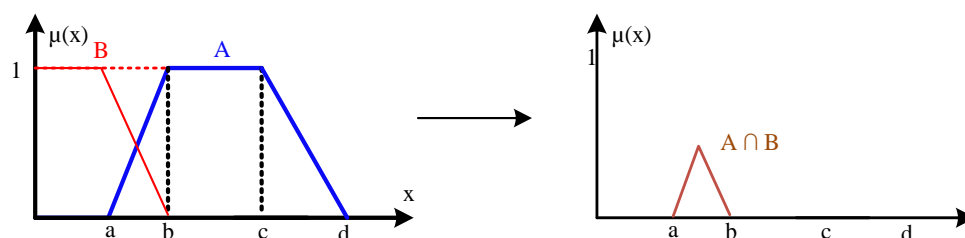


Figure 2.36 : Intersection de deux ensembles flous

6.3 Règles floues

La conception des règles floues s'appuie sur l'expertise et la connaissance du système étudié. Une règle floue typique s'exprime par **SI-ALORS** ou une implication floue telle que [120] :

SI « condition » **ALORS** « conclusion ».

Elle peut aussi s'écrire sous la forme suivante :

SI x est A **ALORS** y est B

Où A et B sont des variables linguistiques qui appartiennent respectivement aux univers de discours X et Y. L'expression (x est A) est appelée l'antécédent ou la prémisse, tandis que l'expression (y est B) est appelée la conséquence. La combinaison de deux propositions ou plus peut être exprimée avec des opérateurs ET / OU / NON.

S'il y a plusieurs entrées et sorties, on note les variables linguistiques de la prémisse par $\{x_i, i = 1, 2, \dots, n\}$ et les variables linguistiques de la conséquence par $\{y_j, j = 1, 2, \dots, m\}$.

- Les variables x_i peuvent prendre un ensemble de valeurs linguistiques notées :
 $A_i = \{A_i^k : k = 1, 2, \dots, N_i\}$.
- Les variables y_j peuvent prendre un ensemble de valeurs linguistiques notées :
 $B_j = \{B_j^l : l = 1, 2, \dots, M_j\}$.

Supposons que le nombre d'entrées soit égal à n et que le nombre de sorties soit égal à m . Ensuite, une règle de plusieurs entrées et plusieurs sorties peut être écrite sous la forme suivante :

SI x_1 est A_1^p **ET/OU** x_2 est A_2^q **ET/OU** ... **ET/OU** x_n est A_n^r **ALORS** y_1 est B_1^s **ET** y_2 est B_2^u
ET ... **ET** y_m est B_m^v

Lorsqu'un ensemble de variables d'entrée est actif, chacune des règles est active avec un certain degré de vérité. Toutes les règles déclenchées contribuent à la formation de la surface de contrôle résultante. L'opérateur OU n'est pas utilisé pour exprimer des conséquences, car cet opérateur introduirait de l'incertitude dans les décisions à prendre [120].

6.4 Structure d'un système d'inférence floue

Un contrôleur à logique floue est un système informatique basé sur les concepts de la théorie floue, des règles SI-ALORS et du raisonnement flou. Il est utilisé dans différents domaines, tels que le contrôle automatique et robotique, la reconnaissance de formes, l'informatique, la mécanique, etc.

La structure générale d'un contrôleur flou se compose de quatre entités, comme le montre la figure (2.37) [121].

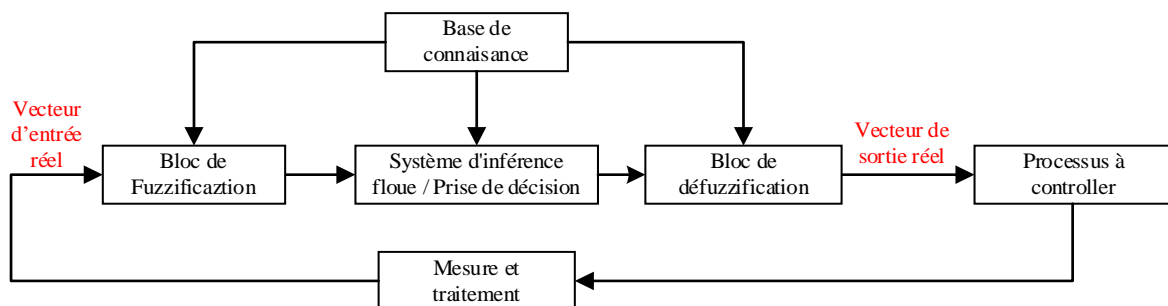


Figure 2.37 : Structure de base du contrôle de logique floue

- **Bloc de fuzzification** : ce bloc convertit les variables d'entrée en variables linguistiques. Dans cette étape, chaque variable d'entrée est exprimée en notations d'ensemble flou.
- **Moteur d'inférence floue** : l'inférence floue est une méthode qui interprète les valeurs du vecteur d'entrée sur la base de certains ensembles de règles, son but est l'exécution des règles floues qui relient les variables d'entrée et de sortie.
- **Base de connaissance** : ce bloc contient les informations nécessaires sur les fonctions d'appartenance et les expressions linguistiques construites par l'expertise humaine et représentées sous forme de règles d'inférence.
- **La défuzzification** : est le processus de conversion d'une quantité floue en une quantité réelle. De nombreuses méthodes disponibles pour réaliser la défuzzification [122] :
 - ✓ Centre de gravité.
 - ✓ Méthode de maximum.
 - ✓ Méthode des surfaces.
 - ✓ Méthode des hauteurs.

a) Méthode du centre de gravité

La méthode du centre de gravité est la méthode la plus utilisée pour calculer les sorties de contrôle, elle calcule l'abscisse qui correspond au centre de gravité de la surface résultante après le processus d'agrégation des règles floues. Le centre de gravité noté y_0 d'une surface donnée est calculé par la formule suivante :

$$y_0 = \frac{\int (\mu(y) \cdot y) dy}{\int \mu(y) dy} \quad (2.69)$$

$\mu(y)$ est le degré d'appartenance de la sortie y . En pratique, une valeur approximative du centre de gravité peut être calculée par discrétisation comme le montre l'équation (2.70) :

$$y_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \mu(y_i) \cdot y_i}{\sum_{i=1}^n \mu(y_i)} \quad (2.70)$$

Où, y_i indique un élément de l'échantillon et $\mu(y_i)$ sa fonction d'appartenance, n représente le nombre d'éléments de l'échantillon.

La figure (2.38) illustre le centre de gravité de la surface obtenu après agrégation.

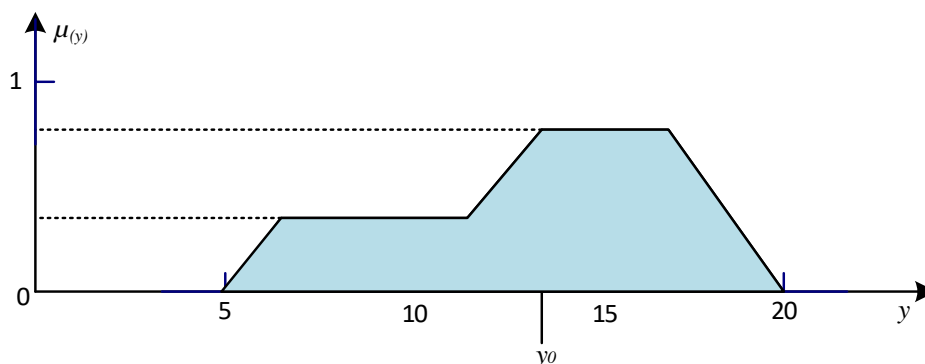


Figure 2.38 : Défuzzification avec la méthode du centre de gravité

b) **Méthode de maximum**

Cette méthode calcule la valeur nette de défuzzification en se basant sur les valeurs maximales des fonctions d'appartenance. Il existe différentes méthodes de maxima, parmi ces méthodes [122] :

- Méthode First of Maxima (FOM).
- Méthode Last of Maxima (LOM).
- Méthode de la moyenne des maximas (MOM).

Seule la méthode de la moyenne des maximas sera présentée dans cette section. Dans cette méthode, la valeur défuzzifiée est considérée comme l'élément qui a la valeur d'appartenance la plus élevée. Lorsqu'il y a plus d'un élément qui a la valeur d'appartenance maximale, la valeur moyenne des maximas est prise. Ainsi, la valeur obtenue par le processus de défuzzification est donnée par :

$$y_0 = \frac{\sum_{y_i \in M} y_i}{N} \tag{2.71}$$

Où, M est l'amplitude maximale des fonctions d'appartenance et N est le nombre d'éléments de sortie qui atteignent des degrés d'appartenance maximum.

Prenons l'exemple de la figure (2.39) Les points $x = 4, 6, 8$ ont la valeur d'appartenance maximale, donc $N=3$. Ainsi, la sortie défuzzifiée avec la méthode MOM est calculée comme suit :

$$y_0 = \frac{4+6+8}{3} \tag{2.72}$$

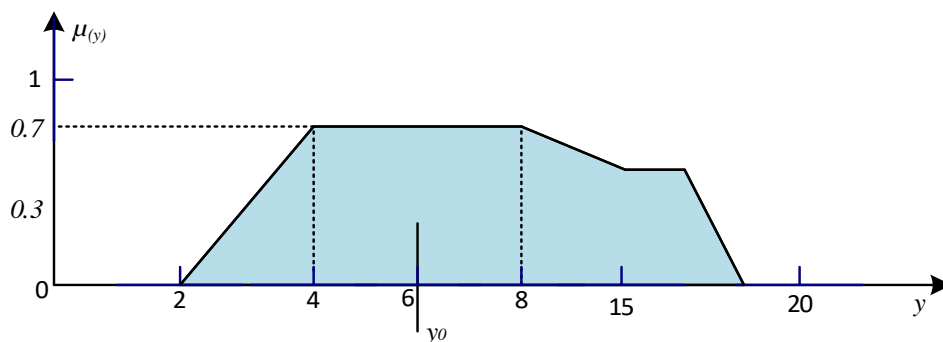


Figure 2.39 : Défuzzification avec la méthode moyenne des maximas

6.5 Méthodes d'inférence floue

La principale différence entre les systèmes d'inférence floue réside dans l'évaluation des règles floues et dans la procédure de défuzzification. Les méthodes d'inférence floue les plus courantes sont :

- ✓ Modèle flou de Mamdani (Max-Min)
- ✓ Modèle flou de Sugeno (Somme-produit)

6.6.1 Méthode de Mamdani

La méthode d'inférence de Mamdani (Min-Max) traduit l'opérateur OU par la formation du maximum des fonctions d'appartenance, et l'opérateur ET équivaut à la formation du minimum. Ce qui peut être exprimé mathématiquement par (2.73) et (2.74) :

$$\mu(x)_{A \cap B} = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (2.73)$$

$$\mu(x)_{A \cup B} = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (2.74)$$

Dans la méthode de Mamdani l'implication est réalisée avec l'opérateur Min et l'agrégation est réalisée avec l'opérateur Max. La figure (2.40) illustre les étapes de calcul du système d'inférence floue de type Mamdani [118].

Les étapes suivantes doivent être suivies pour calculer la sortie du système d'inférence floue à l'aide de la méthode de Mamdani [122].

- **Étape 1** : Fuzzification et calcul des degrés d'appartenance des variables d'entrée.
- **Étape 2** : Évaluation des règles.
- **Étape 3** : Agrégation.
- **Étape 4** : Défuzzification.

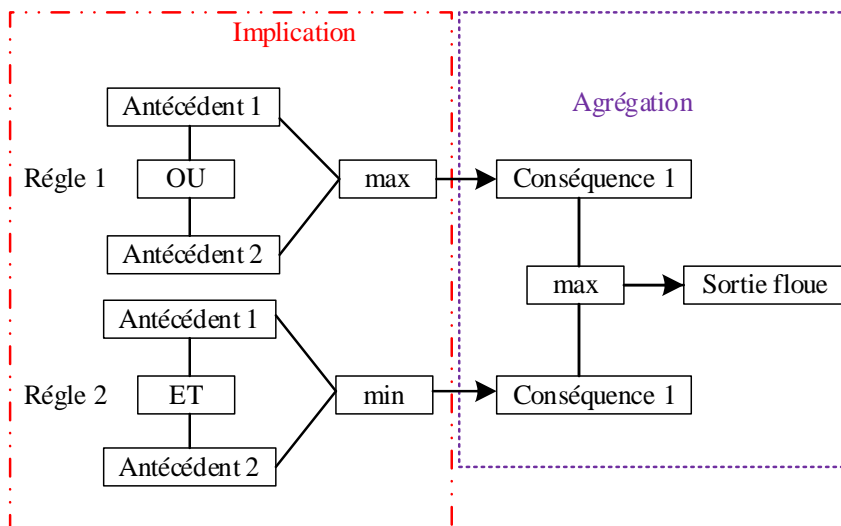


Figure 2.40 : Système d'inférence floue de type Mamdani

Exemple d'illustration :

Pour illustrer le principe de fonctionnement du modèle Mamdani, nous prenons un exemple pratique. Soit un contrôleur flou qui gère la vitesse d'un ventilateur en se basant sur les conditions climatiques (température et humidité). Les fonctions d'appartenance de la température (°C), de l'humidité (%) et de la vitesse souhaitée (%) sont représentées sur la figure (2.41).

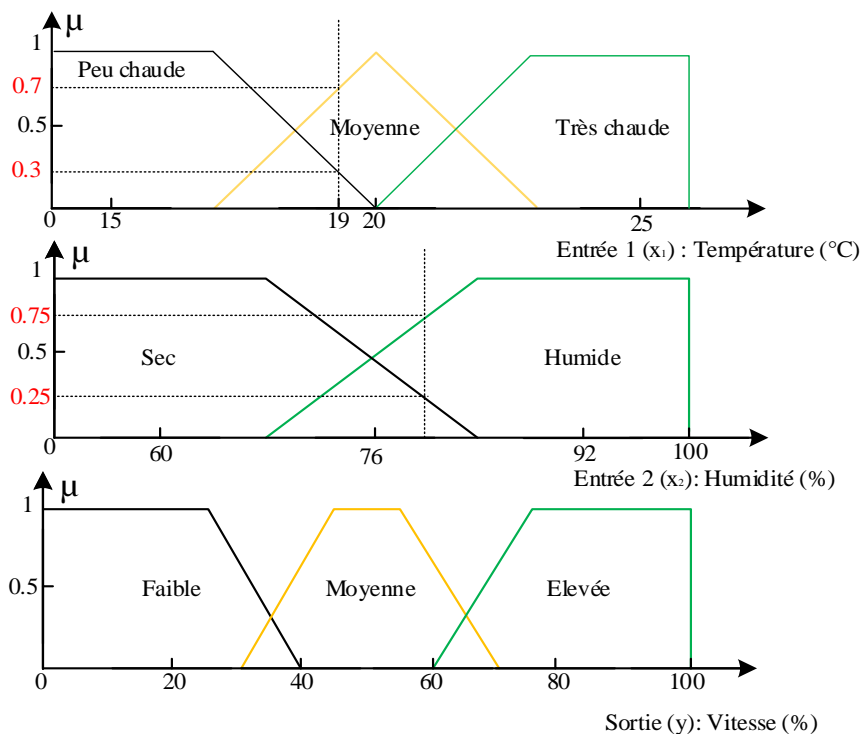


Figure 2.41 : Représentation des fonctions appartenances

Supposons que les deux règles floues suivantes fassent partie des règles de base du système d'inférence floue :

SI x_1 est Peu chaude **OU** x_2 est Sec **ALORS** y est Moyenne

SI x_1 est Moyenne **ET** x_2 est Humide **ALORS** y est Faible

- **Calcul du degré d'appartenance**

Supposons que la température du milieu soit de 19°C et que son humidité soit de 82 %. Une entrée de température de 19°C correspond à une appartenance de 0,3 à l'ensemble flou 'Peu chaude' ($\mu_{A1}=0.3$) et de 0.7 à l'ensemble flou 'Moyenne' ($\mu_{A2} = 0.7$). Une entrée d'humidité de 82% correspond à une appartenance de 0.25 à l'ensemble flou 'Sec' ($\mu_{B1} = 0.25$) et de 0.75 à l'ensemble flou 'Humide' ($\mu_{B2} = 0.75$).

- **Évaluation des règles**

Selon le raisonnement de Mamdani, l'expression floue « SI x_1 est Peu chaude **OU** x_2 est Sec **ALORS** y est Moyenne » se traduit mathématiquement par la formule suivante :

$$\mu_{C1} = \max[\mu_{A1}, \mu_{B1}] = 0.3 \quad (2.75)$$

Où μ_{C1} est le degré d'appartenance de la variable y .

De même, la règle 2 « SI x_1 est Moyenne **ET** x_2 est Humide **ALORS** y est Faible » est évaluée à l'aide de l'opérateur Min, comme indiqué dans la relation suivante :

$$\mu_{C1} = \min[\mu_{A2}, \mu_{B2}] = 0.7 \quad (2.76)$$

Le résultat de l'évaluation des règles floues est :

SI x_1 est Peu chaude (0.3) **OU** x_2 est Sec (0.25) **ALORS** y est Moyenne (0.3).

SI x_1 est Moyenne (0.7) **ET** x_2 est Humide (0.75) **ALORS** y est Faible (0.7).

- **Agrégation**

Le processus d'agrégation consiste à combiner les sorties floues de la phase d'évaluation avec l'opérateur OU (Max) pour obtenir une seule sortie floue. La figure (2.42) montre le résultat du processus d'agrégation.

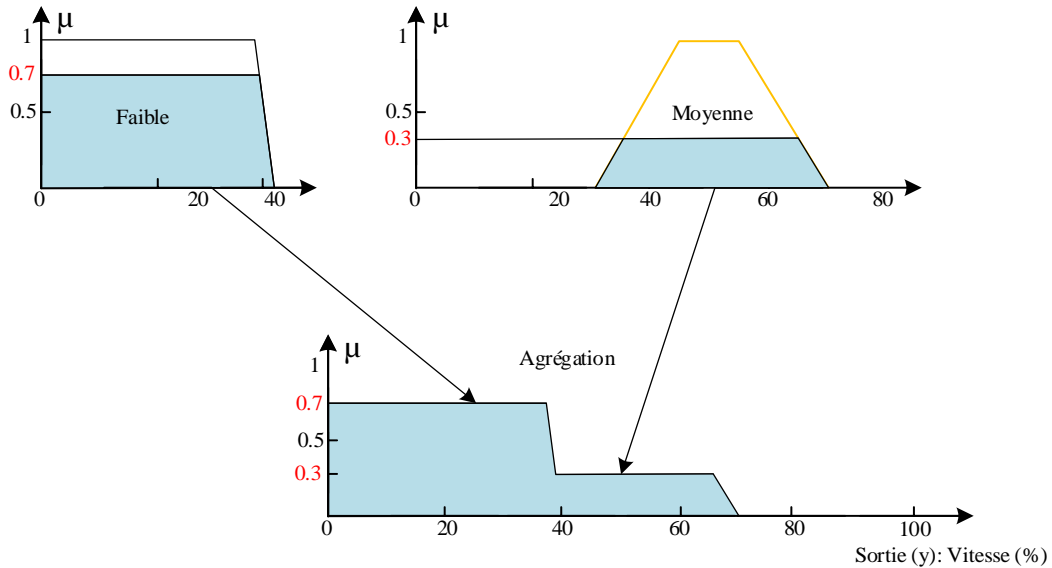


Figure 2.42 : Agrégation des règles de sortie

- **La défuzzification**

L'étape de défuzzification consiste à trouver un nombre réel qui correspond à la vitesse souhaitée. La méthode du centre de gravité est la technique la plus adoptée dans le système d'inférence floue de Mamdani. Le centre de gravité de la surface obtenue après le processus d'agrégation est calculé par l'équation (2.77) :

$$y_0 = \frac{(0+10+20+30)(0.7) + (40+50+60)(0.3)}{0.7+0.7+0.7+0.7+0.3+0.3+0.3} = 23.52 \quad (2.77)$$

Nous concluons que le ventilateur doit fonctionner à 23,52 % de sa vitesse nominale.

6.6.2 Système d'inférences floue de Takagi-Sugeno

Ce système d'inférence floue a été introduit pour la première fois en 1985 par les chercheurs Takagi, Sugeno et Kang [123]. Le processus d'inférence floue de type Sugeno est similaire à celui de Mamdani en termes de calcul [122]. La seule différence est que dans la méthode Sugeno, les fonctions d'appartenance de sortie sont des constantes ou des fonctions linéaires. La méthode Sugeno est préférée dans les applications en temps réel en raison de sa complexité réduite. Elle traduit l'opérateur OU par la formation du maximum, l'opérateur ET équivaut à la formation du minimum. Une règle typique du type Sugeno s'écrit :

$$\text{SI } x_1 \text{ est } A^k_1 \text{ ET/OU } x_2 \text{ is } A^l_2 \text{ ET/OU } \dots \text{ ET/OU } x_n \text{ est } A^p_n \text{ alors } z_i = f_i(\cdot).$$

Où $z = f(\cdot)$ peut être n'importe quelle fonction (même une structure comme un réseau de neurones).

Habituellement $z_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$ est défini comme une fonction du premier ordre, c'est-à-dire :

$$z_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) = a_n x_n + a_{n-1} x_{n-1} + \dots + a_1 x_1 + a_0 \quad (2.78)$$

a_i ($0 \leq i \leq n$) sont des constantes.

Lorsque f est une constante, le système est appelé système d'inférence floue d'ordre zéro.

La défuzzification est généralement effectuée à l'aide de la méthode de la moyenne pondérée, la sortie du contrôleur flou est calculée comme la somme pondérée des sorties floues, comme indiqué dans l'équation (2.79) [52].

$$y_0 = \frac{\sum_{i=1}^N \mu_i(x_1, x_2, \dots, x_n) \cdot z_i}{\sum_{i=1}^N \mu_i(x_1, x_2, \dots, x_n)} \quad (2.79)$$

Exemple d'illustration :

Prenons l'exemple précédent de contrôle de la vitesse du ventilateur, considérons que les fonctions d'appartenance de sortie sont des fonctions d'ordre zéro. La figure (2.43) montre que chaque fonction d'appartenance est représentée par un pic ayant un degré d'appartenance unitaire à un point particulier.

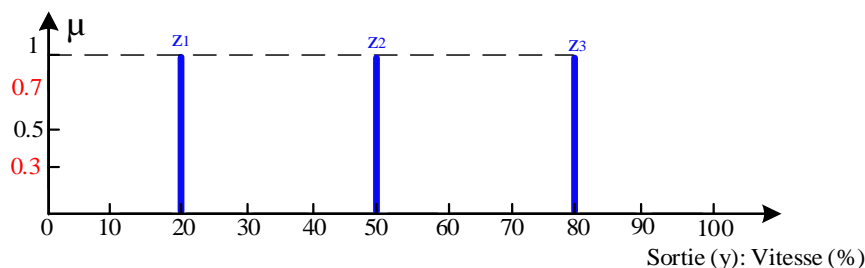


Figure 2.43 : Fonctions d'appartenance de la sortie

Il a été montré qu'en phase d'évaluation les degrés d'appartenance des sorties floues sont respectivement de 0,7 et 0,3. Par conséquent, la sortie réelle est calculée par la moyenne pondérée :

$$y_0 = \frac{(0.7)(20) + (0.3)(50)}{0.3 + 0.7} = 29 \quad (2.80)$$

On conclut qu'avec la méthode Sugeno le ventilateur doit fonctionner à 29 % de sa vitesse nominale.

7. Présentation de la commande prédictive généralisée

La commande prédictive est une technique de contrôle moderne destinée au contrôle des systèmes multivariables complexes, tels que les machines électriques, les processus industriels, les robots, etc. [124]. Le contrôleur prédictif établit un modèle de prédiction du système à contrôler afin d'anticiper son comportement en temps réel. La commande prédictive a prouvé son efficacité et sa précision dans la commande de systèmes non linéaires. Cette stratégie de contrôle s'est améliorée avec le développement de mémoires et de microprocesseurs [16].

Les actions naturelles naissantes de la volonté humaine sont similaires aux processus de contrôle prédictif, par exemple, le conducteur de la voiture connaît à l'avance le chemin de référence sur un horizon fini (champ visuel du conducteur). On considère que le comportement de la voiture est assimilable à un processus industriel, le conducteur décide l'action qu'il faut prendre (accélérer, décélérer ou freiner) pour poursuivre la trajectoire de référence. Cette méthode suppose que les variables impliquées dans la commande sont connues en un temps de prédiction donnée. L'intervalle temporel de prédiction s'appelle l'horizon de prédiction. La figure (2.44) illustre le principe de fonctionnement du contrôle prédictif dans le temps, la sortie à contrôler est prédite sur un horizon de prédiction fini, puis la loi de commande future est calculée pour assurer la poursuite de la trajectoire de référence [95].

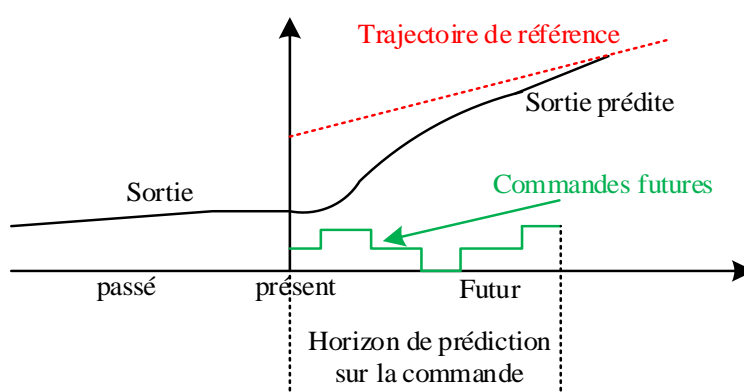


Figure 2.44 : Evolution temporelle de la commande prédictive

La structure de base du contrôleur prédictif est illustrée dans la figure (2.45) L'erreur de suivi est la différence entre la sortie prédite et la trajectoire de référence. Le contrôleur prédictif peut prendre en compte des contraintes sur les entrées et les sorties. La méthodologie de contrôle prédictif généralisé comprend deux blocs essentiels [125] :

- **Bloc modèle de prédiction** : le bloc de prédiction prédit le comportement des sorties en fonction des observations, des états passés des entrées et sorties et du modèle mathématique du processus à contrôler.
- **Bloc d'optimisation** : ce bloc utilise le modèle de prédiction et la trajectoire de référence pour construire une fonction de coût quadratique. La future loi de commande est calculée en minimisant la fonction objective. Le processus d'optimisation peut prendre en compte des contraintes imposées par le concepteur.

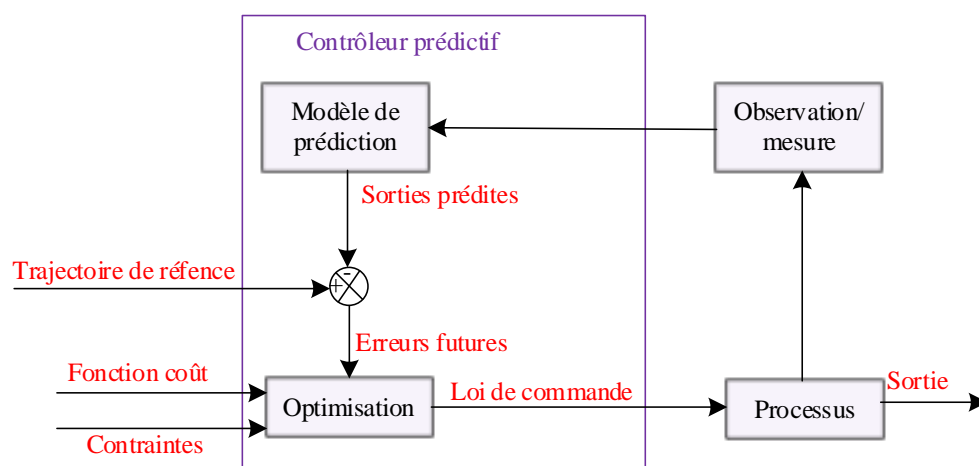


Figure 2.45 : Structure de base du contrôleur prédictif

8. Présentation du contrôle par mode glissant

Le contrôle des systèmes non linéaires avec des lois de contrôle classiques peut ne pas répondre aux exigences de l'automatisme. Pour optimiser la dynamique des systèmes non linéaires, il est nécessaire d'utiliser des lois de commande robustes aux variations paramétriques, aux perturbations et aux non-linéarités. Le réglage du mode de glissement est une loi de commande flexible qui modifie sa structure avec le changement d'état du système, il peut piloter des systèmes à structure variable pour obtenir la réponse souhaitée [126]. La commande par mode glissant est caractérisée par la discontinuité de la loi de commande (tout ou rien). Le signal de commande force la trajectoire d'état du système à glisser le long d'une surface bien définie appelée surface de glissement. Le contrôle en mode glissant est un choix approprié pour contrôler les systèmes à structure variable, tels que les convertisseurs DC-DC.

La figure (2.46) montre que la surface de glissement subdivise l'espace d'état en deux sous espaces $S > 0$ et $S < 0$. La convergence vers la surface de glissement est assurée par le changement d'état de commutation du convertisseur considéré [127].

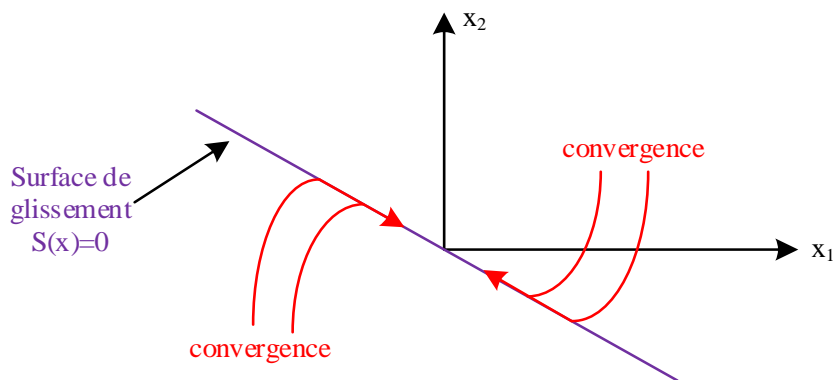


Figure 2.46 : Surface de glissement

8.1 Conception de la loi de commande par le mode glissant

Le concept de contrôle par mode de glissant est illustré sur la figure (2.47). La surface de glissement (S) peut être une fonction monovariante ou multivariante qui s'exprime en fonction des variables d'état. La surface S peut être une simple droite ou une fonction à plusieurs variables, tout dépend de la complexité du système à contrôler. La figure (2.47) montre que la loi de commande par mode glissant $u(t)$ est la somme de deux lois de contrôle ($u(t) = u_s + u_{eq}$) [127], [128]. La loi de commande discrète u_s déduite du signe de la surface S . Le signal de commande $u(t)$ comporte également un terme continu noté u_{eq} . Le terme u_{eq} correspond au régime de glissement idéal pour lequel la dérivée de la surface de glissement reste nulle.

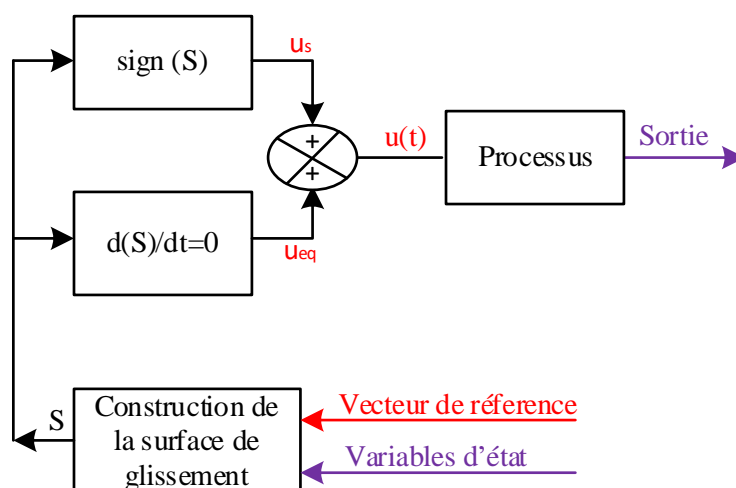


Figure 2.47 : Structure du contrôleur glissant

La figure (2.48) montre que le terme discontinu u_s est déduit d'une fonction signe ($K \cdot \text{sign}(S)$), cette fonction étudie le signe de la surface de glissement puis elle génère une valeur numérique tout ou rien (0 ou 1) [128].

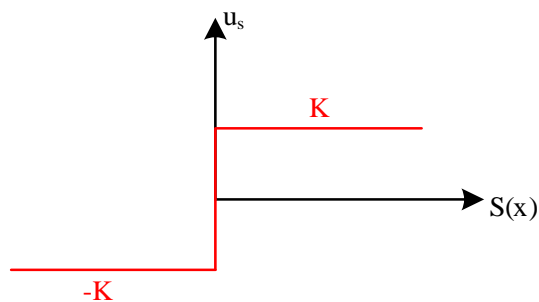


Figure 2.48 : La fonction $K \cdot \text{sign}(S)$

La conception de la loi de commande par mode glissant peut se faire en trois étapes essentielles [129] :

- La première étape consiste à définir mathématiquement la surface de glissement.
- Deuxièmement, la convergence de la trajectoire d'état vers la surface de glissement doit être vérifiée par le critère de stabilité de Lyapunov.
- Enfin, la loi de commande qui assure l'attractivité de la surface de glissement est établie.

8.1.1 Choix de surface de glissement

Soit un système non linéaire défini par son équation d'état de la forme suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u(t) \quad (2.81)$$

Où, $f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions d'état, x est le vecteur d'état du système et u est le vecteur de commande.

Soit y^* le vecteur d'état de référence, l'erreur de poursuite est définie par :

$$e = y - y^* \quad (2.82)$$

La forme généralisée d'une surface de glissement dans l'espace d'état est donnée par la formule suivante [130] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \sigma_2 \right)^{r-1} e(x) \quad (2.83)$$

σ_2 est une constante positive.

r est les degrés relatifs de la sortie $y(t)$. C'est le nombre de fois qu'il faut pour dériver la sortie pour faire apparaître l'entrée de commande $u(t)$.

$$\text{Pour } r=1, \quad S(x) = e(x) \quad (2.84)$$

$$\text{Pour } r=2, \quad S(x) = \sigma_2 e(x) + \dot{e}(x) \quad (2.85)$$

$$\text{Pour } r=3, \quad S(x) = \sigma_2^2 e(x) + 2\sigma_2 \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \quad (2.86)$$

L'équation (2.83) montre que l'erreur de suivi est nulle si est seulement si l'équation de surface est nulle ($S(x) = 0$).

8.1.2 Synthèse de la loi de commande

La synthèse de la loi de commande par mode glissant est très simple et directe. Sauf que la mise en œuvre de la loi de commande discrète provoque des commutations à fréquences variables et hautes. En pratique, le contrôle discontinu peut exciter des dynamiques haute fréquence non modélisées [128]. Dans les applications pratiques du mode glissant, les ingénieurs peuvent être confrontés à un phénomène indésirable d'oscillations, ayant une fréquence et une amplitude variables, ce phénomène est connu sous le nom de broutement (chattering) [130]. Le broutement est un phénomène néfaste car il provoque une mauvaise précision de contrôle, des vibrations mécaniques et des pertes par commutation élevées [131].

Théoriquement, le mode de glissement idéal implique une fréquence de commutation infinie. Le phénomène de broutement peut être présent en raison de l'utilisation de contrôleurs numériques avec une fréquence d'échantillonnage finie. La figure (2.49) montre les fortes oscillations autour de la surface de glissement produites par le phénomène de broutement [132].

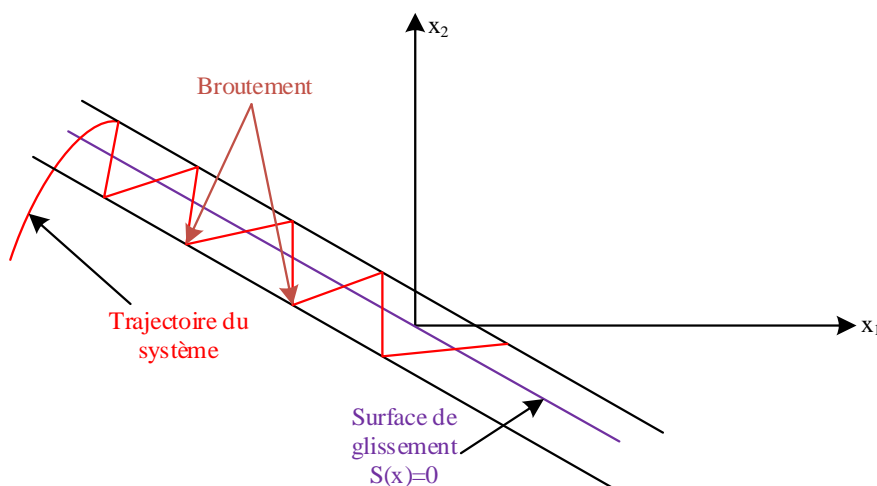


Figure 2.49 : Phénomène de broutement

La commande discontinue est indispensable, elle permet de garantir l'attractivité de la surface de glissement, mais rien n'empêche d'ajouter la partie continue au signal de commande. La partie continue permet de maintenir le mouvement de glissement sur la surface comme elle réduit l'amplitude de la discontinuité [132]. La figure (2.50) montre que la commande équivalente (u_{eq}) peut être considérée comme une valeur moyenne de la commande discontinue.

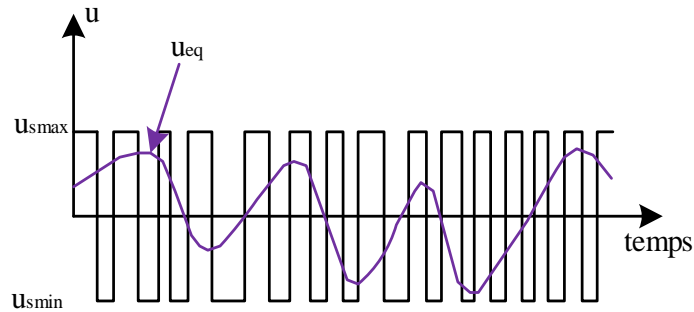


Figure 2.50 : La commande équivalente

La commande équivalente a été proposée par FILIPOV et UTKIN [129]. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente u_{eq} est obtenue en considérant que la dérivée de la surface de glissement est nulle [132].

$$\frac{dS(x)}{dt} = 0 \quad (2.87)$$

8.1.3 La condition d'atteinte de la surface de glissement

Après avoir défini la surface de glissement S , la deuxième étape consiste à vérifier l'existence de la surface de glissement S . La convergence de la trajectoire d'état vers la surface de glissement est vérifiée par la condition de stabilité de Lyapunov [129] :

$$S(x) \cdot \frac{dS(x)}{dt} < 0 \quad \forall t \quad (2.88)$$

La condition (2.88) signifie que la fonction de glissement et sa dérivée par rapport au temps sont de signe opposé. Cela implique donc que $S(x) = 0$ est la position d'équilibre de $S(x)$ [127].

8.2 Contrôleur par mode glissant indirect

Le contrôleur par mode glissant des convertisseurs statiques a été entravé par deux défis majeurs : la fréquence de fonctionnement variable et la présence d'erreurs importantes en régime

permanent. L'utilisation du mode glissant avec l'approche MLI (appelée également la forme indirecte du mode glissant) serait étudiée pour limiter la fréquence de commutation. En ce qui concerne la réduction de l'erreur de régime la structure de la surface de glissement serait modifiée en ajoutant des termes intégraux [133], [134].

Le contrôleur du mode glissant direct est basé sur la modulation d'hystérésis, il est mis en œuvre par évaluation du signe de la surface. La fonction de commutation de la forme directe est donnée par :

$$u = \begin{cases} u_{\max} & \text{lorsque } S > H \\ u_{\min} & \text{lorsque } S < -H \end{cases} \quad (2.89)$$

Où H est un paramètre contrôlant la fréquence de commutation et l'amplitude des oscillations autour de la surface de glissement.

Pour le contrôle des convertisseurs conventionnels, la forme généralisée de la surface de glissement est exprimée comme suit :

$$S = \sum_i a_i e_i \quad (2.90)$$

Où a_i sont des coefficients de la surface, e_i est l'erreur de la variable d'état x_i .

Lorsque le paramètre H est supposé nul ($H = 0$), la fréquence de découpage de l'ensemble contrôleur/convertisseur est supposée infinie et aucune erreur n'est produite en régime établi. Cependant, la non-idéalité des circuit réels et d'organes de commande limite la fréquence de commutation à une quantité finie. Par conséquent, des erreurs en régime permanent sont toujours présentes. Une méthode pratique pour minimiser ces erreurs consiste à introduire un terme intégral à la surface classique présentée dans (2.90). Ainsi, la surface de glissement est transformée de la forme conventionnelle à la forme intégrale, le contrôleur de glissement dans ce cas est connu sous le nom de contrôleur par mode de glissement intégral (ISMC). L'expression de la surface de glissement est obtenue en modifiant l'équation (2.90) [133] – [135].

$$S = \sum_i a_i e_i + \sum_j \int b_j e_j \quad (2.91)$$

L'équation (2.91) montre que le terme supplémentaire est le terme intégral. Ce composant annule directement les erreurs de régime permanent lorsque le contrôleur glissant est implémenté sous forme directe (modulation d'hystérésis) [135].

La mise en œuvre de la forme indirecte du contrôleur glissant est basée sur le calcul de la commande équivalente. Le signal de commande équivalent u_{eq} peut être dérivé en termes de variables d'état. Par conséquent, la trajectoire d'état du système peut suivre la surface de glissement indirectement à travers la construction du signal de commande u_{eq} . De manière similaire à l'approche directe, la validité de l'approche indirecte est vérifiée par les mêmes procédures (construction de surface, condition d'existence, établissement de loi de commande) [133]. Pour dériver le contrôle équivalent, la différenciation temporelle de (2.91) est nécessaire.

$$\dot{S} = \sum_i a_i \dot{e}_i + \sum_j b_j e_j \quad (2.92)$$

La résolution de l'équation (2.92) permet de dériver l'expression de u_{eq} . Le signal de commande équivalent est borné ($0 < u_{eq} < 1$), ce signal est une fonction constituée des variables d'état e_i et de leurs dérivées.

9. Conclusion

Ce chapitre est dédié à la modélisation des composants du système de pompage solaire photovoltaïque (hybride et non hybride). Les modèles mathématiques du générateur photovoltaïque, de la batterie, des convertisseurs statiques et les modèles non linéaires du moteur asynchrone dans les différents repères ont été présentés. Enfin, les lois d'affinité de la pompe centrifuge sont décrites.

Ce chapitre a présenté également une revue de la littérature sur les différentes techniques utilisées pour contrôler le système photovoltaïque et le moteur à induction. Les algorithmes de commande d'un système photovoltaïque sont généralement classés en algorithmes itératifs simples ou en algorithmes intelligents qui utilisent des notions mathématiques avancées. Les techniques de poursuite du point de puissance maximum diffèrent par leurs vitesses de convergence et leur capacité à atténuer les fluctuations de puissance en régime permanent. Les techniques MPPT présentées dans ce chapitre sont considérées comme des algorithmes de base et elles seront développées et comparées dans les chapitres suivants. D'autre part, les techniques les plus utilisées pour le contrôle du moteur asynchrone ont été présentées, telles que le contrôle vectoriel à flux orienté, le contrôle par linéarisation entrée/sortie, le contrôle direct de couple,

etc. Ces techniques diffèrent par leur complexité de mise en œuvre et leur robustesse aux variations paramétriques. Elles seront comparées à d'autres techniques dans les chapitres suivants.

Chapitre 3 :
Contrôle d'un système de
pompage d'eau
photovoltaïque à l'aide d'un
contrôleur prédictif non
linéaire et d'un contrôleur à
logique floue

1. Introduction

L'efficacité globale du système de pompage est principalement liée au choix des composants électriques dans la chaîne de conversion. L'utilisation du convertisseur boost est un choix optimal pour poursuivre le point de puissance maximum, sa structure est très simple et contient moins de composants de puissance ce qui permet de réduire les pertes de puissance [136]. De plus, ce convertisseur ne comprend que deux modes de fonctionnement, ce qui le rend très facile à contrôler [137]. La partie chargée d'extraire la puissance maximale n'est pas la seule qui contribue à augmenter l'efficacité globale du système. En fait, le contrôle de l'onduleur joue un rôle vital dans ce système, un contrôle inefficace du moteur à induction entraîne une énorme dissipation d'énergie. L'objectif de ce chapitre est de proposer un schéma de contrôle efficace qui permet au système de pompage de fonctionner dans différentes conditions climatiques.

Dans ce chapitre, le dimensionnement d'un système photovoltaïque à deux étages est présenté. Par la suite, le schéma de contrôle conventionnel est discuté. Dans le schéma de contrôle conventionnel, l'algorithme Perturbation et Observation est responsable du suivi du point de puissance maximum, puis le contrôle vectoriel par orientation du flux est appliqué pour entraîner le moteur à induction. Dans la troisième partie de ce chapitre, un schéma de contrôle amélioré est proposé pour le contrôle du système de pompage, où un algorithme MPPT non conventionnel basé sur la logique floue est développé pour générer un pas de perturbation variable. D'autre part, un autre contrôleur basé sur la logique floue a été proposé pour réguler la tension d'alimentation de l'onduleur. Ce régulateur est chargé de trouver la consigne de vitesse de rotation qui permet de réguler la tension du bus continu. La vitesse générée par ce régulateur de tension est contrôlée par un contrôleur non linéaire prédictif. Le régulateur prédictif présente plusieurs avantages par rapport au contrôle vectoriel standard, il est moins sensible aux variations paramétriques et plus robuste [124]. Des simulations numériques ont été effectuées pour confirmer l'amélioration des performances avec le schéma de contrôle proposé.

2. Description du système de pompage à deux étages

La figure (3.1) représente le système de pompage d'eau sans batteries à deux étages. Il comprend essentiellement les blocs suivants : un générateur photovoltaïque, un convertisseur élévateur, un onduleur triphasé, un moteur asynchrone et une pompe centrifuge. Dans la topologie étudiée, le générateur photovoltaïque transforme le rayonnement solaire incident en énergie électrique. Cependant, il est incapable de fournir directement la puissance maximale à la motopompe. Par conséquent, le convertisseur élévateur est utilisé pour forcer le générateur

photovoltaïque à fonctionner à sa puissance maximale [67]. De plus, ce convertisseur a d'autres fonctionnalités utiles ; par exemple, l'augmentation de la tension photovoltaïque permet au moteur de fonctionner à différentes vitesses. Ce convertisseur peut également être utilisé pour suivre le point de puissance maximum dans des conditions d'ombrage partielle [138]. L'onduleur à deux niveaux est le deuxième étage de ce système ; ce convertisseur transforme la tension continue en alternative, ce qui permet d'entraîner le moteur asynchrone avec différentes fréquences ou vitesses.

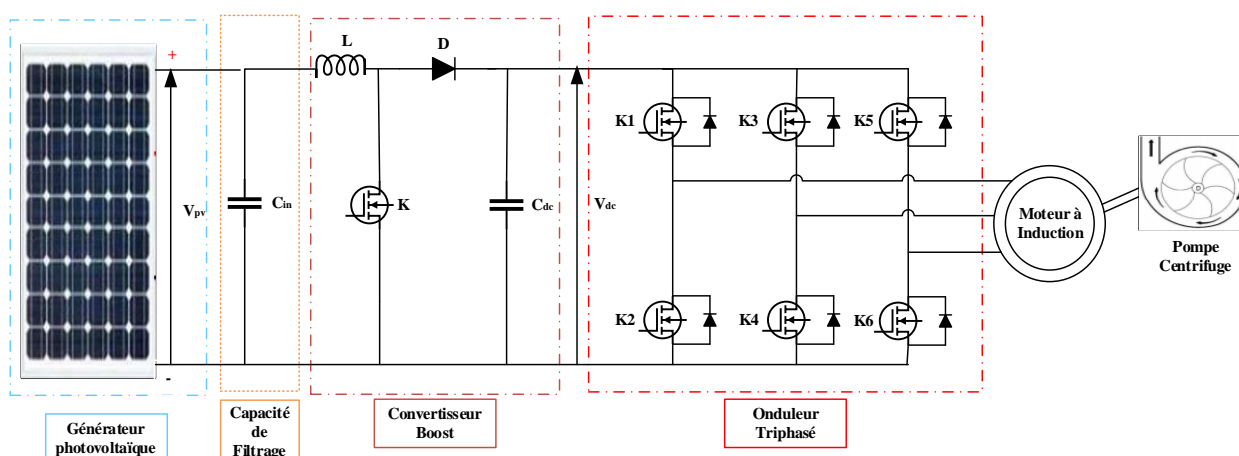


Figure 3.1 : Un système de pompage à deux étages sans batteries

3. Dimensionnement du système de pompage sans batteries

La conception du système de pompage photovoltaïque est une étape essentielle pour obtenir une modélisation et un contrôle corrects. Elle permet de connaître les limites de fonctionnement du système telles que la puissance maximale que le générateur photovoltaïque peut atteindre. La caractéristique I-V du générateur photovoltaïque donne des informations sur les valeurs optimales de courant et de tension et leurs limites supérieures, ce qui permet au concepteur de choisir la bonne configuration des composants de puissance. Le choix de la puissance de la motopompe est directement lié aux besoins réels de l'installation. Le débit d'eau et la hauteur manométrique totale sont les éléments essentiels pour le bon dimensionnement du groupe motopompe.

3.1 Dimensionnement du générateur solaire photovoltaïque

Le dimensionnement du générateur solaire photovoltaïque dépend à la fois de la tension photovoltaïque souhaitée et de la puissance nominale de la motopompe. Dans les conditions standards de test (STC), la puissance nominale du générateur photovoltaïque doit être

supérieure à la puissance nominale du moteur, la puissance supplémentaire alimenterait les pertes du circuit de puissance et du moteur. Ainsi, le moteur peut toujours tourner au voisinage de sa vitesse nominale et ses performances restent inchangées [99], [139]. Un moteur à induction de 2,2 KW est utilisé pour entraîner une pompe centrifuge, l'ensemble est alimenté par un générateur photovoltaïque de 2,4 KW_c. L'interconnexion du générateur photovoltaïque est obtenue en connectant 8 modules de 300,5W en série. Les spécifications techniques d'un seul module photovoltaïque et du générateur photovoltaïque sont résumées dans l'Annexe C.

3.2 Dimensionnement de la motopompe

Dans ce chapitre un moteur à induction d'une puissance nominale de 2,2 KW et un couple nominal de 14,7 N.m est choisi pour simuler le système de pompage, la pompe choisie est caractérisée par son débit nominal Q_r et sa hauteur manométrique totale H_r comme indiqué dans l'Annexe C.

La pompe centrifuge a une relation parabolique entre son couple T_l et sa vitesse de rotation (ω_m) [97].

$$T_l = K_{pompe} \times \omega_m^2 \quad (3.1)$$

Où, K_{pompe} est la constante de la pompe. La puissance mécanique du moteur asynchrone est donnée par :

$$P_m = T_l \times \omega_m \quad (3.2)$$

Par conséquent, la constante de la pompe est calculée en fonction de la puissance nominale du moteur et sa vitesse nominale, comme indiqué dans les équations (3.3) et (3.4) [138].

$$K_{pompe} = \frac{P_n}{\omega_n^3} \quad (3.3)$$

$$K_{pompe} = \frac{2200}{\left(2 \times \pi \times \frac{1430}{60}\right)^3} = 6.55 \times 10^{-4} W / (r/s)^3 \quad (3.4)$$

3.3 Sélection de la tension nominale du bus continu

La valeur de la tension du bus continu doit être suffisamment élevée pour que le moteur fonctionne à pleine vitesse, elle peut être calculée par [140] :

$$V_{dc} > \sqrt{2} \times V_{L-L} = \sqrt{2} \times 230 = 326V \quad (3.5)$$

Où V_{L-L} est la tension entre phases. La valeur de tension sélectionnée est de 350V.

3.4 Dimensionnement du convertisseur Boost

Lorsque le convertisseur élévateur fonctionne autour du point de puissance maximum, sa tension d'entrée V_{pv} varie autour de la tension optimale V_{opt} en régime établi. Par conséquent, la tension d'entrée du convertisseur élévateur est considérée comme V_{opt} . La tension de sortie du convertisseur élévateur est la tension du bus continu (V_{dc}). On considère que $V_{dc} = 350V$ est la valeur nominale du bus continu. Le dimensionnement du convertisseur boost est initié par le calcul de son rapport cyclique D_K .

$$D_K = \frac{V_{dc} - V_{opt}}{V_{dc}} = \frac{350 - 272}{350} = 0.23 \quad (3.6)$$

La valeur d'inductance L du convertisseur élévateur est inversement proportionnelle aux ondulations de courant Δ_{IL} . La valeur d'inductance choisie doit être suffisamment grande pour réduire les ondulations de courant. En régime de conduction continue, la valeur minimale de L peut être donnée par [99] :

$$L \geq \frac{V_{opt} \times D_K}{\Delta_{IL} \times f_s} = \frac{272 \times 0.23}{0.15 \times 8.84 \times 20000} = 2.35mH \quad (3.7)$$

Où f_s est la fréquence de commutation du commutateur K . La valeur d'inductance doit être supérieure à 2,35mH, donc la valeur $L=3mH$ est sélectionnée.

3.5 Dimensionnement du condensateur du bus continu

Ce condensateur est nécessaire entre le convertisseur élévateur et l'onduleur, il permet de maintenir la tension au niveau requis lors des changements transitoires des conditions environnementales [141].

$$C_{dc} = \frac{6 \times \alpha_1 \times V_p \times I_p \times t}{V_{dc}^2 - V_{dc1}^2} \quad (3.8)$$

Où, V_{dc} est la tension du bus continu, V_{dc1} est la tension minimale admissible, t le temps estimé pour que la tension du bus continu atteigne sa valeur minimale, I_p est le courant de phase du moteur, V_p est la tension de phase du moteur et α_1 est un facteur de correction.

$$C_{dc} = \frac{6 \times 1.2 \times 132.79 \times 7.54 \times 0.005}{350^2 - 325^2} = 1860 \mu\text{F} \quad (3.9)$$

Par conséquent, la valeur du condensateur sélectionné est de 2000 μF .

4. Commande du système de pompage avec le schéma de contrôle conventionnel

L'objectif de cette section est de présenter brièvement le schéma de contrôle conventionnel du système de pompage, ce schéma de contrôle a été présenté dans plusieurs travaux [67], [99], [140]. Dans ce schéma, l'algorithme traditionnel de Perturbation et Observation est utilisé pour l'extraction de la puissance maximale. Ensuite, la commande vectorielle à flux orienté est appliquée pour le contrôle de vitesse du moteur asynchrone. Dans ce chapitre, les algorithmes de contrôle classiques seront brièvement présentés. Ces algorithmes sont présentés en détail dans le chapitre 2.

4.1 Extraction de la puissance maximale et calcul de la vitesse de référence

L'algorithme MPPT le plus simple et le fréquemment utilisé est l'algorithme Perturbation et Observation. Le principe de fonctionnement de l'algorithme Perturbation et Observation a été présenté en détail au chapitre 2 section 4.1.

L'objectif de la chaîne de conversion de pompage est de convertir la puissance photovoltaïque extraite en puissance mécanique. Pour cette raison, il faut rechercher la relation qui relie la puissance mécanique P_m du moteur asynchrone à la puissance photovoltaïque P_{pv} . La puissance mécanique du moteur peut être exprimée en fonction de la vitesse du rotor et de la constante de la pompe comme suit [142] :

$$P_m = K_{pompe} \times \omega_m^3 \quad (3.10)$$

Compte tenu des pertes d'énergie, le rendement global η_{tot} du système sera le produit des rendements de tous les composants du système (hacheur, onduleur et moteur) :

$$\eta_{tot} = \eta_{boost} \times \eta_{onduleur} \times \eta_{moteur} \quad (3.11)$$

Par conséquent, la puissance mécanique transmise à l'arbre du rotor est calculée par le principe de conservation de la puissance :

$$P_m = \eta_{tot} \times P_{pv} \quad (3.12)$$

Ce qui est équivalent à :

$$K_{pompe} \times \omega_m^3 = \eta_{tot} \times P_{pv} \quad (3.13)$$

Par conséquent, la vitesse du moteur dépend à tout moment de la puissance photovoltaïque extraite, ainsi la vitesse de référence correspondante peut être calculée par [67] :

$$\omega_1^* = \left(\frac{\eta_{tot} \times P_{pv}}{K_{pompe}} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (3.14)$$

Le couple résistant créé par la pompe T_1 peut être exprimé en fonction de la puissance photovoltaïque à l'aide des équations (3.10) et (3.14) [99].

$$T_l = \left(K_{pompe} \times (\eta_{tot} \times P_{pv})^2 \right)^{\frac{1}{3}} \quad (3.15)$$

4.2 Commande vectorielle à flux orienté pour le système de pompage

Le principe de la commande vectorielle à flux orienté est que le vecteur de flux rotorique soit verrouillé sur l'axe d du repère de Park, de sorte que les variables de flux et de couple soient découplées et peuvent être contrôlées séparément. Le flux et le couple peuvent être contrôlés respectivement par le courant direct I_{sd} et le courant quadrature I_{sq} . La technique de contrôle vectoriel repose sur la construction de trois régulateurs PI : régulateur de flux, régulateur de vitesse et régulateur de couple. La boucle de contrôle de flux rotorique génère la tension de référence U_{ds}^* pour minimiser l'erreur de flux comme indiqué dans l'équation (3.16).

$$U_{ds}^* = K_{p\phi} (\phi_r^* - \phi_r) + K_{i\phi} \int_0^{ti} (\phi_r^* - \phi_r) dt \quad (3.16)$$

Où, $K_{p\phi}$ et $K_{i\phi}$ sont les paramètres du régulateur PI, ϕ_r est le module du flux rotorique et ϕ_r^* est le flux rotorique de référence.

La deuxième boucle de régulation est une boucle en cascade, la boucle externe est un régulateur PI qui reçoit l'erreur de vitesse et génère le couple de référence T_e^* .

$$T_e^* = K_{p\omega} (\omega_m^* - \omega_m) + K_{p\omega} \int_0^{ti} (\omega_m^* - \omega_m) dt \quad (3.17)$$

Où, $K_{p\omega}$ et $K_{i\omega}$ sont les paramètres du régulateur PI, ω_m est la vitesse mesurée.

La boucle interne est un contrôleur PI qui produit la tension de référence U_{qs}^* pour annuler l'erreur de couple.

$$U_{qs}^* = K_{pT_e} (T_e^* - T_e) + K_{pT_e} \int_0^{ti} (T_e^* - T_e) dt \quad (3.18)$$

Où K_{pTe} et K_{iTe} sont les paramètres du contrôleur PI. Le vecteur de référence (V_{as}^* , $V_{\beta s}^*$) produit par le FOC sera utilisé par le bloc SVM pour synthétiser la séquence de commutation de l'onduleur.

4.3 Schéma global de commande

La figure (3.2) montre le diagramme de contrôle détaillé, où l'algorithme P&O génère un rapport cyclique noté D pour forcer le convertisseur élévateur à suivre le point de puissance maximum. Ce schéma comprend également trois blocs de régulation de la vitesse, du couple et du flux rotorique.

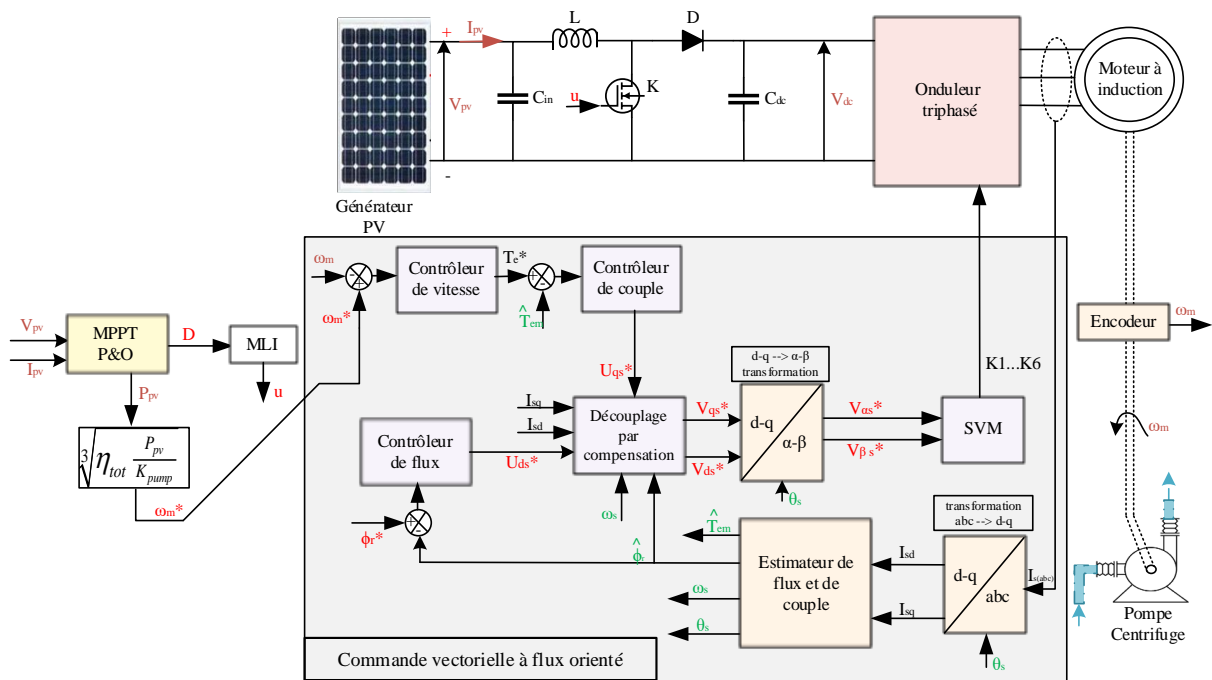


Figure 3.2 : Schéma de contrôle conventionnel du système de pompage

Malgré la simplicité du schéma de contrôle conventionnel, il présente plusieurs défauts tels que :

- ✓ Le processus de suivi du point de puissance maximum se répète sans interruption en raison de l'absence d'une condition d'arrêt dans l'algorithme Perturbation et Observation ;
- ✓ Les ondulations de puissance sont de très forte amplitude du fait de l'utilisation du pas fixe ;
- ✓ Le processus de suivi est lent lorsqu'un petit pas de perturbation est choisi ;

- ✓ Le rendement du système électrique varie en fonction du courant absorbé, la variation du rendement total η_{tot} limite la validité de l'équation (3.14), cette équation ne permet pas de calculer la vitesse de référence correspondante pour tous les niveaux d'irradiation.
- ✓ Le schéma de contrôle conventionnel ne régule pas la tension du bus DC, ce qui pourrait endommager le moteur et les composants de puissance ;
- ✓ La commande vectorielle à flux orienté reste sensible aux variations paramétriques, présente de fortes ondulations de couple, de plus sa dynamique reste lente par rapport à la variation brutale du couple résistant.

Pour améliorer les performances du schéma de contrôle conventionnel, dans ce travail, le contrôleur MPPT Perturbation et Observation sera remplacé par un contrôleur MPPT à pas variable basé sur la logique floue. Le contrôle vectoriel à flux orienté sera remplacé par un contrôleur prédictif non linéaire. De plus, un contrôleur de bus continu sera mis en place pour protéger les composants du système.

5. Schéma de contrôle proposé basé sur un contrôleur flou et un contrôle prédictif non linéaire

Les contrôleurs proposés pour le système de pompage d'eau à deux étages sont répertoriés comme suit :

- ✓ Un algorithme MPPT à pas variable basé sur un contrôleur flou est proposé pour améliorer la dynamique de suivi du point de puissance maximum.
- ✓ Régulation de la tension du bus continu avec un régulateur flou pour maintenir la tension du bus continu proche de la tension de fonctionnement normale du moteur.
- ✓ Entraînement du moteur asynchrone avec la commande prédictive non linéaire généralisée.

5.1 Contrôleur MPPT proposé

La figure (3.3) présente le contrôleur MPPT proposé. Le contrôleur MPPT est basé sur deux contrôleurs non linéaires. Tout d'abord, un contrôleur flou qui génère un pas de courant variable noté ΔI_{pv}^* pour constituer le courant de référence I_{pv}^* . Deuxièmement, un contrôleur par mode glissant qui contrôle le courant du générateur photovoltaïque via le contrôle du courant d'inductance I_L .

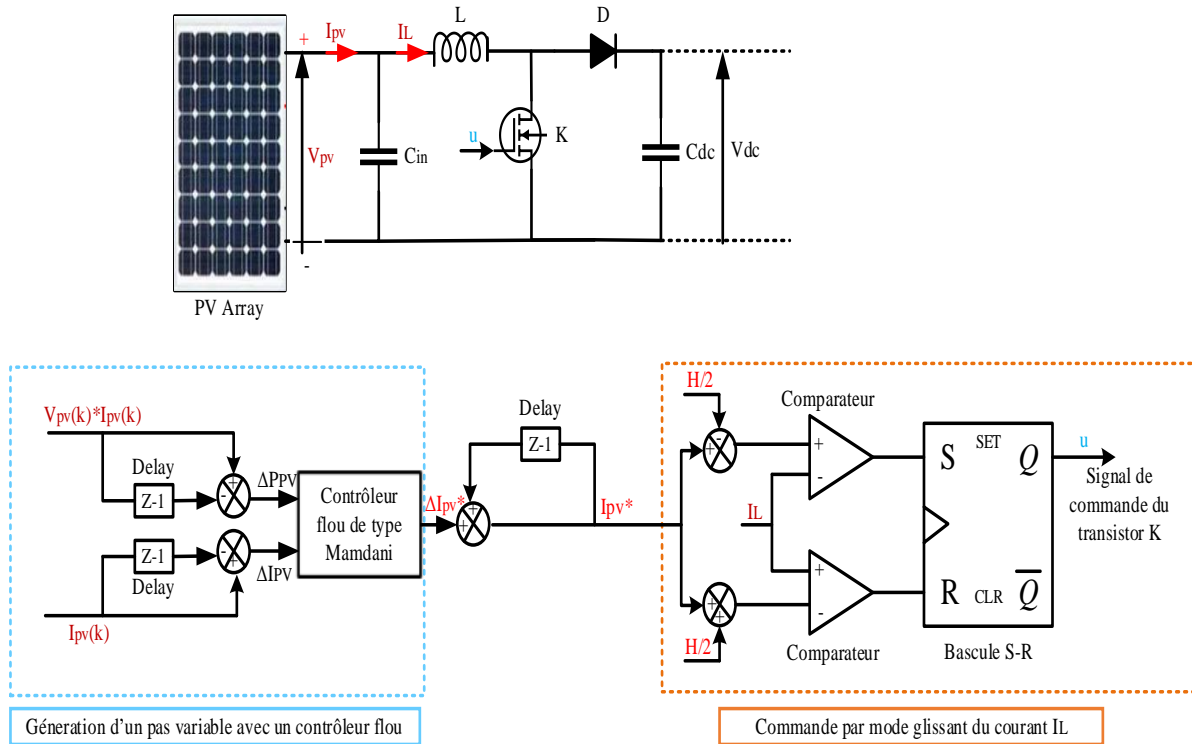


Figure 3.3 : Contrôleur MPPT proposé

5.1.1 Contrôleur MPPT à base de logique floue

Les algorithmes MPPT à base de courant sont préférés sur les algorithmes à base de tension lorsque les conditions climatiques changent brusquement. Ils permettent accélérer la dynamique de suivi en raison de la relation de proportionnalité entre l'irradiation et le courant photovoltaïque I_{pv} [138]. L'algorithme P&O classique basé sur la perturbation du courant photovoltaïque génère un pas fixe noté : $\pm \Delta I_{pv}$, comme le montre l'organigramme de la figure (3.4). Cette stratégie fonctionne en perturbant le courant photovoltaïque, l'effet perturbateur est observé sur la puissance de sortie. Si la puissance à l'instant k est supérieure à la puissance à l'instant $k-1$, le signe de la perturbation suivante est retenu, sinon le sens est inversé. Un grand pas de perturbation (ΔI_{pv} est grand) garantit une vitesse de suivi rapide en cas de changement soudain d'éclairement, mais elle produit des oscillations élevées autour du point de puissance maximum en régime permanent, entraînant des pertes de puissance importantes. Inversement, un petit pas de perturbation (ΔI_{pv} est petit) entraîne une vitesse de suivi lente et moins d'oscillations autour du PPM en régime permanent [143].

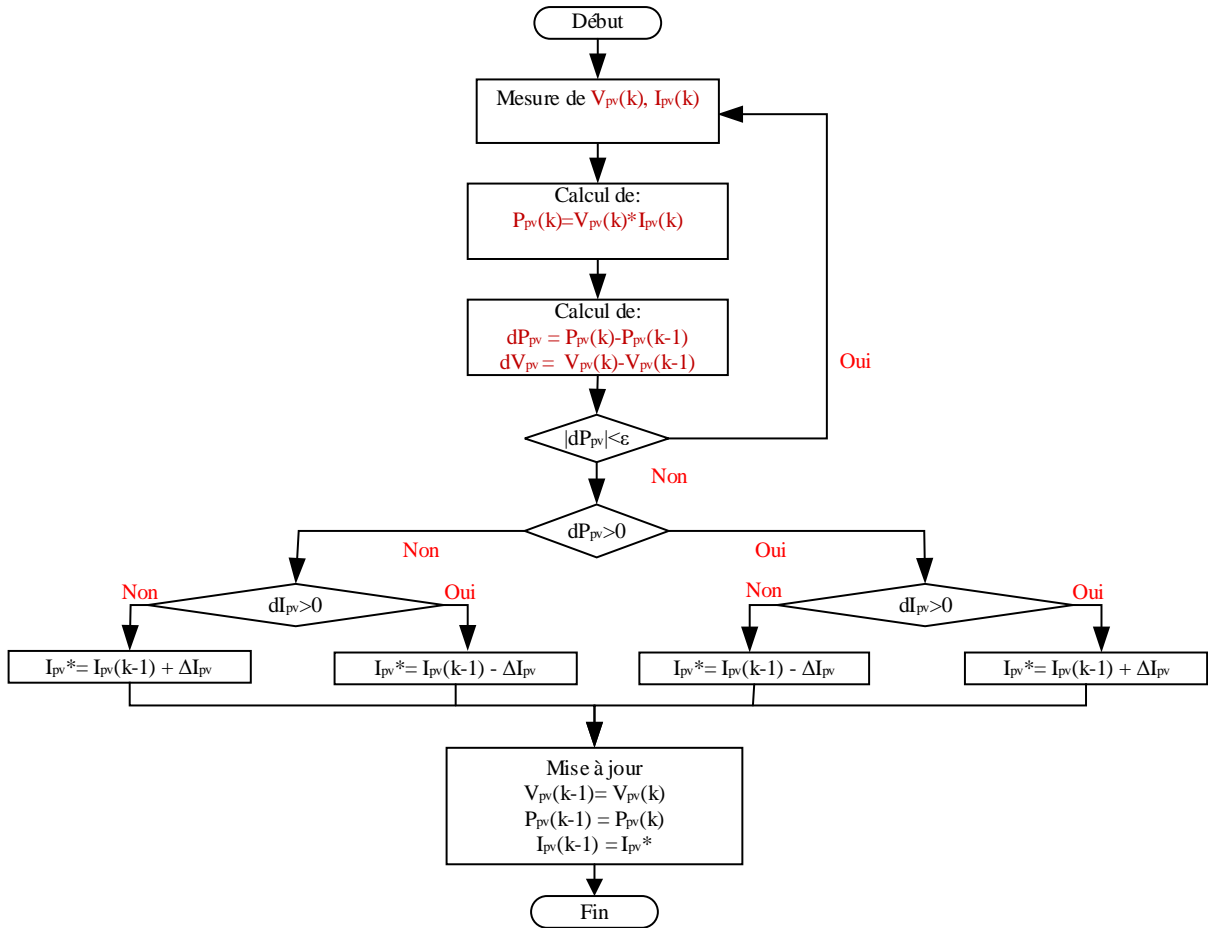


Figure 3.4 : Organigramme de l'algorithme P&O basé sur la perturbation de courant

Le contrôleur à logique floue est connu pour sa robustesse et sa capacité à traiter des systèmes non linéaires mathématiquement indéfinis [117]. La conception du contrôleur flou pour le MPPT repose sur la connaissance du comportement du système photovoltaïque. Le MPPT flou génère un pas de courant variable, ce qui accélère le processus de suivi en cas de changement rapide d'éclairement et minimise les fluctuations de puissance en régime permanent. Le contrôleur flou développé vise à imiter le comportement de l'algorithme P&O conventionnel et d'éliminer ses inconvénients, ainsi, les variables d'entrée sont le courant différentiel ΔI_{pv} et la puissance différentielle ΔP_{pv} .

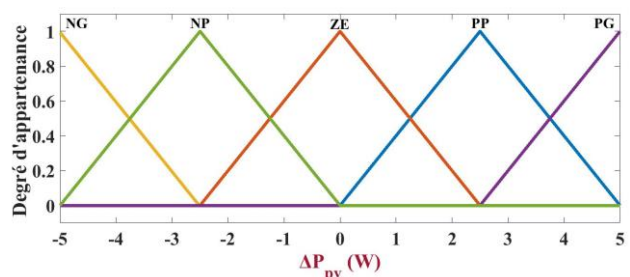
$$\Delta I_{pv}(k) = I_{pv}(k) - I_{pv}(k-1) \quad (3.19)$$

$$\Delta P_{pv}(k) = P_{pv}(k) - P_{pv}(k-1) \quad (3.20)$$

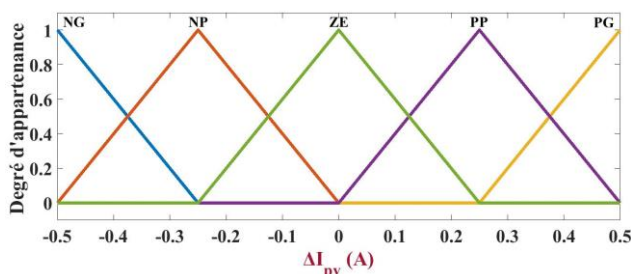
Alors que la sortie du contrôleur flou est le pas courant ΔI_{pv}^* qui est variable. La sortie ΔI_{pv}^* du contrôleur incrémente la valeur de référence de l'instant $k-1$ pour constituer une nouvelle référence $I_{pv}^*(k)$.

$$I_{pv}^*(k) = I_{pv}^*(k-1) + \Delta I_{pv}^*(k) \quad (3.21)$$

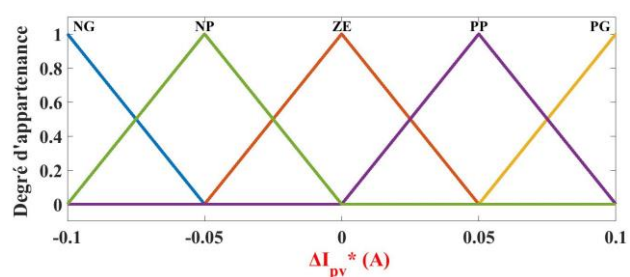
L'algorithme MPPT proposé utilise un système d'inférence floue de Mamdani. Les fonctions d'appartenance d'entrée et de sortie sont des fonctions triangulaires, les fonctions triangulaires sont faciles à définir et réduisent la charge de calcul. La figure (3.5) montre que les fonctions d'appartenance des entrées et des sorties qui sont décrites par cinq termes linguistiques flous : grand positif (PG), petit positif (PP), zéro (ZE), petit négatif (NP) et grand négatif (GN).



(a) puissance différentielle (ΔP_{pv})



(b) courant différentiel (ΔI_{pv})



(c) pas de courant variable (ΔI_{pv}^*)

Figure 3.5 : Graphiques des fonctions d'appartenance

Les règles floues sont basées sur le principe de fonctionnement de l'algorithme P&O et conçues pour suivre le PPM du système PV dans différentes conditions d'irradiation. Chaque règle se compose d'une instruction SI-ALORS, vingt-cinq règles conçues comme indiqué dans le tableau (3.1). Ces règles s'expriment comme suit :

SI ΔP_{pv} est NG **ET** ΔI_{pv} est NG **ALORS** ΔI_{pv}^* est PG.

SI ΔP_{pv} est NG **ET** ΔI_{pv} est NP **ALORS** ΔI_{pv}^* est PP.

...

...

SI ΔP_{pv} est PG **ET** ΔI_{pv} est PP **ALORS** ΔI_{pv}^* est PP.

SI ΔP_{pv} est PG **ET** ΔI_{pv} est PG **ALORS** ΔI_{pv}^* est PP.

Tableau 3.1 : Règles floues

		ΔP_{pv}				
ΔI_{pv}		NG	NP	ZE	PP	PG
NG		PG	PG	NP	NG	NG
NP		PP	PP	ZE	NP	NP
ZE		ZE	ZE	ZE	NP	NP
PP		NP	NP	ZE	PP	PP
PG		NP	NP	ZE	PP	PP

La défuzzification est la dernière étape de calcul du contrôleur de logique floue, où la méthode du centre de gravité est utilisée pour calculer la sortie nette (ΔI_{pv}^*).

5.1.2 Contrôle du courant I_{pv} par mode glissant

Le contrôle du courant I_{pv} peut être effectué en régulant le courant d'inductance I_L du convertisseur élévateur. Le contrôleur de mode de glissement (SMC) est choisi pour la régulation du courant I_L . C'est un contrôleur non linéaire connu pour sa robustesse à rejeter les perturbations [144], [145], il peut fonctionner à haute fréquence pour forcer la trajectoire d'état du système à glisser sur la surface de glissement [146]. Ces propriétés font du SMC un choix efficace pour le suivi du PPM. Sa conception s'effectue généralement en trois étapes essentielles

- La première étape consiste à définir la surface de glissement.
- La deuxième étape concerne la définition de la loi de commande qui conduit la trajectoire d'état du système vers la surface de glissement.
- La dernière étape est la vérification de l'existence de la surface de glissement par le critère de stabilité de Lyapunov.

a) Définition de la surface de glissement

Une simple surface de glissement du premier ordre notée "S" est utilisée pour la régulation du courant d'inductance [67] :

$$S(x) = I_L - I_{pv}^* \quad (3.22)$$

b) Définition de la loi de commande

La loi de commande du mode glissant pourrait être définie par [113] :

$$\begin{cases} I_L < I_{pv}^* - \frac{H}{2} & \text{Fermer le commutateur K} \Rightarrow u=1 \\ I_L > I_{pv}^* + \frac{H}{2} & \text{Ouvrir le commutateur K} \Rightarrow u=0 \end{cases} \quad (3.23)$$

H est l'amplitude de référence des ondulations de courant. Le paramètre H permet de limiter la fréquence de découpage. A partir de (3.22) et (3.23) la loi de commande générale est définie par :

$$u = \begin{cases} 0 & \text{lorsque } S > 0 \\ 1 & \text{lorsque } S < 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

c) Existence de la surface de glissement

Pour garantir la convergence de la trajectoire d'état vers la surface de glissement, la condition de Lyapunov doit être vérifiée :

$$S \cdot \dot{S} < 0 \quad (3.25)$$

En appliquant la loi de Kirchhoff au circuit convertisseur Boost, on obtient l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{pv} - V_{dc} + uV_{dc}}{L} \quad (3.26)$$

En utilisant les équations (3.23), (3.24), (3.25) et (3.26), on obtient l'expression suivante [113] :

$$\begin{cases} \lim_{S \rightarrow 0^+} \frac{dS}{dt} = \frac{V_{pv}}{L} > 0 & \text{pour } u=1 \\ \lim_{S \rightarrow 0^-} \frac{dS}{dt} = \frac{V_{pv} - V_{dc}}{L} < 0 & \text{pour } u=0 \end{cases} \quad (3.27)$$

Il est évident que $V_{dc} > V_{pv}$, donc l'équation (3.27) est remplie et la condition d'existence de la surface est bien vérifiée.

5.2 Régulation de la tension du bus DC avec un régulateur flou

Dans un système d'énergie renouvelable, le changement soudain de la puissance extraite provoque des fluctuations de la tension du bus continu [147]. Lorsque la tension du bus DC dépasse sa valeur nominale, les composants de puissance (condensateur du bus DC, transistors de puissance et diodes) et le moteur peuvent ne pas supporter la tension et de graves dommages sont à prévoir dans ce cas. D'un autre côté, le moteur asynchrone nécessite une alimentation en tension stable et une valeur de tension suffisamment élevée pour fonctionner à pleine vitesse. Classiquement, un régulateur conventionnel de type proportionnel-intégral (PI) est utilisé pour maintenir la tension du bus continu autour d'une valeur de référence. Le régulateur PI corrige la valeur de la vitesse de référence précédemment calculée (ω_1^*) en (3.14). Il génère une nouvelle vitesse de référence notée ω_m^* , comme le montre l'équation suivante [148] :

$$\omega_m^* = \omega_1^* + \underbrace{\left[K_{p(dc)}(V_{dc}^* - V_{dc}) + K_{i(dc)} \int_0^{ti} (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \right]}_{\text{Contrôleur PI}} \quad (3.28)$$

Où $K_{p(dc)}$ et $K_{i(dc)}$ sont les paramètres du contrôleur PI, V_{dc}^* est la tension de référence et V_{dc} est la tension mesurée.

Contrairement au contrôleur PI conventionnel, le contrôle à logique floue se caractérise par une structure simple, robuste et indépendante du modèle de processus. Pour ces raisons, un contrôleur à logique floue de type Mamdani est conçu pour ajuster cette vitesse, comme le montre la figure (3.6). L'erreur de tension du bus continu $e_{dc}(k)$ et sa variation d'erreur $\Delta e_{dc}(k)$ sont les deux entrées du contrôleur flou, la première entrée est calculée comme la différence entre la tension de référence V_{dc}^* et la tension mesurée V_{dc} (3.29). La deuxième entrée est donnée en (3.30).

$$e_{dc}(k) = V_{dc}^* - V_{dc}(k) \quad (3.29)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (3.30)$$

Les coefficients $K_{e_{dc}}$ et $K_{\Delta e_{dc}}$ donnés sur la figure (3.6) normalisent les univers de discours des entrées e_{dc} et Δe_{dc} respectivement, ces facteurs sont sélectionnés d'une manière optimale au moyen de la simulation. La sortie nette obtenue après défuzzification est le pas d'incrément de vitesse. Ainsi, la nouvelle vitesse de référence est le pas de vitesse généré par le contrôleur flou plus la vitesse calculée dans l'équation (3.14). La vitesse de référence fournie par le MPPT est modifiée de manière à maintenir la tension du bus continu proche de sa référence.

$$\omega_m^*(k) = \omega_1^*(k) + \omega_2^*(k) \quad (3.31)$$

Avec,

$$\omega_2^*(k) = \omega_2^*(k-1) + \Delta\omega(k) \quad (3.32)$$

Le réglage de la vitesse de référence permet également de corriger l'effet du rendement variable η_{tot} . Malgré les variations de rendement du système électrique, le système d'inférence floue tente de trouver la valeur de référence maximale qui régule la tension du bus continu.

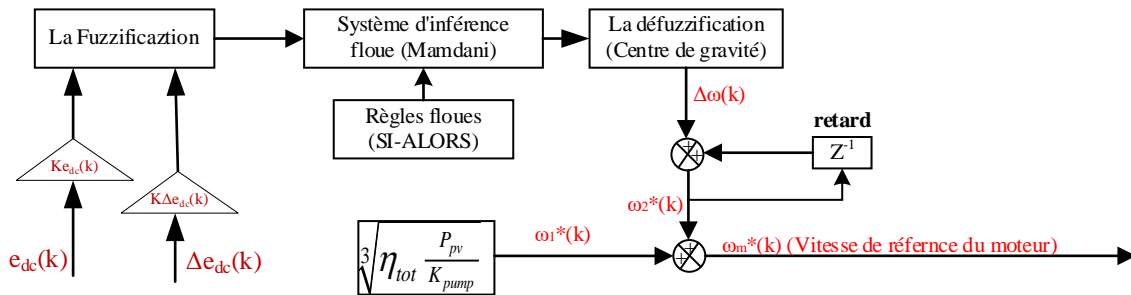
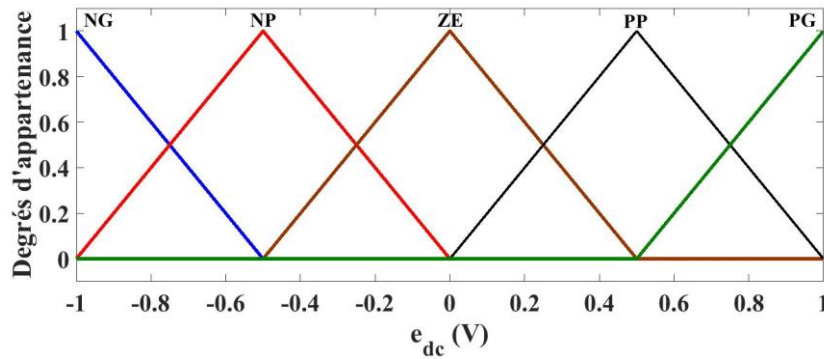
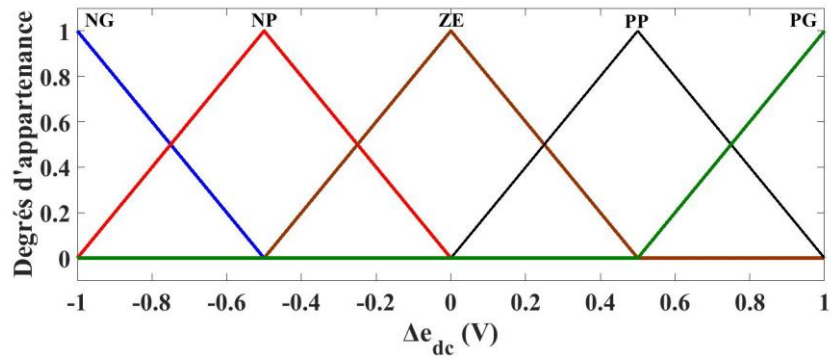


Figure 3.6 : Correction de la vitesse de référence pour la régulation de la tension du bus continu

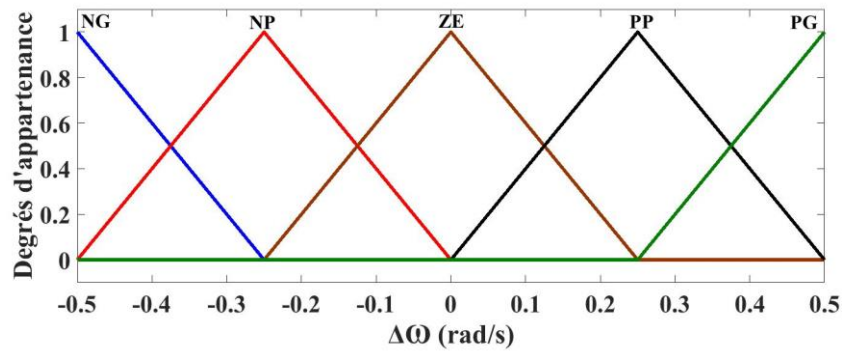
La figure (3.7) représente les fonctions d'appartenance proposées en termes de variables linguistiques : grand positif (PG), petit positif (PP), zéro (ZE), petit négatif (NP) et grand négatif (GN).



(a) entrée $e_{dc}(k)$



(b) entrée $\Delta e_{dc}(k)$



(c) sortie $\Delta\Omega(k)$

Figure 3.7 : Fonctions d'appartenance

Les règles floues sont conçues de telle manière que si la tension V_{dc} est inférieure à la valeur de référence V_{dc}^* , la vitesse de référence ω_m^* doit être réduite et vice versa [148]. Les règles floues sont évaluées à l'aide de la méthode de Mamdani, et elles sont structurées comme suit :

SI $e_{dc}(k)$ est NG **ET** $\Delta e_{dc}(k)$ est NG **ALORS** $\Delta\omega(k)^*$ est PG.

SI $e_{dc}(k)$ est NG **ET** $\Delta e_{dc}(k)$ est NP **ALORS** $\Delta\omega(k)^*$ est PG.

...

...

...

SI $e_{dc}(k)$ est PG **ET** $\Delta e_{dc}(k)$ est PP **ALORS** $\Delta\omega(k)^*$ est NG.

SI $e_{dc}(k)$ est PG **ET** $\Delta e_{dc}(k)$ est PG **ALORS** $\Delta\omega(k)^*$ est NG.

Le tableau (3.2) présente les 25 règles floues conçues pour la régulation de tension V_{dc} .

Tableau 3.2 Règles floues

$\Delta e_{dc}(k)$					
$e_{dc}(k)$	NG	NP	ZE	PP	PG
NG	PG	PG	PG	PG	ZE
NP	PP	PP	PP	ZE	PP
ZE	NP	NP	ZE	PP	PP
PP	NP	ZE	NP	NP	NP
PG	ZE	NP	NG	NG	NG

5.3 Commande prédictive non linéaire de la machine asynchrone

L'objectif de cette section est de concevoir un contrôleur robuste capable de suivre la trajectoire de vitesse de référence fournie par le régulateur flou (3.32). La théorie du contrôle prédictif est l'un des contrôles les plus efficaces pour les systèmes de nature non linéaire tels que le moteur à induction. L'application de la commande prédictive non linéaire a été présentée dans plusieurs travaux [149] - [150], où le modèle de prédiction est conçu à partir d'un développement mathématique du modèle non linéaire de la machine asynchrone. L'utilisation de la géométrie différentielle (développement en série de Taylor) permet de prédire le comportement des variables à contrôler sur un temps de prédiction noté τ_r . Dans ce chapitre, nous nous intéressons au contrôle simultané de la vitesse de rotation et du module de flux rotorique. Si les inductances mutuelles sont égales et que le circuit magnétique est linéaire, le modèle du moteur à induction d'ordre cinq peut être exprimé dans un référentiel fixe tel que :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u(t) \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (3.33)$$

Où,

x est le vecteur d'état

$$x = [i_{sa} \ i_{sb} \ \phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \omega_m]^T$$

$u(t)$ est le vecteur d'entrée

$$u(t) = [V_{sa} \ V_{sb}]^T$$

$f(x)$ et $g(x)$ sont des matrices définies par :

$$f(x) = \begin{pmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + pK\omega_m \phi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} - pK\omega_m \phi_{r\alpha} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\omega_m \phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + p\omega_m \phi_{r\alpha} \\ \frac{pL_m}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f_r}{J} \omega_m - \frac{T_l}{J} \end{pmatrix}, \quad g = [g_{11} \ g_{12}] = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$$

Où,

$$\sigma = 1 - \left(\frac{L_m^2}{L_s L_r} \right); \quad K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}; \quad \gamma = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2})$$

La vitesse et le module de flux du rotor sont considérés comme les grandeurs de sortie à contrôler.

$$y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = h = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \omega_m \\ \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

L'élaboration du modèle de prédiction est faite à partir d'un développement mathématique du modèle du moteur (3.33). Pour établir la relation entre le vecteur d'entrée et le vecteur de sortie, chaque sortie y_i est dérivée r_i fois par rapport au temps en utilisant les dérivées de Lie. r_i est appelé le degré relatif pour chaque sortie y_i , il est défini comme le nombre minimum de différenciations de la sortie pour faire apparaître l'entrée.

Le calcul des dérivées de Lie pour la vitesse donne [150] :

$$\begin{cases} y_1(t) = h_1(x) \\ \dot{y}_1(t) = L_f h_1(x) \\ \ddot{y}_1(t) = L_f^2 h_1(x) + L_{g_{11}} L_f h_1(x) V_{s\alpha}(t) + L_{g_{12}} L_f h_1(x) V_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (3.35)$$

Le calcul des dérivées de Lie pour flux rotorique donne [150] :

$$\begin{cases} y_2(t) = h_2(x) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) \\ \ddot{y}_2(t) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_{21}} L_f h_2(x) V_{s\alpha}(t) + L_{g_{22}} L_f h_2(x) V_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (3.36)$$

Les résultats des calculs montrent que pour les sorties choisies (y_1, y_2) les degrés relatifs sont respectivement $r_1 = 2$ et $r_2 = 2$ [114]. La forme matricielle des dérivées de Lie est donnée par l'équation suivante :

$$Y(t) = \begin{pmatrix} y(t) \\ \dot{y}(t) \\ \ddot{y}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h(x) \\ L_f h(x) \\ L_f^2 h(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 1} \\ G_1(x)u(t) \end{pmatrix} \quad (3.37)$$

Où,
$$G_1(x) = \begin{pmatrix} L_{g_{11}} L_f h_1(x) & L_{g_{12}} L_f h_1(x) \\ L_{g_{21}} L_f h_2(x) & L_{g_{22}} L_f h_2(x) \end{pmatrix}, \text{ et } L_f^i h(x) = [L_f^i h_1(x) \ L_f^i h_2(x)]^T, \quad 0 \leq i \leq 2$$

L'opérateur $L_f h_j(x)$ désigne la dérivée de Lie de la fonction $h_j(x)$ le long du champ vectoriel $f(x)$. Le détail de calcul des dérivés de Lie est donné dans l'Annexe A.

$$L_f h_j = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(x) = \frac{\partial h_j}{\partial x} f(x) \quad \text{et} \quad L_g L_f h_j = \frac{\partial L_f h_j}{\partial x} g(x)$$

Pour poursuivre la trajectoire de référence y_r dans un temps fini de prédiction ($t+\tau_r$), la fonction de coût J est définie sur un horizon de prédiction par [93] :

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\tau_r} (y(t+\tau) - y_r(t+\tau))^T (y(t+\tau) - y_r(t+\tau)) d\tau \quad (3.38)$$

La prédiction de chaque sortie notée y_i sur un horizon τ est obtenue par développement en série de Taylor.

$$y_i(t+\tau) = h_i(x) + \tau L_f h_i(x) + \frac{\tau^2}{2!} L_f^2 h_i(x) + \dots + \frac{\tau^{r_i}}{r_i!} L_f^{r_i} h_i(x) + \frac{\tau^{r_i}}{r_i!} L_g L_f^{(r_i-1)} h_i(x) u(t) \quad (3.39)$$

Ce qui est équivalent à :

$$\begin{cases} y_1(t+\tau) = y_1(t) + \tau \dot{y}_1(t) + \frac{\tau^2}{2!} \ddot{y}_1(t) \\ y_2(t+\tau) = y_2(t) + \tau \dot{y}_2(t) + \frac{\tau^2}{2!} \ddot{y}_2(t) \end{cases} \quad (3.40)$$

Les sorties prédites obtenues dans (3.40) peuvent être réécrites sous forme matricielle :

$$y(t+\tau) = \bar{T}(\tau)Y(t) \quad (3.41)$$

$$\text{Où,} \quad Y(t) = \begin{pmatrix} y(t) & \dot{y}(t) & \ddot{y}(t) \end{pmatrix}^T \quad \text{et} \quad \bar{T}(\tau) = \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & \tau I_{2 \times 2} & \frac{\tau^2}{2} I_{2 \times 2} \end{bmatrix}$$

La sortie de référence prédite an $y_r(t + \tau)$ peut être calculée par un calcul similaire à celui de (3.41) :

$$y_r(t + \tau) = \bar{T}(\tau) Y_r(t)^T \quad (3.42)$$

$$\text{Où,} \quad Y_r(t) = \begin{pmatrix} y_r(t) & \dot{y}_r(t) & \ddot{y}_r(t) \end{pmatrix}^T \quad \text{et} \quad y_r = \left(\omega_m^* \phi_r^2 \right)^T$$

En utilisant (3.41) et (3.42) l'expression de la fonction de coût devient :

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\tau_r} (Y(t) - Y_r(t))^T \bar{T}(\tau)^T \bar{T}(\tau) (Y(t) - Y_r(t)) d\tau \quad (3.43)$$

$$J = (Y(t) - Y_r(t))^T \bar{\Pi} (Y(t) - Y_r(t)) \quad (3.44)$$

Où,

$$\bar{\Pi} = \int_0^{\tau_r} \bar{T}(\tau)^T \bar{T}(\tau) d\tau = \begin{pmatrix} \tau_r I_{2 \times 2} & \frac{\tau_r^2}{2} I_{2 \times 2} & \frac{\tau_r^3}{6} I_{2 \times 2} \\ \frac{\tau_r^2}{2} I_{2 \times 2} & \frac{\tau_r^3}{3} I_{2 \times 2} & \frac{\tau_r^4}{8} I_{2 \times 2} \\ \frac{\tau_r^3}{6} I_{2 \times 2} & \frac{\tau_r^4}{8} I_{2 \times 2} & \frac{\tau_r^5}{20} I_{2 \times 2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\Pi}_1 & \bar{\Pi}_2 \\ \bar{\Pi}_2^T & \bar{\Pi}_3 \end{pmatrix}$$

La différence entre la sortie prédite est la sortie de référence est exprimée en utilisant (3.37) comme suit :

$$Y(t) - Y_r(t) = \begin{pmatrix} h(x) \\ L_f h(x) \\ L_f^2 h(x) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} y_r(t) \\ \dot{y}_r(t) \\ \ddot{y}_r(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 1} \\ G_1(x)u(t) \end{pmatrix} = M + \begin{pmatrix} 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 1} \\ G_1(x)u(t) \end{pmatrix} \quad (3.45)$$

La loi de commande optimale $u(t)$ est calculée en minimisant la fonction de coût J [124].

$$\frac{\partial J}{\partial u} = 0 \quad (3.46)$$

$$G_1(x)^T \begin{bmatrix} \overline{\Pi_2}^T & \overline{\Pi_3} \end{bmatrix} M + G_1(x)^T \overline{\Pi_3} G_1(x) u(t) = 0 \quad (3.47)$$

En développant (3.47) la loi de commande optimale $u(t)$ est donnée par [93] :

$$u(t)^* = [V_{sa}^* \ V_{s\beta}^*]^T = -G_1(x)^{-1} \begin{bmatrix} \overline{\Pi_3}^{-1} \overline{\Pi_2}^T & I_{2 \times 2} \end{bmatrix} M \quad (3.48)$$

Pour éviter la singularité de la matrice $G_1(x)$, son déterminant doit être différent de zéro. Autrement dit, le respect des conditions suivantes $\{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \neq 0\}$ et $\{\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}\} \neq 0\}$ rend la matrice $G_1(x)$ inversible [67].

5.4 Schéma global de commande

Le schéma de commande général du système de pompage est représenté sur la figure (3.8). Il englobe les trois contrôleurs présentés dans les sections précédentes :

- Le contrôleur MPPT basé sur la logique floue génère le courant optimal I_{pv}^* , puis le courant généré est régulé par un contrôleur par mode glissant.
- Le régulateur de tension du bus continu basé sur la logique floue génère la vitesse de référence.
- Le contrôleur du moteur à induction comprend trois blocs essentiels : le bloc observateur estime le vecteur du flux rotorique. Le bloc régulateur prédictif optimise la fonction de coût et génère la tension de référence (V_{sa}^* , $V_{s\beta}^*$). Le bloc SVM génère la séquence de commutation convenable.

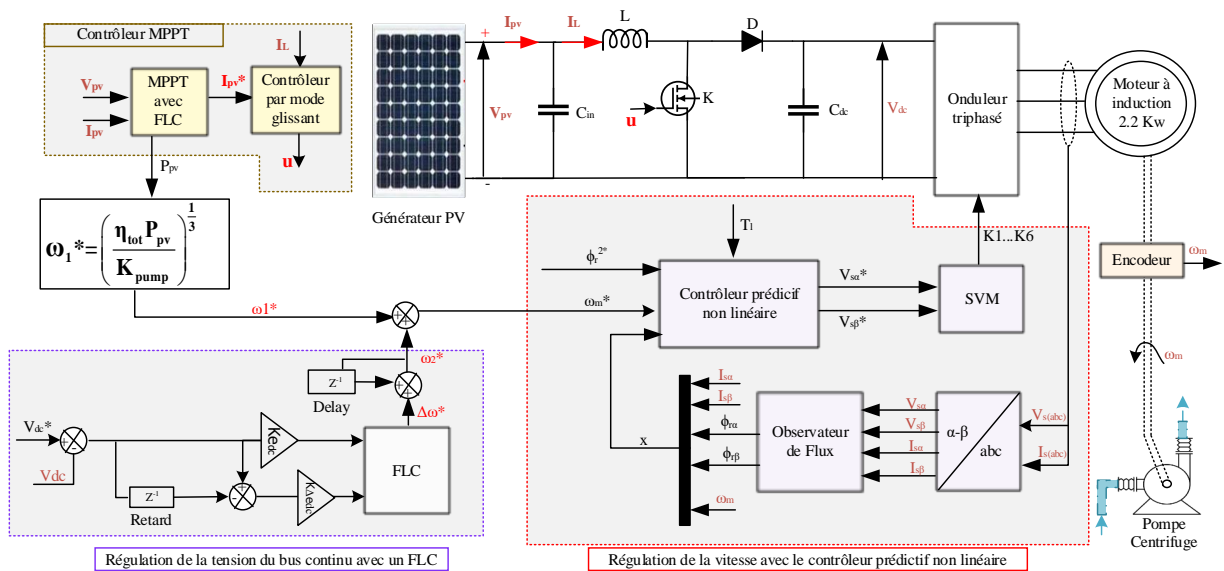


Figure 3.8 : Schéma de contrôle proposé pour le système de pompage solaire

6. Résultats de simulation

Tout d'abord, le système de pompage étudié a été simulé dans l'environnement MATLAB/Simulink en utilisant le schéma de contrôle conventionnel présenté dans la section 4. Dans le schéma de contrôle conventionnel, l'algorithme P&O basé sur un pas de courant fixe est utilisé pour extraire la puissance maximale. De l'autre côté, la commande vectorielle à flux orienté est appliquée pour piloter le moteur à induction. Dans les mêmes conditions de variation d'éclairement, le système de pompage a été simulé avec le schéma de contrôle proposé. Le but des deux simulations est de comparer les performances offertes par chaque schéma de commande.

Un moteur à induction de 2,2 kW est utilisé pour entraîner la pompe. Les paramètres du système de pompage photovoltaïque sont répertoriés dans l'Annexe C. Le flux rotorique doit être maintenu à sa valeur nominale de 0,6Wb. La tension du bus continu qui garantit le fonctionnement normal de l'étage moteur est égale à 350V.

La figure (3.9) présente les résultats de simulation de la partie continue de la chaîne de conversion sous les schémas de contrôle conventionnels et proposés. Cette figure présente les courbes suivantes : (a) le profil d'éclairement, (b) la tension photovoltaïque V_{pv} , (c) le courant photovoltaïque I_{pv} , (d) le courant d'inductance I_L , (e) la puissance photovoltaïque, (f) la tension du bus continu non régulée, (g) la tension du bus continu régulée.

Un niveau d'irradiation dynamique est appliqué pour tester les performances des deux schémas de contrôle, comme le montre la figure (3.9-a). Dans un premier temps, le niveau d'ensoleillement est réduit de 1000W/m² à 500W/m², puis il est augmenté de 500W/m² à 900W/m². Par contre, la température est restée constante (25°C) en raison de son faible effet sur la puissance photovoltaïque.

La figure (3.9-b) montre que la tension photovoltaïque contrôlée avec l'algorithme proposé semble moins perturbée malgré le brusque changement d'éclairement, ceci est dû à la réponse rapide des courants I_{pv} . Cependant, la tension d'entrée contrôlée avec l'algorithme P&O conventionnel diverge de son point optimal lors de la variation d'irradiation.

Les figures (3.9-c) et (3.9-d) montrent que l'algorithme proposé réduit significativement les ondulations du courant photovoltaïque en régime permanent et que l'amplitude des ondulations du courant I_L reste quasiment fixe en régime permanent. Cependant, la stabilité du courant I_L est dégradée avec l'algorithme P&O classique en raison de l'utilisation d'un pas de

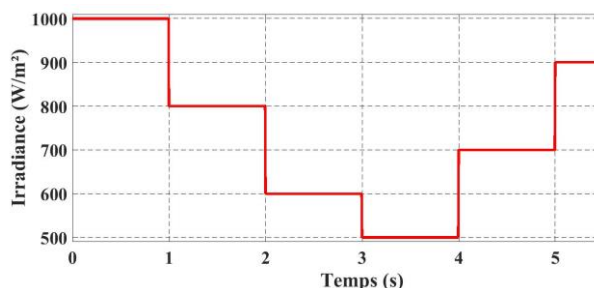
perturbation fixe. La courbe de puissance présentée sur la figure (3.9-e) démontre que l'algorithme P&O conventionnel présente une dynamique de suivi lente et des fluctuations de puissance élevées autour du point de puissance maximum. Cependant, l'algorithme MPPT basé sur la logique floue suit le point de puissance maximum avec des performances élevées.

Le tableau (3.3) présente une comparaison des résultats des deux algorithmes MPPT en termes de temps de suivi (Tem. Sui.) et d'ondulations de courant photovoltaïque en régime permanent (Ond. Cour.). Le temps de suivi est le temps nécessaire pour atteindre le point de puissance maximum. Les résultats de la comparaison confirment l'optimisation des performances avec le contrôleur flou, ce qui réduit considérablement les pertes d'énergie.

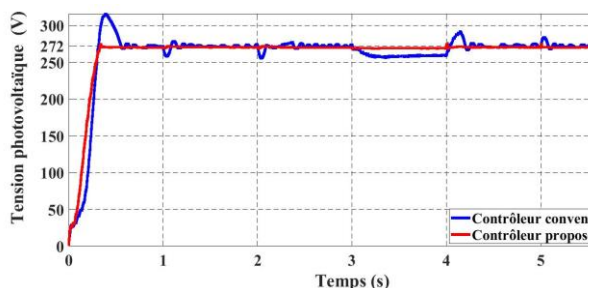
La figure (3.9-f) montre que la non utilisation d'un régulateur de bus continu dans le schéma de commande classique permet à la tension V_{dc} de varier brutalement ce qui pourrait endommager les composants du système. Par contre, la figure (3.9-g) montre que l'utilisation du régulateur flou dans le schéma de commande proposé force la tension du bus continu à varier autour de la valeur de référence (350V). Lorsqu'une irradiation soudaine est appliquée, la vitesse rotorique change instantanément, ce qui explique le dépassement qui est apparu sur la forme d'onde de tension du bus continu (voir figure (3.9-g)), une vue zoom sur la même figure montre que ce dépassement est insignifiant en utilisant le contrôleur flou.

Tableau 3.3 : Comparaison des résultats en termes du temps de suivi et d'ondulations de courant photovoltaïque en régime permanent

Irradiation (W/m ²)												
	1000		800		600		500		700		900	
	Tem. Sui. (ms)	Ond. Cour. (A)	Tem. Sui. (ms)	Ond. Cour. (A)	Tem. Sui. (ms)	Ond. Cour. (A)	Tem. Sui. (ms)	Ond. Cour. (A)	Tem. Sui. (ms)	Ond. Cour. (A)	Tem. Sui. (ms)	Ond. Cour. (A)
P&O	530	0.14	200	0.12	90	0.08	200	0.02	220	0.16	100	0.08
Proposé	320	0.03	0.03	0.02	0.03	0.009	0.02	0.004	0.02	0.01	0.02	0.015



(a) irradiation



(b) tension photovoltaïque

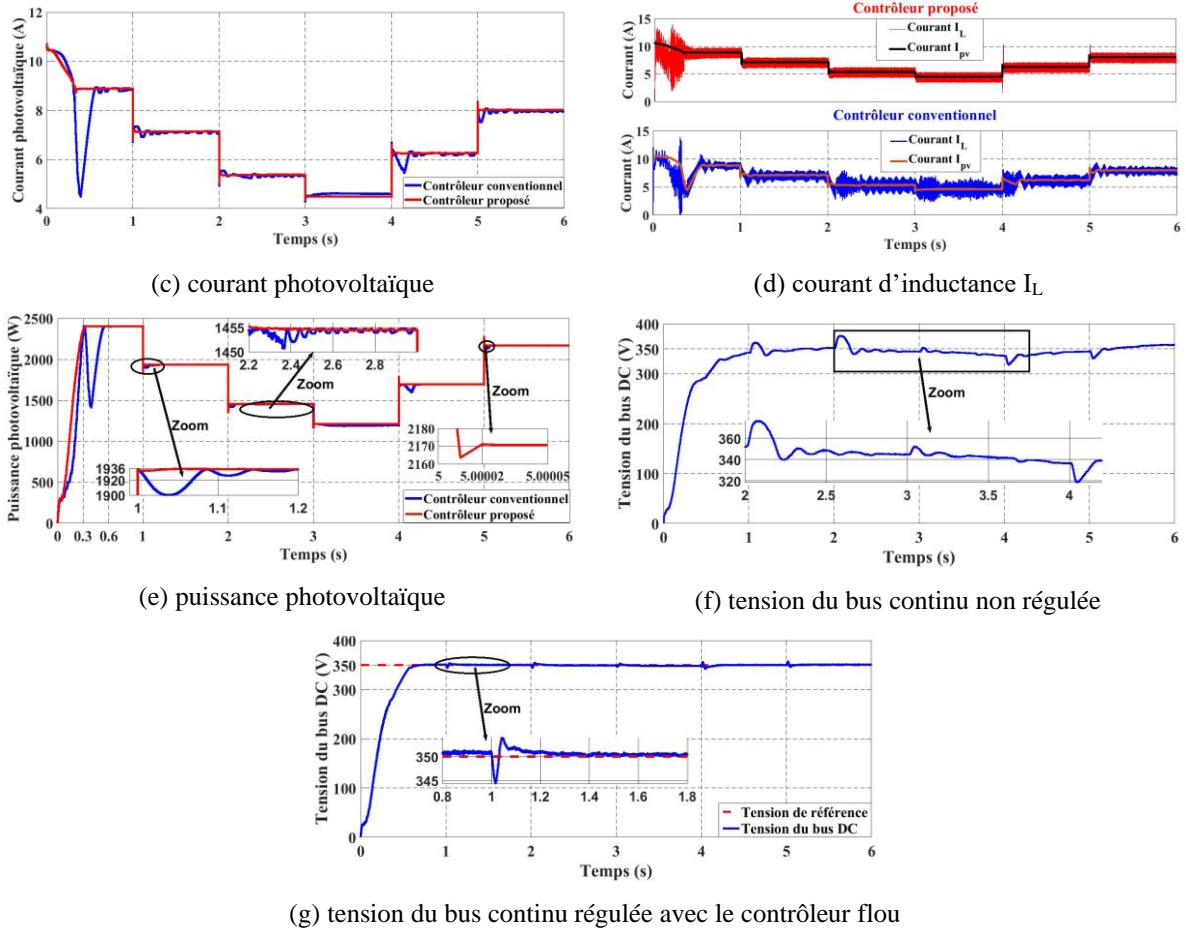


Figure 3.9 : Résultats de simulation du système photovoltaïque sous variation dynamique de l'éclairage solaire

La figure (3.10) présente les résultats de la simulation des paramètres du moteur sous les schémas de contrôle conventionnels et proposés. Cette figure présente les courbes suivantes : (a) la vitesse du moteur avec sa référence, (b) le couple électromagnétique T_{em} et le couple résistant, (c) les courants statoriques $i_{(abc)}$, (d) les graphiques à barres du THD, (e) les graphiques à barres du taux d'ondulation du couple, (f) le flux du rotor.

La figure (3.10-a) montre qu'avec la commande prédictive non linéaire la vitesse suit la dynamique de puissance extraite en douceur. En revanche, la vitesse contrôlée par le FOC présente une dynamique lente et des oscillations en régime établi. En outre, la figure (3.10-b) montre que le couple électromagnétique contrôlé avec le contrôleur prédictif présente moins d'ondulations de couple dues aux présences de moins d'harmoniques de courants, comme illustré sur la figure (3.10-c).

L'ondulation de couple en % est définie par [151] :

$$T_{em(ondulation)} = \frac{T_{em(max)} - T_{em(min)}}{T_{em(moyenne)}} \times 100 \quad (3.49)$$

Un résumé de comparaison en termes de THD du courant (%) et d'ondulation de couple (%) confirme l'amélioration des performances avec la stratégie de contrôle proposée, comme le montre les figures (3.10-d) et (3.10-e).

La figure (3.10-f) démontre que le découplage entre couple et flux est garanti pour le contrôleur prédictif non linéaire. Cependant, on observe que les changements climatiques influencent légèrement le flux rotorique pour le FOC. On peut également voir que la machine à courant alternatif consomme un courant élevé au démarrage car le contrôle du flux n'est pas réalisé avec précision.

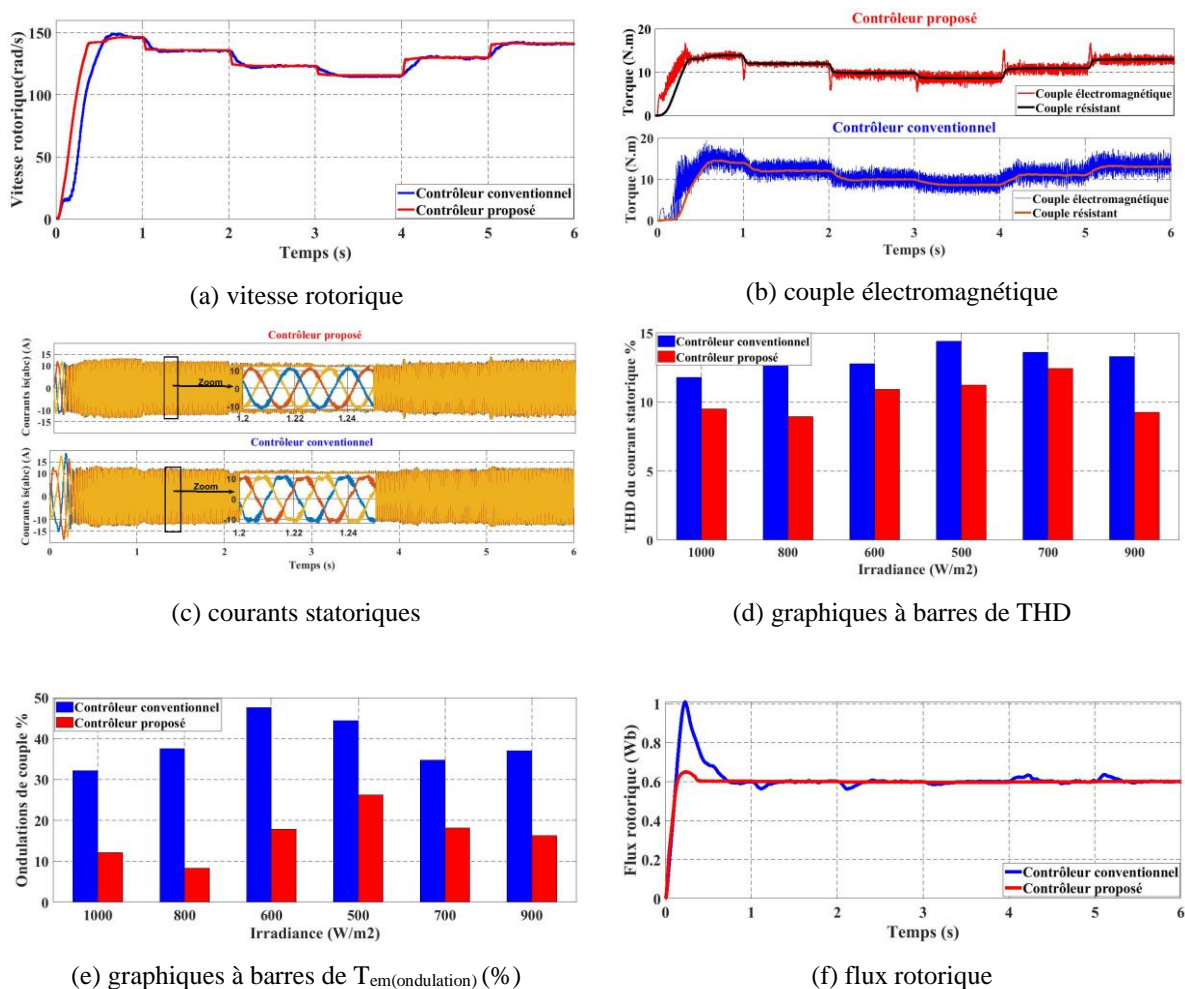


Figure 3.10 : Résultats de la simulation des paramètres du moteur à induction

Selon la loi d'affinité de la pompe centrifuge, la puissance hydraulique P_h et le débit d'eau Q dépendent de la vitesse rotorique. Tandis que la réponse de vitesse a été améliorée avec le contrôleur prédictif alors la quantité d'eau pompée et la puissance hydraulique instantanée sont également améliorées. Les figures (3.11-a) et (3.11-b) montrent comment les paramètres P_h et Q de la pompe ne sont pas affectés par le changement soudain d'éclairement énergétique

avec le schéma de contrôle proposé. En revanche, on constate que le contrôleur classique offre de mauvaises performances lors de changements climatiques brusques, ce qui peut entraîner des pertes de puissance importantes.

Un résumé de comparaison en termes de puissance hydraulique moyenne et de valeurs de débit d'eau est présenté dans les figures. (3.11-c) et (3.11-d). Il est évident que la puissance reçue par la pompe est améliorée pour le schéma de commande proposé, ce qui augmente efficacement le débit volumétrique.

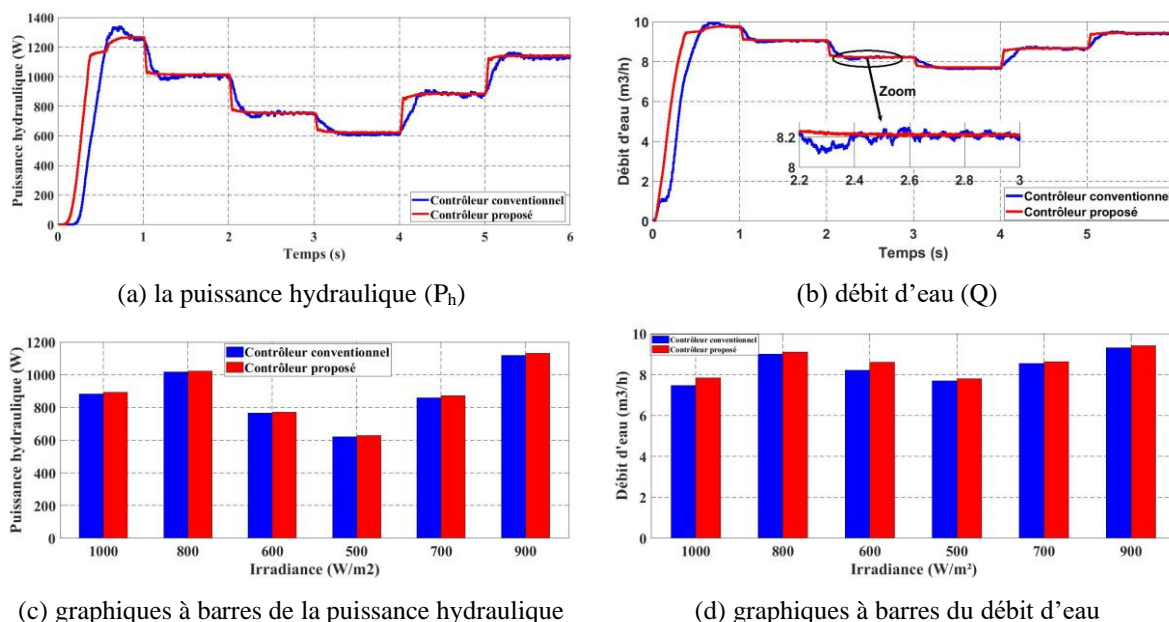


Figure 3.11 : Résultats de la simulation des paramètres de la pompe centrifuge

7. Conclusion

Un schéma de commande hybride pour un système de pompage d'eau photovoltaïque a été présenté dans ce chapitre. Un algorithme de pas variable basé sur un contrôleur à logique floue a été utilisé pour le suivi du point de puissance maximum. Un deuxième contrôleur à logique floue a été proposé pour maintenir la tension du bus continu proche de sa référence. De plus, un contrôleur prédictif non linéaire a été utilisé pour contrôler la vitesse du moteur à induction. Une comparaison a été effectuée entre le schéma de contrôle proposé et le schéma conventionnel. Les résultats de la simulation ont montré que les contrôleurs proposés permettent au système de fonctionner avec des performances élevées sous différentes irradiances. Il a été conclu que l'algorithme MPPT proposé offre de meilleures performances en termes de vitesse de suivi et de réduction des fluctuations de puissance. De plus, le contrôleur prédictif non

linéaire présente une réponse de couple rapide, moins d'ondulation de couple et la réponse de flux n'est pas affectée par les conditions météorologiques variables. Tant que le système fonctionne à haute performance avec les contrôleurs proposés, la quantité d'eau pompée est donc maximisée.

Dans ce chapitre le processus de suivi du point de puissance maximum est assuré par le convertisseur boost traditionnel, ce convertisseur est fortement recommandé dans les applications de pompage. Cependant, ses performances restent limitées par rapport au convertisseur boost multiniveaux. Dans le chapitre suivant le convertisseur élévateur à trois niveaux sera utilisé comme alternative au convertisseur élévateur. Ce convertisseur permettra au système de pompage de bénéficier d'une efficacité de conversion de tension plus élevée, d'ondulations de courant d'inductance plus faibles et la contrainte de tension appliquée sur les semi-conducteurs sera réduite.

Chapitre 4 : Contrôle flou et prédictif d'un système de pompage photovoltaïque basé sur un convertisseur boost à trois niveaux

1. Introduction

Le principe de fonctionnement de l'algorithme de Conductance Incrémentale (CI) classique est déduit de l'algorithme de Perturbation et Observation, il consiste à comparer la conductance dynamique (dI_{pv}/dV_{pv}) avec la conductance statique $-(I_{pv}/V_{pv})$ [152], [153], où V_{pv} et I_{pv} sont respectivement la tension et le courant photovoltaïque. Cet algorithme arrête de perturber le système solaire lorsque la condition $dV_{pv}/dI_{pv} = -I_{pv}/V_{pv}$ est remplie. Le choix d'une perturbation de faible amplitude est préférable lorsque la variation d'ensoleillement est insignifiante ; cela réduit l'amplitude des oscillations en régime permanent [106]. En revanche, la vitesse de suivi est relativement lente [154]. Pour éliminer les défauts de l'algorithme de Conductance Incrémentale traditionnel, l'autoréglage du pas de perturbation est essentiel. Pour cette raison, un algorithme MPPT à pas variable basé sur un contrôleur flou est suggéré dans ce chapitre. Le contrôleur flou ajuste l'amplitude de la perturbation en fonction de la position du point de puissance maximum.

La tension aux bornes du générateur photovoltaïque n'est généralement pas suffisante pour alimenter le moteur asynchrone. Le convertisseur boost classique est couramment utilisé comme étage d'adaptation de tension sauf que son gain est limité en raison de la non-linéarité du circuit [155]. La mise en cascade de deux convertisseurs Boost permet d'obtenir un gain en tension élevé. Cependant, cette configuration est valable pour les applications de quelques kW [52]. Le convertisseur élévateur à trois niveaux est un bon choix pour conditionner la tension photovoltaïque, il a un gain de tension élevé et augmente l'efficacité énergétique globale [156]. Il offre des fonctionnalités utiles dans les applications haute tension par rapport au convertisseur élévateur conventionnel, telles que la réduction des ondulations de courant, le volume d'inductance est réduit, la tension nominale des composants de puissance est réduite et les capacités de sortie sont faibles [157], [160].

Dans ce chapitre, les modes de fonctionnement du convertisseur élévateur à trois niveaux sont présentés. Pour le processus de suivi du point de puissance maximum, la technique traditionnelle de Conductance Incrémentale (CI) est remplacée par un contrôleur à logique floue (FLC). Ensuite, les tensions aux bornes des condensateurs du convertisseur à trois niveaux sont équilibrées en déphasant les signaux de commande. Dans la partie alternative du système, l'onduleur triphasé est commandé avec le contrôle prédictif non linéaire en cascade pour entraîner la motopompe. Le contrôleur prédictif est proposé comme alternative au contrôle vectoriel orienté flux car il accélère la réponse en couple et résiste aux incertitudes des paramètres du moteur. Enfin, la tension du bus continu est régulée avec un contrôleur flou pour

assurer un fonctionnement stable du moteur asynchrone. Les contrôleurs proposés sont simulés dans le logiciel MATLAB/Simulink et comparés à des contrôleurs conventionnels (algorithme de Conductance Incrémentale à pas fixe et commande vectorielle à flux orienté).

2. Description du système de pompage basé sur le convertisseur Boost à trois niveaux

Dans ce travail, le convertisseur Boost traditionnel est remplacé par le convertisseur Boost à trois niveaux pour bénéficier des caractéristiques saillantes de ce convertisseur dans le système de pompage. Le système de pompage basé sur un convertisseur boost à trois niveaux illustré sur la figure (4.1). La tension du bus continu est partagée entre les condensateurs C1 et C2, ce qui permet de réduire la contrainte de tension appliquée aux semi-conducteurs. Le système étudié se compose d'une source photovoltaïque, d'un convertisseur Boost à trois niveaux chargé de maximiser la puissance photovoltaïque, d'un onduleur de source de tension qui commande un moteur asynchrone et d'une pompe centrifuge.

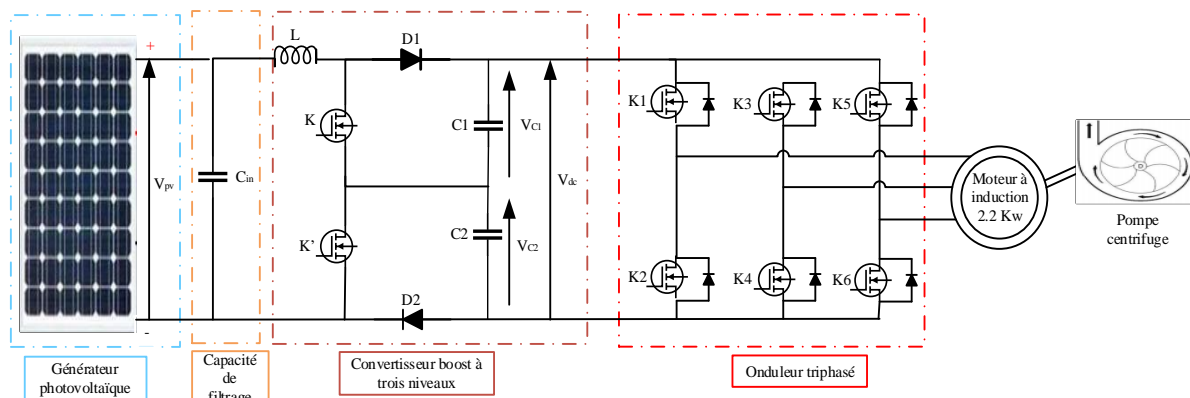


Figure 4.1 : Système de pompage solaire basé sur un convertisseur Boost à trois niveaux

3. Analyse et dimensionnement du convertisseur Boost à trois niveaux

3.1 Modes de fonctionnement

La topologie d'un convertisseur élévateur à trois niveaux se compose d'une inductance (L), de deux diodes (D1 et D2), de deux transistors (K et K') et de deux condensateurs de sortie (C1 et C2). On suppose que les diodes sont parfaites et que les transistors sont assimilables à des commutateurs. Ce convertisseur fonctionne selon quatre modes de fonctionnement distincts, comme le montre la figure (4.2) [156], [158], [159].

- **Mode 1 :** la figure (4.2-a) montre que lorsque l'état des commutateurs K et K' est ON, les diodes D1 et D2 sont bloquées. La tension V_L égale à la tension photovoltaïque,

dans cette phase l'inductance se charge ($V_L=V_{pv}>0$) et les condensateurs C1 et C2 alimentent le bus continu.

- Mode 2 :** la figure (4.2-b) montre que lorsque l'interrupteur K est ON et K' est OFF, la diode D2 est passante et D1 est bloquée. La tension aux bornes de l'inductance est $V_L=V_{pv}-V_{C2}$. Dans ce mode, l'inductance peut être en mode de charge ou en mode de décharge, l'inductance se charge si $V_{pv}>V_{C2}$ et vice-versa. Le condensateur C1 fournit l'énergie au bus continu tandis que le condensateur C2 est en mode de charge.
- Mode 3 :** la figure (4.2-c) montre que lorsque l'interrupteur K' est ON et K est OFF, la diode D2 est polarisée en inverse et l'autre diode est polarisée en direct. La tension aux bornes de l'inductance est $V_L = V_{pv}-V_{C1}$. Dans ce mode, l'inductance peut être en mode charge ou en mode décharge, l'inductance se charge si $V_{pv} > V_{C1}$ et inversement. Le condensateur C2 alimente le bus continu tandis que le condensateur C1 se charge.
- Mode 4 :** la figure (4.2-d) montre que lorsque les commutateurs K et K' sont ouverts, les deux diodes sont polarisées en direct. La tension aux bornes de l'inductance est $V_L = V_{pv}- V_{C2}-V_{C1}$. Dans ce mode, la source photovoltaïque et l'inductance alimentent les deux condensateurs et le bus continu.

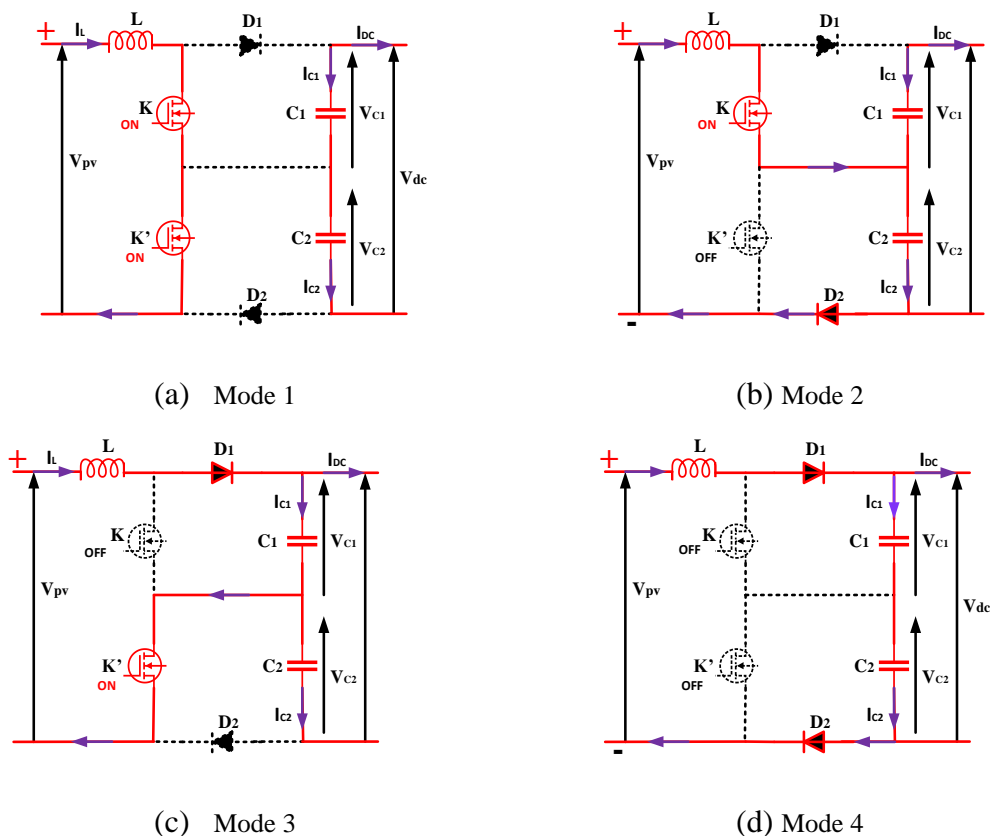


Figure 4.2 : Les modes de fonctionnement du convertisseur boost à trois niveaux

Dans les modes de fonctionnement 2 et 3, l'inductance est peut-être en charge ou en décharge, tout dépend des valeurs de V_{pv} et de $(V_{dc}/2)$. Il existe deux régions de fonctionnement possibles [161].

- Région 1 : $V_{pv} > V_{dc}/2$.
- Région 2 : $V_{pv} < V_{dc}/2$.

Dans la région 1, le rapport cyclique appliqué doit être inférieur à 0,5 ($D=D' < 0,5$), l'inductance se charge dans les modes 2 et 3, comme le montre la figure (4.3-a). Dans cette région, les deux commutateurs ne peuvent pas être fermés en même temps (le mode 1 est éliminé).

Dans la région 2, le rapport cyclique appliqué doit être supérieur à 0,5 ($D=D' > 0,5$), l'inductance se décharge dans les modes 2 et 3, comme le montre la figure (4.3-b). Dans cette région, les deux commutateurs ne peuvent pas être ouverts en même temps (le mode 4 est éliminé).

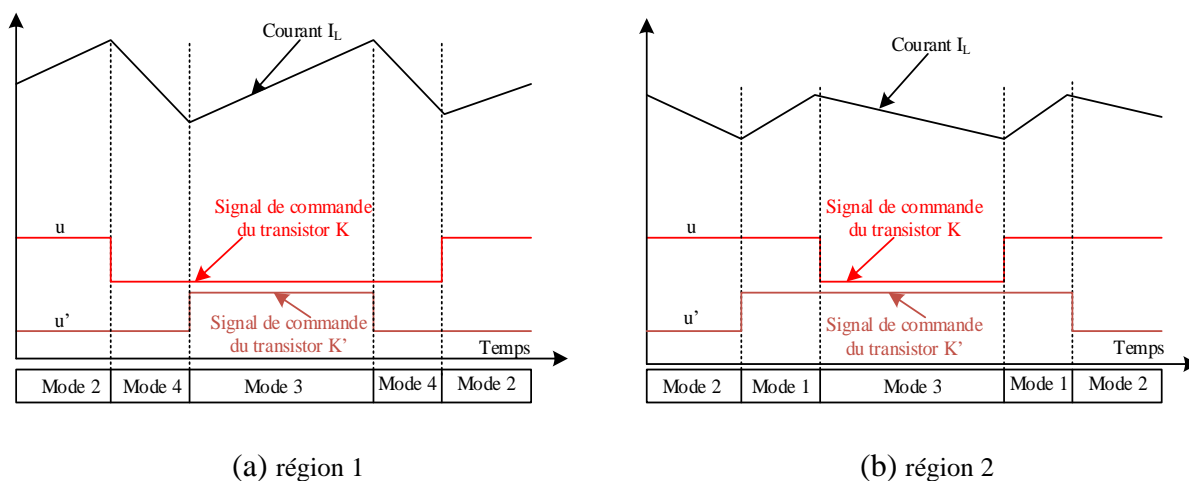


Figure 4.3 : Le comportement du courant d'inductance

Lorsque les rapports cycliques D et D' sont inférieurs à 0,5, l'équation qui relie les rapports cycliques aux tensions du circuit peut s'exprimer en une période de commande par :

$$(V_{pv} - V_{C2})D + (V_{pv} - V_{C1})D' + (V_{pv} - V_{C1} - V_{C2})(1 - D - D') = 0 \tag{4.1}$$

Ainsi, la simplification de l'équation (4.1) donne :

$$V_{pv} = (1 - D)V_{C1} + (1 - D')V_{C2} \tag{4.2}$$

Lorsque les rapports cycliques D et D' sont supérieurs à 0,5, l'équation qui relie les rapports cycliques aux tensions du circuit peut s'exprimer dans une période de commande par :

$$(V_{pv} - V_{C2})(1 - D') + (V_{pv} - V_{C1})(1 - D) + V_{pv}(D + D' - 1) = 0 \quad (4.3)$$

Ainsi, la simplification de l'équation (4.3) donne :

$$V_{pv} = (1 - D)V_{C1} + (1 - D')V_{C2} \quad (4.4)$$

Les équations (4.2) et (4.4) montrent que la relation qui relie la tension photovoltaïque aux sorties V_{C1} et V_{C2} est toujours la même quelle que soit la valeur du rapport cyclique.

Si les capacités de sortie sont égales, les tensions V_{C1} et V_{C2} sont égales ($V_{dc}/2 = V_{C1} = V_{C2}$) et $D = D'$, on peut obtenir la relation qui relie l'entrée à la sortie comme suit [158], [161] :

$$V_{dc} = \frac{V_{pv}}{1 - D} \quad (4.5)$$

La formule ci-dessus montre que le convertisseur élévateur à trois niveaux a la même relation entre la tension d'entrée et de sortie que le convertisseur élévateur traditionnel.

En conduction continue, la valeur d'ondulation de courant dépend de la région de fonctionnement [162], comme le montre le système d'équations (4.6).

$$\begin{cases} \Delta I_L = \frac{V_{pv}(1 - 2D)D}{2Lf_{sw}(1 - D)} & \text{si } D < 0.5 \\ \Delta I_L = \frac{V_{pv}(2D - 1)}{2Lf_{sw}} & \text{si } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.6)$$

Où f_{sw} est la fréquence de commutation des commutateurs K et K' . Les expressions d'ondulations aident à dimensionner correctement l'inductance L .

4. Contrôleurs proposés au système de pompage

Les contrôleurs développés pour le système de pompage basé sur le convertisseur boost à trois niveaux sont répertoriés comme suit :

- Un algorithme MPPT à pas variable basé sur le contrôleur flou et l'algorithme de Conductance Incrémentale.

- Un régulateur de la tension du bus continu avec un régulateur flou.
- Un contrôleur prédictif non linéaire est conçu pour la régulation de la vitesse du moteur asynchrone.

4.1 Contrôle du convertisseur Boost à trois niveaux

Le contrôle du convertisseur élévateur à trois niveaux se fait en deux phases, tout d'abord le transistor K de ce convertisseur est contrôlé pour assurer l'extraction de la puissance photovoltaïque maximale, puis un algorithme de déphasage serait utilisé pour équilibrer la tension du condensateur. Cet algorithme agit sur le signal de commande du transistor K'.

4.1.1 Extraction de puissance maximale avec la logique floue

L'algorithme de Conductance Incrémentale traditionnel est basé sur le principe de fonctionnement de l'algorithme P&O, lorsque le point de fonctionnement optimal est atteint, l'équation de pente de la caractéristique P-V devient [152] :

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad (4.7)$$

$$\Rightarrow \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad (4.8)$$

La Conductance Incrémentale consiste à comparer la variation du courant photovoltaïque par rapport à la tension avec le rapport $-I_{pv}/V_{pv}$. Il y a trois comparaisons possibles selon la position du PPM, l'équation suivante montre les cas possibles [107].

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{Le PPM est atteint} \\ \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} > -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{Le PPM est à droite} \\ \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} < -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{Le PPM est à gauche} \end{array} \right. \quad (4.9)$$

L'algorithme de Conductance Incrémentale classique utilise un pas de perturbation fixe ΔD . Un choix non judicieux du pas de perturbation peut détériorer l'efficacité du système photovoltaïque. Le choix d'un ΔD de grande valeur accélère la dynamique de suivi lorsque les conditions climatiques ne sont pas stables, alors que la stabilité de la puissance photovoltaïque se dégrade lorsque les conditions climatiques sont invariantes. Le choix d'une petite valeur de

ΔD ralentit le suivi du PPM, ce qui peut produire d'énormes pertes de puissance si le profil d'irradiation est instable [109]. Pour compenser les limitations de l'algorithme classique de Conductance Incrémentale, cet algorithme est hybridé avec un contrôleur flou. Le processus d'hybridation permet de bénéficier des avantages des deux contrôleurs. Le contrôleur flou ajuste la valeur du pas de perturbation ΔD en fonction de la position du point de fonctionnement, puis l'algorithme de Conductance Incrémentale décide quelle direction (+/-) il faut choisir pour trouver le PPM. Le rapport cyclique D de commande du convertisseur est déduit comme suit.

$$D(k) = D(k-1) \pm \Delta D(k) \quad (4.10)$$

La figure (4.4) présente le schéma de l'algorithme MPPT hybride basé sur la Conductance Incrémentale et la logique floue.

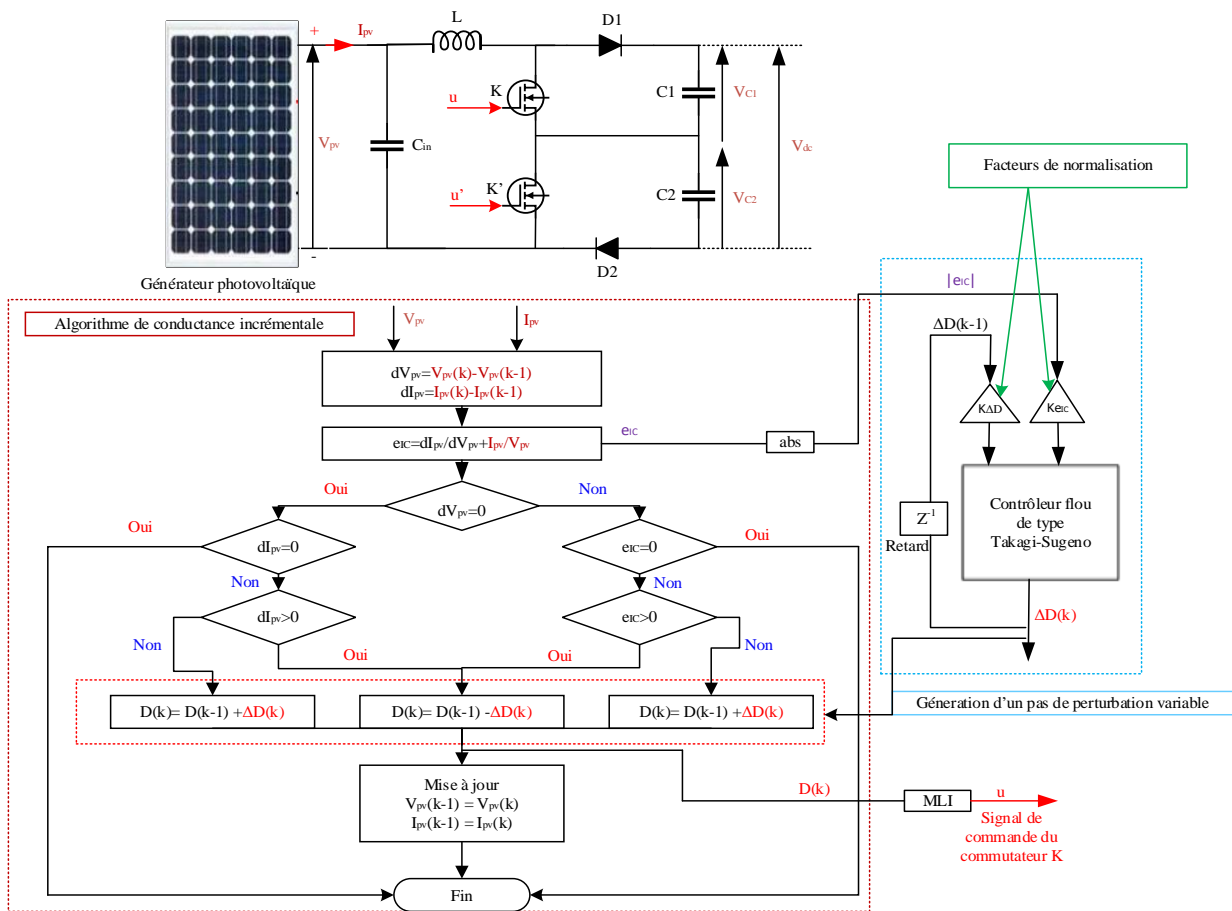
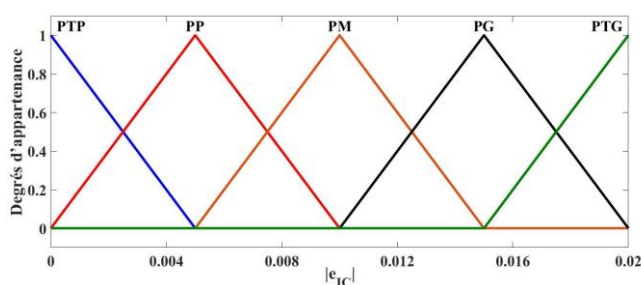


Figure 4.4 : Algorithme MPPT hybride basé sur la Conductance Incrémentale et la logique floue

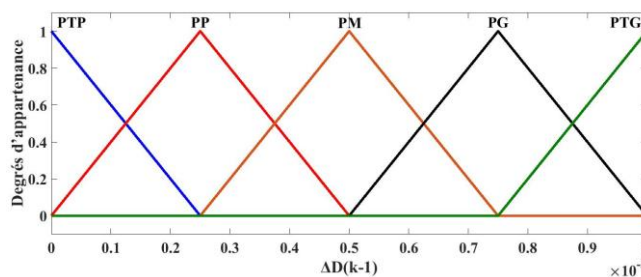
Le contrôleur flou développé génère un pas de perturbation variable $\Delta D(k)$. L'amplitude de $\Delta D(k)$ varie proportionnellement à l'erreur absolue $|e_{IC}(k)|$ (donnée en (4.11)) et la valeur d'incrémentalation précédente ($\Delta D(k-1)$) [109].

$$|e_{IC}(k)| = |dI_{pv}(k)/dV_{pv}(k) + I_{pv}(k)/V_{pv}(k)| \quad (4.11)$$

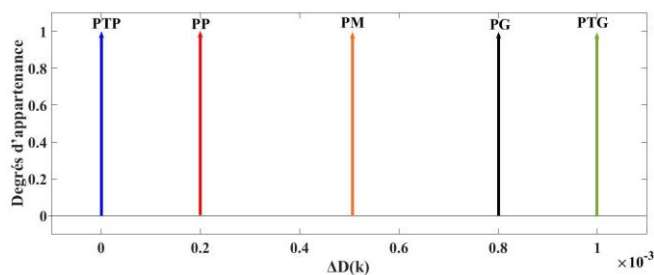
La figure (4.4) montre qu'un contrôleur flou de type Takagi-Sugeno est utilisé pour ajuster l'amplitude de $\Delta D(k)$. L'erreur absolue $|e_{IC}|$ et la variable $\Delta D(k-1)$ sont les deux entrées de l'estimateur flou. Les constantes $K\Delta D$ et $K_{e_{IC}}$ normalisent les univers de discours des entrées $\Delta D(k-1)$ et $|e_{IC}|$ respectivement, ces facteurs sont sélectionnés d'une manière optimale au moyen de la simulation. La sortie réelle obtenue après le processus de défuzzification est le pas d'incrémentement du rapport cyclique. Le pas obtenu est envoyé à l'algorithme de Conductance Incrémentale pour trouver la position exacte du PPM. Les fonctions d'appartenance des entrées sont des fonctions triangulaires, les fonctions d'appartenance de sortie sont choisies constantes pour réduire la charge de calcul. La figure (4.5) montre que les fonctions d'appartenance des entrées et des sorties sont décrites par cinq termes linguistiques flous : positif très petit (PTP), positif petit (PP), positif moyen (PM), positif grand (PG) et positif très grand (PTG).



(a) entrée ($|e_{IC}|$)



(b) entrée ($\Delta D(k-1)$)



(c) sortie ($\Delta D(k)$)

Figure 4.5 : Représentation des fonctions d'appartenance

Les règles floues sont conçues de manière à trouver le rapport cyclique optimal qui garantit la bonne dynamique de suivi. Chaque règle floue consiste en une instruction SI-ALORS. Après plusieurs tests de simulation, 25 règles sont conçues comme indiqué dans le tableau (4.1) Dans le système d'inférence floue de type Takagi-Sugeno, les règles floues sont exprimées comme suit :

SI $|e_{IC}|$ est PTP **ET** $\Delta D(k-1)$ est PTP **ALORS** $\Delta D(k)^*$ est PTP.
SI $|e_{IC}|$ est PTP **ET** $\Delta D(k-1)$ est PP **ALORS** $\Delta D(k)^*$ est PTP.
 ...
 ...
SI $|e_{IC}|$ est PTG **ET** $\Delta D(k-1)$ est PG **ALORS** $\Delta D(k)^*$ est PG.
SI $|e_{IC}|$ est PTG **ET** $\Delta D(k-1)$ est PTG **ALORS** $\Delta D(k)^*$ est PG.

Tableau 4.1 : Règles floues

$ e_{IC} $					
$\Delta D(k-1)$	PTP	PP	PM	PG	PTG
PTP	PTP	PP	PM	PG	PTG
PP	PTP	PP	PM	PG	PTG
PM	PTP	PP	PM	PG	PTG
PG	PTP	PP	PP	PM	PG
PTG	PTP	PP	PP	PM	PG

La méthode moyenne pondérée centrale est utilisée pour défuzzification, ainsi la valeur de sortie ($\Delta D(k)$) est calculée comme suit :

$$\Delta D(k) = \frac{\sum_{i=1}^N \mu_i(x_1, x_2, \dots, x_n) \cdot z_i}{\sum_{i=1}^N \mu_i(x_1, x_2, \dots, x_n)} \quad (4.12)$$

N : est le nombre de règles. μ_i : est le coefficient de pondération de la règle i.

$z_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$ est une fonction d'appartenance constante.

4.1.2 Équilibre de tension avec la technique de déphasage

Pour assurer l'équilibre des tensions des capacités, différentes techniques ont été introduites dans ce cadre. Dans [163], un contrôleur PI est utilisé pour l'équilibre de tension. Dans [160] un modèle prédictif est développé pour assurer l'équilibre de tension grâce à la minimisation d'une fonction coût. La commande par déphasage des signaux de contrôle permet d'augmenter ou de diminuer la tension d'un condensateur particulier [159], [164]. Les deux commutateurs sont commandés avec une fréquence de découpage constante, les signaux de commande des commutateurs K et K' sont naturellement déphasés de 180° ($\phi_d = 180^\circ$). En cas de présence de déséquilibre de tension, un retard de phase variable ($\phi_d = 180^\circ + \Delta\phi$) est introduit pour déplacer le signal de commande de K' vers l'avant ou vers l'arrière par rapport au signal de commande de K [164].

a) Analyse de l'effet de déphasage sur l'équilibre de tension

L'effet de déphasage sur l'équilibre de tension peut être analysé en fonction de la valeur du rapport cyclique D, donc trois cas sont possibles ($D=0.5$, $D<0.5$ et $D>0.5$) :

- **$D=D'=0.5$** : dans ce cas, quatre modes de fonctionnement sont possibles [159] :

❖ $\Delta\phi=180^\circ$

Dans ce cas, seuls deux modes de fonctionnement sont actifs (mode 1 et mode 4). En mode 1, l'inductance emmagasine de l'énergie et donc le courant I_L augmente, tandis que le bus continu est alimenté par les condensateurs C1 et C2. En mode 4, l'énergie stockée dans l'inductance est transférée aux deux condensateurs et au bus continu. Lorsque le déphasage est de 180° , le fonctionnement du convertisseur élévateur à trois niveaux est similaire au fonctionnement du convertisseur élévateur conventionnel. Les modes de fonctionnement possibles lors d'un déphasage de 180° sont représentés sur la figure (4.6-a).

❖ $\Delta\phi=0^\circ$

Dans ce cas, seuls deux modes de fonctionnement sont actifs (mode 2 et mode 3). Chaque condensateur se charge indépendamment. Les modes de fonctionnement possibles lors d'un déphasage de 0° sont représentés sur la figure (4.6-b).

❖ $\Delta\phi_{\min} < \Delta\phi < 0^\circ$

Lorsque le déphasage est négatif, les modes de fonctionnement possibles sont effectués dans l'ordre suivant : mode 2, mode 1, mode 3 et mode 4, comme indiqué sur la figure (4.6-c). En mode 1, l'inductance emmagasine de l'énergie et son courant augmente avec le temps, tandis

que les condensateurs alimentent la charge. En mode 3, seul le condensateur C1 est alimenté par la source photovoltaïque et l'inductance. En mode 4, les deux condensateurs sont alimentés par la source photovoltaïque et l'inductance. En mode 2, seul le condensateur C2 est alimenté. À partir de la figure (4.6-c) on remarque que les temps de charge des condensateurs C1 et C2 sont les mêmes pendant les modes 2 et 3, sauf que la succession des modes 1 et 3 laisse le condensateur C1 se charger plus rapidement que C2. Par conséquent, la tension VC1 peut augmenter d'une manière significative.

❖ $0^\circ < \Delta\phi < \Delta\phi_{\max}$

Lorsque le déphasage est positif, les modes de fonctionnement possibles sont effectués dans l'ordre suivant : mode 1, mode 2, mode 4 et mode 3, comme illustré sur la figure (4.6-d). L'analyse de ce cas est similaire à celle de $\Delta\phi_{\min} < \Delta\phi < 0$. Le condensateur C2 est alimenté après le mode 1, donc ; le condensateur C2 reçoit plus d'énergie que le condensateur C1. Le condensateur C1 est alimenté après le mode 4 ce qui signifie que le condensateur C1 se charge plus lentement.

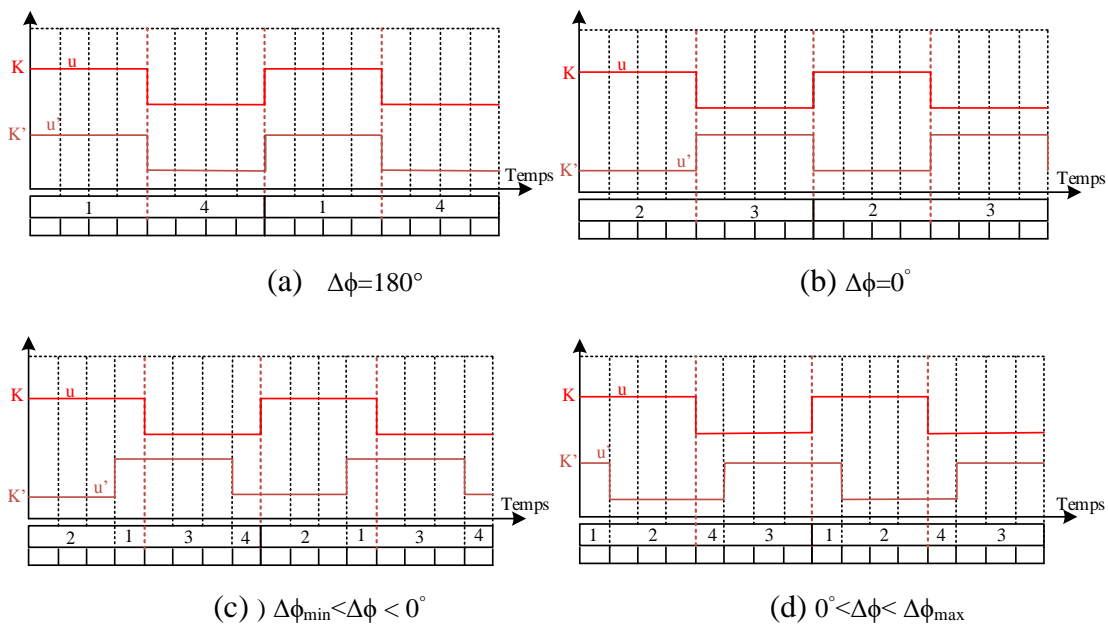


Figure 4.6 : Signaux de commande de K et K' pour D=0.5

• **Région 1 (D=D'=0.5)**

Dans cet exemple, on prend $D = D' = 0,25$, l'analyse de l'effet de déphasage sur l'équilibre peut être effectuée de la même manière que dans le cas de $D = 0,5$.

❖ $\Delta\phi_{\min} < \Delta\phi < 0^\circ$

Lorsque le déphasage est négatif, les modes de fonctionnement possibles sont effectués dans l'ordre suivant : mode 2, mode 4, mode 3 et mode 4, comme indiqué sur la figure (4.7-a). Le mode 4 se reproduit deux fois dans une période de commutation, mais cela prend plus de temps lorsqu'il est situé avant le mode 2. Par conséquent, le condensateur C2 récupère peu d'énergie par rapport au condensateur C1. On en conclut que la tension V_{C1} augmente lorsqu'un déphasage négatif est introduit.

❖ $0^\circ < \Delta\phi < \Delta\phi_{\max}$

Les modes de fonctionnement se répètent de manière similaire au cas du déphasage négatif (voir la figure (4.7-b)), la seule différence est que le mode 4 prend plus de temps lorsqu'il est situé avant le mode 3. Cela favorise la charge du condensateur C2, donc c'est la tension qui augmente.

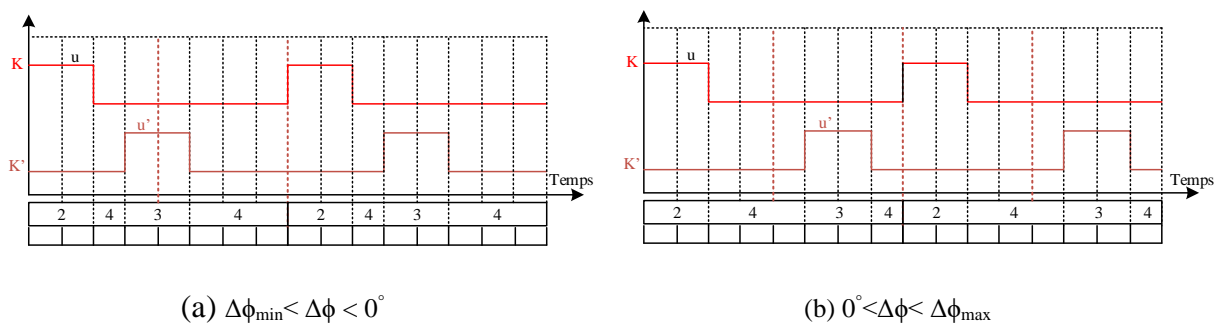


Figure 4.7 : Signaux de commande de K et K' pour $D < 0.5$

• **Région 2 ($D=D' > 0.5$)**

La valeur du rapport cyclique prise pour analyser l'effet de déphasage dans la région 2 est $D = 0,75$.

❖ $\Delta\phi_{\min} < \Delta\phi < 0^\circ$

Lorsque le déphasage est négatif, les modes de fonctionnement possibles sont effectués dans l'ordre suivant : mode 2, mode 1 et mode 3, comme indiqué sur la figure (4.8-a). Le mode 3 intervient automatiquement après le mode 1, ce qui favorise la charge du condensateur C1 dans ce cas.

❖ $0^\circ < \Delta\phi < \Delta\phi_{\max}$

La figure (4.8-b) montre que l'on reproduit les mêmes modes de fonctionnement comme dans le cas du déphasage négatif, à la seule différence que le mode 2 se produit automatiquement après le mode 1. Ceci contribue à augmenter la tension V_{C2} .

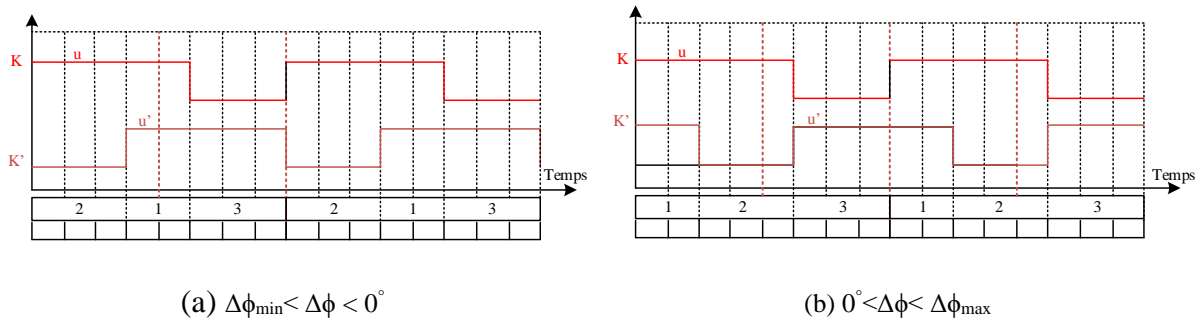


Figure 4.8 : Signaux de commande de K et K' pour $D > 0.5$

b) Algorithme de déphasage

L'analyse des modes de fonctionnement dans les régions un et deux et pour $D = 0,5$ montre que le déphase positif favorise l'augmentation de la tension V_{C2} et le déphasage négatif contribue à augmenter rapidement la tension V_{C1} . À partir de ces hypothèses, l'organigramme d'équilibre de tension est donné dans la figure (4.9) [164].

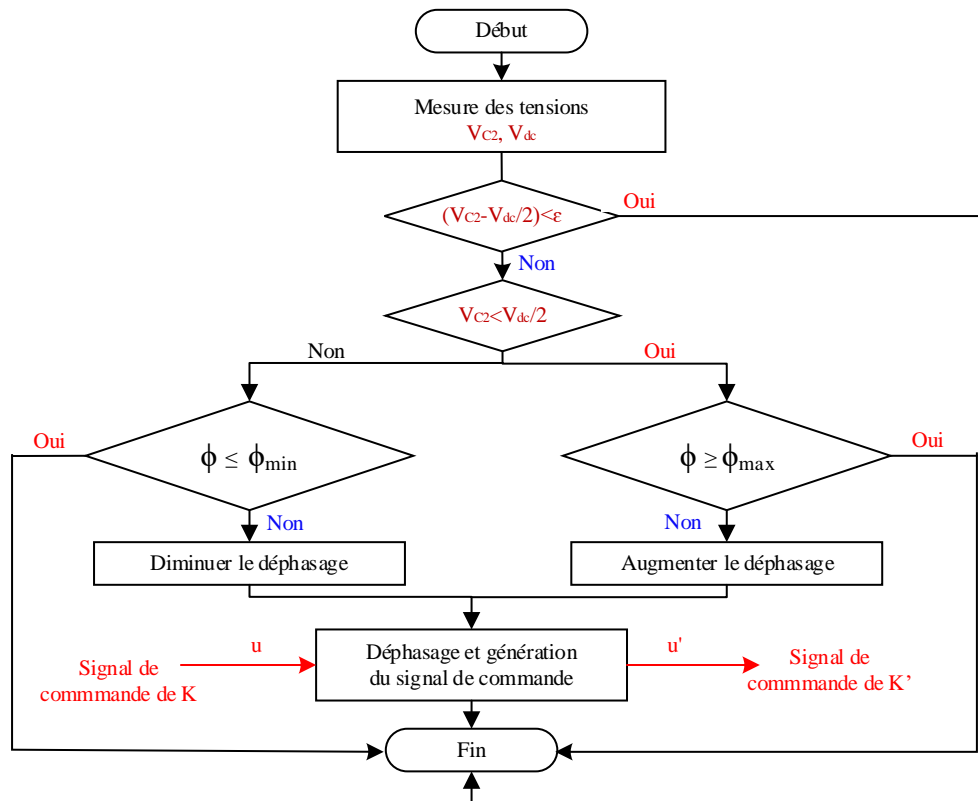


Figure 4.9 : Algorithme de déphasage pour l'équilibre de tension

L'algorithme dans la figure (4.9) compare la tension du condensateur inférieur (V_{C2}) à la moitié de la tension du bus continu. Si la différence entre ces deux tensions est faible $|V_{C2} - V_{dc}/2| < \epsilon$ aucun déphasage n'est introduit, ϵ est la différence de tension admissible. Sinon, si la tension V_{C2} est inférieure à $V_{dc}/2$, un déphasage positif $\Delta\phi > 0$ doit être introduit et inversement.

Le signal de commande déphasé est utilisé pour piloter le transistor K' du convertisseur élévateur à trois niveaux.

4.2 Contrôle de l'onduleur triphasé

La stratégie de contrôle de l'onduleur triphasé illustrée sur la figure (4.10) est destinée à :

- Réguler la tension V_{dc} avec un contrôleur flou.
- Contrôle de la vitesse du moteur asynchrone avec un contrôleur prédictif non linéaire en cascade.

4.2.1 Génération de vitesse de référence pour la régulation de la tension du bus DC

L'idée principale de contrôle du système de pompage d'eau est de transformer la puissance extraite instantanée P_{pv} en une puissance mécanique, en respectant l'efficacité globale du système η_{tot} . Pour assurer un fonctionnement normal du système de pompage d'eau, le moteur à induction doit consommer toute l'énergie fournie par les panneaux photovoltaïques. Par conséquent, la vitesse du moteur doit varier proportionnellement à la puissance photovoltaïque. Partant de cette hypothèse, la vitesse de référence notée ω_1^* qui correspond à la puissance photovoltaïque extraite P_{pv} est donnée sur la figure (4.10).

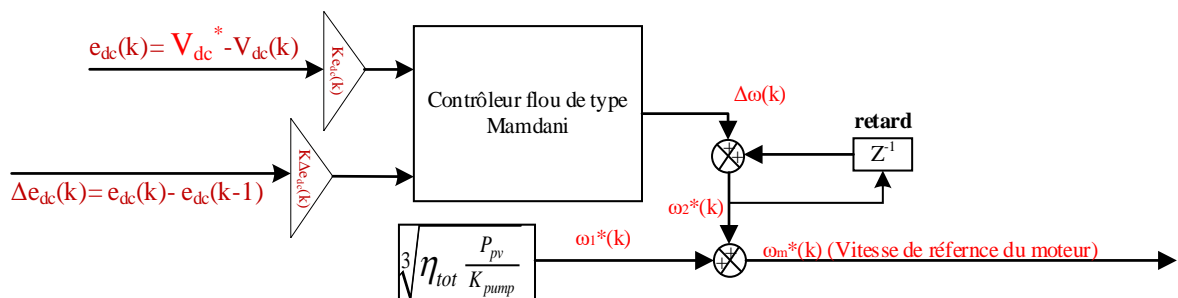


Figure 4.10 : Génération de la vitesse de référence pour la régulation de la tension du bus DC

Cependant, le fonctionnement avec la vitesse ω_1^* ne garantit pas la stabilité de la tension du bus continu. Par conséquent, le bloc contrôleur flou ajoute la vitesse ω_2^* à la vitesse ω_1^* jusqu'à ce que la tension du bus DC soit régulée. La vitesse de référence obtenue ω_m^* est envoyée au contrôleur prédictif. Dans ce travail, un contrôleur flou de type Mamdani est conçu pour générer la vitesse ω_2^* . La commande floue utilisée dans ce chapitre est la même que celle présentée dans le chapitre 3. L'erreur de tension ($e_{dc} = V_{dc}^* - V_{dc}$) et sa variation d'erreur ($\Delta e_{dc} = e_{dc}(k) - e_{dc}(k-1)$) sont les deux entrées du contrôleur flou et la vitesse incrémentée $\Delta \omega_2^*$ est sa sortie [109]. Les mêmes paramètres du contrôleur flou présentés dans le chapitre précédent sont

utilisés dans ce chapitre (fonctions d'appartenance, système d'inférence flou, mêmes règles floues, facteurs de normalisation, etc.).

4.2.3 Contrôle de vitesse avec un contrôleur prédictif non linéaire en cascade

Le but de ce contrôleur est de contrôler la vitesse, le couple et le flux rotor de manière synchrone en mettant en cascade deux boucles de contrôle. Dans la boucle de commande interne, une loi de commande prédictive non linéaire est conçue pour annuler les erreurs prédites de couple électromagnétique et de flux rotorique. Par la suite, une boucle de régulation externe est conçue avec une loi de commande prédictive monovariante. L'objectif de la boucle externe est de minimiser l'erreur de vitesse en générant le couple de référence T_{em}^* [95], [167].

a) Conception de la boucle de régulation interne

Dans la boucle de régulation interne, le couple et le module de flux rotorique sont les variables à réguler [167].

$$y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

La conception du modèle de prédiction est faite sur la base des dérivées de Lie, La dérivation des sorties (couple électromagnétique et le carré du flux rotorique) par rapport au temps est répétée r_1 fois jusqu'à ce que l'entrée $u(t)$ apparaisse.

Le calcul des dérivées de Lie pour la sortie couple électromagnétique est donné comme suit :

$$\begin{cases} y_1(t) = h_1(x) \\ \dot{y}_1(t) = L_f h_1(x) + L_{g_{11}} L_f h_1(x) V_{s\alpha}(t) + L_{g_{12}} h_1(x) V_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (4.14)$$

Le résultat du calcul montre que les composantes du vecteur d'entrée apparaissent après une dérivation d'ordre un, par conséquent, le degré relatif du couple électromagnétique est $r_1=1$.

Le calcul des dérivées de Lie pour le flux rotorique est donné par :

$$\begin{cases} y_2(t) = h_2(x) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) \\ \ddot{y}_2(t) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_{21}} L_f h_2(x) V_{s\alpha}(t) + L_{g_{22}} L_f h_2(x) V_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (4.15)$$

La dérivée du second ordre fait apparaître les composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, par conséquent, le degré relatif du module carré du flux du rotor est $r_2 = 2$. Le détail du calcul des dérivées de Lie est présenté dans l'Annexe B. L'écriture matricielle du vecteur de sortie en fonction des dérivées de Lie est donnée par l'équation suivante :

$$Y(t) = \begin{bmatrix} y(t) & \dot{y}(t) & \ddot{y}(t) \end{bmatrix}^T = Y_1(t) + G_1(x)u(t) \quad (4.16)$$

Où,

$$Y_1(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) & h_2(x) & L_f h_1(x) & L_f h_2(x) & 0 & L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix}^T \quad G_1(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & L_{g_1} h_1(x) & 0 & 0 & L_{g_1} L_f h_2(x) \\ 0 & 0 & L_{g_2} h_1(x) & 0 & 0 & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{bmatrix}^T$$

L'idée principale du contrôle prédictif non linéaire est de trouver le vecteur de contrôle optimal $u(t)$ qui minimise la fonction de coût J . La fonction de coût quadratique J à minimiser est définie en un temps de prédiction fini $(t + \tau_r)$ par [109] :

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\tau_r} (y(t + \tau) - y_r(t + \tau))^T (y(t + \tau) - y_r(t + \tau)) d\tau \quad (4.17)$$

La prédiction d'une composante y_i à un temps de prédiction τ est calculée avec le développement en série de Taylor.

$$y_i(t + \tau) = h_i(x) + \tau L_f h_i(x) + \frac{\tau^2}{2!} L_f^2 h_i(x) + \dots + \frac{\tau^{r_i}}{r_i!} L_f^{r_i} h_i(x) + \frac{\tau^{r_i}}{r_i!} L_g L_f^{(r_i-1)} h_i(x) u(t) \quad (4.18)$$

Avec r_i est le degré relatif de la sortie y_i . Les sorties prédites obtenues en (4.18) peuvent être réécrites sous la forme matricielle suivante :

$$y(t + \tau) = \bar{T}(\tau) Y(t) \quad (4.19)$$

Où,

$$\bar{T}(\tau) = \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & \tau I_{2 \times 2} & \frac{\tau^2}{2} I_{2 \times 2} \end{bmatrix}$$

Un calcul similaire à celui de (4.19) est utilisé pour calculer la sortie de référence prédite $y_r(t + \tau)$:

$$y_r(t + \tau) = \bar{T}(\tau) Y_r(t) \quad (4.20)$$

Où,

$$Y_r(t) = \begin{bmatrix} y_{r_1}(t) & y_{r_2}(t) & \dot{y}_{r_1}(t) & \dot{y}_{r_2}(t) & 0 & \ddot{y}_{r_2}(t) \end{bmatrix}^T \quad \text{et} \quad y_r = (T_e^* \phi_r^{2*})^T$$

La fonction de coût exprimée en (4.17) peut être simplifiée sous la forme suivante :

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\tau_r} (Y(t) - Y_r(t))^T \bar{T}(\tau)^T \bar{T}(\tau) (Y(t) - Y_r(t)) d\tau \quad (4.21)$$

$$J = (Y_1(t) + G_1(x)u(t) - Y_r(t))^T \bar{\Pi} (Y_1(t) + G_1(x)u(t) - Y_r(t)) \quad (4.22)$$

Où,
$$\bar{\Pi} = \int_0^{\tau_r} \bar{T}(\tau)^T \bar{T}(\tau) d\tau$$

Enfin, la loi de commande prédictive qui minimise la fonction de coût J est donnée par [16] :

$$\frac{\partial J}{\partial u} = 0 \quad (4.23)$$

$$u(t) = \left[G_1^T(x) \bar{\Pi} G_1(x) \right]^{-1} G_1^T(x) \bar{\Pi} [Y_r(t) - Y(t)] \quad (4.24)$$

b) Conception du contrôleur de la boucle externe

La boucle externe est constituée d'un simple contrôleur prédictif qui vise à suivre la trajectoire de la vitesse de référence ω_m^* par la génération du couple optimal T_e^* [95].

L'équation mécanique du moteur asynchrone s'exprime par :

$$\dot{\omega}(t) = -\frac{f_r}{J} \omega(t) + \frac{1}{J} T_{em}(t) - \frac{1}{J} T_l(t) \quad (4.25)$$

Le couple résistant instantané $T_l(t)$ est calculé par la loi d'affinité de la pompe centrifuge :

$$T_l(t) = \left(K_{pump} \omega_m^2 \right)^{\frac{1}{3}} \quad (4.26)$$

La prédiction de la vitesse dans un temps de prédiction fini (τ_r) est donnée par :

$$\dot{\omega}(t + \tau_r) = \omega(t) + \tau_r \dot{\omega}(t) \quad (4.27)$$

En utilisant la dynamique mécanique (f), l'équation (d) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{\omega}(t + \tau_r) = \omega(t) + \tau_r \left(-\frac{f_r}{J} \omega(t) + \frac{1}{J} T_{em}(t) - \frac{1}{J} T_l(t) \right) \quad (4.28)$$

De même, la vitesse de référence prédite peut s'écrire en fonction du temps de prédiction τ_r comme suit :

$$\dot{\omega}^*(t + \tau_r) = \dot{\omega}^*(t) + \tau_r \ddot{\omega}^*(t) \quad (4.29)$$

L'objectif du contrôleur prédictif externe est d'annuler l'erreur de suivi définie par :

$$\dot{\omega}(t + \tau_r) - \dot{\omega}^*(t + \tau_r) = 0 \quad (4.30)$$

Par conséquent, le couple électromagnétique optimal est déduit de (4.30) [95], [166], [167].

$$T_{em}^*(t) = -\frac{J}{\tau_r}(\omega(t) - \omega^*(t)) + f_r \omega(t) + J \dot{\omega}^*(t) + T_1(t) \quad (4.31)$$

4.2.4 Schéma global de commande

Le schéma de commande général du système de pompage basé sur le convertisseur Boost à trois niveaux est illustré sur la figure (4.11). Il comprend trois contrôleurs :

- Un contrôleur MPPT hybride basé sur la logique floue (FLC) et la Conductance Incrémentale.
- Un régulateur de tension de bus DC basé sur la logique floue.
- Un régulateur de vitesse basé sur un contrôle prédictif non linéaire en cascade. Le régulateur prédictif se compose de quatre blocs essentiels : le bloc régulateur interne, le bloc régulateur externe, le bloc observateur de flux rotorique et le bloc SVM.

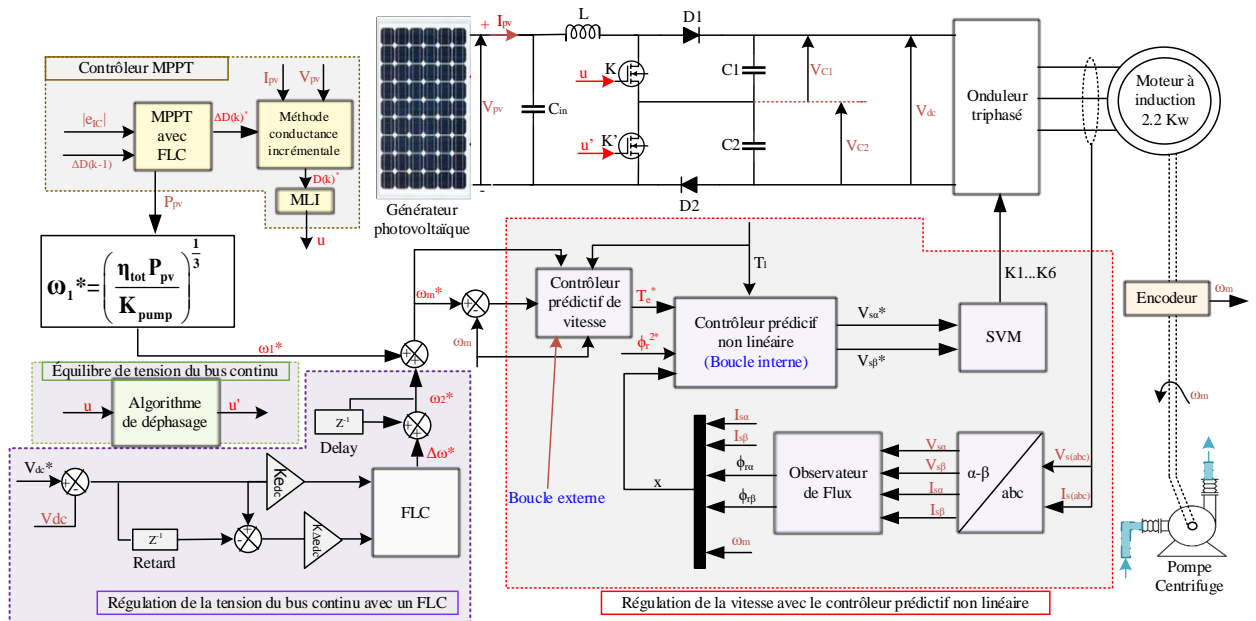


Figure 4.11 : Schéma de contrôle global proposé pour le système de pompage solaire

5. Résultats de la simulation

Premièrement, le système de pompage étudié a été simulé dans l'environnement MATLAB/Simulink en utilisant un schéma de contrôle conventionnel. Dans le schéma de contrôle conventionnel, la méthode de Conductance Incrémentale traditionnelle est appliquée pour suivre le point de puissance maximum, puis la commande vectorielle à flux orienté est appliquée pour contrôler le moteur asynchrone. Pour permettre une comparaison équitable, le schéma de contrôle développé est simulé dans les mêmes conditions climatiques que le schéma de contrôle conventionnel. Les paramètres du générateur solaire photovoltaïque et de la machine asynchrone sont indiqués dans l'Annexe C.

La figure (4.12) présente les résultats de simulation des grandeurs électriques liées au convertisseur boost à trois niveaux. Cette figure contient les courbes suivantes : (a) le profil d'irradiation, (b) la puissance photovoltaïque P_{pv} , (c) la tension du bus continu (d) les tensions des condensateurs C1 et C2 et (e) la différence absolue $|V_{C1}-V_{C2}|$. Afin d'évaluer les performances des contrôleurs développés, un profil d'irradiation dynamique a été choisi, comme le montre la figure (4.12-a). Au départ, l'irradiation varie linéairement de $800W/m^2$ à $400W/m^2$, par la suite, elle est augmentée de $400W/m^2$ à $1000W/m^2$. Par contre, la température est restée constante à $25^{\circ}C$ en raison de son faible effet sur les grandeurs photovoltaïques.

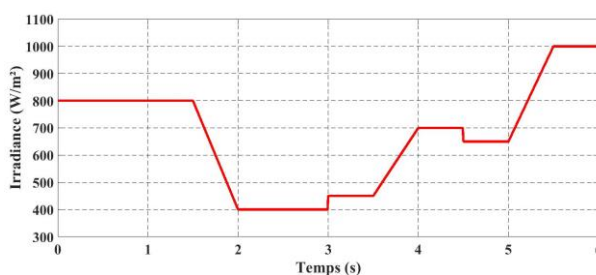
Tout d'abord, le système photovoltaïque est simulé avec l'algorithme de Conductance Incrémentale classique, puis la simulation est reprise avec l'algorithme MPPT proposé. Pour concilier entre la vitesse de poursuite et la réduction des oscillations de puissance, un pas d'incrémentaire moyen est choisi ($\Delta D = 5 \times 10^{-4}$) pour la technique conventionnelle. La figure (4.12-b) montre l'amélioration de la puissance extraite avec l'algorithme hybride en termes de vitesse de convergence vers le PPM et la réduction de l'amplitude d'oscillation autour de ce point. Avec le MPPT proposé, la vitesse de suivi devient plus rapide surtout au début de la simulation, au démarrage ($800W/m^2$) le système se stabilise autour de son point de puissance maximum en 0.35s, par contre l'algorithme classique basé sur un pas fixe atteint le PPM en 0.7s. De même, les vues zoom sur la figure de puissance montrent que l'algorithme adaptatif suit le PPM avec une grande précision en régime permanent. Le tableau (4.2) donne les valeurs de la puissance moyenne en régime permanent (Puis. Moy.) et l'amplitude des oscillations autour du PPM (Osc. Puis.) en fonction de variation d'irradiation. À partir de ce tableau, nous concluons qu'avec l'algorithme de Conductance Incrémentale classique, la précision de suivi de puissance est détériorée sous des faibles valeurs d'irradiation, par contre, avec le MPPT modifié, la

précision en régime permanent est augmentée jusqu'à 10,8% sous une irradiation de 400W/m² et jusqu'à 6,38 % pour une irradiation de 450W/m².

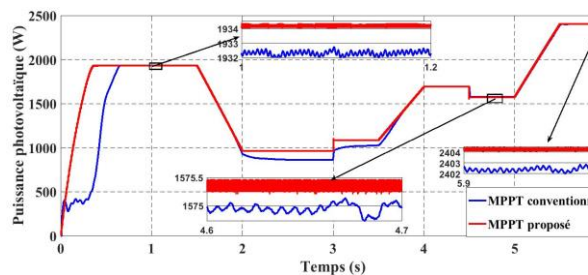
En revanche, l'analyse de la courbe de tension du bus continu montre que la tension V_{dc} reste assez proche de sa référence ($V_{dc}^*=350V$) tout au long de la simulation, comme le montre la figure (4.12-c). De plus, la figure (4.12-d) démontre que les tensions des condensateurs sont toujours équilibrées même en cas de changement rapide d'irradiation. Enfin, la figure (4.12-e) montre que l'erreur absolue entre les tensions V_{C1} et V_{C2} est toujours inférieure à 0,4 V ($|V_{C1} - V_{C2}| < 0,4 V$).

Tableau 4.2 : Etude comparative des techniques MPPT

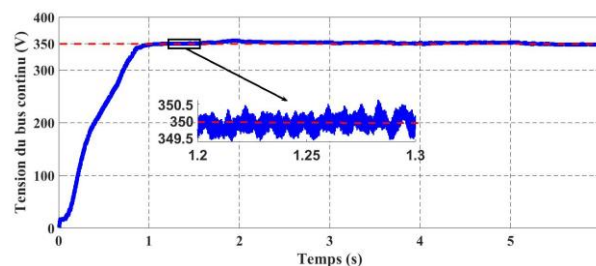
		Irradiation (W/m ²)											
		800		400		450		700		650		1000	
		Puis. Moy. (W)	Osc. Puis. (W)	Puis. Moy. (W)	Osc. Puis. (W)	Puis. Moy. (W)	Osc. Puis. (W)	Puis. Moy. (W)	Osc. Puis. (W)	Puis. Moy. (W)	Osc. Puis. (W)	Puis. Moy. (W)	Osc. Puis. (W)
Proposé		1934.2	0.2	967.5	0.1	1089.85	0.1	1695.5	0.1	1575.4	0.2	2404.4	0.4
Classique		1932.1	0.7	863	3	1020	4	1694.5	0.5	1575	2.2	2402.2	2



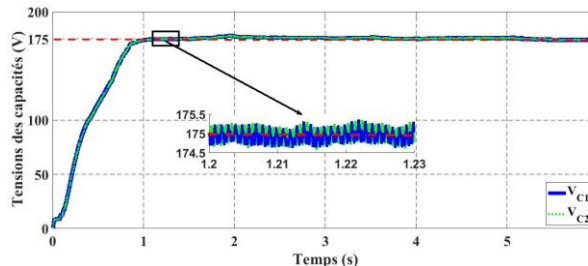
(a) irradiation



(b) puissance photovoltaïque



(c) tension du bus continu



(d) tension des capacités C1 et C2

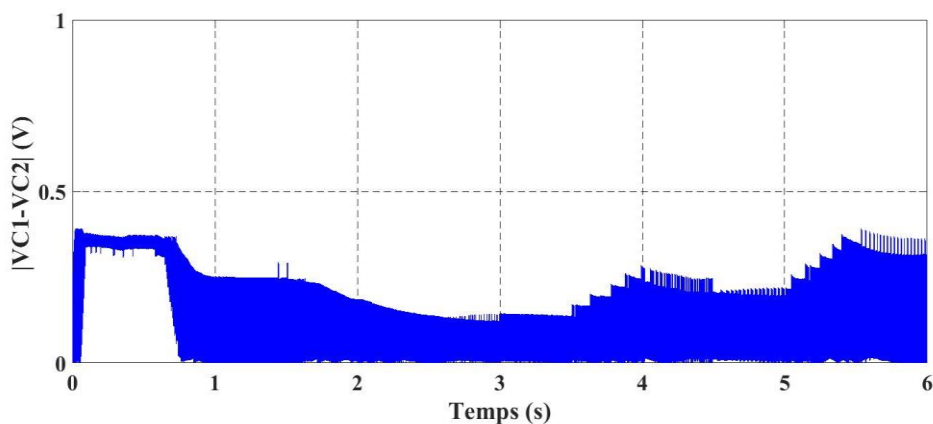
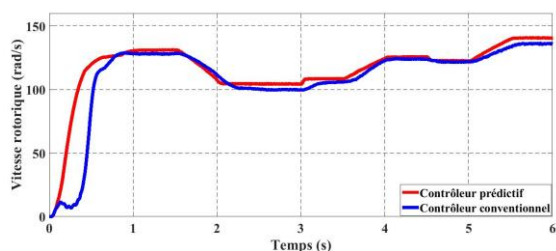
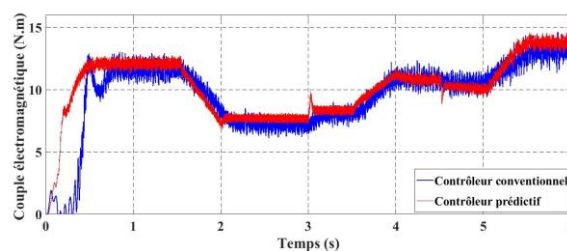
(e) différence de tensions $|V_{C1} - V_{C2}|$

Figure 4.12 : Résultats de simulation du système photovoltaïque pour les schémas de contrôle conventionnel et proposé

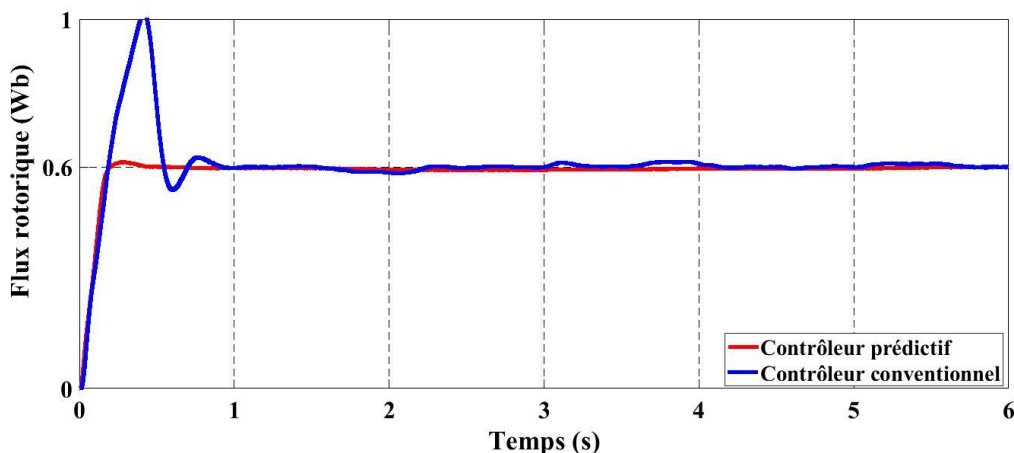
La figure (4.13) présente les résultats de la simulation du moteur triphasé sous les schémas de contrôle conventionnel et proposé. Cette figure représente les courbes suivantes : (a) la vitesse rotorique m , (b) le couple électromagnétique et (c) le flux rotorique. Les formes d'onde de la vitesse sur la figure (4.13-a) montrent que le contrôleur prédictif suit le changement de la puissance photovoltaïque avec une dynamique rapide. En revanche, le régulateur de vitesse basé sur la commande vectorielle classique suit la vitesse de référence avec une dynamique plus lente. La boucle interne du contrôleur prédictif génère la loi de commande optimale qui minimise l'erreur de couple ; pour cette raison, le contrôleur prédictif fournit la meilleure réponse transitoire du couple et les ondulations de couple sont minimisées de 50 % pour certaines irradiations, comme le montre la figure (4.13-b). La figure (4.13-c) démontre que le contrôleur prédictif laisse le flux rotorique collé à sa référence ($\phi_r^* = 0,6\text{Wb}$) ; ceci assure un découplage complet entre le flux et le couple. Au contraire, on peut observer à partir de la même figure que la commande vectorielle traditionnelle offre un découplage partiel entre le couple et le flux en régime transitoire car le module du flux rotorique est légèrement affecté.



(a) vitesse rotorique



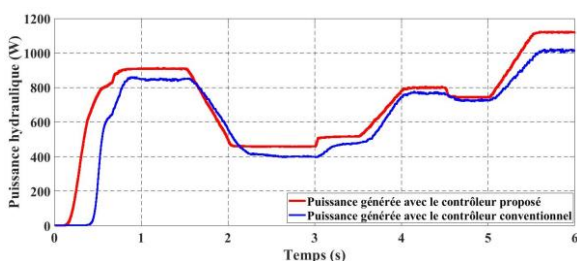
(b) couple électromagnétique



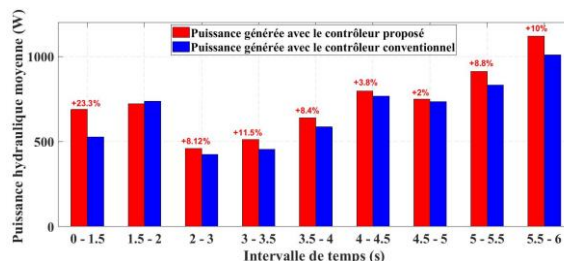
(c) flux rotorique

Figure 4.13 : Résultats de simulation des paramètres du moteur à induction avec les schémas de contrôle conventionnel et proposé

Étant donné que la version améliorée de l'algorithme de conductance incrémentielle suit le PPM avec une excellente dynamique et que le moteur à induction fonctionne avec des performances élevées avec le contrôleur prédictif, la puissance hydraulique de sortie est donc améliorée (voir la figure (4.14-a)). Un résumé comparatif en termes de puissance hydraulique est présenté sur la figure (4.14-b). La puissance hydraulique est augmentée jusqu'à 23,3% pendant la période de démarrage, l'amélioration significative de la puissance hydraulique pendant cette période est due au temps court de stabilisation de la puissance photovoltaïque et à la réponse rapide du moteur asynchrone. Pour le reste des intervalles, le taux d'amélioration de la puissance varie de 2 % à 10 % en régime permanent.



(a) la puissance hydraulique



(b) graphiques à barres de la puissance hydraulique moyenne

Figure 4.14 : Résultats de simulation de la puissance hydraulique avec les schémas de contrôle conventionnel et proposé

6. Conclusion

Un contrôle non linéaire d'un système de pompage d'eau sans batteries basé sur un convertisseur boost à trois niveaux a été présenté dans ce chapitre. Tout d'abord, le convertisseur à trois niveaux a été présenté et ses modes de fonctionnement sont analysés. Par la suite, un algorithme hybride à pas variable basé sur la logique floue et l'algorithme de Conductance Incrémentale a été utilisé pour le suivi du point de puissance maximum. Un deuxième contrôleur basé sur la logique floue a été suggéré pour maintenir la tension d'alimentation de l'onduleur fixe. Pour assurer un bon fonctionnement du convertisseur élévateur à trois niveaux, la technique de déphasage a été proposée pour équilibrer les tensions des condensateurs du bus continu. Enfin, un contrôleur prédictif non linéaire en cascade a été utilisé pour contrôler la vitesse du moteur à induction.

Une comparaison a été faite entre le schéma de contrôle proposé et le schéma conventionnel. Les performances de l'algorithme MPPT proposé se sont avérées meilleures que celles de l'algorithme de Conductance Incrémentale conventionnel. Au démarrage du système, le temps de convergence vers le point de puissance maximum est réduit à deux, de plus, les fluctuations de puissance ont été réduites jusqu'à 20 fois. En revanche, le contrôleur prédictif du moteur asynchrone a montré de meilleures performances que le contrôle vectoriel conventionnel, telles qu'une dynamique de vitesse rapide, des ondulations de couple réduites et un bon découplage entre couple et flux.

Enfin, la tension de sortie du convertisseur élévateur à trois niveaux est régulée et équilibrée. La technique de déphasage a démontré que la différence absolue des tensions V_{C1} et V_{C2} est toujours inférieure à 0,4V pour différentes valeurs de puissance d'entrée. Ce convertisseur permet l'extraction du point de puissance maximale à l'aide d'un seul commutateur puis la tension de sortie est équilibrée avec le second commutateur. Le partage de la tension de sortie entre les capacités permet au convertisseur de fonctionner avec des condensateurs et des transistors de tension nominale réduite, donc le coût total du système sera minimisé. Étant donné que les résultats globaux indiquaient un fonctionnement à haute performance avec les contrôleurs non conventionnels, la puissance hydraulique moyenne a donc été optimisée. La puissance hydraulique moyenne a été augmentée de 23 % au démarrage du système, puis le taux d'optimisation de la puissance hydraulique varie de 2 % à 10 % pour les autres niveaux d'irradiation.

Chapitre 5 : Contrôle non linéaire robuste d'un système de pompage d'eau hybride

1. Introduction :

Les systèmes de pompage solaires sans batteries fonctionnent proprement au fil du soleil, au lieu de stocker de l'électricité dans des batteries ils stockent de l'eau dans un réservoir. En cas d'ensoleillement insuffisant, il est nécessaire de prévoir un réservoir d'eau de capacité suffisante pour assurer quelques jours d'approvisionnement en eau. Cependant, l'approvisionnement en eau peut ne pas toujours être précis, en particulier lors de changements drastiques des conditions climatiques. Lorsque l'eau est nécessaire à tout moment, de jour comme de nuit, il est recommandé d'utiliser des batteries de stockage d'énergie. L'énergie stockée pourrait être utilisée plus tard pour faire fonctionner le système avec un débit variable choisi par l'utilisateur. Cette énergie pourrait être utilisée également pour alimenter d'autres charges électriques ou l'exporter vers le réseau électrique.

Le convertisseur DC-DC bidirectionnel est le facteur clé de la gestion de l'énergie entre la source photovoltaïque, la batterie et les différentes charges [26]. Ce type de convertisseur est principalement utilisé dans les systèmes hybrides tels que le système de pompage hybride et les véhicules électriques. Dans ce convertisseur, les convertisseurs Buck et Boost sont connectés de manière antiparallèle, ce qui permet la transmission du flux d'énergie de manière bidirectionnelle.

Le contrôle par mode glissant (SMC) a été appliqué dans de nombreuses applications, y compris le suivi du point de puissance maximum (PPM) [168] – [170]. Le contrôle par mode glissant permet un suivi rapide du PPM en raison de sa stabilité, une réponse rapide et une capacité à gérer les incertitudes [171] – [173]. La quantité d'énergie extraite des panneaux solaires ne dépend pas seulement de l'algorithme MPPT utilisé mais dépend également des performances du régulateur utilisé. Le contrôleur par mode glissant conventionnel basé sur la modulation d'hystérésis (MH) souffre d'une fréquence de commutation variable, ainsi que sa précision est faible en régime permanent [133]. Les faiblesses du contrôleur conventionnel peuvent être éliminées en modifiant la structure de la surface de glissement ou en utilisant d'autres approches telles que l'approche simple intégrale (ISMC) et l'approche intégrale double (DISMC).

Ce chapitre présente une commande non linéaire d'un système de pompage hybride alimenté par un générateur photovoltaïque et une batterie comme source d'énergie de secours. Le but de ce système est de pomper de l'eau en continu quelles que soient les conditions météorologiques. D'un point de vue contrôle, trois contrôleurs par mode glissant seront étudiés

et comparés pour le suivi du point de puissance maximum. Ces contrôleurs sont basés respectivement sur le contrôleur SMC classique (SMC-MPPT), le contrôleur SMC à base d'une intégrale simple (ISMC) et puis un contrôleur SMC à base d'une intégrale double (DISMC). Ensuite, un convertisseur Buck-boost bidirectionnel est adopté pour la gestion d'énergie entre la batterie et le bus DC. L'utilisation de deux contrôleurs PI pour piloter le convertisseur bidirectionnel ne garantit pas de bonnes performances lorsque ce convertisseur fonctionne en dehors du point de fonctionnement [174], [93]. Pour cette raison, les caractéristiques utiles de la théorie du mode glissant seront exploitées pour contrôler le convertisseur bidirectionnel. Le pilotage du convertisseur bidirectionnel est assuré par deux contrôleurs SMC, en mode de décharge de la batterie, le convertisseur bidirectionnel est piloté par un régulateur DISMC, puis il est contrôlé par un contrôleur ISMC lors de la charge de la batterie. Le contrôle prédictif non linéaire généralisé est choisi pour piloter un moteur à induction, le contrôleur prédictif est connu par sa dynamique rapide et sa grande capacité à rejeter les perturbations.

Le système de pompage hybride est modélisé et simulé dans le logiciel MATLAB/Simulink. Sur la base des résultats de la simulation, le DISMC-MPPT est comparé à d'autres techniques telles que le ISMC-MPPT et le SMC-MPPT. Le DISMC-MPPT offre les meilleures performances de suivi par rapport aux techniques ISMC-MPPT et SMC-MPPT. De plus, le contrôleur glissant conçu pour le convertisseur bidirectionnel régule la tension du bus DC avec des performances supérieures à celles du contrôleur PI conventionnel. Enfin, le contrôleur prédictif régule la vitesse du moteur avec une grande robustesse.

2. Présentation de la configuration du système

Un système de pompage d'eau hybride est illustré sur la figure (5.1) Le système global se compose d'un générateur photovoltaïque comme une source d'énergie principale et d'une batterie comme une source d'énergie secondaire. Le système comprend deux convertisseurs statiques DC-DC tels qu'un convertisseur Boost unidirectionnel utilisé pour le suivi du point de puissance maximum et un convertisseur Buck-boost bidirectionnel qui assure le flux d'énergie bidirectionnel entre le bus DC et la batterie. Enfin, un onduleur triphasé à deux étages est utilisé pour contrôler un moteur à induction avec une pompe centrifuge.

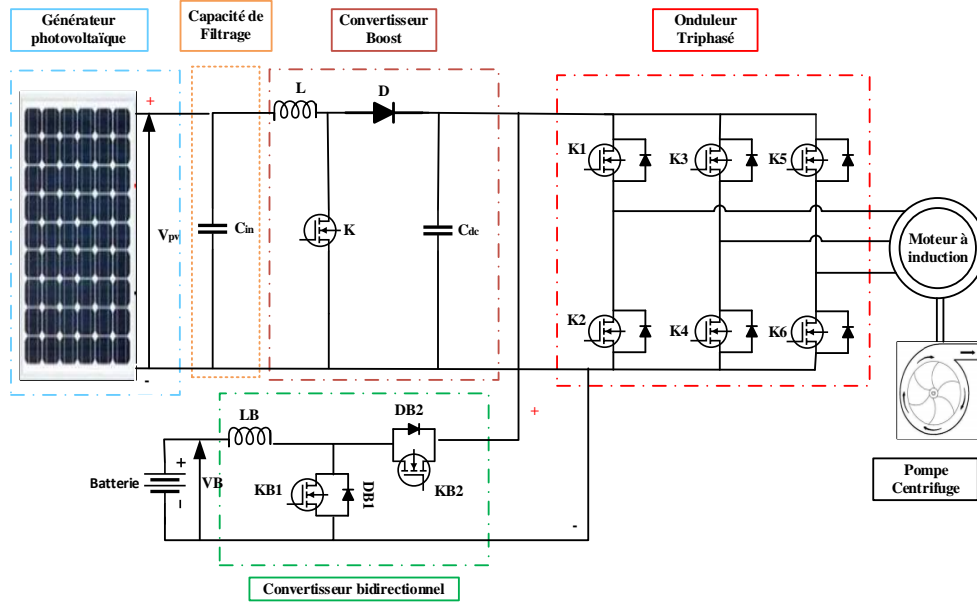


Figure 5.1 : Système de pompage hybride

Le dispositif de stockage d'énergie nécessite un circuit d'adaptation bidirectionnel pour contrôler son processus de charge et de décharge. Le convertisseur Buck-boost bidirectionnel illustré sur la figure (5.2) fonctionne en mode boost pour décharger la batterie, comme il peut fonctionner en mode Buck pour charger la batterie. Le courant du bus DC i_{dc} peut être positif ou négatif. Par conséquent, le courant d'inductance circule dans les deux sens, sa valeur est positive lorsque le convertisseur fonctionne en mode Boost, il prend une valeur négative lorsque le mode de stockage d'énergie est actif (Buck) [176].

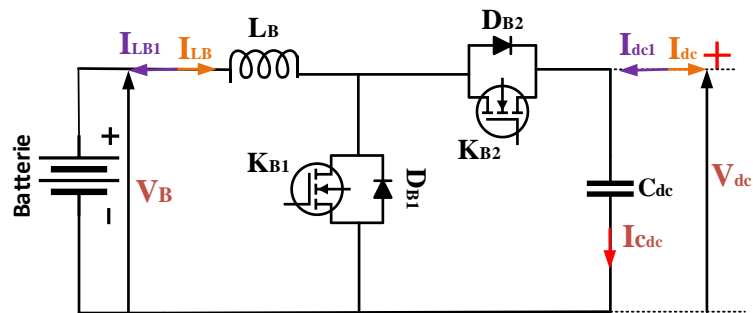


Figure 5.2 : Convertisseur Buck-boost bidirectionnel

Le dimensionnement de l'inductance du convertisseur Buck-boost est fait en considérant que le convertisseur bidirectionnel peut fonctionner à la fois comme un convertisseur élévateur et un convertisseur abaisseur. En mode de conduction continue, la valeur de l'inductance est choisie en fonction des ondulations de courant Δ_{ILB} et de la fréquence de découpage f_s comme indiqué dans l'équation suivante [177].

$$\begin{cases} L_{bu} \geq \frac{V_B \times (1 - D_{bu})}{\Delta_{ILB} \times f_s} & \text{Pour le mode de fonctionnement buck} \\ L_{bo} \geq \frac{V_B \times (D_{bo})}{\Delta_{ILB} \times f_s} & \text{Pour le mode de fonctionnement boost} \end{cases} \quad (5.1)$$

Où, D_{bu} est le rapport cyclique appliqué pendant le mode Buck. D_{bo} est le rapport cyclique appliqué pendant le mode Boost. La valeur d'inductance choisie est la valeur maximale entre L_{bu} et L_{bo} ($L_B = \max(L_{bu}, L_{bo})$). À la fréquence de commutation $f_s = 20\text{KHz}$ la valeur d'inductance choisie est $L_B = 3\text{mH}$.

3. Suivi du point de puissance maximum avec des contrôleurs glissants

3.1 MPPT a base du contrôleur par mode glissant conventionnel

a) Choix de la surface de glissement

Dans le SMC-MPPT classique, la surface de commutation sélectionnée est définie par l'équation suivante [128] :

$$S(x) = \frac{dP_{pv}}{dv_{pv}} = i_{pv} + \frac{di_{pv}}{dv_{pv}} v_{pv} \quad (5.2)$$

Lorsque le point de puissance maximum est atteint, la dérivée de puissance par rapport à la tension photovoltaïque est nulle.

$$S(x) = \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad (5.3)$$

La figure (5.3) montre que la caractéristique P-V peut être subdivisée en trois zones différentes selon le signe de la surface de glissement ($S(x) > 0$, $S(x) = 0$ et $S(x) < 0$).

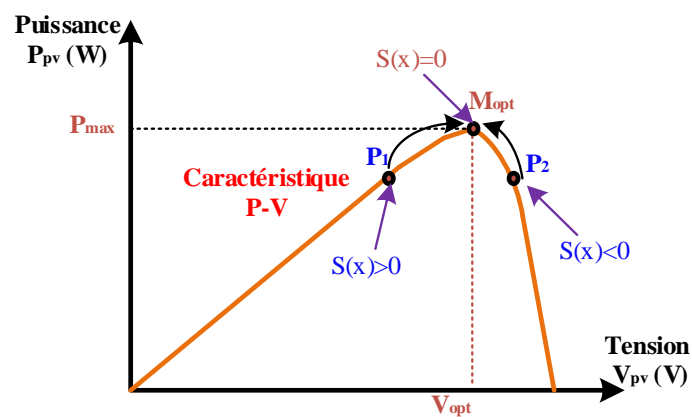


Figure 5.3 : Subdivision de la caractéristique P-V

Si $S(x) > 0$, la tension photovoltaïque doit être augmentée, donc l'interrupteur du convertisseur élévateur doit être maintenu à zéro. D'autre part, lorsque $S(x) < 0$, la tension v_{pv} doit être réduite, par la suite une valeur logique '1' doit être appliquée au commutateur. Par la suite, la loi générale de commande du convertisseur boost est définie par :

$$\begin{cases} u = 0 & \text{si } S(x) < 0 \\ u = 1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (5.4)$$

b) Synthèse de la loi de commande

Considérant que le convertisseur élévateur fonctionne en conduction continue, les variables d'état choisies sont la tension photovoltaïque, le courant d'inductance i_L et la tension V_{dc} .

$$x = [v_{pv} \ i_L \ v_{dc}]^T \quad (5.5)$$

Le modèle d'état du convertisseur élévateur est présenté en termes de signal de commande u comme suit :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (5.6)$$

Où,

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{i_{pv}}{C_{in}} & \frac{v_{dc}}{L} & \frac{v_{dc}}{r_{dc}C_{dc}} - \frac{i_L}{C_{dc}} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{i_L}{C_{in}} & \frac{v_{pv} - v_{dc}}{L} & \frac{i_L}{C_{dc}} \end{bmatrix}^T$$

Le calcul de la commande équivalente se fait par la dérivation de la surface de glissement.

$$\dot{S}(x) = \frac{dS(x)}{dt} = \frac{\partial S(x)}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial S(x)}{\partial x} (f(x) + g(x)u) = L_f(S(x)) + L_g(S(x))u_{eq} = 0 \quad (5.7)$$

$$u_{eq} = -\frac{L_f(S(x))}{L_g(S(x))} \quad (5.8)$$

Les fonctions $L_f(S(x))$ et $L_g(S(x))$ représentent respectivement les dérivées de Lie de la fonction $S(x)$ dans la direction des champs de vecteurs $f(x)$ et $g(x)$. Elles sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} L_f(S(x)) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial(S(x))}{\partial x_i} f_i(x) = \left[\frac{\partial^2 i_{pv}}{\partial^2 v_{pv}} v_{pv} + 2 \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}} \right] \frac{i_{pv}}{C_{in}} \\ L_g(S(x)) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial(S(x))}{\partial x_i} g_i(x) = - \left[\frac{\partial^2 i_{pv}}{\partial^2 v_{pv}} v_{pv} + 2 \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}} \right] \frac{i_L}{C_{in}} \end{cases} \quad (5.9)$$

Par substitution de (5.9) dans (5.8) le signal de commande équivalent est donné par :

$$u_{eq} = - \frac{i_{pv}}{i_L} \quad (5.10)$$

En ajoutant le terme de commande discontinu à l'équation (5.10), le signal de commande global est [128] :

$$u = u_{eq} + u_s = - \frac{i_{pv}}{i_L} + K \operatorname{sgn}(S(x)) \quad (5.11)$$

La figure (5.4) montre le schéma de contrôle du SMC-MPPT conventionnel pour le suivi du point de puissance maximum.

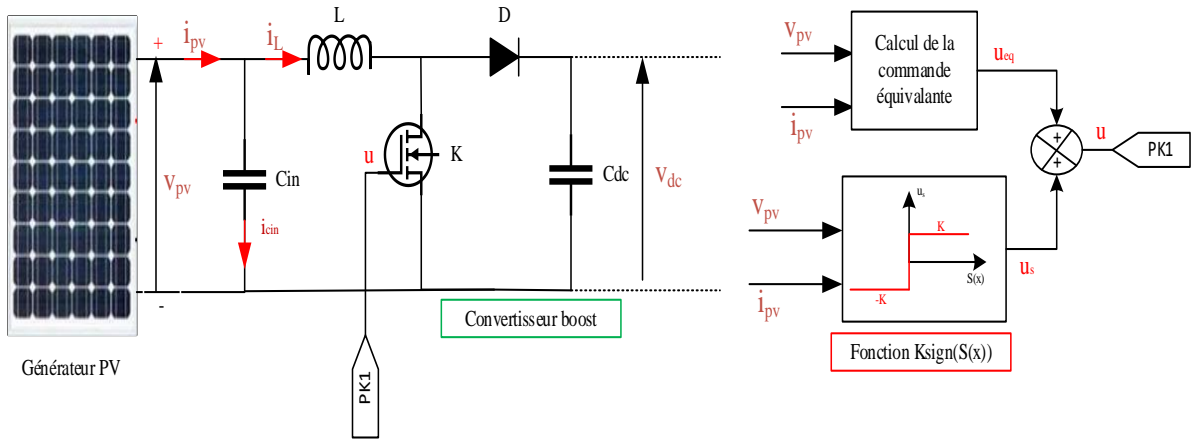


Figure 5.4 : Suivi du PPM avec le SMC-MPPT conventionnel

c) Existence de la surface de glissement

Pour simplifier, la résistance série du générateur photovoltaïque est considérée comme négligeable et la résistance parallèle est considérée comme infinie. Le modèle mathématique de la caractéristique courant-tension (I-V) du générateur photovoltaïque devient :

$$i_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_r \left[\exp \left(q \frac{v_{pv}}{n_s v_t} \right) - 1 \right] \quad (5.12)$$

Où , n_s est le nombre de cellules en série, v_t est le potentiel thermodynamique et N_p est le nombre de branches en parallèle.

À partir de (5.12) on peut démontrer que la surface de glissement s'exprime par [128] :

$$S(x) = i_{pv} + \frac{di_{pv}}{dv_{pv}} v_{pv} = N_p I_{cc} - \left[\left(N_p I_{cc} + N_p I_{cc} \frac{v_{pv}}{n_s v_t} \right) \exp \left(\frac{v_{pv} - N_s V_{co}}{n_s v_t} \right) \right] \quad (5.13)$$

Où, N_s est le nombre de modules en série, I_{cc} est le courant de court-circuit et V_{co} est la tension en circuit ouvert.

La dérivée de la surface de glissement en fonction des paramètres du système photovoltaïque s'exprime par :

$$\dot{S}(x) = - \left(2 + \frac{v_{pv}}{n_s v_t} \right) \frac{N_p I_{cc}}{n_s v_t} \left[\exp \left(\frac{v_{pv} - N_s V_{oc}}{n_s v_t} \right) \right] \frac{dv_{pv}}{dt} \quad (5.14)$$

Pour que la surface de glissement soit attractive, il suffit que la condition de Lyapunov soit vérifiée :

$$S(x) \cdot \frac{dS(x)}{dt} < 0 \quad \forall t \quad (5.15)$$

À partir de l'équation (5.14), le signe de $dS(x)/dt$ dépend directement du signe de $-dv_{pv}/dt$. L'existence de la surface de glissement peut être vérifiée comme suit :

- $S(x) > 0$: dans ce cas, le point de fonctionnement est à gauche du PPM, la tension doit être augmentée dans le temps pour atteindre le PPM. Cela signifie que le rapport $-dv_{pv}/dt$ est négatif donc la condition d'accessibilité est vérifiée.
- $S(x) < 0$: dans ce cas, le point de fonctionnement est à droite du PPM, la tension doit être décrétementée pour atteindre la tension optimale. Cela signifie que le rapport $-dv_{pv}/dt$ doit être positif. Par conséquent, la condition d'existence de surface est toujours vérifiée.

3.2 Suivi du point de puissance maximum avec des contrôleurs par mode glissant avancés

La figure (5.5) montre le schéma du contrôleur MPPT proposé. Le contrôleur MPPT comprend un algorithme Perturbation et Observation qui génère la tension de référence V_{pv}^* . Ensuite, un contrôleur par mode glissant est utilisé pour forcer la trajectoire d'état du convertisseur à suivre la tension de référence.

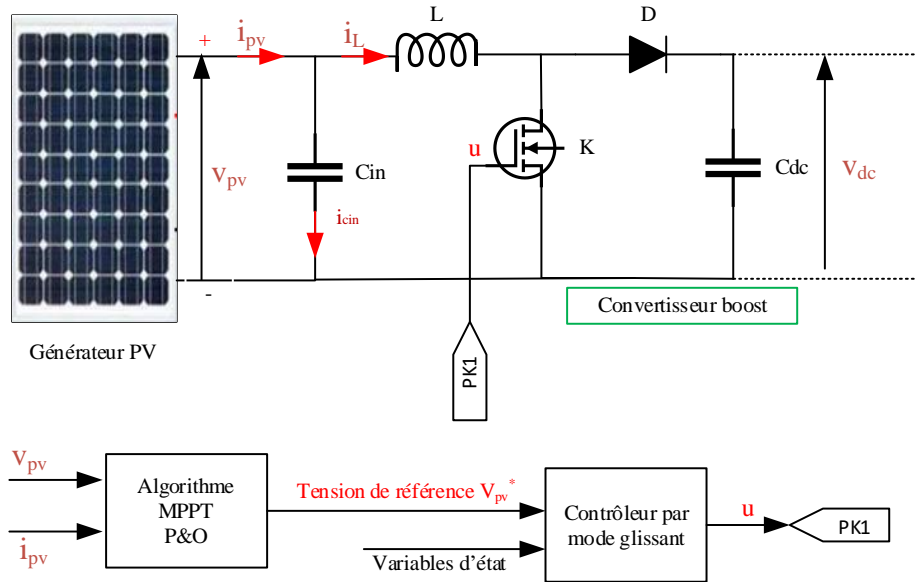


Figure 5.5 : Contrôle du point de puissance maximal avec un contrôleur par mode glissant

3.2.1 Contrôle du point de puissance maximum avec le ISMC

Considérant que le convertisseur élévateur fonctionne en mode de conduction continue, les variables d'état choisies sont le courant d'inductance i_L et la tension photovoltaïque v_{pv} .

$$x_1 = [i_L \ v_{pv}]^T \quad (5.16)$$

Le modèle d'état du convertisseur élévateur est présenté en termes de signal de commande u_1 comme suit :

$$\dot{x}_1 = f(x_1) + g(x_1)u_1 \quad (5.17)$$

Où,

$$f(x_1) = \begin{bmatrix} \frac{v_{pv} - v_{dc}}{L} & \frac{i_{pv} - i_L}{C_{in}} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{v_{pv} - v_{dc}}{L} & \frac{v_{pv}}{r_{pv} C_{in}} - \frac{i_L}{C_{in}} \end{bmatrix}^T \quad \text{et} \quad g(x_1) = \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{L} & 0 \end{bmatrix}^T$$

r_{pv} est la résistance dynamique du générateur photovoltaïque.

La loi générale de commande du convertisseur élévateur est donnée par [93] :

$$u_1 = \begin{cases} 0 & \text{when } S_1 > 0 \\ 1 & \text{when } S_1 < 0 \end{cases} \quad (5.18)$$

Où, S_1 est la surface de glissement.

La surface glissement est constituée des erreurs de tension photovoltaïque et d'un terme intégral de l'erreur. Par conséquent, la surface de glissement est exprimée comme suit :

$$S_1 = \alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2 + \alpha_3 e_3 \quad (5.19)$$

Les termes α_1 - α_4 sont les coefficients de la surface de glissement, et e_1 - e_4 sont les erreurs des variables d'état.

$$\begin{cases} e_1 = i_L^* - i_L & / & i_L^* = A(V_{pv}^* - \beta v_{pv}) \\ e_2 = V_{pv}^* - \beta v_{pv} \\ e_3 = \int (V_{pv}^* - \beta v_{pv}) dt \end{cases} \quad (5.20)$$

Où, A est un gain d'amplification.

L'application du ISMC sous la forme indirecte est réalisée par le calcul de la commande équivalente u_{1eq} . Ceci peut être déduit de la condition d'invariance $\dot{S}_1=0$.

$$\dot{S}_1 = a_1 \dot{e}_1 + a_2 \dot{e}_2 + a_3 \dot{e}_3 = 0 \quad (5.21)$$

Ce qui implique,

$$\dot{S}_1 = a_1 \left(\frac{v_{dc} - v_{pv} - u_{1eq} v_{dc}}{L} - A\beta \frac{ic_{in}}{C_{in}} \right) - a_2 \beta \frac{ic_{in}}{C_{in}} + a_3 e_2 = 0 \quad (5.22)$$

Puis,

$$u_{1eq} = 1 - A_1 \frac{ic_{in}}{v_{dc}} - \frac{v_{pv}}{v_{dc}} + A_2 \frac{e_2}{v_{dc}} \quad (5.23)$$

Avec,

$$A_1 = \left(\frac{A\beta L}{C_{in}} + \frac{a_2 \beta L}{a_1 C_{in}} \right), \quad \text{et} \quad A_2 = \frac{a_3 L}{a_1}$$

Les paramètres A1 et A2 sont déterminés empiriquement.

Afin de mettre en œuvre le ISMC sous forme indirecte, le signal de commande est construit via une modulation de largeur d'impulsion (MLI) en comparant un signal de rampe v_{ramp1} et un signal de contrôle $v_{control1}$, tel que [133], [134], [178] :

$$u_{eq} = \frac{v_{control1}}{v_{ramp1}} \quad (5.24)$$

v_{ramp1} et $v_{control1}$ sont des signaux qui dépendent des variables d'état

Le signal de commande $v_{control1}$ est déduit de l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{control1} = (v_{dc} - v_{pv}) - A_1 i_{cin} + A_2 e_2 \\ v_{ramp1} = \beta v_{pv} \end{cases} \quad (5.25)$$

La figure (5.6) montre le diagramme de contrôle du point de puissance maximum basé sur le ISMC. Le signal de commande est multiplié par une onde carrée (générateur MLI) pour garantir que le rapport cyclique soit toujours inférieur à 1.

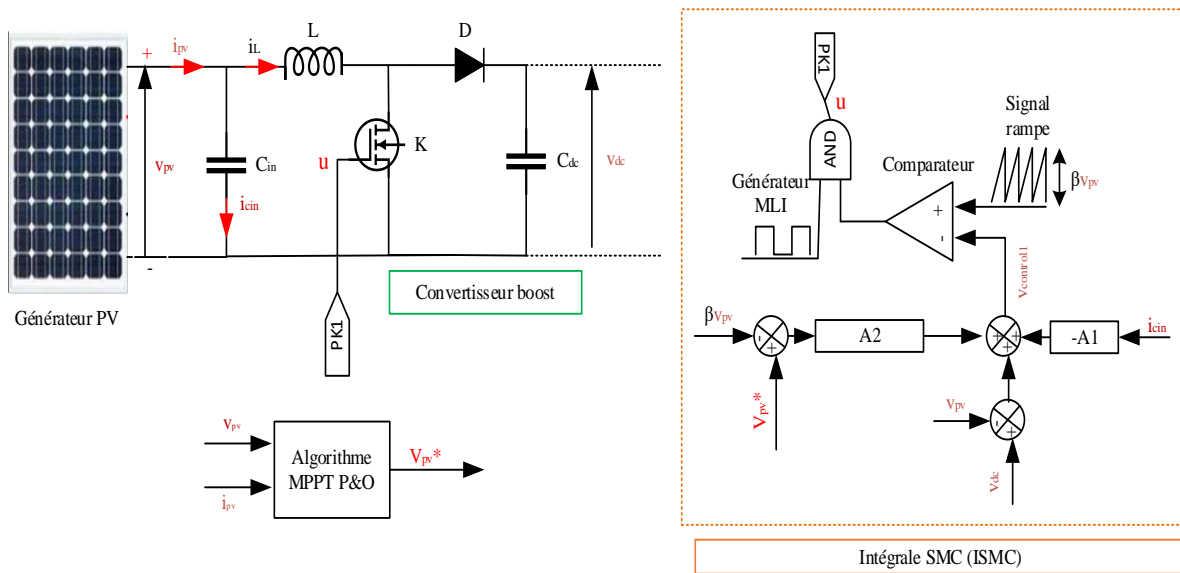


Figure 5.6 : Contrôle du point de puissance maximal avec le ISMC

3.2.2 Contrôle du point de puissance maximal avec le DISMC

a) Choix de la surface de glissement et établissement de la loi de commande

La surface de glissement du ISMC comprend une intégrale d'erreur de tension ($\int (V_{pv}^* - \beta v_{pv}) dt$) qui accumule les erreurs existantes en régime permanent. Par conséquent, la trajectoire d'état sera dirigée pour se déplacer sur la surface de glissement jusqu'à atteindre le point d'équilibre. L'application du ISMC sous la forme directe (modulation d'hystérésis) garantit que l'erreur en régime permanent est automatiquement éliminée. Sauf que la fréquence de découpage varie avec la dynamique du système, ce qui a une influence négative sur l'amplitude de l'erreur en régime permanent [133], [134].

Cependant, l'application de l'ISMC sous la forme indirecte élimine le terme intégral ($e_3 = \int (V_{pv}^* - \beta v_{pv}) dt$) dans l'expression du signal de commande (voir l'équation (5.25)). Comme

il n'y a pas de terme intégral explicite dans l'expression du signal de commande $v_{control1}$, la capacité de correction peut se détériorer en régime permanent.

L'augmentation de l'ordre du contrôleur réduit considérablement l'erreur en régime permanent du système, mais aggrave le problème de l'analyse d'existence de surface [133]. Un terme double intégrale des variables d'état a donc été introduit pour corriger l'erreur créée par la méthode ISMC indirecte. Il s'agit alors du SMC intégral double (DISM). La surface de glissement est alors constituée d'un terme supplémentaire qui représente une intégrale double de l'erreur de tension notée e_4 ($e_4 = \int \left[\int (V_{pv}^* - \beta v_{pv}) dt \right] dt$), comme le montre l'équation (5.26). En utilisant une double intégrale, les erreurs en régime permanent peuvent être éliminées même lorsque le DISMC est mis en œuvre sous la forme indirecte [178], [179].

$$S_1 = a_1 e_1 + a_2 e_2 + a_3 e_3 + a_4 e_4 \quad (5.26)$$

a_1 - a_4 sont des constantes de surface de glissement. Les termes e_1 - e_4 sont des signaux d'erreur définis par :

$$\begin{cases} e_1 = i_L^* - i_L & / & i_L^* = A(V_{pv}^* - \beta v_{pv}) \\ e_2 = V_{pv}^* - \beta v_{pv} \\ e_3 = \int (V_{pv}^* - \beta v_{pv}) dt \\ e_4 = \int \left[\int (V_{pv}^* - \beta v_{pv}) dt \right] dt \end{cases} \quad (5.27)$$

La constante A est un gain. β est un coefficient d'ajustement.

La loi de commande équivalente u_{1eq} est calculée en mettant $\dot{S}_1=0$.

$$\dot{S}_1 = a_1 \dot{e}_1 + a_2 \dot{e}_2 + a_3 \dot{e}_3 + a_4 \dot{e}_4 = 0 \quad (5.28)$$

Ce qui implique,

$$\dot{S}_1 = a_1 \left(\frac{v_{dc} - v_{pv} - u_{1eq} v_{dc}}{L} - A\beta \frac{ic_{in}}{C_{in}} \right) - a_2 \beta \frac{ic_{in}}{C_{in}} + a_3 e_2 + a_4 e_3 = 0 \quad (5.29)$$

Puis,

$$u_{1eq} = 1 - A_1 \frac{ic_{in}}{v_{dc}} - \frac{v_{pv}}{v_{dc}} + A_2 \frac{e_2}{v_{dc}} + A_3 \frac{e_3}{v_{dc}} \quad (5.30)$$

Avec,
$$A_1 = \left(\frac{A\beta L}{C_{in}} + \frac{a_2\beta L}{a_1 C_{in}} \right), \quad A_2 = \frac{a_3 L}{a_1} \quad \text{et} \quad A_3 = \frac{a_4 L}{a_1}$$

$A_1, A_2,$ et A_3 sont conçus en respectant la condition d'accessibilité.

Afin de mettre en œuvre le DISMC sous forme indirecte (MLI), le signal de commande $v_{control1}$ est comparé au signal de rampe v_{ramp1} .

$$\begin{cases} v_{control1} = (v_{dc} - v_{pv}) - A_1 i_{cin} + A_2 e_2 + A_3 e_3 \\ v_{ramp1} = \beta v_{pv} \end{cases} \quad (5.31)$$

La figure (5.7) montre le schéma du contrôle du point de puissance maximal avec le DISMC.

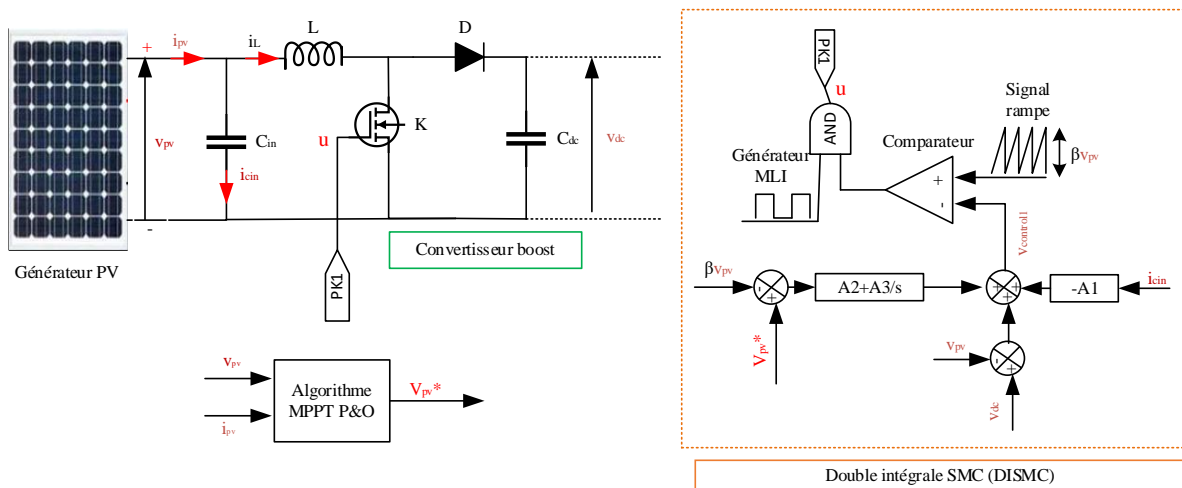


Figure 5.7 : Contrôle du point de puissance maximal avec le DISMC

b) Condition d'existence

La condition d'existence est nécessaire pour assurer la convergence de la trajectoire d'état vers la surface de glissement en régime permanent. Selon le principe de stabilité de Luyapunov, la condition d'existence est vérifiée par :

$$S_1 \dot{S}_1 < 0 \Leftrightarrow \begin{cases} \lim_{S_1 \rightarrow 0^+} \dot{S}_1 < 0 & u_1 = 0 \\ \lim_{S_1 \rightarrow 0^-} \dot{S}_1 > 0 & u_1 = 1 \end{cases} \quad (5.32)$$

En régime permanent, la condition d'accessibilité peut être déduite de (5.30) [93], [178].

$$\begin{cases} -A_1 i_{c_{in(min)}} + A_2 e_{2(max)} + A_3 e_{3(max)} < v_{pv(min)} - v_{dc(ss)} & u_1 = 0 \\ -A_1 i_{c_{in(max)}} + A_2 e_{2(min)} + A_3 e_{3(min)} > v_{pv(max)} & u_1 = 1 \end{cases} \quad (5.33)$$

Où, $i_{c_{in(min)}}$ ($i_{c_{in(max)}}$) est le courant de capacité minimum (maximum), $v_{pv(min)}$ ($v_{pv(max)}$) est la tension photovoltaïque minimale (maximale), $v_{dc(ss)}$ est la tension du bus continu en régime permanent, $e_{2(min)}$, $e_{3(min)}$ ($e_{2(max)}$, $e_{3(max)}$) sont les valeurs minimales (maximales) des erreurs e_2 et e_3 .

4. La stratégie de contrôle du convertisseur bidirectionnel

4.1 Contrôle du convertisseur bidirectionnel avec des contrôleurs PI

Le convertisseur bidirectionnel est le lien intermédiaire entre le bus continu et la batterie, il est piloté par deux transistors K_{B1} et K_{B2} . Lorsque le transistor K_{B2} est bloqué, le courant traverse le transistor K_{B1} et la diode D_{B2} permet de compléter le circuit pour constituer un convertisseur élévateur. À ce stade, le courant est transmis de la batterie (partie basse tension) au bus continu (partie haute tension). Inversement, lorsque le transistor K_{B1} est inactif, le courant traverse K_{B2} et la diode antiparallèle de K_{B1} complète le circuit, cette configuration constitue le convertisseur abaisseur. Dans ce cas, le courant passe du bus continu (partie haute tension) à la batterie (partie basse tension) [94].

Les modes de fonctionnement du convertisseur Buck-boost sont décidés en fonction de la tension mesurée V_{dc} . Lorsque l'éclairement incident est faible, la tension du bus continu descend à un niveau inférieur au niveau recommandé ($V_{dc} < V_{dc}^*$), le contrôleur active le mode Boost pour commencer à décharger la batterie et à injecter le courant dans le bus continu [93], [177].

D'autre part, lorsque la puissance photovoltaïque est supérieure à la puissance requise par la charge, la tension du bus continu dépasse sa référence ($V_{dc} > V_{dc}^*$), dans ce cas, le contrôleur active le mode Buck pour emmagasiner l'excès d'énergie. La batterie reste inopérante lorsque le moteur à induction consomme entièrement la puissance photovoltaïque. À ce stade, la tension du bus continu est maintenue constante sans charger ni décharger la batterie [93], [180].

Deux contrôleurs de type proportionnel-intégrale (PI) sont conçus pour réguler la tension du bus DC dans les deux modes de fonctionnement. Ceci est montré dans le diagramme de contrôle de la figure (5.8) [113].

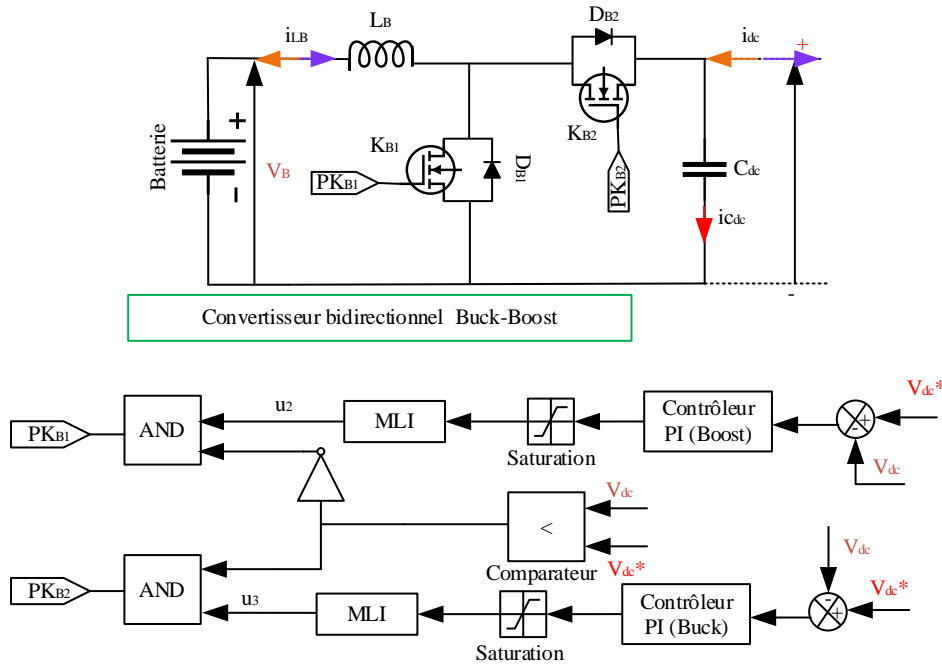


Figure 5.8 : Contrôle de convertisseur bidirectionnel avec des contrôleurs PI

4.2 Contrôle du convertisseur bidirectionnel avec des contrôleurs par mode glissant avancés

Pour contrôler le convertisseur bidirectionnel dans les deux modes de fonctionnement, deux stratégies de contrôle sont proposées, comme illustré sur la figure (5.9). Le mode Boost est régulé par une double intégrale SMC indirecte. D'autre part, le mode Buck est contrôlé par une simple intégrale SMC directe.

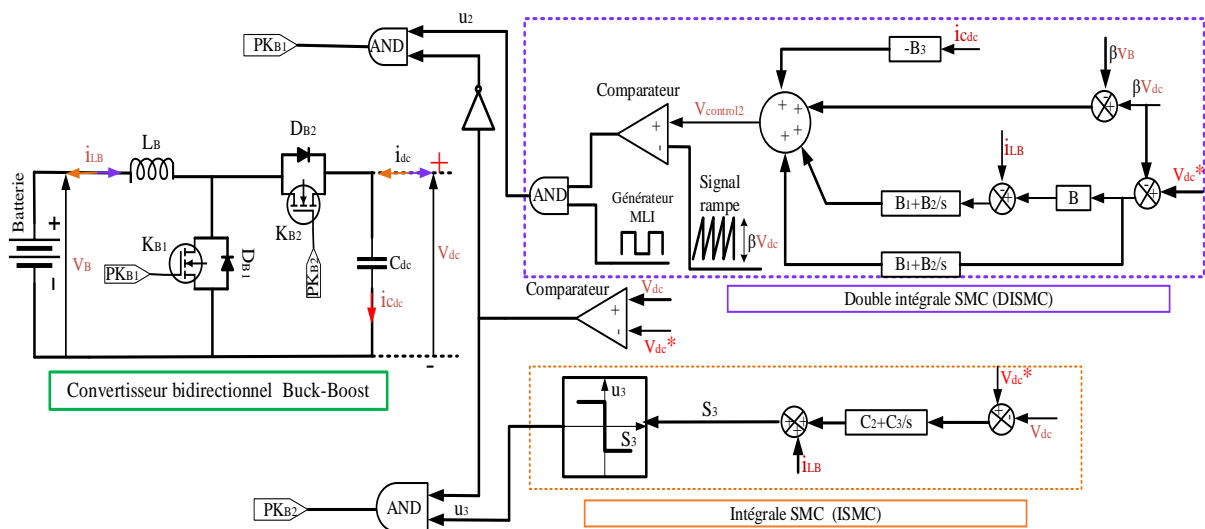


Figure 5.9 : Le schéma de commande proposé pour le convertisseur Buck-boost bidirectionnel

4.2.1 Contrôle du mode de fonctionnement Boost avec une double intégrale SMC indirecte

Considérant que le convertisseur élévateur fonctionne en conduction continue, les variables d'état choisies sont le courant d'inductance i_{LB} et la tension du bus continu v_{dc} .

$$x_2 = [i_{LB} \ v_{dc}]^T \quad (5.34)$$

La dynamique du convertisseur boost est décrite avec les équations différentielles de (5.35), où u_2 fait référence à l'état du commutateur K_{B1} .

$$\dot{x}_2 = f(x_2) + g(x_2)u_2 \quad (5.35)$$

$$\text{Où, } f(x_2) = \begin{bmatrix} \frac{v_B - v_{dc}}{L} & \frac{i_{LB} - i_{dc}}{C_{dc}} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{v_B - v_{dc}}{L} & \frac{i_{LB}}{C_{dc}} - \frac{v_{dc}}{r_{dc}C_{dc}} \end{bmatrix}^T \quad \text{et} \quad g(x_1) = \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{L} & \frac{-i_{LB}}{C_{dc}} \end{bmatrix}^T$$

r_{dc} est la résistance dynamique du bus continu.

a) Choix de la surface de glissement et établissement de la loi de commande

La surface de glissement proposée est formée par une intégration double des erreurs de variables d'état (5.37).

$$S_2 = b_1 e_1 + b_2 e_2 + b_3 e_3 + b_4 e_4 \quad (5.36)$$

Où e_1 et e_2 sont des erreurs de courant et de tension, respectivement, et B est le gain d'amplification.

$$\begin{cases} e_1 = i_{LB}^* - i_{LB} & / \quad i_{LB}^* = B(V_{dc}^* - \beta v_{dc}) \\ e_2 = V_{dc}^* - \beta v_{dc} \\ e_3 = \int (e_1 + e_2) dt \\ e_4 = \int \left[\int (e_1 + e_2) dt \right] dt \end{cases} \quad (5.37)$$

La substitution de la dynamique du convertisseur élévateur dans la dérivée de la surface de glissement (dS_2/dt) donne :

$$\dot{S}_2 = b_1 \left(\frac{v_{dc} - v_B - u_2 v_{dc}}{L_B} - B\beta \frac{ic_{dc}}{C_{dc}} \right) - b_2 \beta \frac{ic_{dc}}{C_{dc}} + b_3 (e_1 + e_2) + b_4 \int (e_1 + e_2) dt \quad (5.38)$$

Le signal de commande équivalent u_{2eq} du convertisseur Boost est obtenu en résolvant l'équation (5.38).

$$u_{eq2} = 1 - \frac{\beta L_B}{C_{dc} v_{dc}} \left(B + \frac{b_2}{b_1} \right) i_{c_{dc}} - \frac{v_B}{v_{dc}} + \frac{b_3 L_B}{b_1 v_{dc}} (V_{dc}^* - \beta v_{dc}) + \frac{b_3 L_B}{b_1 v_{dc}} \left[B (V_{dc}^* - \beta v_{dc}) - i_{LB} \right] + \frac{b_4 L_B}{b_1 v_{dc}} \int (V_{dc}^* - \beta v_{dc}) dt + \frac{b_4 L_B}{b_1 v_{dc}} \int \left[B (V_{dc}^* - \beta v_{dc}) - i_{LB} \right] dt \quad (5.39)$$

La loi de commande indirecte est appliquée en utilisant de la technique MLI. Elle consiste à comparer le signal de commande $v_{control2}$ avec un signal rampe v_{ramp2} .

$$\begin{cases} v_{control2} = B_1 (V_{dc}^* - \beta v_{dc}) + B_1 \left[B (V_{dc}^* - \beta v_{dc}) - i_{LB} \right] + \\ B_2 \int (V_{dc}^* - \beta v_{dc}) dt + B_2 \int \left[B (V_{dc}^* - \beta v_{dc}) - i_{LB} \right] dt - B_3 i_{c_{in}} + G_s (v_{dc} - v_B) \\ v_{ramp2} = G_s v_{dc} \end{cases} \quad (5.40)$$

Le facteur $G_s = \beta$ ($0 < G_s < 1$) est ajouté à l'équation (5.40) pour réduire l'amplitude de la tension v_{dc} à un niveau pratique. B_1 - B_3 sont des gains constants. La figure (5.9) illustre le schéma de commande du DISMC avec technique MLI. Le signal de commande est multiplié par un signal carré (générateur MLI) pour garantir que le rapport cyclique est toujours inférieur à 1.

$$B_1 = G_s \frac{b_3}{b_1} L_B, \quad B_2 = G_s \frac{b_4}{b_1} L_B \quad \text{et} \quad B_3 = G_s \frac{\beta L_B}{C_{dc}} \left(B + \frac{b_2}{b_1} \right)$$

b) Condition d'existence

La loi générale de commande pour contrôler la tension v_{dc} est donnée par :

$$u_2 = \begin{cases} 1 & \text{when } S_2 > 0 \\ 0 & \text{when } S_2 < 0 \end{cases} \quad (5.41)$$

La condition nécessaire et suffisante pour vérifier l'existence de la surface est donnée par l'inégalité suivante :

$$S_2 \dot{S}_2 < 0 \Leftrightarrow \begin{cases} \lim_{S_2 \rightarrow 0^+} \dot{S}_2 < 0 & u_2 = 1 \\ \lim_{S_2 \rightarrow 0^-} \dot{S}_2 > 0 & u_2 = 0 \end{cases} \quad (5.42)$$

En régime permanent la condition d'existence est vérifiée en utilisant les équations (5.40), (5.41) et (5.42).

$$\begin{cases} -B_3 i_{dc(\min)} + B_1(e_{1(\max)} + e_{2(\max)}) + B_3 e_{3(\max)} < \beta v_{B(\min)} \\ B_3 i_{dc(\max)} - B_1(e_{1(\min)} + e_{2(\min)}) - B_2 e_{3(\min)} < \beta(v_{dc(ss)} - v_{B(\max)}) \end{cases} \quad (5.43)$$

Où, $i_{dc(\min)}$ ($i_{dc(\max)}$) est le courant minimum (maximum) de C_{dc} , $v_{B(\min)}$ ($v_{B(\max)}$) est la tension minimale (maximale) de la batterie, $v_{dc(ss)}$ est la tension du bus continu en régime permanent, $e_{1(\min)}$, $e_{2(\min)}$ et $e_{3(\min)}$ ($e_{1(\max)}$, $e_{2(\max)}$ et $e_{3(\max)}$) sont les valeurs minimales (maximales) des erreurs e_1 , e_2 et e_3 .

4.2.2 Contrôle du mode de fonctionnement Buck avec une intégrale SMC directe

Considérant que le convertisseur abaisseur fonctionne en mode de conduction continu, les variables d'état choisies sont le courant d'inductance i_{LB} et la tension du bus continu v_{dc} .

$$x_3 = [i_{LB} \ v_{dc}]^T \quad (5.44)$$

La dynamique du convertisseur abaisseur est décrite avec les équations différentielles (5.45), où u_3 fait référence à l'état du commutateur K_{B2} .

$$\dot{x}_3 = f(x_3) + g(x_3)u_3 \quad (5.45)$$

Où,

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{-v_B}{L_B} & \frac{i_{dc}}{C_{dc}} \end{bmatrix}^T \quad \text{et} \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{L_B} & \frac{-i_{LB}}{C_{dc}} \end{bmatrix}^T$$

a) Choix de la surface de glissement et établissement de la loi de commande

La surface de commutation S_3 est formée avec l'erreur de tension du bus continu (e_1), l'intégration de cette erreur (e_2) et le courant d'inductance i_{LB} . La surface de glissement S_3 est exprimée par :

$$S_3 = c_1 e_1 + c_2 e_2 + i_{LB} \quad (5.46)$$

Où, c_1 et c_2 sont les paramètres de la surface de glissement, les erreurs des variables d'état sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} e_1 = V_{dc}^* - v_{dc} \\ e_2 = \int (V_{dc}^* - v_{dc}) dt \end{cases} \quad (5.47)$$

La fonction de commutation discrète qui assure l'attraction à la surface de glissement se déduit de la condition de transversalité.

$$u_3 = \begin{cases} 1 & \text{when } S_3 < 0 \\ 0 & \text{when } S_3 > 0 \end{cases} \quad (5.48)$$

La dérivée de la surface de commutation est donnée par l'équation suivante :

$$\dot{S}_3 = -c_1 \left(\frac{i_{dc}}{C_{dc}} - \frac{u_3 i_{LB}}{C_{dc}} \right) + c_2 e_1 + \left(\frac{u_3 v_{dc}}{L_B} - \frac{v_B}{L_B} \right) \quad (5.49)$$

La commande équivalente se déduit de la résolution de l'équation $\dot{S}_3=0$:

$$u_{eq} = \frac{\frac{c_1 i_{dc}}{C_{dc}} + \frac{v_B}{L_B} - c_2 (V_{dc}^* - v_{dc})}{\frac{c_1 i_{LB}}{C_{dc}} + \frac{v_{dc}}{L_B}} \quad (5.50)$$

b) Condition d'existence

La condition d'accessibilité est analysée pour vérifier si le système peut glisser sur la surface de glissement, et elle est satisfaite par :

$$\begin{cases} \lim_{S_3 \rightarrow 0^-} \dot{S}_3 > 0 & u=1 \\ \lim_{S_3 \rightarrow 0^+} \dot{S}_3 < 0 & u=0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} -c_1 \left(\frac{i_{dc}}{C_{dc}} - \frac{i_{LB}}{C_{dc}} \right) + c_2 e_1 + \left(\frac{v_{dc}}{L_B} - \frac{v_B}{L_B} \right) > 0 & u=1 \\ -c_1 \frac{i_{dc}}{C_{dc}} + c_2 e_1 - \frac{v_B}{L_B} < 0 & u=0 \end{cases} \quad (5.51)$$

Les paramètres de contrôle (c_1 et c_2) doivent vérifier les inégalités de (5.51). Cependant, ces inégalités ne sont pas très utiles pour déterminer les valeurs des coefficients de glissement. Par conséquent, si l'on considère que la tension du bus continu est proche de sa référence en régime établi, l'erreur e_1 pourrait être considérée comme négligeable. Dans ce cas, le coefficient c_1 doit satisfaire la condition suivante pour ($u_3=0$).

$$c_1 \frac{i_{dc}}{C_{dc}} + \frac{v_B}{L_B} > 0 \quad (5.52)$$

De plus, la condition de contrôle équivalente pourrait être utile pour trouver des conditions supplémentaires sur la conception des coefficients de glissement. Ces conditions sont décrites mathématiquement par :

$$\begin{cases} \frac{c_1 \dot{v}_{dc}}{C_{dc}} + \frac{v_B}{L_B} - c_2 (V_{dc}^* - v_{dc}) > 0 \\ \frac{c_1 \dot{v}_{dc}}{C_{dc}} + \frac{v_B}{L_B} - c_2 (V_{dc}^* - v_{dc}) < \frac{c_1 \dot{v}_{dc}}{C_{dc}} + \frac{v_{dc}}{L_B} \end{cases} \quad (5.53)$$

5. La commande prédictive généralisée du moteur asynchrone

Le contrôle prédictif non linéaire généralisé qui a été présenté dans le chapitre 3 est également utilisé dans ce chapitre pour contrôler le moteur à induction. Le schéma de contrôle de l'onduleur ne comprend qu'un seul contrôleur prédictif, comme illustré sur la figure (5.10).

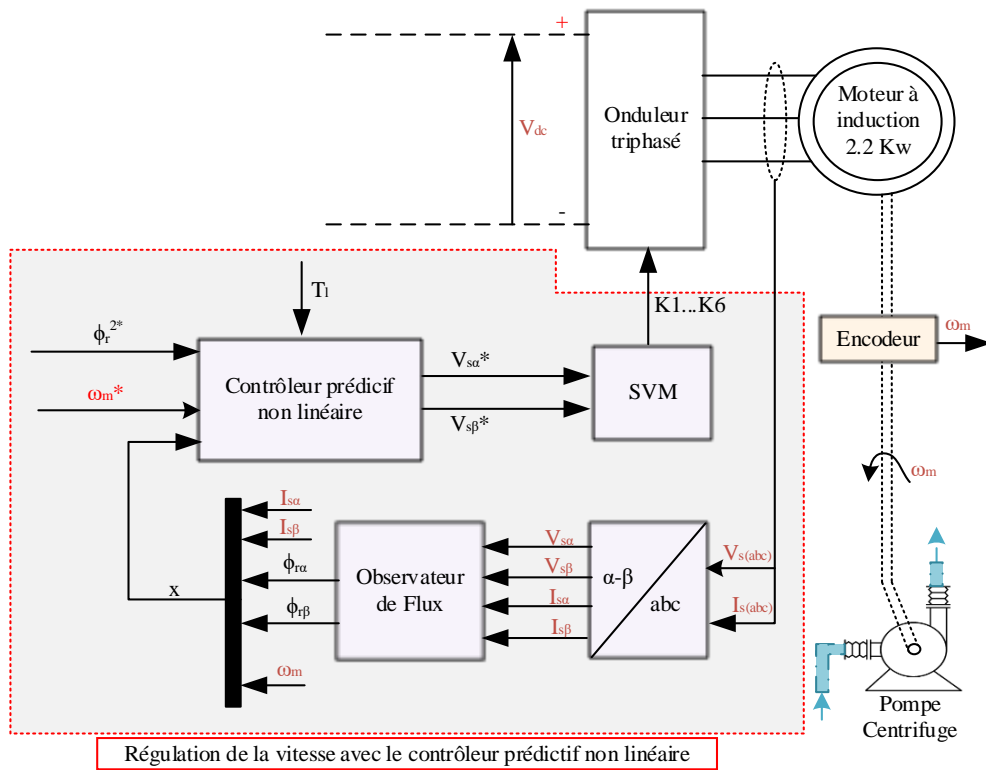


Figure 5.10 : Contrôle prédictif non linéaire généralisé du moteur asynchrone

Le contrôleur prédictif régule simultanément la vitesse et le flux rotorique. De manière similaire à (3.45) la loi de commande prédictive optimale $u(t)$ est donnée par :

$$u(t)^* = [V_{sa}^* \ V_{sb}^*]^T = -G_1(x)^{-1} \left[\overline{\Pi_3}^{-1} \overline{\Pi_2}^T \ I_{2 \times 2} \right] M \quad (5.54)$$

6. Résultats de la simulation

Le système de pompage hybride a été simulé dans le logiciel MATLAB/Simulink. Les principales données de simulation sont répertoriées dans l'Annexe D. Le moteur à induction utilisé est de puissance nominale de 2.2kW. La puissance nominale du générateur photovoltaïque est de 3,6kW, cette puissance peut être dimensionnée en fonction des besoins quotidiens de l'utilisateur. La tension nominale de la batterie est de 192V, cette tension permet d'atteindre facilement la tension de bus DC recommandée ($V_{dc}^*=400V$).

La figure (5.11) montre les résultats de la simulation du générateur photovoltaïque avec les différents régulateurs par mode glissant. Cette figure présente les courbes suivantes : (a) le profil d'irradiation, (b) la tension photovoltaïque v_{pv} (c) la puissance photovoltaïque P_{pv} . La figure (5.11-a) montre qu'un profil d'éclairement variable est appliqué au système solaire. Au début, l'ensoleillement diminue de $600W/m^2$ à $100W/m^2$, par la suite, il est augmenté de $100W/m^2$ à $1000W/m^2$. La température est fixée à une valeur de $25^\circ C$ en raison de son faible effet sur la variation de puissance.

La figure (5.11-b) décrit l'évolution de la tension photovoltaïque avec le DISMC indirect, ce contrôleur assure le suivi rapide de la tension de référence V_{pv}^* fournie par l'algorithme P&O. De plus, une vue agrandie sur la courbe de tension photovoltaïque illustre que les fluctuations de tension sont faibles lorsque le PPM est atteint.

Afin de permettre une comparaison équitable entre les contrôleurs étudiés pour le suivi du PPM, le DISMC-MPPT conçu est comparé à la fois au SMC-MPPT conventionnel et au contrôleur ISMC-MPPT sous le même profil d'irradiation. La figure (5.11-c) et le tableau (5.1) montrent clairement l'amélioration de la puissance extraite. À partir des données de simulation, on peut observer que le SMC-MPPT conventionnel présente les fluctuations de puissance les plus élevées, la vitesse de suivi la plus lente et la précision la plus faible en régime permanent. Le ISMC-MPPT augmente la vitesse de suivi, mais l'amplitude des oscillations de puissance n'est pas significativement réduite. En revanche, le DISM-MPPT réduit l'amplitude des oscillations de puissance et améliore les autres performances par rapport au ISMC-MPPT.

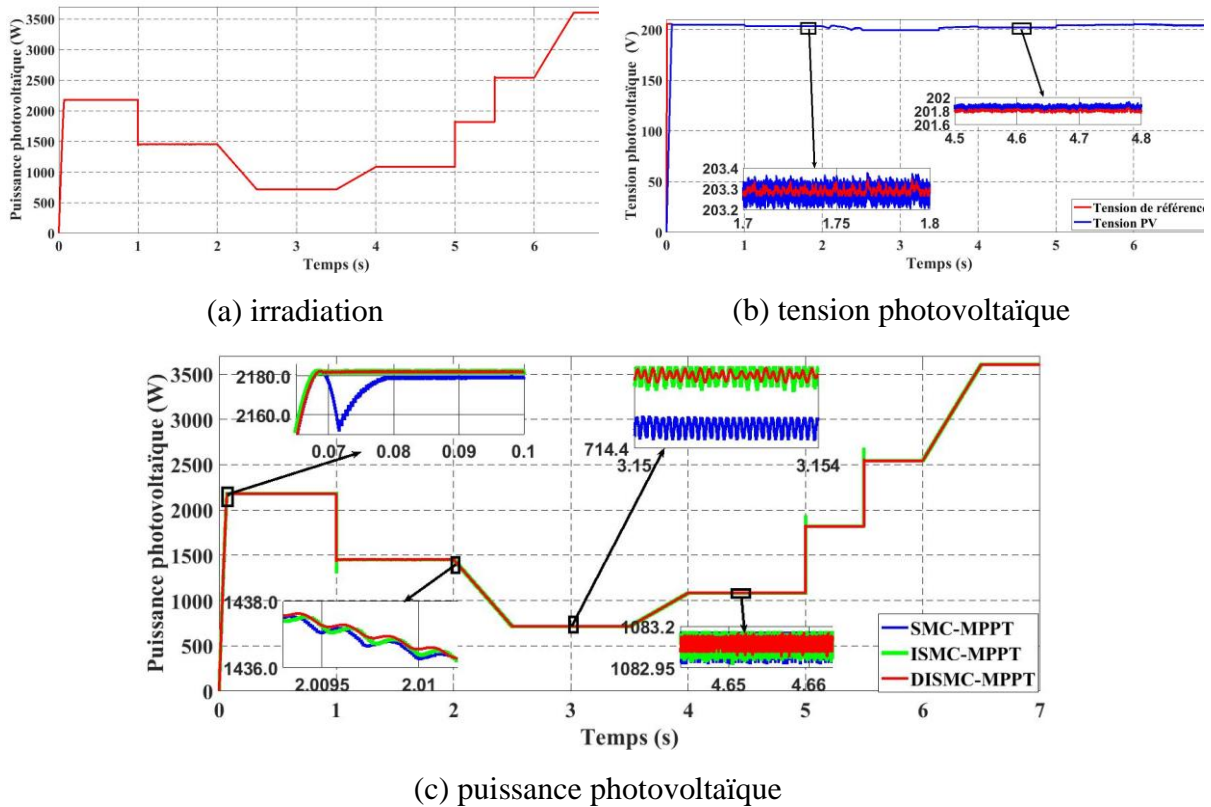


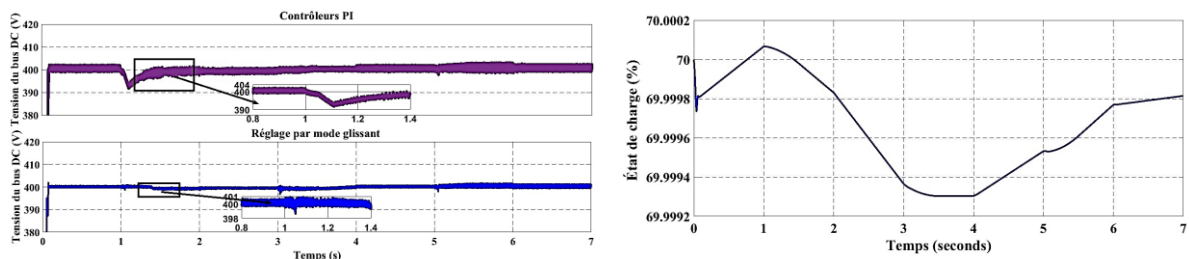
Figure 5.11 : Résultats de simulation du système photovoltaïque

Tableau 5.1: Comparaison des propriétés MPPT en termes d'oscillations de puissance (Osc. Puis.) et de temps de poursuite (Temps de suivi)

Irradiation (W/m ²)												
	600		400		200		300		500		700	
MPPT	Temps de suivi (ms)	Osc. Puis. (W)	Temps de suivi (ms)	Osc. Puis. (W)	Temps de suivi (ms)	Osc. Puis. (W)	Temps de suivi (ms)	Osc. Puis. (W)	Temps de suivi (ms)	Osc. Puis. (W)	Temps de suivi (ms)	Osc. Puis. (W)
SMC	400	0.8	2	0.3	-	0.09	-	0.2	2	0.9	2	0.8
ISMC	69	0.6	1.2	0.3	-	0.07	-	0.16	1.85	0.9	1.8	0.8
DISMC	69	0.5	1	0.2	-	0.05	-	0.1	1.5	0.3	1.5	0.6

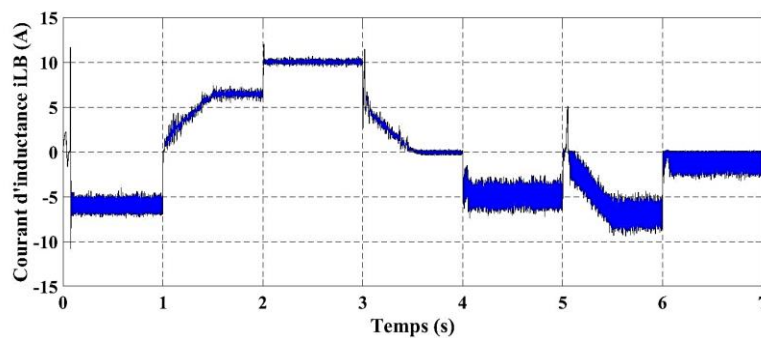
La figure (5.12) présente les résultats de la simulation du convertisseur bidirectionnel sous les schémas de contrôle conventionnel et proposé. Cette figure représente les courbes suivantes : (a) la tension du bus continu, (b) l'état de charge de la batterie et (c) le courant d'inductance. D'autre part, le schéma de contrôle par mode glissant du convertisseur bidirectionnel est comparé au schéma de commande conventionnel basé sur les contrôleurs PI.

La figure (5.12-a) présente la tension du bus continu régulée avec les deux stratégies de commande. Le réglage avec le contrôleur PI montre que la tension du bus continu s'éloigne de sa référence lorsque le convertisseur bidirectionnel passe d'un mode à un autre (charge/décharge). Par contre, la tension du bus continu est régulée avec précision en utilisant les contrôleurs par mode glissant, dans ce cas, le système présente une chute de tension insignifiante et un temps de réglage court lorsque le convertisseur bidirectionnel change son mode de fonctionnement. De plus, les ondulations de tension sont réduites avec le contrôleur proposé. L'état de charge (SOC) présenté la figure (5.12-b) reflète les modes de charge et de décharge de la batterie. L'état de charge augmente lorsque la batterie est en charge et vice versa. La figure (5.12-c) montre le courant d'inductance (i_{LB}) contrôlé avec la méthode non conventionnelle. L'inductance L_B fonctionne en mode de conduction continue, la batterie reçoit du courant du bus continu pendant la charge (i_{LB} négatif) et fournit du courant au bus DC pendant le temps de décharge (i_{LB} positif).



(a) tension du bus continu

(b) l'état de charge

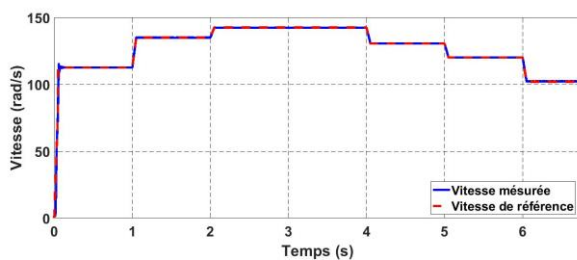


(c) courant d'inductance i_{LB}

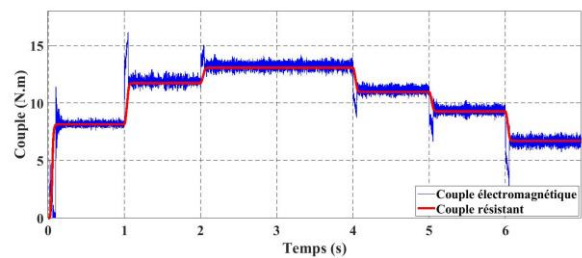
Figure 5.12 : Résultats de simulation du convertisseur bidirectionnel

La figure (5.13) présente les résultats de simulation de l'ensemble motopompe. Cette figure comprend les courbes suivantes : (a) la vitesse rotorique ω_m , (b) le couple électromagnétique T_{em} , (c) les courant statoriques, (d) le flux rotorique et (e) le débit volumétrique d'eau. La vitesse de référence du moteur à induction varie sur une large plage

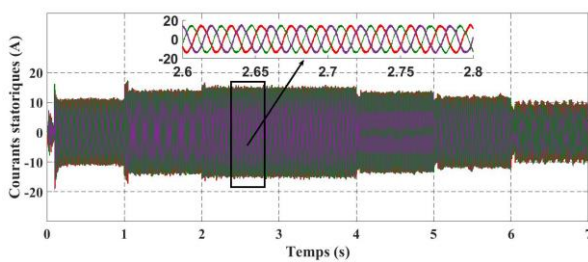
pour tester le système hybride dans différentes situations (charge, décharge, état Idle). La figure (5.13-a) montre que la vitesse de référence est augmentée de 112.5rad/s à 142.5rad/s. Ensuite, elle est diminuée à 102.3rad/s. La figure (5.13-a) affirme que le contrôleur prédictif non linéaire suit la vitesse de référence avec une dynamique très rapide. La figure (5.13-b) montre que la courbe de couple électromagnétique présente des ondulations un peu réduites car les formes d'ondes courants statoriques sont assez proches à la forme sinusoïdale (voir la figure (5.13-c)). La figure (5.13-d) montre que le flux rotorique reste proche de sa référence, ce qui implique que le découplage entre le flux et le couple est réalisé avec précision. Puisque le contrôleur prédictif suit sa vitesse de référence avec des performances élevées, le débit volumétrique suit donc exactement sa référence, comme le montre la figure (5.13-e).



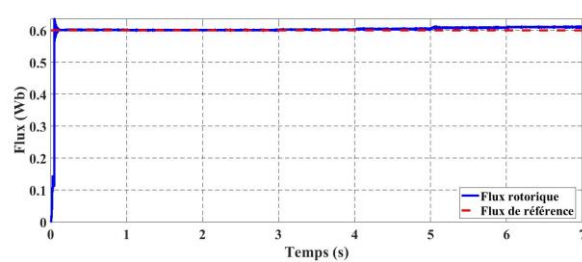
(a) vitesse rotorique



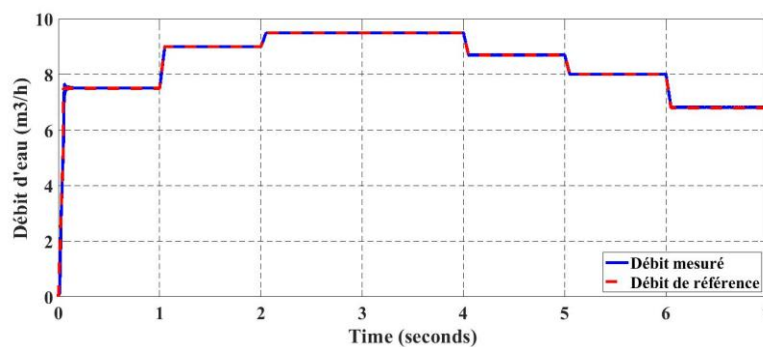
(b) couple électromagnétique



(c) courants statoriques



(d) flux rotorique



(e) débit d'eau

Figure 5.13 : Résultats de la simulation des paramètres de la motopompe

7. Conclusion

Un schéma de contrôle robuste d'un système de pompage d'eau hybride a été présenté dans ce chapitre. Tout d'abord, les éléments de base de la théorie du contrôle par mode glissant ont été présentés. Dans ce sens, trois contrôleurs différents à base par mode glissant ont été conçus pour le suivi du point de puissance maximum (SMC-MPPT, ISMC-MPPT et DISMC-MPPT). Deuxièmement, un contrôleur par mode glissant forme intégrale a été utilisé pour contrôler le convertisseur Buck-boost bidirectionnel. Finalement, la technique de contrôle prédictif non linéaire a été appliquée pour contrôler la vitesse du moteur à induction.

L'analyse des résultats de simulation montre que le DISMC-MPPT suit le PPM avec des performances élevées par rapport aux méthodes SMC-MPPT et ISMC-MPPT. La régulation de la tension du bus continu avec un régulateur PI a démontré une faible précision en régime établi et une chute de tension importante lorsque le convertisseur bidirectionnel passe d'un mode à un autre (charge/décharge). Cependant, le schéma de contrôle basé sur la théorie de ISMC a montré une grande robustesse et fonctionnait correctement pour différentes valeurs d'irradiations et vitesses. De même, la chute de tension du bus continu est devenue insignifiante lorsque le convertisseur bidirectionnel change son mode de fonctionnement. Finalement, le contrôleur prédictif dédié au contrôle du moteur à induction présentait une grande précision de suivi de vitesse. Tant que le moteur à induction est entraîné avec des performances élevées, le débit volumétrique de la pompe est donc bien contrôlé.

L'utilisation d'onduleurs multiniveaux dans les systèmes de pompage est une solution prometteuse qui améliore la qualité du courant statorique et réduit encore les ondulations de couple du moteur. Cependant, l'utilisation de ce type d'onduleurs diminue l'efficacité du système du fait de leur structure constituée d'un grand nombre de commutateurs. Dans le chapitre suivant, un onduleur à trois niveaux avec un nombre réduit de commutateurs est proposé, cet onduleur sera piloté avec un nouvel algorithme vectoriel, puis il sera intégré dans un système de pompage solaire.

Chapitre 6 :
Une nouvelle technique de
modulation vectorielle pour
l'onduleur à dix
commutateurs et application
à un système de pompage
solaire

1. Introduction

En raison de la nécessité d'améliorer la qualité de la conversion énergétique des systèmes de pompage, l'onduleur à trois niveaux est devenu une alternative importante à l'onduleur basique à deux niveaux [182]. Les onduleurs à trois niveaux présentent d'énormes avantages tels qu'un contenu harmonique plus faible, des pertes de puissance minimisées, un faible rapport dv/dt [183] et un petit volume de filtre [184]. L'onduleur NPC présenté dans le chapitre 1 a été proposé pour la première fois dans [185] est l'une des topologies de convertisseurs multiniveaux les plus utilisées. Il comprend 12 commutateurs bidirectionnels et 6 diodes au total [186]. Outre que l'onduleur NPC, l'onduleur de type T a été créé pour minimiser le nombre de composants de puissance. L'onduleur de type T peut générer une tension de sortie à trois niveaux en utilisant seulement 12 commutateurs uniquement [187].

Le convertisseur hybride à dix commutateurs étudié dans ce chapitre est un onduleur qui peut produire une tension de sortie de nature hybride (tension de sortie à deux ou trois niveaux) [188]. Le convertisseur hybride est également nommé onduleur à dix commutateurs en raison de sa structure composée de 10 transistors. Techniquement, cet onduleur résout certains problèmes des onduleurs de type NPC ou T, à savoir : moins de complexité et d'encombrement avec un faible coût. Ce qui lui rend une solution efficace pour le système de pompage, il peut combiner les propriétés de l'onduleur NPC à trois niveaux et de l'onduleur classique à deux niveaux. Ainsi, il améliorera la qualité de la tension de sortie par rapport à l'onduleur à deux niveaux en générant une tension hybride à 2/3 niveaux, comme il augmentera l'efficacité de l'étage alternatif par rapport à l'onduleur NPC classique par le fait de minimiser les pertes de commutation.

Les méthodes basées sur la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) [33], [189] ont été les premières techniques introduites après la découverte de l'onduleur à dix commutateurs. Cependant, l'application de ces méthodes ne garantit pas la génération de signaux de sortie de haute qualité [35]. De plus, l'équilibre de tension du bus continu n'est pas étudié dans la SPWM. La tension du bus continu doit être équilibrée entre les condensateurs de l'onduleur, une surtension aux bornes d'une certaine capacité peut entraîner une mauvaise qualité de la tension de sortie [190]. Le déséquilibre peut affecter les performances de la commande ou même endommager le circuit. Par conséquent, l'onduleur à dix commutateurs doit envisager un objectif supplémentaire en dehors des objectifs de contrôle habituels [191]. Contrairement aux onduleurs de type NPC et de type T, le diagramme vectoriel spatial (SVD)

de l'onduleur à dix commutateurs ne comprenait que des vecteurs longs, courts et nuls. L'absence de vecteurs moyens dans le SVD peut influencer négativement la qualité de la tension de sortie. D'autre part, les vecteurs de milieu peuvent être omis en raison de leur effet aléatoire sur l'équilibre de tension du point neutre (NP) [32]. Récemment, seuls quelques travaux ont étudié l'application de la modulation vectorielle (SVM) sur l'onduleur à dix commutateurs. Dans [192], le concept de virtualisation vectorielle a été utilisé pour reconstruire le diagramme vectoriel de l'onduleur à dix commutateurs avec des vecteurs virtuels. Chaque vecteur moyen est construit avec deux vecteurs longs adjacents. Les vecteurs virtuels créés coïncident précisément avec les vecteurs réels de l'onduleur NPC conventionnel. Par conséquent, la plupart des algorithmes appliqués aux onduleurs à trois niveaux conventionnels peuvent être étendus pour contrôler l'onduleur à dix commutateurs. Cependant, l'utilisation de vecteurs virtuels pourrait produire un taux de distorsion harmonique (THD) élevé et diminuer l'utilisation de la tension du bus continu [193].

Ce chapitre propose une nouvelle technique de modulation vectorielle pour l'onduleur à dix commutateurs dédié aux systèmes de pompage. La SVM classique subdivise chaque secteur du diagramme vectoriel spatial en trois régions. Dans les régions deux et trois, seule la configuration de deux grands vecteurs et d'un vecteur court est utilisée pour estimer la tension de référence (V_{ref}). La configuration de deux vecteurs courts et d'un vecteur long est omise, ce qui ne peut pas garantir une approximation parfaite du vecteur de référence pour tous les indices de modulation. Dans la SVM proposée, chaque secteur est subdivisé en sept régions différentes au lieu de trois pour assurer une meilleure approximation du vecteur de référence V_{ref} . En outre, une stratégie de commutation est suggérée pour assurer un nombre minimum de commutations et pour réguler la tension du point neutre avec une grande précision. Le nouvel algorithme SVM est comparé par une simulation et une validation expérimentale à deux méthodes, à savoir l'algorithme SVM conventionnel et la méthode de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM). Les résultats ont montré la supériorité de l'algorithme SVM proposé par rapport à la méthode SPWM et à la méthode SVM classique. Avec l'algorithme SVM proposé, le THD a été efficacement réduit pour tous les indices de modulation. De plus, la tension du bus continu est équitablement partagée entre les condensateurs de l'onduleur. D'autre part, une co-simulation entre les logiciels MATLAB/Simulink et PLECS est réalisée pour la modélisation thermique et l'analyse des pertes de puissance des trois méthodes comparées. Il s'avère que la stratégie de commutation proposée réduit efficacement les pertes par commutation pour les

indices de modulation faibles et élevés. Dans la fin de ce chapitre la SVM proposée est appliquée pour piloter un système de pompage solaire.

2. Présentation de l'onduleur à dix commutateurs et les différentes méthodes de contrôle

La première partie de cette section présente la structure de l'onduleur à dix commutateurs et la répartition de ses vecteurs de commutation dans le diagramme vectoriel. Dans la deuxième partie de cette section, une description du SVM conventionnel est donnée, la description comprend la subdivision du diagramme vectoriel, l'identification des régions et le calcul des temps de commutation.

2.1. Présentation de l'onduleur à dix commutateurs

La figure (6.1) présente la structure de l'onduleur à dix commutateurs. Cet onduleur est composé de trois bras principaux comme l'onduleur conventionnel à deux niveaux, il comporte aussi un bras extérieur qui permet la génération d'une tension alternative à trois niveaux.

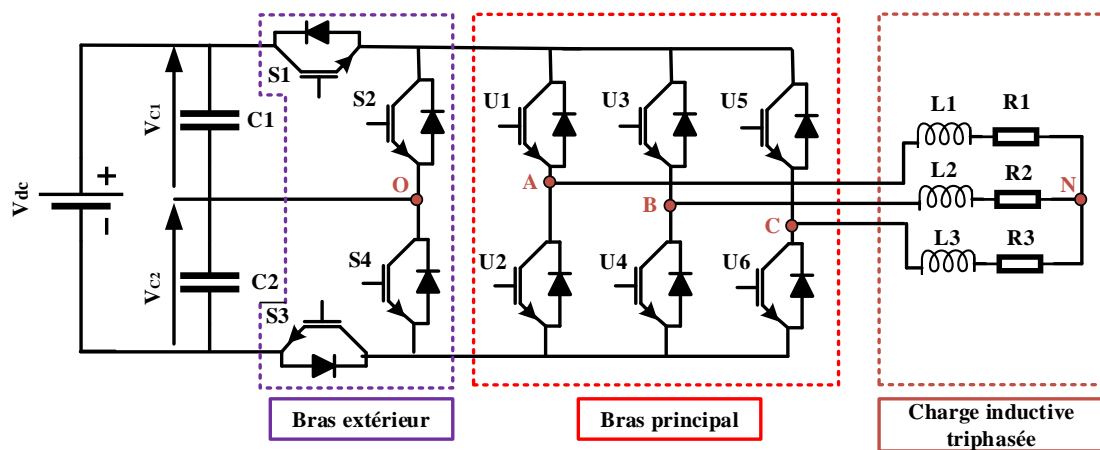


Figure 6.1 : Onduleur à dix commutateurs

Le bras externe relie le bus positif au bus négatif et au point milieu O . Lorsque l'onduleur est modulé en trois niveaux, la tension positive de V_{iO} ($i = A, B, C$) varie entre 0 et $V_{dc}/2$, et la tension négative obtenue varie entre 0 et $-V_{dc}/2$. Alors que, lorsque l'onduleur est modulé en deux niveaux, la tension de sortie obtenue varie entre $V_{dc}/2$ et $-V_{dc}/2$ [33]. Le tableau (6.1) montre les états de commutation du convertisseur à dix commutateurs et la tension de sortie générée (V_{iO}).

Tableau 6.1 : Les états de commutation de l'onduleur à dix commutateurs

Commutateur active du bras externe	Commutateur active des bras principaux	Tension de sortie
S ₁	U _(2n-1) (n=1, 2, 3)	V _{i0} =V _{dc} /2 (i=A, B, C)
S ₃	U _(2n) (n=1, 2, 3)	V _{i0} =-V _{dc} /2 (i=A, B, C)
S ₂	U _(2n-1) (n=1, 2, 3)	V _{i0} =0 (i=A, B, C)
S ₄	U _(2n) (n=1, 2, 3)	V _{i0} =0 (i=A, B, C)

Le tableau (6.2) montre que le bras extérieur permet quatre états de commutation : L, P, N et O. De plus, chaque bras principal peut être définie avec deux états de commutation : 1 et -1.

Tableau 6.2 : Représentation des états de commutation de l'onduleur à dix commutateurs

État de commutation	S1	S3	Bras externe
L	1	1	
P	1	0	
N	0	1	
O	0	0	
	U _(2n-1) (n=1, 2, 3)	U _(2n) (n=1, 2, 3)	Bras principal
1	1	0	
-1	0	1	

Le diagramme vectoriel de l'onduleur étudié est donné sur la figure (6.2).

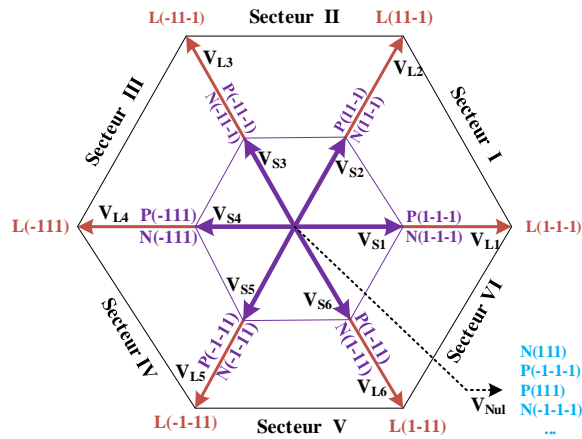


Figure 6.2 : Diagramme vectoriel de l'onduleur étudié

Cet onduleur peut générer six vecteurs longs (V_{L1} - V_{L6}) avec une magnitude de $2V_{dc}/3$. Il peut également produire six vecteurs courts (V_{S1} - V_{S6}) avec l'amplitude de $V_{dc}/3$. Chaque vecteur court peut être exprimé de deux manières différentes, un vecteur contenant l'état N et l'autre ayant l'état P. Le vecteur nul peut être exprimé en utilisant quatorze combinaisons [32].

2.2. Présentation de la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale

La première étape de la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale consiste à déterminer la composante moyenne du signal de référence V_{ref} , comme le montre les équations (6.1) et (6.2) [35].

$$V_{ref} = \begin{bmatrix} V_{A(ref)} \\ V_{B(ref)} \\ V_{C(ref)} \end{bmatrix} = m \begin{bmatrix} \cos(2\pi ft) \\ \cos(2\pi ft - 2\pi / 3) \\ \cos(2\pi ft - 4\pi / 3) \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Où, f est la fréquence du signal de référence, et m est son indice de modulation.

$$V_{ref(moy)} = moy(V_{A(ref)}, V_{B(ref)}, V_{C(ref)}) \quad (6.2)$$

Dans la deuxième étape, chaque composante du signal de référence est comparée au signal moyen, cette comparaison permet de déterminer quel type de modulation doit être choisie pour chaque bras de l'onduleur. Par exemple, si le signal de référence $V_{i(ref)}$ ($i=A, B, C$) satisfait l'équation (6.3), on choisit une modulation à deux niveaux, c'est-à-dire que le signal de référence sera comparé à une onde porteuse de niveaux 1 et -1 ($V_{i0}=V_{dc}/2$ ou $-V_{dc}/2$).

$$-0.5 + 0.25V_{moy} < V_{i(ref)} < 0.5 + 0.25V_{moy} \quad (6.3)$$

Si le signal de référence $V_{i(ref)}$ satisfait l'équation (6.4), la modulation à trois niveaux est sélectionnée, c'est-à-dire que le signal de référence sera comparé à une onde porteuse de niveaux 0 et 1 ($V_{i0}=0$ ou $V_{dc}/2$).

$$-0.5 + 0.25V_{moy} > V_{i(ref)} \quad (6.4)$$

Sinon, une onde porteuse à trois niveaux (0 et -1) sera sélectionnée, comme indiqué dans l'équation (6.5) ($V_{i0}=0$ ou $-V_{dc}/2$).

$$V_{i(ref)} > 0.5 + 0.25V_{moy} \quad (6.5)$$

L'organigramme de la figure (6.3) montre le principe de fonctionnement de la méthode de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale. Il démontre que l'amplitude de chaque composante du signal de référence est comparée au signal moyen, puis le type de modulation est décidé pour générer la séquence de commutation appropriée. Cette méthode de modulation révèle qu'au moins un bras d'onduleur utilise une modulation à deux niveaux. Lorsqu'une

surmodulation se produit, la valeur absolue de V_{ref} est supérieure à 1. Dans ce cas, l'onduleur étudié est modulé de la même manière que l'onduleur à deux niveaux [34].

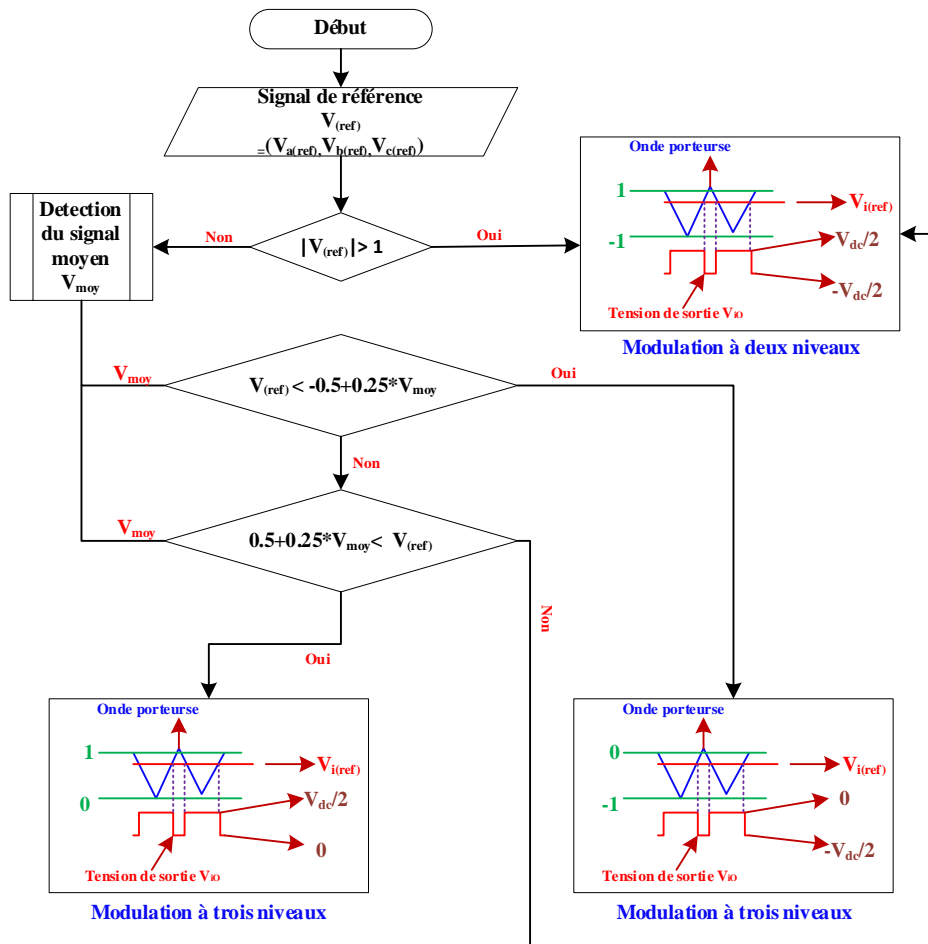


Figure 6.3 : Organigramme de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) de l'onduleur à dix commutateurs

2.3. Présentation de la modulation vectorielle conventionnelle

La figure (6.4) montre qu'avec la méthode de modulation vectorielle traditionnelle, chaque secteur est subdivisé en trois régions indépendantes (marquées R1 à R3). Pour des raisons de symétrie, un seul secteur est étudié.

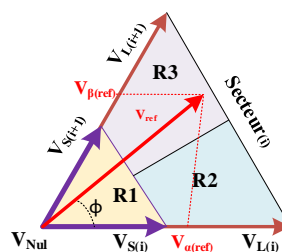


Figure 6.4 : Subdivision d'un secteur(i)

La mise en œuvre de la méthode de modulation vectorielle traditionnelle peut se faire en trois étapes : Premièrement, le secteur actif et la région active sont définis. Deuxièmement, les temps de commutation des transistors sont calculés. Enfin, la séquence de commutation est générée.

- **Détermination de la région active :**

Le vecteur de référence triphasé ($V_{A(ref)}$, $V_{B(ref)}$, $V_{C(ref)}$) est converti avec la transformée de Clarke (6.5), ce qui facilite l'identification des secteurs et des régions.

$$\vec{V}_{ref} = \begin{bmatrix} V_{a(ref)} \\ V_{b(ref)} \\ V_{c(ref)} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a(ref)} \\ V_{b(ref)} \\ V_{c(ref)} \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

L'indice de modulation de l'onduleur à dix commutateurs est le même que celui de l'onduleur NPC. Il est défini par la formule suivante [183].

$$m = \frac{\sqrt{3} \cdot |\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \quad (6.7)$$

La détermination de chaque région sera plus simple si le vecteur de référence et le plan complexe sont normalisés avec un facteur de normalisation de $2/3V_{dc}$. La figure (6.5) représente le vecteur de référence normalisé \vec{V}_n (V_{n1} , V_{n2}) projeté dans un seul secteur.

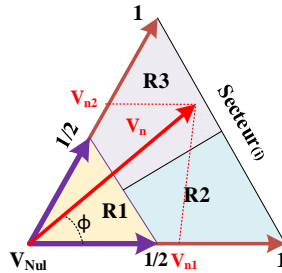


Figure 6.5 : Normalisation d'un secteur (i)

Les normes de V_n , V_{n1} et V_{n2} peuvent être exprimées en fonction de l'angle ϕ comme suit :

$$\begin{cases} |\vec{V}_n| = \frac{3 \cdot |\vec{V}_{ref}|}{2 \cdot V_{dc}} \\ |\vec{V}_{n1}| = |\vec{V}_n| \left(\cos(\phi) - \frac{\sin(\phi)}{\sqrt{3}} \right) \\ |\vec{V}_{n2}| = |\vec{V}_n| \frac{2 \cdot \sin(\phi)}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (6.8)$$

Chaque secteur(i) est subdivisé en trois régions, la première région R1 est délimitée par un vecteur nul et deux vecteurs courts, notés $V_{S(i)}$ et $V_{S(i+1)}$. La région R2 est une zone trapézoïdale délimitée par un vecteur court $V_{S(i)}$, un vecteur long $V_{L(i)}$, et la droite définie par l'angle $\phi = \pi/6$. De même, la région R3 est définie par un vecteur court $V_{S(i+1)}$, un vecteur long $V_{L(i+1)}$ et le et la droite est défini par l'angle $\phi = \pi/6$. Chaque région peut être définie mathématiquement en utilisant le tableau (6.3) [35].

Tableau 6.3 : Localisation du vecteur de référence

Condition	Angle (ϕ)	Region
$ \vec{V}_{n1} \leq 1/2 \ \&\& \ \vec{V}_{n2} \leq 1/2 \ \&\& \ \vec{V}_{n1} + \vec{V}_{n2} \leq 1/2$	—	R1
$ \vec{V}_{n1} > 1/2 \ \text{ou} \ \vec{V}_{n2} > 1/2 \ \text{ou} \ \vec{V}_{n1} + \vec{V}_{n2} > 1/2$	$\phi \leq \pi/6$	R2
	$\phi > \pi/6$	R3

- **Calcul des temps de commutation :**

Le vecteur de référence V_{ref} est synthétisé en choisissant trois vecteurs. Si le vecteur de référence est dans la première région, un vecteur nul et deux vecteurs courts seront sélectionnés. Comme les régions R2 et R3 ne sont délimitées que par deux vecteurs stationnaires, le vecteur large le plus proche a été utilisé pour compléter trois vecteurs. Deux vecteurs larges ont été utilisés au lieu de deux vecteurs courts pour augmenter l'utilisation de la tension du bus continu [34]. Par exemple, si le vecteur V_{ref} est dans la région R2, il sera synthétisé en utilisant les vecteurs stationnaires $V_{S(i)}$, $V_{L(i)}$ et le grand vecteur adjacent $V_{L(i+1)}$. Le temps de commutation de chaque vecteur sélectionné est calculé en utilisant le principe tension-seconde, comme indiqué dans le système d'équations.

$$\begin{cases} V_{ref} T_{sw} = V_{S(i)} T_a + V_{L(i)} T_b + V_{L(i+1)} T_c \\ T_{sw} = T_a + T_b + T_c \end{cases} \quad (6.9)$$

Où, T_a , T_b et T_c sont les temps de commutation des vecteurs $V_{S(i)}$, $V_{L(i)}$ et $V_{L(i+1)}$, respectivement. T_{sw} est la période de commutation. En appliquant le même principe à toutes les régions, les temps de commutation seront calculés comme indiqué dans le tableau (6.4) [35].

Tableau 6.4 : Le calcul des temps de commutation

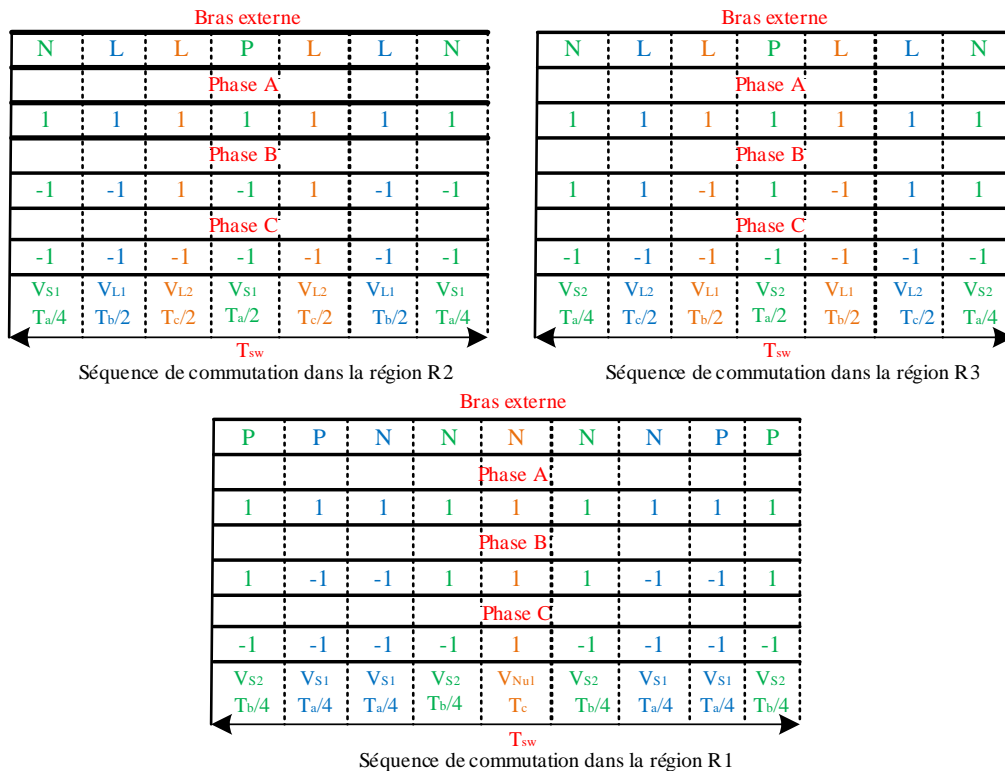
Temps	Ta	Tb	Tc
Région			
R1	$V_{S(i)}$ $2.K_1.\sin(\pi/3 - \phi)$	$V_{S(i+1)}$ $2.K_1.\sin(\phi)$	V_{Nul} $T_{sw} - 2.K_1.\sin(\pi/3 + \phi)$
R2	$V_{S(i)}$ $2.T_{sw} - K_2.(3.\cos(\phi) + \sqrt{3}.\sin(\phi))$	$V_{L(i)}$ $3.K_2.c \cos(\phi) - T_{sw}$	$V_{L(i+1)}$ $\sqrt{3}.K_2.\sin(\phi)$
R3	$V_{S(i+1)}$ $2.T_{sw} - K_1.(\sqrt{3}.\cos(\phi) + \sin(\phi))$	$V_{L(i)}$ $(K_1/2).(\sqrt{3}.\cos(\phi) - \sin(\phi))$	$V_{L(i+1)}$ $(K_1/6).(3\sqrt{3}.\cos(\phi) + 9.\sin(\phi))$ $-T_{sw}$

Où,

$$\begin{cases} K_1 = (\sqrt{3} \cdot |\overline{V_{ref}}| \cdot T_{sw}) / V_{dc} \\ K_2 = (|\overline{V_{ref}}| \cdot T_{sw}) / V_{dc} \end{cases}$$

- **Génération de la séquence de commutation**

La dernière étape consiste à définir la séquence de commutation convenable. Les vecteurs courts et nuls redondants permettent de constituer plusieurs séquences de commutation. L'algorithme SVM traditionnel organise les vecteurs de commutation de manière symétrique en vue de minimiser le taux de distorsion harmonique. La figure (6.6) montre les séquences de commutation possibles dans le secteur I en utilisant la méthode SVM traditionnelle [35].


Figure 6.6 : Les séquences de commutation pour le secteur I

3. Présentation de la méthode SVM proposée pour l'onduleur à dix commutateurs

Après avoir présenté l'algorithme SVM classique dans la section précédente, cette section sera consacrée à la description de l'algorithme SVM proposé. Dans un premier temps, la raison pour laquelle un nouveau partitionnement du diagramme vectoriel est nécessaire est expliquée, puis, la nouvelle subdivision de ce diagramme en sept régions est présentée. L'algorithme SVM proposé comprend les parties théoriques suivantes : identification des régions, calcul des temps de commutation et régulation de la tension du point neutre à l'aide d'un algorithme. Enfin, les séquences de commutation optimales qui réduisent les pertes de commutation sont fournies.

3.1 Subdivision du diagramme vectoriel spatial

Le triangle T1 représenté sur la figure (6.7) montre la zone dans laquelle il est possible d'approximer le vecteur V_{ref} avec $V_{S(i)}$, $V_{L(i)}$ et $V_{L(i+1)}$. De même, le triangle T2 représente la zone où il est possible d'approximer V_{ref} à l'aide de $V_{S(i+1)}$, $V_{L(i)}$ et $V_{L(i+1)}$ sans produire des temps de commutation négatifs. La troisième partie de la figure (6.7) représente l'union des deux triangles T1 et T2, où il est possible d'estimer le vecteur V_{ref} avec deux vecteurs longs et un vecteur court. L'union des deux triangles crée deux régions notées R2' et R3'. On peut voir sur la même figure que dans la région notée R_m , il n'est pas possible d'estimer V_{ref} en utilisant deux vecteurs longs et un vecteur court.

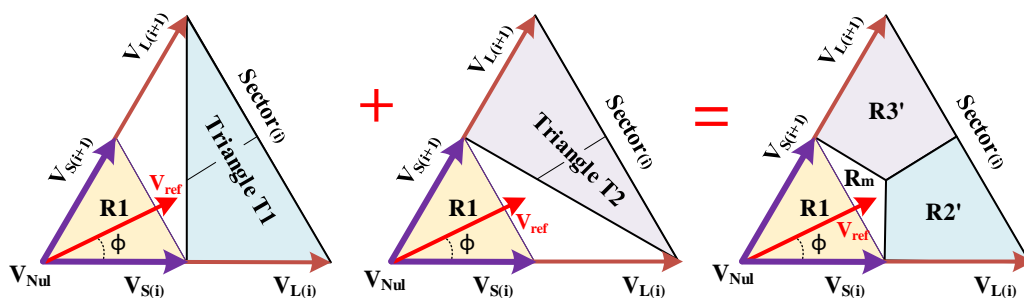


Figure 6.7: Les zones définies avec deux vecteurs longs et un vecteur court

Afin de confirmer l'invalidité de la SVM traditionnelle dans la région R_m , une simulation a été réalisée avec les paramètres suivants : $m = 0.59$, $T = 0.02s$ et $T_{sw} = 10^{-4}s$, où T est la période de la tension de référence. Les résultats de simulation de la figure (6.8) ont indiqué que les valeurs de T_b et T_c sont parfois négatives lorsque le vecteur de référence est dans la région R_m , ce qui dégrade la qualité de la tension de sortie.

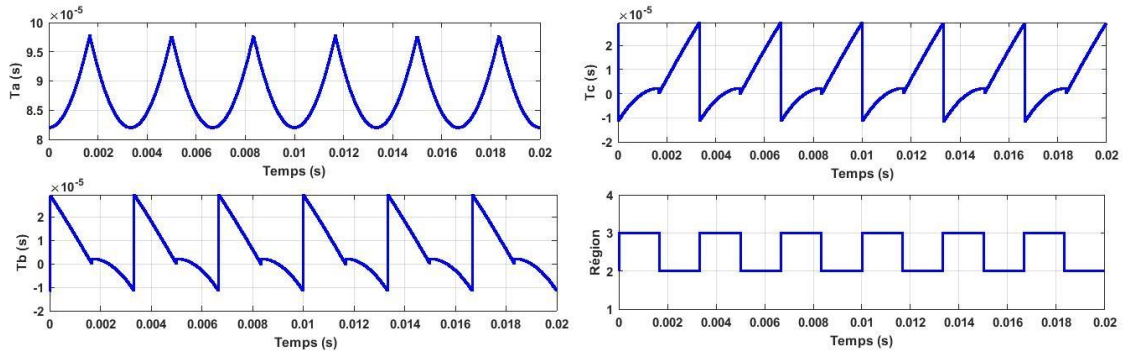


Figure 6.8 : Calcul des temps de commutation avec la méthode SVM conventionnelle

Afin d'éliminer la génération de temps de commutation négatifs, un nouveau partitionnement du diagramme vectoriel est nécessaire. La figure (6.9) montre qu'en dehors de la région Z1, il est possible de construire quatre triangles T1' à T4' avec les vecteurs stationnaires $V_{S(i)}$, $V_{S(i+1)}$, $V_{L(i)}$ et $V_{L(i+1)}$.

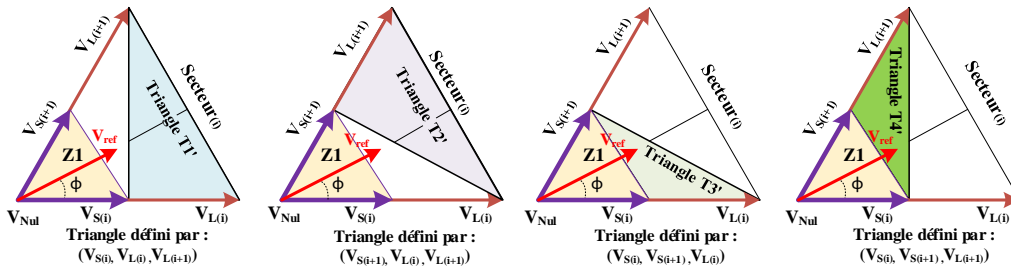


Figure 6.9 : Les triangles créés avec des vecteurs longs et courts

L'union des triangles T1' à T4' a créé six régions triangulaires (Z2 à Z7), comme le montre la figure (6.10).

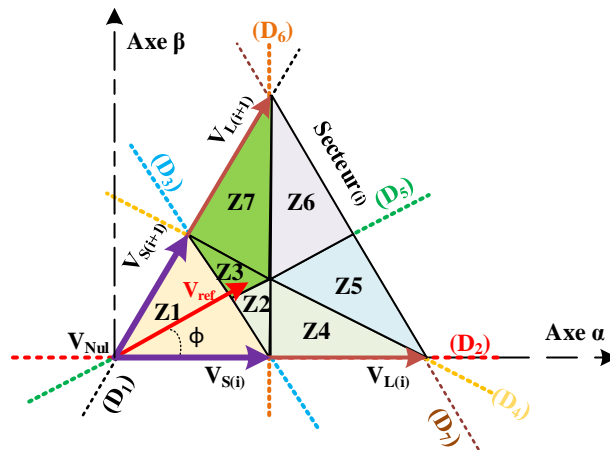


Figure 6.10 : La division d'un secteur(i) en sept régions

Le tableau (6.5) montre les trois vecteurs les plus proches qui seront utilisés pour synthétiser V_{ref} dans chaque région.

Tableau 6.5 : Les vecteurs les plus proches dans chaque région

Région	Les trois vecteurs les plus proches
Z1	$V_{S(i)}$, $V_{S(i+1)}$, et V_{Nul}
Z2 , Z4	$V_{S(i)}$, $V_{S(i+1)}$, et $V_{L(i)}$
Z3 , Z7	$V_{S(i)}$, $V_{S(i+1)}$, et $V_{L(i+1)}$
Z5	$V_{S(i)}$, $V_{L(i)}$, et $V_{L(i+1)}$
Z6	$V_{S(i+1)}$, $V_{L(i)}$, et $V_{L(i+1)}$

La mise en œuvre de l'algorithme SVM proposé peut se faire en quatre étapes : Premièrement, chaque région est définie avec un système d'inégalités. Deuxièmement, les temps de commutation seront calculés. Troisièmement, un algorithme d'équilibrage de tension de bus continu sera appliqué. Enfin, la séquence de commutation appropriée sera synthétisée pour commuter l'onduleur.

3.2 Localisation de la région

Dans la méthode SVM proposée, chaque région sera définie par les lignes qui la délimitent. Ces lignes ((D1) à (D6)) sont représentées sur la figure (6.10). Chaque ligne est définie par son équation exprimée dans le référentiel (α, β) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} (D_1): \beta = \sqrt{3}.\alpha \\ (D_2): \beta = 0 \\ (D_3): \beta = -\sqrt{3}.\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3}.V_{dc} \\ (D_4): \beta = -\frac{\sqrt{3}}{3}.\alpha + \frac{2\sqrt{3}}{9}V_{dc} \\ (D_5): \beta = \frac{\sqrt{3}}{3}.\alpha \\ (D_6): \alpha = \frac{V_{dc}}{3} \end{array} \right. \quad (6.10)$$

Chaque région est définie par au moins deux lignes, comme indiqué dans le tableau (6.6).

Tableau 6.6 : Localisation du vecteur de référence

Condition	Région active
$y \geq 0$; $y \leq \sqrt{3}.x$; $y \leq -\sqrt{3}.x + \sqrt{3}/3.V_{dc}$	Z1
$y \geq -\sqrt{3}.x + \sqrt{3}/3.V_{dc}$; $x \leq V_{dc}/3$; $y \leq \sqrt{3}/3.x$	Z2
$y \geq -\sqrt{3}.x + \sqrt{3}/3.V_{dc}$; $y \leq -\sqrt{3}/3.x + 2\sqrt{3}/9.V_{dc}$; $y \geq \sqrt{3}/3.x$	Z3
$y \geq 0$; $x \geq V_{dc}/3$; $y \leq -\sqrt{3}/3.x + 2\sqrt{3}/9.V_{dc}$	Z4
$y \geq -\sqrt{3}/3.x + 2\sqrt{3}/9.V_{dc}$; $y \leq \sqrt{3}/3.x$	Z5
$y \geq \sqrt{3}/3.x$; $x \geq V_{dc}/3$	Z6
$y \geq -\sqrt{3}/3.x + 2\sqrt{3}/9.V_{dc}$; $x \leq V_{dc}/3$; $y \leq \sqrt{3}.x$	Z7

Où,

$$\left\{ \begin{array}{l} x = V_{\alpha(ref)} = |V_{ref}| \cdot \cos(\phi) \\ y = V_{\beta(ref)} = |V_{ref}| \cdot \sin(\phi) \end{array} \right.$$

3.3 Calcul des temps de commutation

Pour chaque région, les temps de commutation sont calculés en utilisant le principe tension-seconde. Par exemple, si V_{ref} est situé dans la zone Z2, le calcul des temps de commutation T_a , T_b et T_c est donné par l'équation (6.11).

$$\begin{cases} V_{ref} T_{sw} = V_{S(i)} \cdot T_a + V_{S(i+1)} \cdot T_b + V_{L(i)} \cdot T_c \\ T_{sw} = T_a + T_b + T_c \end{cases} \quad (6.11)$$

En appliquant le même principe à toutes les régions, les temps de commutation pour tous les vecteurs sélectionnés sont donnés dans le tableau (6.7).

Tableau 6.7 : Le calcul des temps de commutation

Temps Region	T_a	T_b	T_c
Z1	$V_{S(i)}$ $2.K_1 \cdot \sin(\pi/3 - \phi)$	$V_{S(i+1)}$ $2.K_1 \cdot \sin(\phi)$	V_{Nul} $T_{sw} - 2.K_1 \cdot \sin(\pi/3 + \phi)$
Z2 ou Z4	$V_{S(i)}$ $2.T_{sw} - (3.K_3/2) \cdot \sin(\phi)$ $-3.K_2 \cdot \cos(\phi)$	$V_{S(i+1)}$ $K_3 \cdot \sin(\phi)$	$V_{L(i)}$ $(K_3/2) \cdot \sin(\phi) + 3.K_2 \cdot \cos(\phi)$ $-T_{sw}$
Z3 ou Z7	$V_{S(i)}$ $T_{sw}/2 - K_1 \cdot \sin(\phi)$ $+(3.K_2/2) \cdot \cos(\phi)$	$V_{S(i+1)}$ $T_{sw} - 3.K_2 \cdot \cos(\phi)$	$V_{L(i+1)}$ $K_1 \cdot \sin(\phi) -$ $(1/2) \cdot (T_{sw} - 3.K_2 \cdot \cos(\phi))$
Z5	$V_{S(i)}$ $2.T_{sw} - K_2 \cdot (3 \cdot \cos(\phi) + \sqrt{3} \cdot \sin(\phi))$	$V_{L(i)}$ $3.K_2 \cdot \cos(\phi) - T_{sw}$	$V_{L(i+1)}$ $\sqrt{3} \cdot K_2 \cdot \sin(\phi)$
Z6	$V_{S(i+1)}$ $2.T_{sw} - K_1 \cdot (\sqrt{3} \cdot \cos(\phi) + \sin(\phi))$	$V_{L(i)}$ $(K_1/2) \cdot (\sqrt{3} \cdot \cos(\phi) - \sin(\phi))$	$V_{L(i+1)}$ $(K_1/6) \cdot (3\sqrt{3} \cdot \cos(\phi) + 9 \cdot \sin(\phi))$ $-T_{sw}$

Où,

$$\begin{cases} K_1 = (\sqrt{3} \cdot |\overline{V_{ref}}| \cdot T_{sw}) / V_{dc} \\ K_2 = (|\overline{V_{ref}}| \cdot T_{sw}) / V_{dc} \\ K_3 = (6 \cdot |\overline{V_{ref}}| \cdot T_{sw}) / (\sqrt{3} \cdot V_{dc}) \end{cases}$$

La SVM proposée est simulée avec les mêmes paramètres que la simulation précédente ($m = 0,59$, $T = 0,02s$ et $T_{sw} = 10^{-4}s$). La figure (6.11) montre que le vecteur tournant V_{ref} passe par quatre régions : Z2, Z3, Z4 et Z7. Les temps de commutation dans ces régions sont synthétisés à partir de deux vecteurs courts et d'un vecteur long. Les temps de commutation ne sont plus négatifs grâce à la nouvelle stratégie de division de chaque secteur.

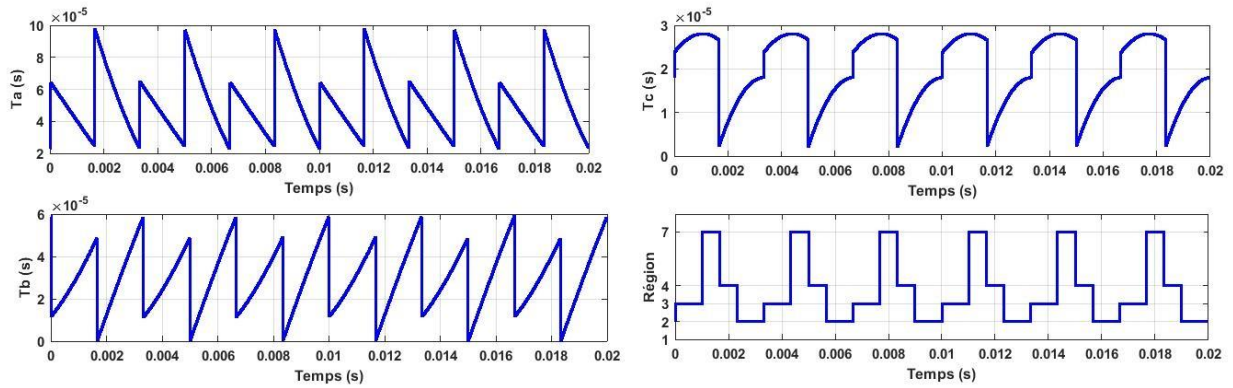


Figure 6.11 : Calcul des temps de commutation avec la méthode SVM proposée

3.4 Balance de tension du bus continu

Le déséquilibre de tension des condensateurs de l'onduleur multiniveaux est une préoccupation majeure. L'augmentation de la tension aux bornes d'un condensateur particulier peut provoquer des dommages indésirables, tels que la destruction du condensateur, la destruction des semi-conducteurs, des pertes de puissance importantes et la détérioration de la qualité de tension de sortie. Dans l'onduleur à dix commutateurs, les bras principaux ne sont pas responsables du déséquilibre de tension des condensateurs. Seul le bras externe peut modifier l'état d'équilibre. La figure (6.12) illustre l'effet de différents types de vecteurs N, P et L sur les tensions des condensateurs. L'application d'un vecteur de type L ou d'un vecteur nul n'affecte pas l'équilibre de tension tant que le courant i_o est nul. L'application d'un vecteur de type P dirige le courant i_o de la charge vers le condensateur C2. Par conséquent, le condensateur C2 est chargé, et le condensateur C1 est déchargé pour alimenter la charge. En revanche, lorsqu'un vecteur de type N est actif, le condensateur C2 se décharge pour alimenter la charge, et le condensateur C1 se charge à partir de la source de tension. Pour ces raisons, seuls des vecteurs courts peuvent affecter le déséquilibre de tension [32].

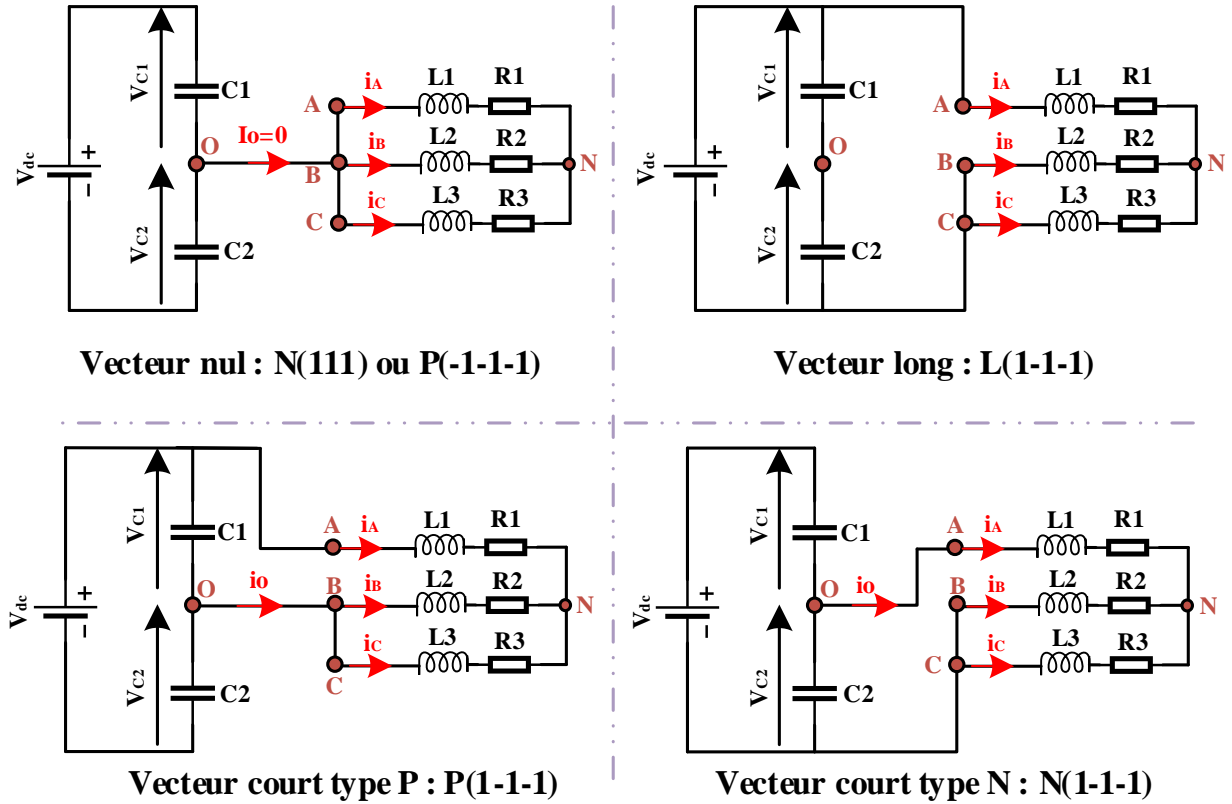


Figure 6.12 : L'effet des vecteurs actifs sur le déséquilibre de tension

Dans la SVM conventionnelle, la tension du bus continu est supposée être équilibrée en annulant le courant i_o moyen en une période de commutation [194]. C'est-à-dire, si le vecteur court V_{S1} est choisi, les configurations N(1-1-1) et P(1-1-1) devraient avoir le même rapport cyclique ($d_P = d_N$) dans une période de commutation pour annuler le courant i_o moyen ($i_{o(moy)}$), comme indiqué dans l'équation (6.12).

$$i_{o(moy)} = d_P \cdot (i_B + i_C) + d_N \cdot (i_A) = 0 \quad (6.12)$$

Cependant, le courant moyen $i_{o(moy)}$ ne peut pas toujours être nul en raison de la non-idéalité du circuit de puissance, telle que des valeurs non égales des capacités C1 et C2, des retards d'amorçage des transistors de puissance, et l'insertion du temps mort [195]. L'équilibre de tension peut être réalisé à l'aide de l'algorithme donné dans l'organigramme (Figure (6.13)) [32].

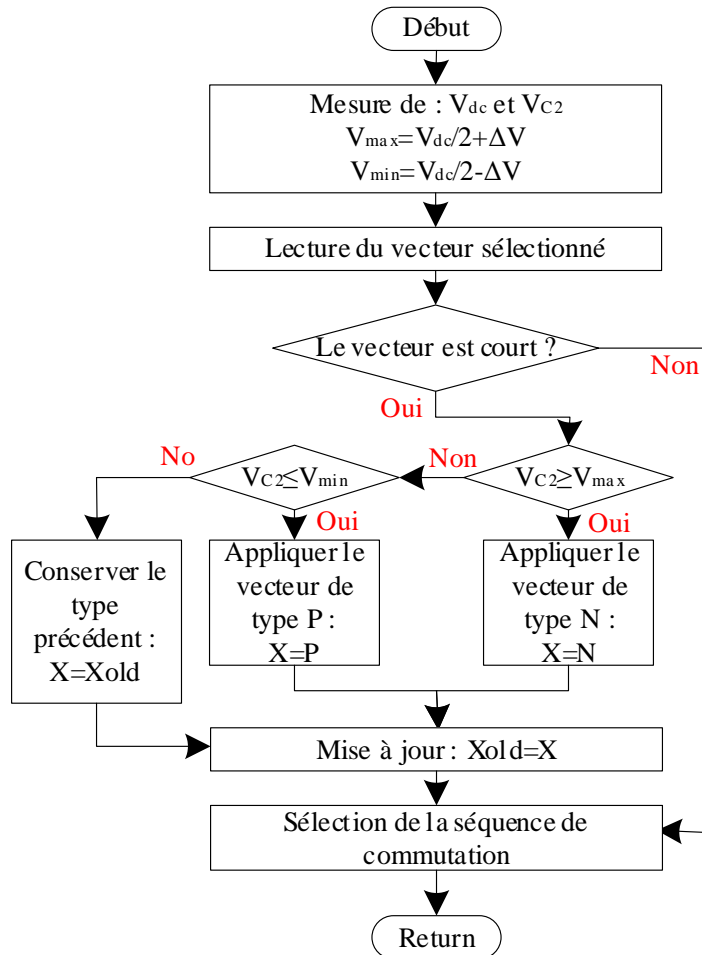


Figure 6.13 : Organigramme d'équilibre de tension

Si la tension V_{C2} est supérieure ou égale à $V_{dc}/2 + \Delta V$, un vecteur de type N doit être appliqué ($X=N$) pour diminuer la tension V_{C2} à une valeur minimale de $V_{dc}/2 - \Delta V$, où ΔV est la tension de crête souhaitée. En revanche, si V_{C2} est inférieur ou égal à $V_{dc}/2 - \Delta V$, un vecteur de type P doit être appliqué ($X=P$) jusqu'à atteindre la limite supérieure de $V_{dc}/2 + \Delta V$. La figure (6.14) montre le comportement souhaité de la tension V_{C2} .

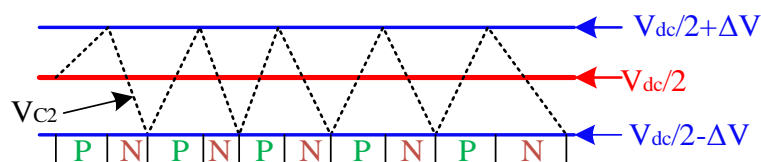


Figure 6.14 : Le comportement souhaité de la tension V_{C2}

3.5 Génération de la séquence de commutation

Tous les vecteurs sélectionnés doivent être arrangés de manière symétrique pour garantir un taux de distorsion harmonique minimum et de réduire autant que possible le nombre de

commutations. La figure (6.15) montre les séquences de commutation à appliquer si V_{ref} est situé dans le secteur 1. Du fait de la symétrie, les séquences de commutation des autres secteurs peuvent être synthétisées en suivant le même raisonnement. Dans la région Z1, les vecteurs de commutation peuvent être arrangés de deux manières en fonction de l'état de X. Si $X=P$, le vecteur nul P(-1-1-1) est choisi pour assurer un nombre minimum de commutations. Par contre, si $X=N$, le vecteur nul sélectionné est N(1 1 1). Ces deux configurations désactivent la commutation du bras externe pendant plusieurs périodes si l'état de X reste inchangé. L'état de X change après plusieurs périodes de commutation ; tout dépend de la valeur de ΔV . Pour les autres régions de Z2 à Z7, seul le bras externe et un seul bras principal changent d'état de commutation. Cela garantit moins de commutations du bras externe par rapport à la SVM traditionnelle. Dans la SVM traditionnelle, le bras externe change d'état quatre fois au cours d'une période de commutation dans les régions R2 et R3 [35].

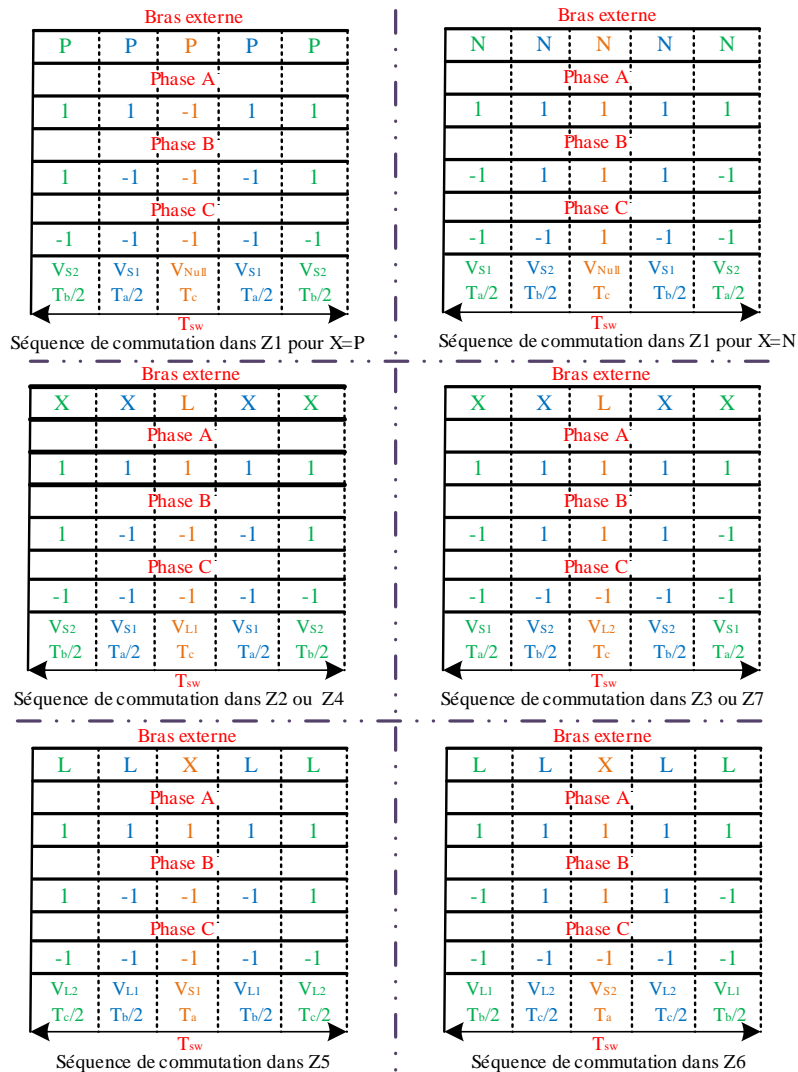


Figure 6.15 : Les séquences de commutation pour le secteur I

4. Application de la SVM proposée sur un système de pompage solaire à double étage

La figure (6.16) montre le schéma de contrôle appliqué au système de pompage solaire pour valider l'efficacité de la SVM proposée. Le système étudié comprend essentiellement un convertisseur élévateur pour le suivi du point de puissance maximum et un onduleur à dix commutateurs pour contrôler le moteur à induction.

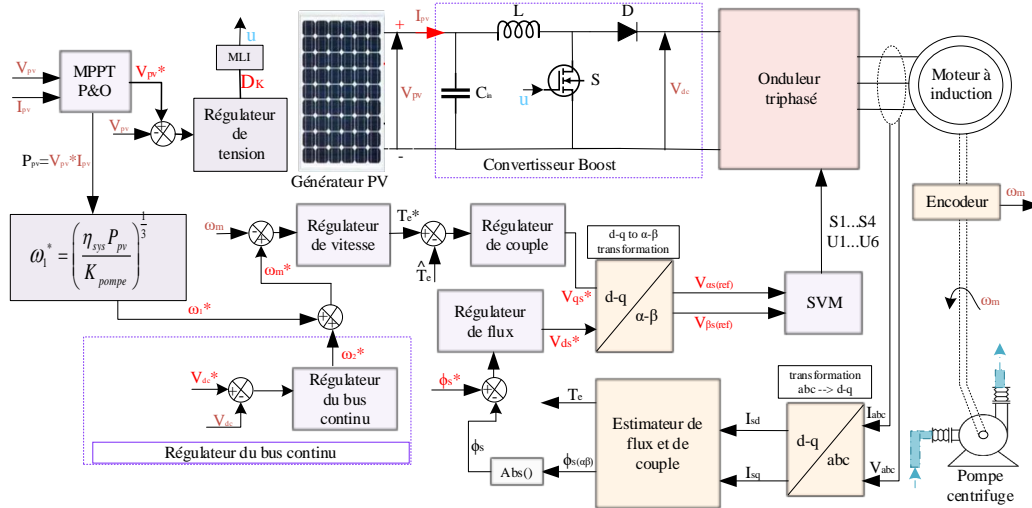


Figure 6.16 : Contrôle direct du couple basé sur la SVM

4.1 Extraction de la puissance maximale (MPPT)

Pour simplifier, la méthode Perturbation et Observation (P&O) basée sur la perturbation de tension est utilisée pour extraire la puissance maximale. Tout d'abord, l'algorithme P&O fournit la tension de référence V_{pv}^* qui maximise la puissance photovoltaïque. Ensuite, un contrôleur proportionnel-intégral (PI) génère le rapport cyclique D_K qui régule la tension photovoltaïque V_{pv} , comme le montre l'équation (6.13).

$$D_K = K_{p(pv)}(V_{pv}^* - V_{pv}) + K_{i(pv)} \int_0^{ti} (V_{pv}^* - V_{pv}) dt \quad (6.13)$$

$K_{p(pv)}$ et $K_{i(pv)}$ sont les paramètres du régulateur PI.

4.2 Régulation de tension du bus continu

Le principe de fonctionnement d'un système de pompage sans batteries consiste à transformer toute la puissance extraite en puissance mécanique. En conséquence, la vitesse du moteur ω_1^* qui est équivalente à la puissance photovoltaïque P_{pv} , peut être calculée avec l'égalité suivante [67], [109].

$$\omega_1^* = \left(\frac{\eta_{sys} P_{pv}}{K_{pompe}} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (6.14)$$

η_{sys} est la constante d'efficacité du système et K_{pompe} est la constante de la pompe. La variation de la puissance extraite entraîne des fluctuations permanentes de la tension V_{dc} . Cette tension doit être maintenue suffisamment proche de la tension nominale du moteur pour assurer son fonctionnement normal à différentes vitesses. La tension du bus continu peut être régulée en agissant sur la vitesse de référence calculée précédemment (6.14). Pour cette raison, un contrôleur PI est ajouté au schéma de contrôle pour définir une nouvelle vitesse de référence ω_m^* [196].

$$\omega_m^* = \omega_1^* + \underbrace{\left[K_{p(dc)}(V_{dc}^* - V_{dc}) + K_{i(dc)} \int_0^{ti} (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \right]}_{\text{Contrôleur PI}} \quad (6.15)$$

Où, $K_{p(dc)}$ et $K_{i(dc)}$ sont les paramètres du contrôleur PI, V_{dc}^* est la tension de référence.

4.3 Commande directe de couple basée sur la SVM

Le contrôle direct du couple basé sur la SVM (DTC-SVM) est utilisé pour le contrôle de la vitesse [197]. L'objectif du DTC-SVM est de fixer le flux statorique sur l'axe d du référentiel d-q, ce qui permet de contrôler le couple et le flux indépendamment. Par conséquent, le flux statorique et le couple peuvent être contrôlés respectivement par la composante de tension continue V_{ds} et la composante de tension en quadrature V_{qs} [198]. Le DTC-SVM se compose de trois boucles de contrôle, comme illustré à la figure (6.16). La boucle de contrôle de flux statorique génère la tension de référence V_{ds}^* pour minimiser l'erreur de flux statorique comme indiqué dans l'équation (6.16).

$$V_{ds}^* = K_{p\phi}(\phi_s^* - \phi_s) + K_{i\phi} \int_0^{ti} (\phi_s^* - \phi_s) dt \quad (6.16)$$

Où, $K_{p\phi}$ et $K_{i\phi}$ sont les paramètres du régulateur PI, ϕ_s est le module du flux statorique estimé et ϕ_s^* est le flux statorique de référence.

La deuxième boucle de régulation est une boucle en cascade, la boucle externe est un régulateur PI qui reçoit l'erreur de vitesse et génère le couple de référence T_e^* comme suit.

$$T_e^* = K_{p\omega}(\omega_m^* - \omega_m) + K_{p\omega} \int_0^{ti} (\omega_m^* - \omega_m) dt \quad (6.17)$$

Où , $K_{p\omega}$ et $K_{i\omega}$ sont les paramètres du régulateur PI, ω_m est la vitesse mesurée. La boucle interne est un contrôleur PI qui produit la tension de référence V_{qs}^* pour annuler l'erreur de couple.

$$V_{qs}^* = K_{pT_e}(T_e^* - T_e) + K_{iT_e} \int_0^{t_i} (T_e^* - T_e) dt \quad (6.18)$$

Où K_{pT_e} et K_{iT_e} sont les paramètres du contrôleur PI. Le vecteur de référence ($V_{\alpha(\text{ref})}$, $V_{\beta(\text{ref})}$) produit par les contrôleurs de DTC-SVM sera utilisé par la SVM proposée pour synthétiser la séquence de commutation de l'onduleur.

5. Simulation et résultats expérimentaux en utilisant une charge inductive triphasée

Après avoir décrit l'algorithme SVM proposé dans la section précédente, cette section fournit une comparaison détaillée entre la méthode SVM proposée avec la méthode SVM classique [35] et la méthode SPWM présentée dans [189]. Cette section compare les trois méthodes à travers une simulation et une validation expérimentale en termes de THD, d'équilibre de tension du point neutre et de réduction de tension en mode commun. Par notation, la SVM proposée est notée SVM2, et la SVM classique est notée SVM1. Dans la validation expérimentale, une configuration matérielle à faible puissance est utilisée pour valider l'algorithme SVM proposé, dans lequel une alimentation de 50V continue alimente un onduleur à dix commutateurs connecté à une charge RL triphasée. La configuration de puissance utilisée dans la configuration expérimentale est la même que celle utilisée dans l'environnement Simulink pour la simulation. La configuration reste la même pour obtenir des résultats proches entre les deux environnements. La configuration du système utilisé dans la simulation et les études expérimentales est résumée dans le tableau 6.8.

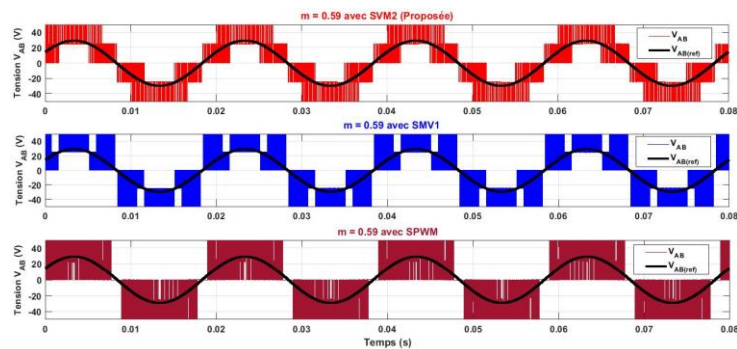
Tableau 6.8 : Les paramètres de l'onduleur à dix commutateurs connecté à une charge RL triphasée

Paramètre	Valeur
Tension du bus continu	50V
Capacités C1=C2	2000uF
Fréquence de commutation	10KHz
La fréquence fondamentale	50Hz
Résistance de charge R1=R2=R3	30Ω
Inductance de charge L1=L2=L3	10mH

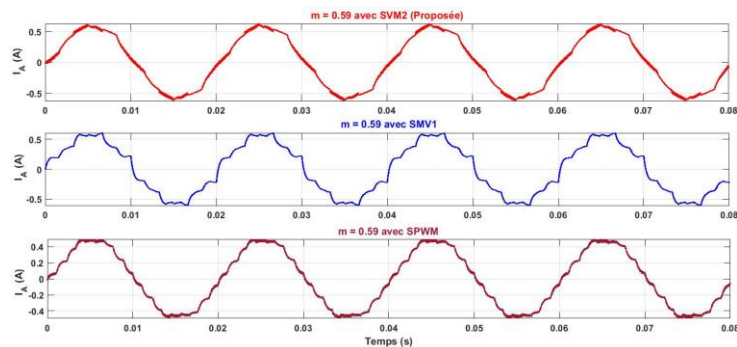
a) Résultats de simulation et discussion

Tout d'abord, l'indice de modulation $m = 0,59$ est choisi pour forcer la trajectoire du vecteur V_{ref} à traverser la région critique R_m . La figure (6.17-a) montre la tension composée V_{AB} obtenue avec les différentes techniques étudiées. La tension de sortie obtenue par la SVM1 est déformée en raison de la génération de temps de commutation négatifs dans la région

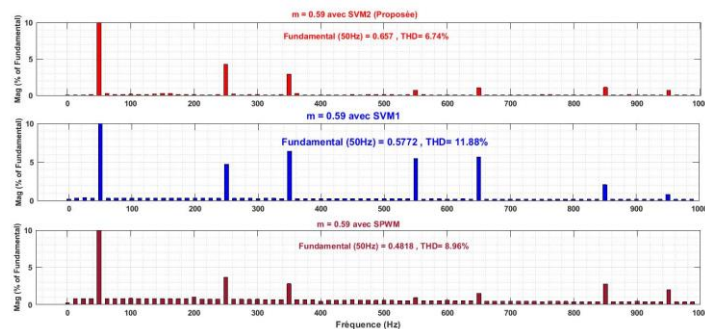
critique. De même, les formes d'onde obtenues par la SPWM ne suivent pas exactement la tension de référence $V_{AB(ref)}$ du fait de la non utilisation des vecteurs de commutation les plus proches. La tension V_{AB} obtenue avec la SVM2 n'est plus déformée et suit précisément la tension de référence grâce au choix judicieux des vecteurs les plus proches et à la suppression des temps de commutation négatifs. La figure (6.17-b) montre que la qualité du courant de ligne i_A est améliorée avec la SVM2 ; sa forme est presque sinusoïdale. En revanche, les courants obtenus par les autres méthodes sont déformés. L'analyse spectrale des courants donnée sur la figure (6.17-c) confirme la supériorité de la SVM2 développée en ayant le THD le plus bas (THD=6,74 %). La SPWM arrive en deuxième position en ayant un THD de 8,96 %, et la SVM1 produit la qualité de courant la plus faible en ayant le THD le plus élevé (THD=11,88 %).



(a) Tension composée V_{AB}



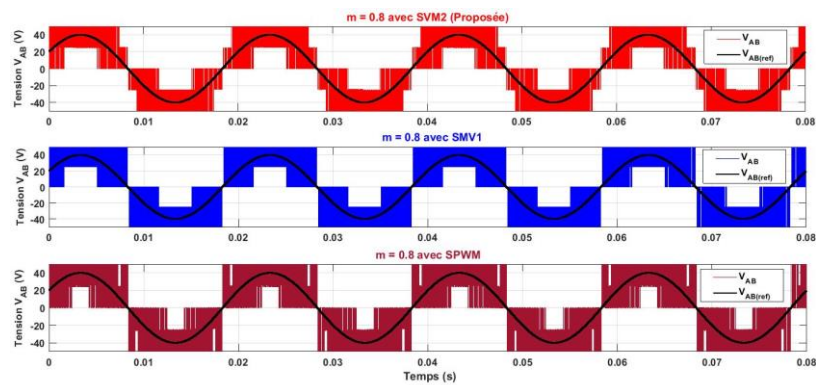
(b) Courant phase i_A



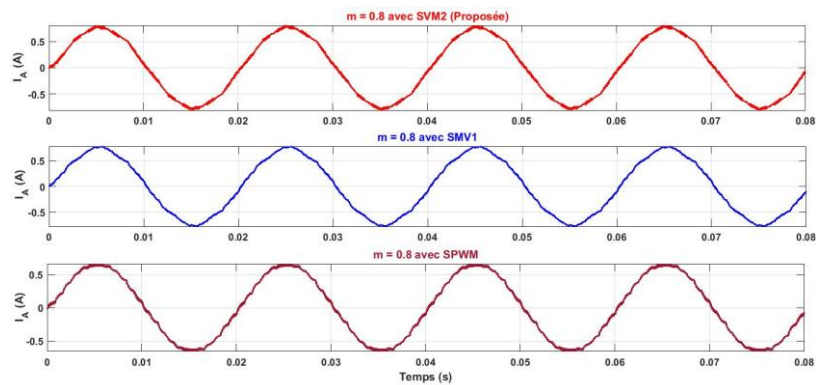
(c) THD du courant i_A

Figure 6.17 : Simulation des différentes stratégies MLI sous $m=0.59$

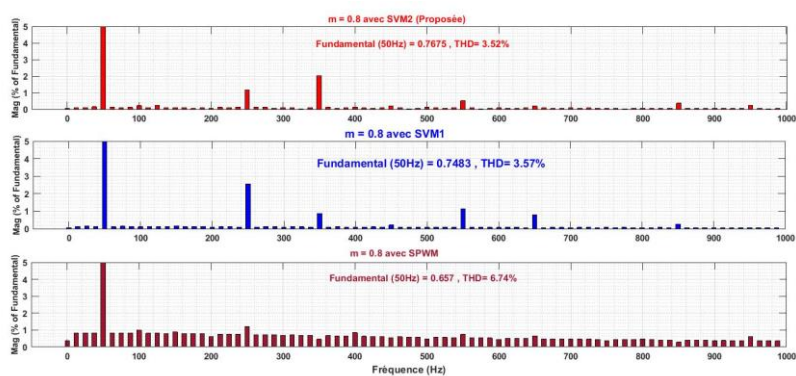
Dans le deuxième scénario, les trois méthodes sont testées sous l'indice de modulation $m=0,8$. La figure (6.18-a) et la figure (6.18-b) montrent les formes d'onde de la tension composée V_{AB} et du courant de charge i_A , respectivement. Ces figures montrent que pour un indice de modulation élevé, la qualité des grandeurs électriques est améliorée avec les méthodes du SMV. Par contre, les formes d'onde de tension et de courant sont un peu détériorées avec la méthode SPWM. La figure (6.18-c) confirme que pour un indice de modulation élevé, le THD est faible pour les méthodes SVM1 et SVM2. Néanmoins, la méthode SPWM ne peut pas réduire efficacement le THD.



(a) Tension composée V_{AB}



(b) Courant phase i_A



(c) THD du courant i_A

Figure 6.18 : Simulation des différentes stratégies MLI sous $m=0,8$

La comparaison des trois méthodes de modulation ne peut pas être juste si seuls les THD des tensions et courants de sortie sont comparés pour plusieurs indices de modulation. Les graphiques à barres de la figure (6.19-a) présentent les THD de la tension de sortie V_{AB} en termes d'indices de modulation. Les amplitudes de THD démontrent la supériorité des méthodes SVM sur la méthode SPWM en ayant les THD les plus bas pour tous les indices de modulation. La figure (6.19-b) illustre que la SVM2 offre la meilleure réduction du THD de courant pour les indices de modulation qui appartiennent à l'intervalle $]1/2, 2/3[$; cela est dû à la nouvelle stratégie de commutation de l'onduleur dans la région R_m . Pour des indices de modulation supérieurs à $2/3$, la méthode SVM2 utilise également la configuration de deux vecteurs longs et d'un vecteur court pour moduler la tension de sortie comme la SVM1, ce qui explique la légère différence de THD de courant entre les deux techniques.

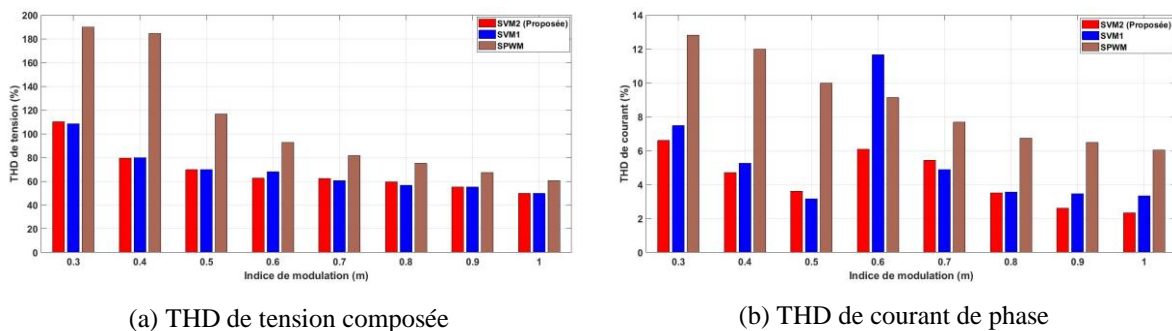


Figure 6.19 : Graphiques à barres des THD avec le changement de m

La figure (6.20) montre les formes d'onde des tensions V_{C1} et V_{C2} pour les différentes stratégies MLI. Avec la méthode SVM2, les tensions aux bornes des condensateurs sont bien équilibrées et varient strictement entre 25,5V et 24,5V pour $\Delta V=0,5V$. L'algorithme SPWM peut assurer l'équilibre de tension ; cependant, l'amplitude des ondulations de tension ne peut pas être contrôlée. La séquence de commutation SVM1 ne peut garantir un équilibre de tension parfait pour tous les indices de modulation. La figure (6.20) montre qu'avec l'indice de modulation $m=0,8$, le déséquilibre se produit à l'instant $t=0,02s$.

La tension de mode commun (CMV) est la différence de potentiel entre le point neutre de la charge triphasée et le point O, et elle est définie pour un onduleur à trois niveaux par la formule suivante [199].

$$V_{CMV} = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}}{3} \quad (6.19)$$

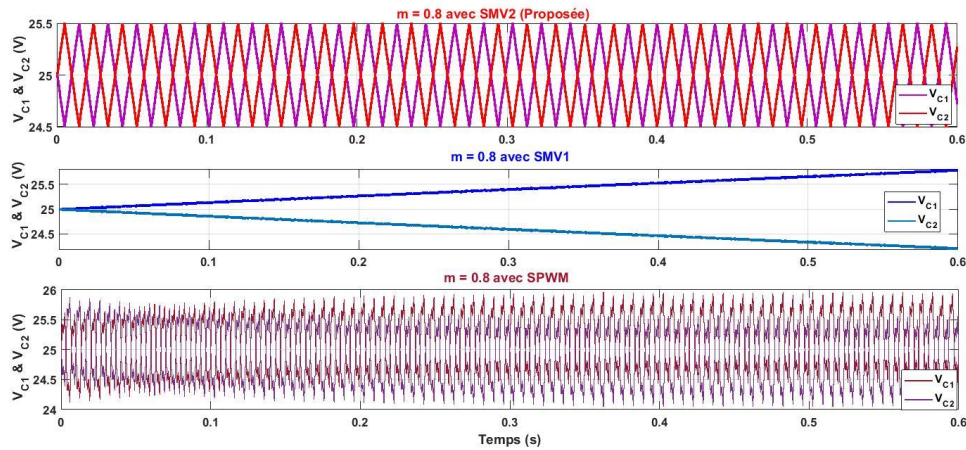


Figure 6.20 : Les tensions V_{C1} et V_{C2} sous les différentes stratégies MLI

La CMV doit être minimisée autant que possible. Par exemple, si un moteur à induction est soumis à une grande CMV, la contrainte de tension appliquée au moteur augmente [200]. Cela peut raccourcir la durée de vie du moteur. De plus, la CMV peut créer des problèmes d'interférences électromagnétiques [201], [202]. La figure (6.21) montre la CMV produite par les trois méthodes étudiées. Les méthodes SVM réduisent la magnitude du CMV à $V_{dc}/3$. Par contre, la CMV générée par la SPWM varie de $-V_{dc}/2$ à $+V_{dc}/2$. Ceci est dû à l'utilisation des vecteurs nuls N(-1-1-1) et P(111) qui génèrent une CMV d'amplitude de $V_{dc}/2$.

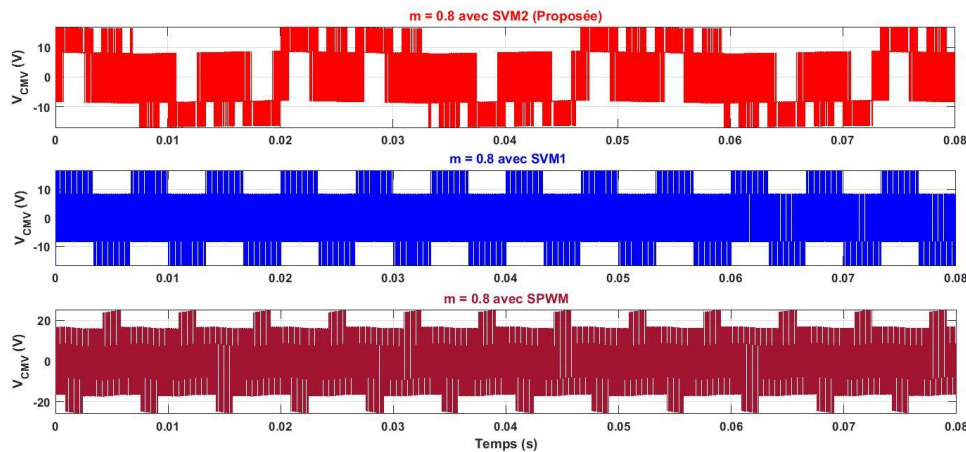


Figure 6.21 : La CMV sous les différentes stratégies MLI

Les graphiques à barres représentés sur la figure (6.22) présentent le nombre total de commutations pendant une période $T = 0,02$ s en termes d'indices de modulation. Les séquences de commutation proposées réduisent le nombre total de commutations jusqu'à 59,82 % par rapport à la SPWM et jusqu'à 58,23 % par rapport à la SMV1. Cela est dû à la minimisation du nombre de commutations du bras externe.

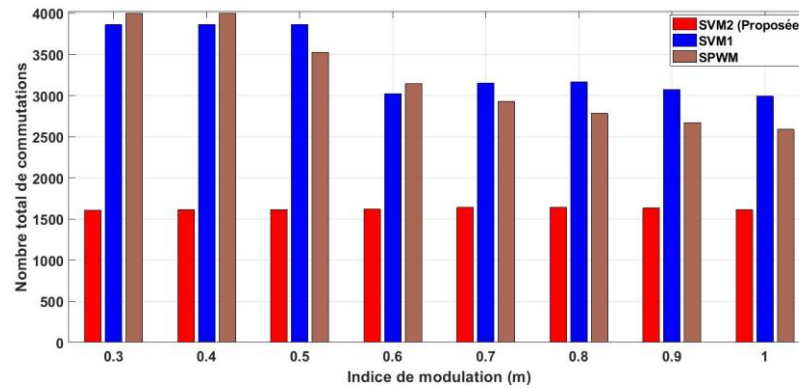


Figure 6.22 : Le nombre total de commutations avec le changement de m

b) Résultats expérimentaux et discussion

Pour valider l'approche proposée, le même circuit établi dans la simulation a été réalisé pratiquement. L'expérimentation s'est déroulée en plusieurs étapes :

- La première étape : consiste à dimensionner et choisir les différents composants des circuits de puissance et de commande. Les principaux composants utilisés dans la validation expérimentale sont répertoriés dans le tableau 6.9.

Tableau 6.9 : Paramètres d'expérimentation

Composants	Référence
Transistors IGBT	Infineon-IRG4PC40FD
Drivers	Infineon-IR2118
Optocoupleurs	HCPL2631
Carte DSP	LAUNCHXL-F28379D C2000
Capteur de tension	LV 25-P-LEM

- La deuxième étape : consiste à concevoir les schémas de commandes et de puissance. Ces schémas sont tracés dans le logiciel OrCAD Capture Schematic. Ce logiciel permet aussi de générer le fichier Netlist nécessaire à la conception du circuit imprimé.
- La troisième étape : consiste à placer et router les composants électroniques dans l'environnement Allegro PCB. L'Annexe E montre les vues de dessus et de dessous du circuit imprimé de commande après le processus de routage. De même, l'Annexe F montre les vues de dessus et de dessous du circuit imprimé de puissance.
- La quatrième étape : consiste à implémenter les trois algorithmes des techniques SVM2, SVM1 et SPWM dans la carte DSP en utilisant l'environnement de programmation C/C++ code composer studio (CCS).

La figure (6.23) montre le montage expérimental composé de : (1) une carte de commande DSP-F28379D (voir la fiche technique en Annexe G), (2) circuit d'optocoupleurs et

drivers (voir la partie commande en Annexe H), (3) circuit onduleur à dix commutateurs (voir le circuit d'onduleur en Annexe I), (4) circuit de capteurs (voir le circuit de mesure en Annexe J), (5) charge triphasée inductive, (6) alimentations stabilisées et (7) oscilloscopes.

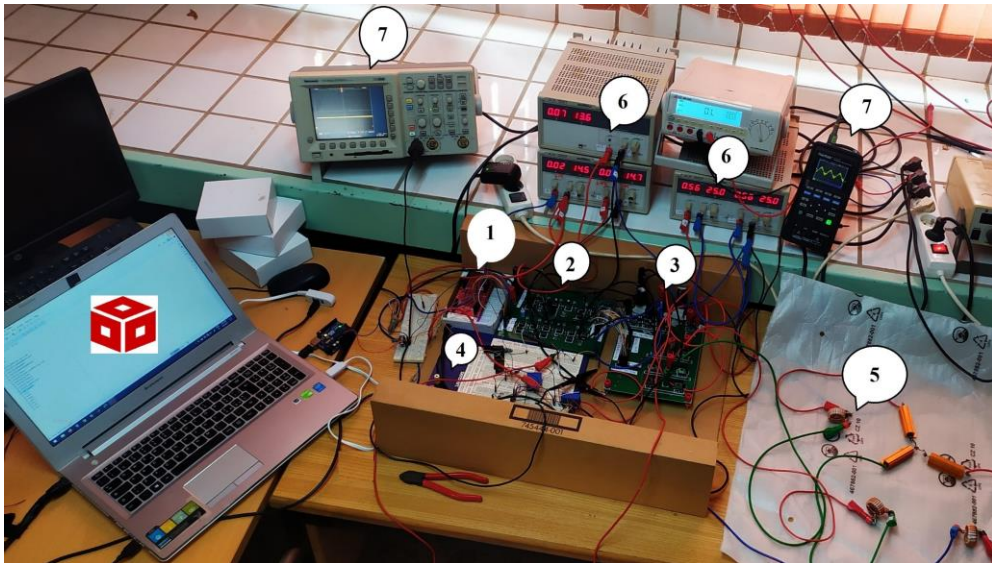
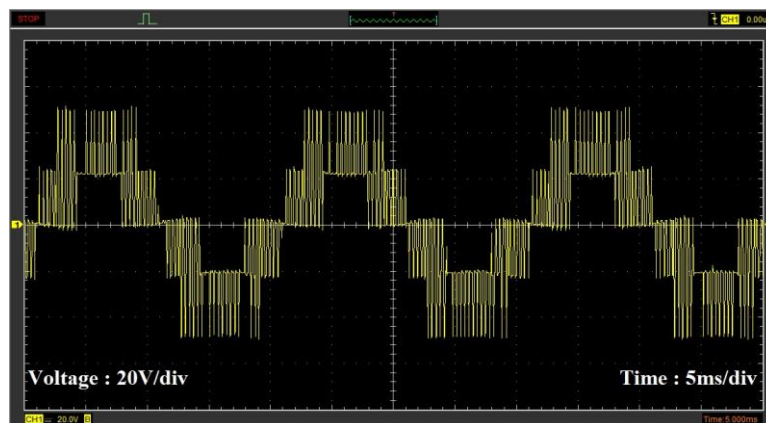
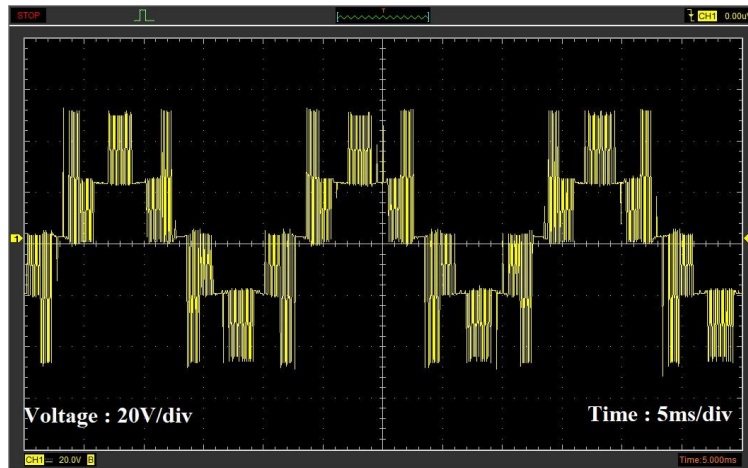


Figure 6.23 : Montage expérimental de l'onduleur à dix commutateurs

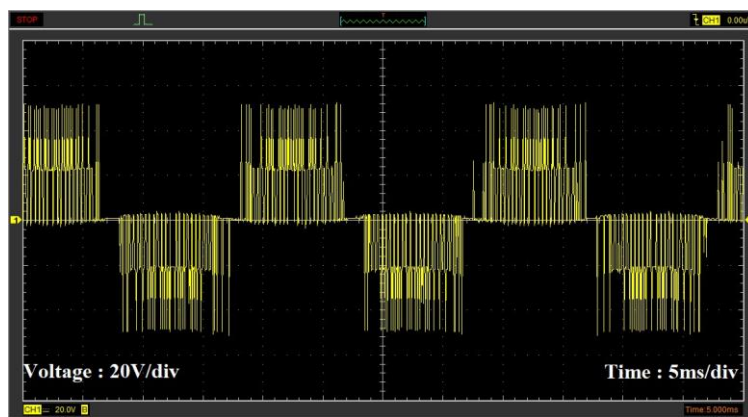
Le système physique est testé dans les mêmes conditions que la simulation. La figure (6.24) montre la tension ligne à ligne produite par la SVM2, la SVM1 et la SPWM, respectivement, sous l'indice de modulation $m = 0,59$. Les formes d'onde obtenues sont similaires à celles de la simulation. La figure (24-b) et la figure (24-c) illustrent les tensions entre phases produites par la SVM1 et la SPWM, elles semblent être déformées en raison du mauvais choix des vecteurs de commutation les plus proches.



(a) SVM2



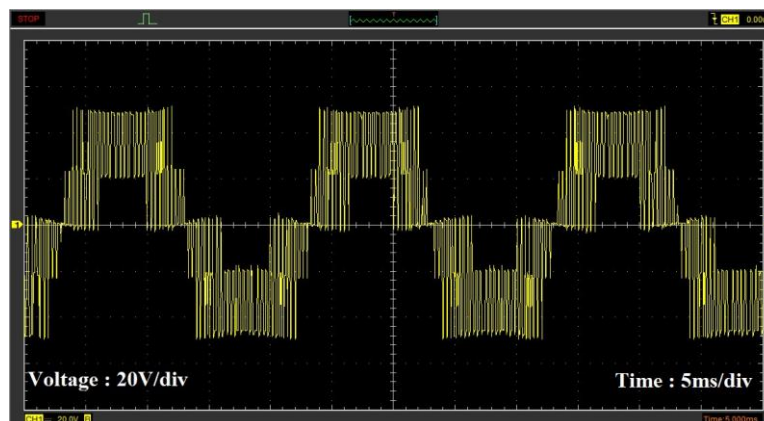
(b) SVM1



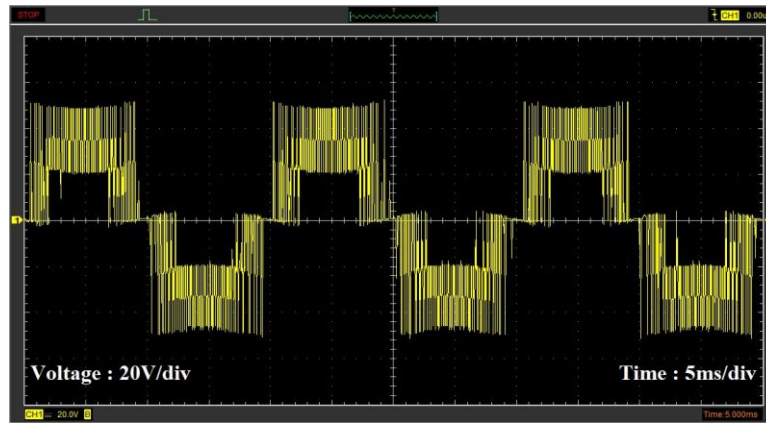
(c) SPWM

Figure 6.24 : Mesure des tensions composées sous l'indice de modulation $m=0.59$

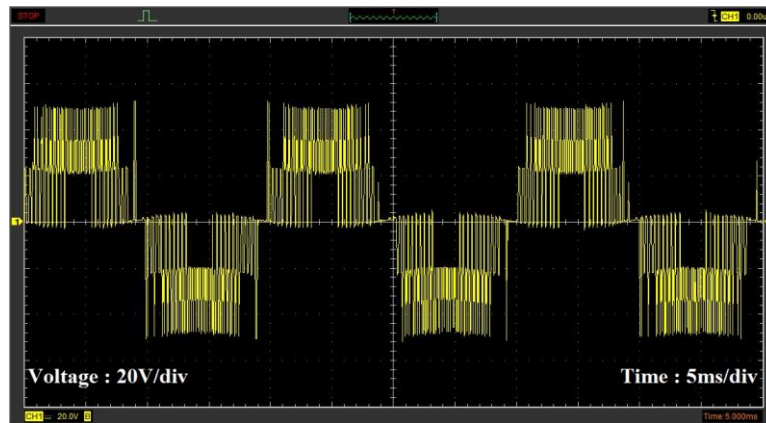
La figure (6.25) montre les formes d'onde des tensions composées sous l'indice de modulation $m = 0,8$. Les résultats expérimentaux confirment l'amélioration de la qualité de la tension de sortie en utilisant la méthode SVM1, comme illustré sur la figure (6.25-b). La figure (6.25-a) et la figure (6.25-c) montrent que les formes d'onde des tensions modulées par SVM2 et SPWM sont similaires à celles de la simulation.



(a) SVM2



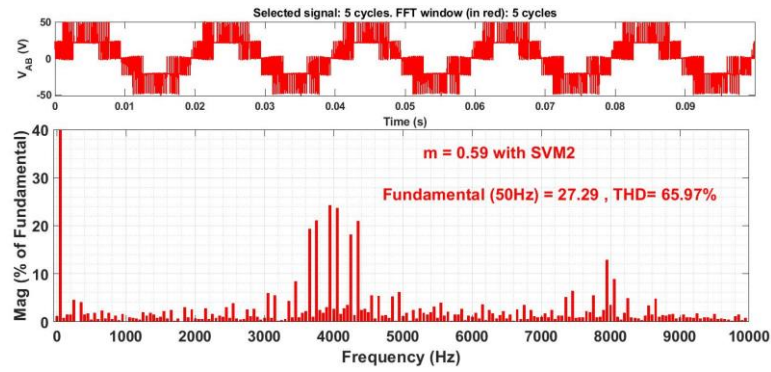
(b) SVM1



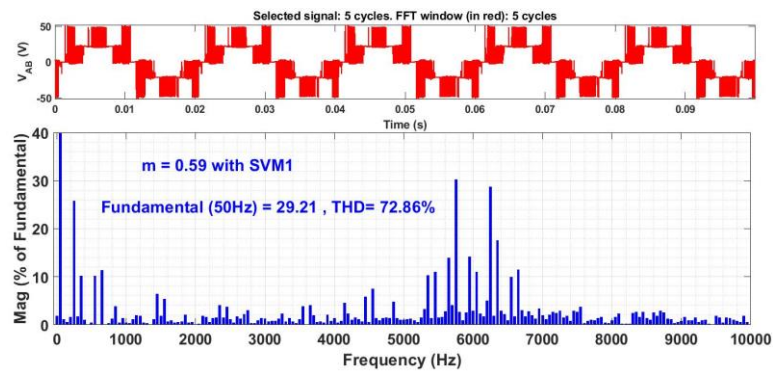
(c) SPWM

Figure 6.25 : Mesure des tensions composées sous l'indice de modulation $m=0.80$

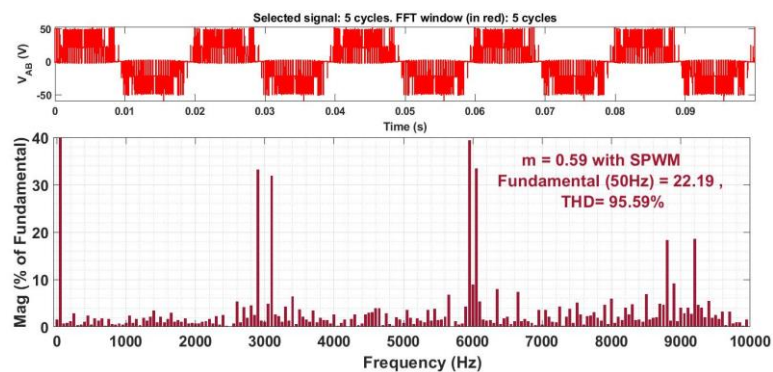
Les données de tensions ligne à ligne obtenues à partir des résultats expérimentaux sont exportées vers l'environnement MATLAB/Simulink et puis sont analysées avec l'outil FFT Analysis. La figure (6.26) et la figure (6.27) montrent les spectres FFT des tensions ligne à ligne sous les indices de modulation $m = 0,4$ et $m = 0,8$, respectivement. La figure (6.26) confirme que lors d'un fonctionnement dans la région R_m , le niveau du THD de la SVM conventionnelle (THD = 72,86 %) est bien supérieur au THD produit par la SVM proposée (THD = 65,97 %). Dans la SVM conventionnelle, les harmoniques d'ordre bas telles que les 5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème} et 13^{ème} harmoniques ont une amplitude élevée. La méthode SPWM a toujours la valeur THD la plus élevée (THD = 95,59 %) telle que trouvée dans la simulation.



(a) THD sous SVM2



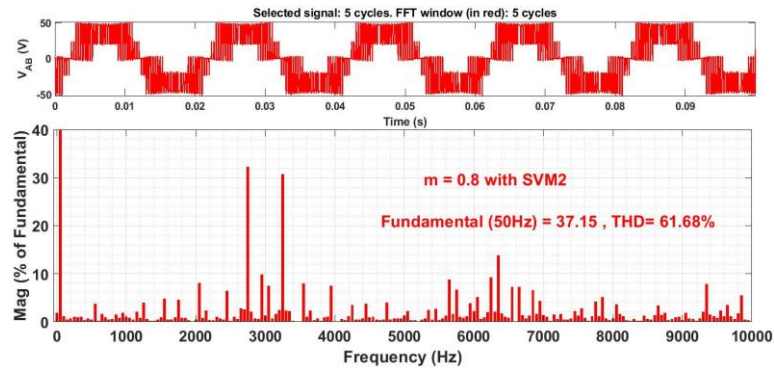
(b) THD sous SVM1



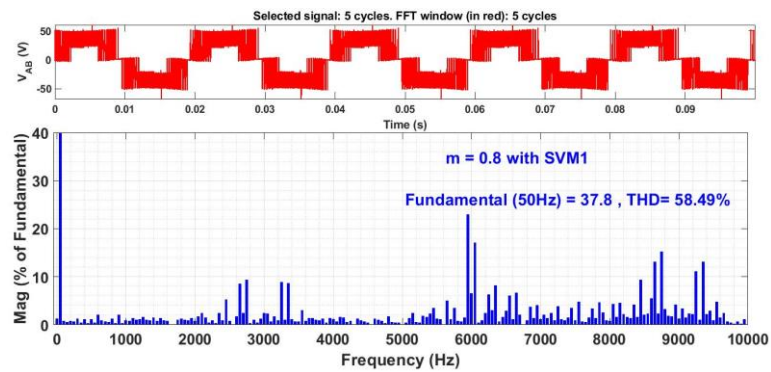
(c) THD sous SPWM

Figure 6.26 : Analyse FFT des différentes stratégies MLI sous $m = 0.59$

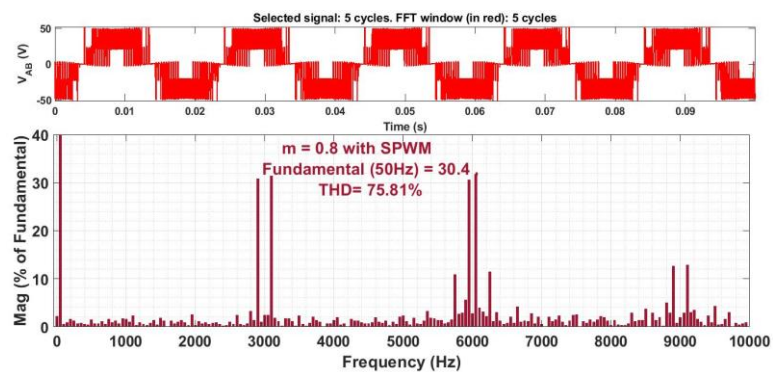
Pour un indice de modulation élevé ($m = 0,8$), le THD de la SVM classique est optimisé, comme le montre la figure (6.27-b). Il est réduit jusqu'à 58,49 %, les harmoniques d'ordre bas ne sont plus gênants. La figure (6.27-c) montre que la SPWM produit toujours un taux d'harmoniques élevé même pour un indice de modulation élevé. Les figure (6.27-a) et figure (6.27-b) démontrent que les méthodes SVM2 et SVM1 sont les meilleures en termes d'utilisation de la tension du bus continu, l'amplitude du fondamental en utilisant la SVM2 est $V_{fu} = 37,15$ V et $V_{fu} = 37,8$ V avec la SVM1. D'autre part, l'amplitude du fondamental est $V_{fu} = 30,4$ V en utilisant la SPWM.



(a) THD sous SVM2



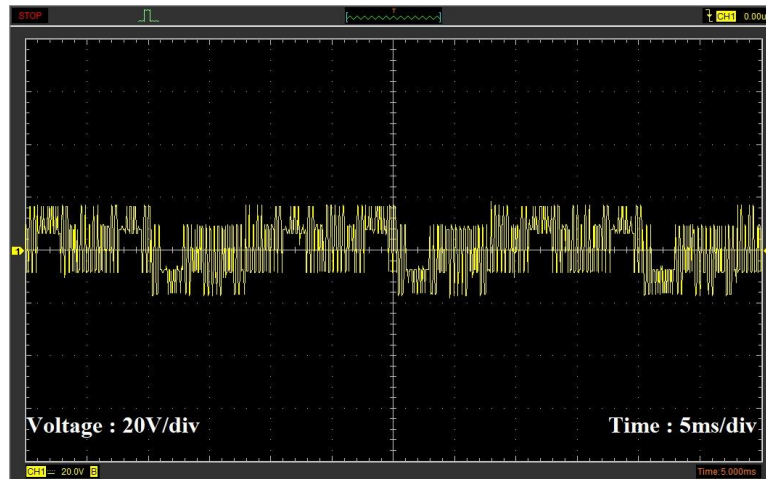
(b) THD sous SVM1



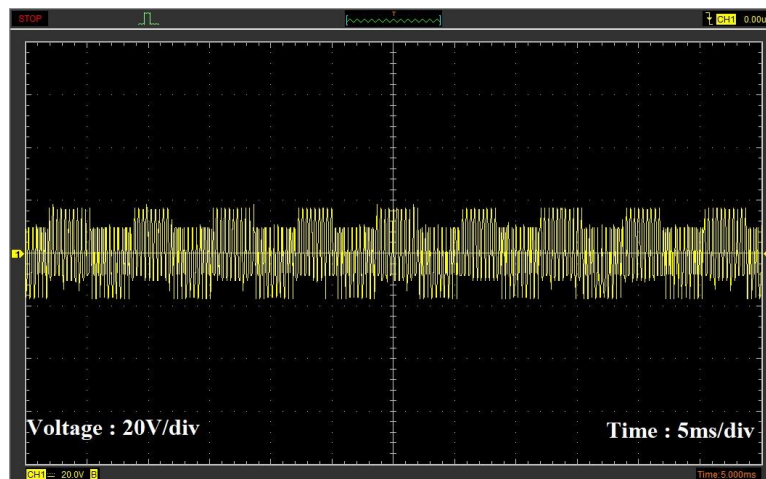
(c) THD sous SPWM

Figure 6.27 : Analyse FFT des différentes stratégies MLI sous $m = 0.8$

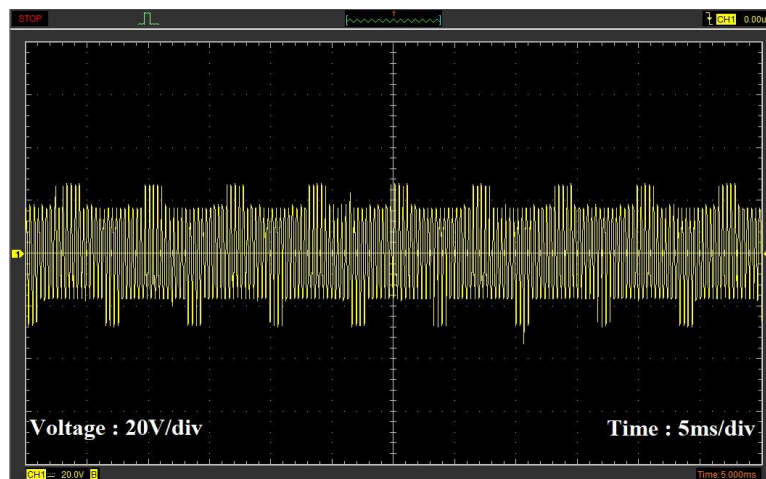
D'après la figure (6.28-a) et la figure (6.28-b) on constate que les méthodes SMV2 et SVM1 minimisent le pic de la CMV à $V_{dc}/3$ (16,33V). Pourtant, le pic de la CMV produit par la SPWM est d'environ $V_{dc}/2$ (25V), comme illustré sur la figure (6.28-c).



(a) SVM2



(b) SVM1

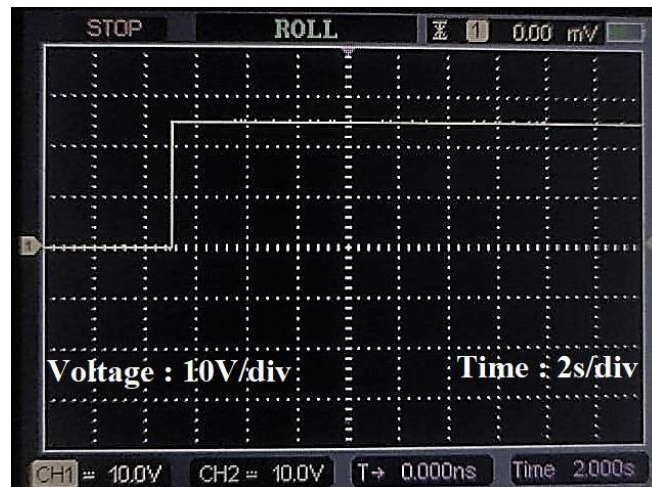


(c) SPWM

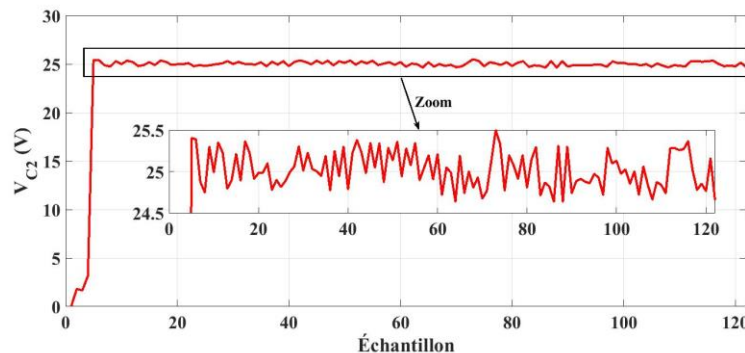
Figure 6.28 : La tension en mode commun sous les différentes stratégies MLI

L'algorithme d'équilibre de tension donné sur la figure (6.13) est appliqué au système réel. La figure (6.29-a) montre le comportement de la tension V_{C2} lors de la mise sous tension de l'onduleur. L'algorithme implémenté régule la tension V_{C2} avec un dépassement nul ; en

outre, la tension reste stable pendant toute la durée de fonctionnement du système. D'autre part, les données de mesure sont enregistrées en temps réel à l'aide de l'environnement CCS, puis tracées à l'aide du logiciel MATLAB, comme le montre la figure (6.29-b). Une vue zoom sur la courbe V_{C2} montre que la tension mesurée varie exactement entre 24,5V et 25,5V.



(a) Le comportement de la tension V_{C2} lorsque l'onduleur est allumé



(b) Données de mesure de la tension V_{C2}

Figure 6.29 : Résultats expérimentaux de la tension V_{C2}

6. Analyse des pertes de puissance

Dans la section précédente, seule l'analyse des grandeurs électriques est effectuée pour juger de la qualité de l'algorithme SVM proposé. Néanmoins, l'analyse des pertes de puissance doit également être prise en compte lors de la conception des séquences de commutation, c'est le facteur déterminant de l'efficacité de l'onduleur. L'étude des pertes de puissance est essentielle pour la conception des composants de puissance dans les onduleurs multiniveaux. Elle aide à protéger les composants de puissance contre les surchauffes. Les pertes de conduction et de commutation sont les facteurs les plus énergivores [203]. Les pertes de conduction sont dues à la non-idéalité des transistors IGBT et les diodes, ces dispositifs sont équivalents à une résistance R_{ON} pendant l'état ON. La puissance dissipée due aux pertes de conduction est

calculée à l'aide de l'équation. (6.20) pour un seul transistor IGBT et en utilisant l'équation (6.21) pour une seule diode [204].

$$P_{c(IGBT)} = V_{CE}i_C(t) + R_{ON}(i_C(t))^\beta \quad (6.20)$$

$$P_{c(diode)} = V_D i_D(t) + R_D(i_D(t))^2 \quad (6.21)$$

Où, V_{CE} est la tension aux bornes de l'IGBT et I_C est le courant qui le traverse. V_D est la tension directe de la diode et I_D est le courant qui le traverse. R_{ON} et R_D sont respectivement les résistances ON du transistor IGBT et de la diode. Le paramètre β peut être obtenu à partir de la fiche technique du fabricant. Les pertes de conduction moyennes de l'onduleur pendant une période fondamentale T sont données par [205] :

$$P_{c(total)} = \sum_{j=1}^{N_{IG}} \frac{1}{T} \int_0^T P_{c(IGBT)}(j) dt + \sum_{j=1}^{N_D} \frac{1}{T} \int_0^T P_{c(diode)}(j) dt \quad (6.22)$$

Où, N_{IG} est le nombre d'IGBTs et N_D est le nombre de diodes. Le comportement non idéal de la tension et du courant des semi-conducteurs produit des pertes de puissance à chaque transition de commutation. En supposant que le courant et la tension varient linéairement à travers les dispositifs de puissance, alors les pertes de commutation peuvent être exprimées en termes de pertes d'énergie E_{ON} et E_{OFF} comme suit [206] :

$$P_{s(total)} = \left[\sum_{j=1}^{N_s} (N_{ON}(j)E_{ON}(j) + N_{OFF}(j)E_{OFF}(j)) \right] \cdot \frac{1}{T} \quad (6.23)$$

$N_{ON}(j)$ et $N_{OFF}(j)$ sont respectivement les nombres de transitions de fermeture et d'ouverture du $j^{\text{ème}}$ commutateur. Les paramètres E_{ON} et E_{OFF} correspondent respectivement à l'énergie dissipée lors des transitions ON et OFF. Ces paramètres sont extraits des caractéristiques de la fiche technique. Les pertes de puissance totales moyennes pendant une période fondamentale sont données par :

$$P_{losses(total)} = P_{c(total)} + P_{s(total)} \quad (6.24)$$

Le calcul des pertes est réalisé par une co-simulation entre les logiciels MATLAB/Simulink et PLECS software. Les transistors IGBT IKW40N65ES5, un dissipateur thermique et une résistance thermique ont été utilisés pour la modélisation thermique de l'onduleur à dix commutateurs, comme illustré à la figure (6.30).

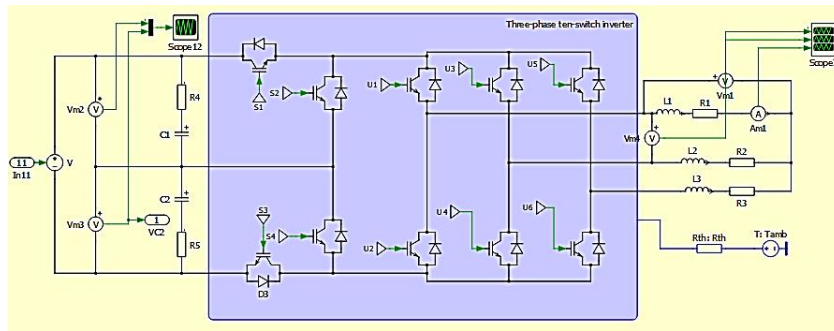
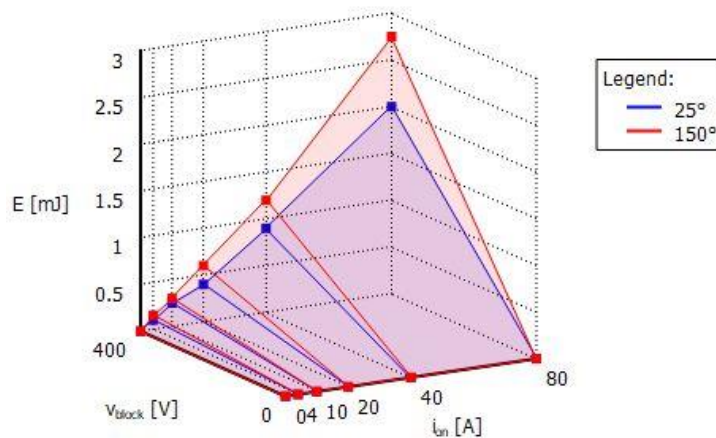
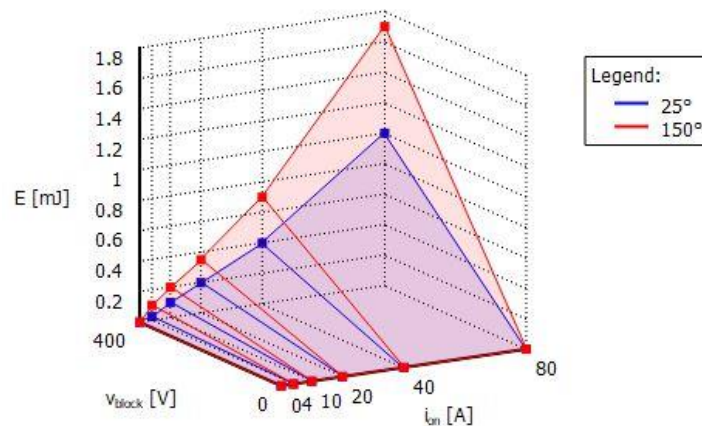


Figure 6.30 : Modélisation thermique de l'onduleur à dix commutateurs à l'aide du logiciel PLECS

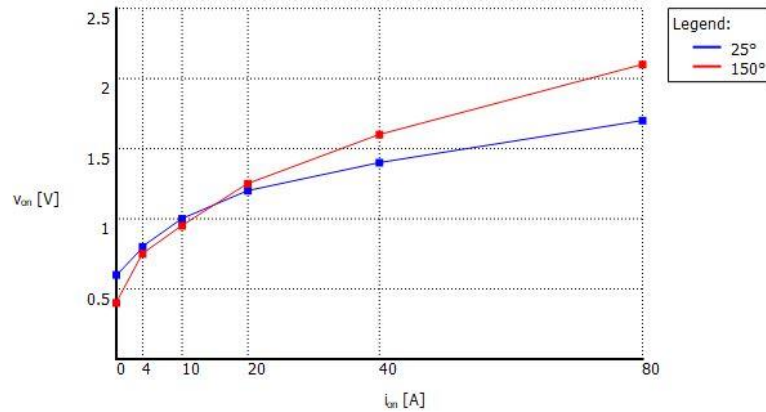
La description thermique du transistor IGBT IKW40N65ES5 est donnée dans [203] - [207]. Elle est déduite de la fiche technique du constructeur. Les figure (6.31-a) et figure (6.31-b) illustrent les énergies E_{ON} et E_{OFF} dissipées par un seul commutateur IKW40N65ES5. La figure (6.31-c) montre les chutes de tensions produites par un seul IGBT pour différents courants et températures.



(a) Pertes à la fermeture (Turn-ON losses)



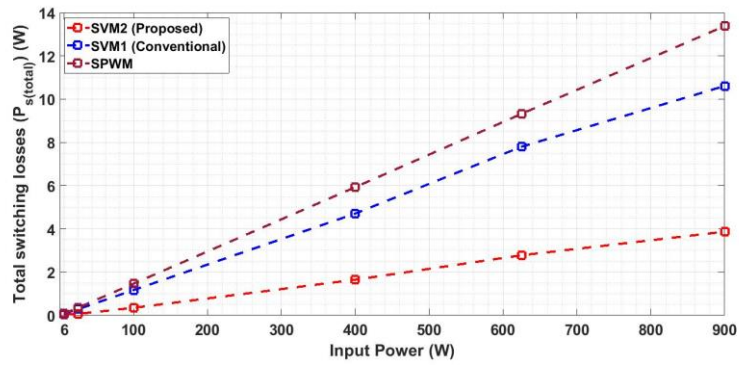
(b) Pertes à l'ouverture (Turn-OFF losses)



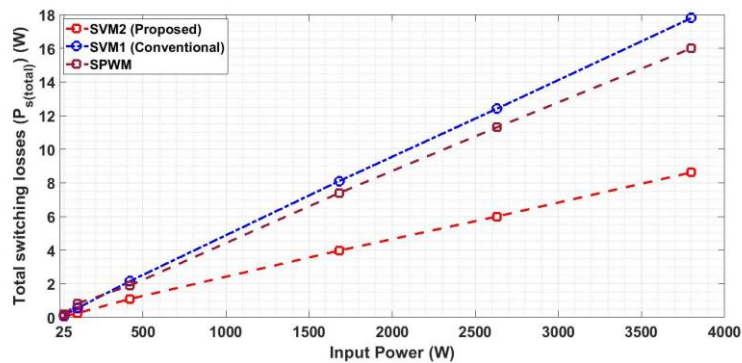
(c) Pertes par conduction

Figure 6.31 : La description thermique du transistor IGBT IKW40N65ES5

Les pertes de puissance sont analysées sous la charge $Z=30\Omega + 10mH$, la tension d'entrée de l'onduleur varie de 50V à 600V afin d'évaluer à la fois les pertes de conduction et de commutation pour différentes puissances d'entrée. La figure (6.32-a) et la figure (6.32-b) montrent les pertes de commutation produites par les dix commutateurs sous un faible indice de modulation $m = 0,4 + \Delta m$ et un indice de modulation élevé $m = 0,8 + \Delta m$, respectivement. Le facteur Δm est utilisé pour ajuster la puissance d'entrée, les trois techniques MLI doivent consommer la même puissance d'entrée pour permettre une comparaison équitable. La figure 28a montre que pour un faible indice de modulation, les techniques SPWM et SVM1 présentent les pertes de commutation les plus élevées pour différentes puissances d'entrée. Les pertes de commutation totales sont réduites jusqu'à trois fois en utilisant la stratégie de commutation proposée. Par exemple, pour la puissance d'entrée $P_{in}=900W$, les pertes de commutation moyennes pour la technique SVM proposée sont de 3,87W et de 10,61W pour le SVM conventionnel et 13,38W pour la méthode SPWM. Ceci peut s'expliquer par le fait que le bras externe ne change d'état de commutation X que lorsque la tension aux bornes du condensateur C2 atteint la limite de la bande d'hystérésis. D'un autre côté, la figure (6.32-b) démontre que les pertes de commutation sont efficacement réduites même pour un indice de modulation élevé en raison de la stratégie de commutation de seulement deux bras à chaque temps d'échantillonnage. Par exemple, pour la puissance d'entrée $P_{in}=3,8KW$, les pertes de commutation moyennes sont de 8,3W pour la SVM2, 17,8W pour la SVM1 et 16W en utilisant la technique SPWM.



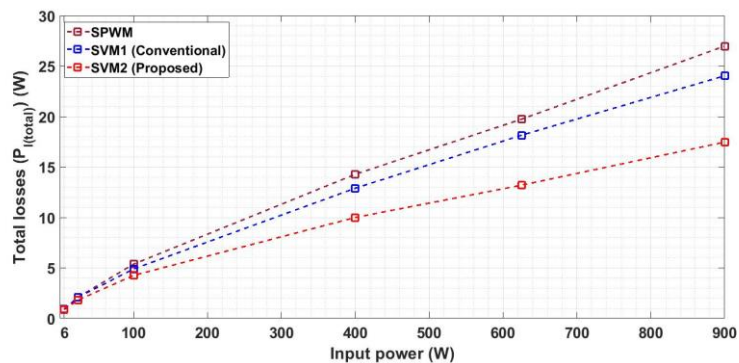
(a) pertes de commutation sous $m = 0,4 + \Delta m$ pour différentes puissances d'entrée



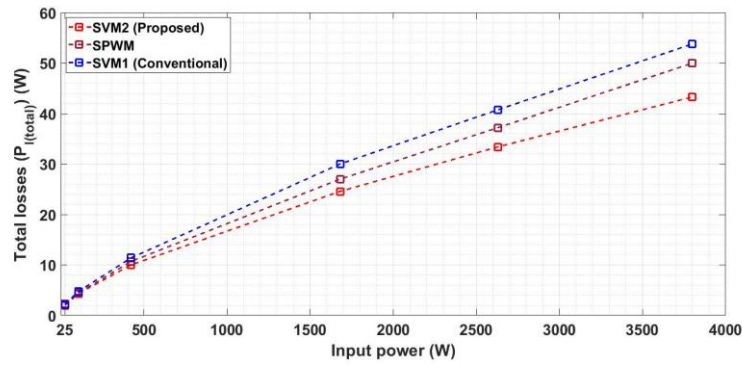
(b) pertes de commutation sous $m = 0,8 + \Delta m$ pour différentes puissances d'entrée

Figure 6.32 : Pertes par commutation sous différentes stratégies MLI

Les figure (6.33-a) et figure (6.33-b) montrent les pertes de puissance globales de l'onduleur à dix commutateurs pour les indices de modulation $m = 0,4 + \Delta m$ et $m = 0,8 + \Delta m$, respectivement. Les pertes de puissance totales incluent les pertes par commutation et les pertes par conduction. La minimisation des pertes de commutation avec la technique de modulation proposée a contribué à la diminution des pertes de puissance globales pour diverses puissances d'entrée, ce qui contribue à améliorer l'efficacité de conversion de puissance de l'onduleur à dix commutateurs.



(a) pertes de puissance totales sous $m = 0,4 + \Delta m$ pour différentes puissances d'entrée



(b) pertes de puissance totales sous $m = 0,8 + \Delta m$ pour différentes puissances d'entrée

Figure 6.33 : Pertes de puissance totales sous les différentes stratégies MLI

7. Simulation d'un système de pompage solaire

A titre de comparaison, les algorithmes SVM2, SVM1 et SPWM sont appliqués pour contrôler la vitesse d'un système de pompage solaire. Les principales données du système de pompage utilisées dans cette comparaison sont résumées dans les tableaux de l'Annexe K.

La figure (6.34-a) montre le profil d'irradiation appliqué lors de cette simulation. Un petit pas de tension de $0.01V$ est choisi pour suivre le point de puissance maximum. La figure (6.34-b) montre que l'algorithme P&O suit la puissance maximale avec une dynamique acceptable. Le petit pas de tension minimise l'amplitude des oscillations de puissance en régime permanent. Sous l'irradiation nominale, la puissance varie entre $2449.7W$ et $2450.25W$ en régime permanent, comme le montre la vue de zoom. La constante d'ondulation de tension choisie pour l'algorithme SVM2 est $\Delta V = 1V$. La figure (6.34-c) montre que la tension du bus continu est bien équilibrée entre les condensateurs $C1$ et $C2$ en utilisant la méthode SVM2, la vue zoom confirme que la tension de chaque condensateur reste comprise entre $329,5V$ et $331,5V$. La méthode SVM1 n'assure pas l'équilibre de la tension du point neutre tout au long de la simulation. L'équilibre n'est garanti que lorsque $t \leq 1,52s$. L'algorithme SPWM démontre que les tensions V_{C1} et V_{C2} ne coïncident pas toujours, mais la différence entre les deux tensions n'est pas importante.

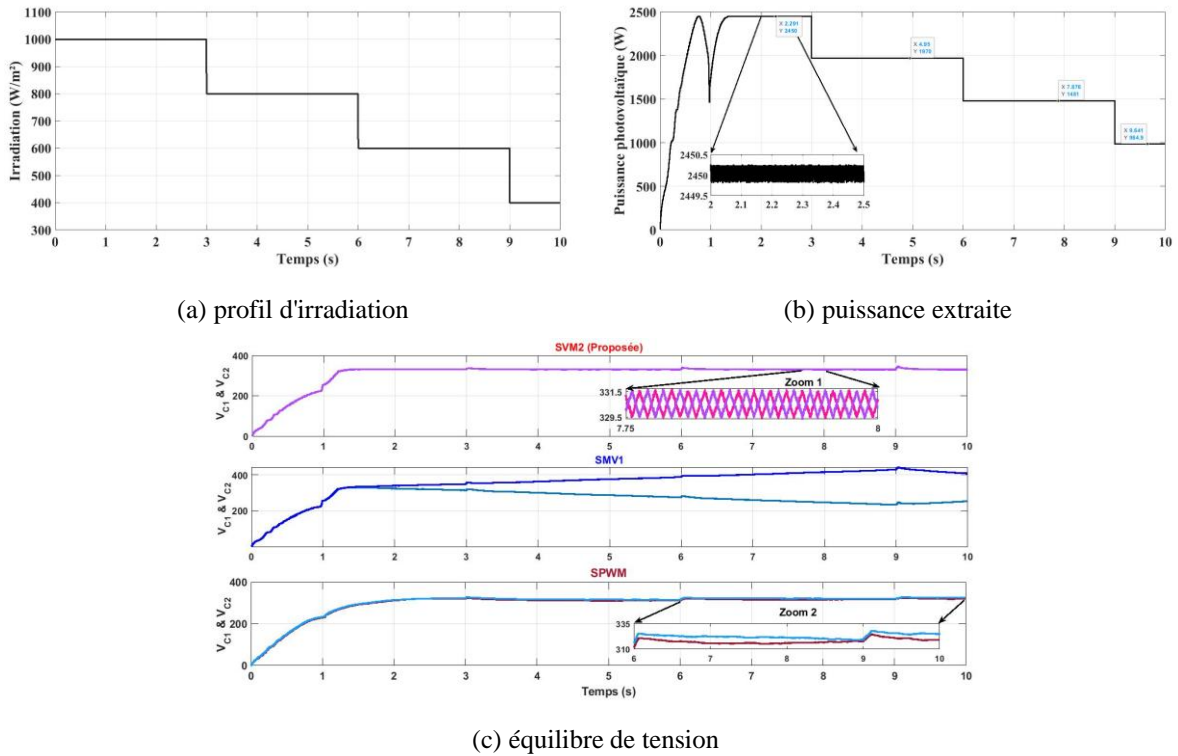


Figure 6.34 : Simulation de la partie continue du système

La figure (6.35-a) confirme que la vitesse du moteur varie proportionnellement à la puissance produite par la source photovoltaïque. Sous l'irradiation nominale, le moteur tourne à la vitesse de 148,6rad/s. Ensuite, la vitesse diminue progressivement au fur et à mesure que la puissance maximale diminue. La figure (6.35-b) montre les formes d'onde du courant statorique i_a créées par les trois algorithmes MLI. La figure (6.35-c) montre les THD du courant i_a en fonction de l'irradiation. La méthode SPWM a les THDs de courant les plus élevés pour toutes les valeurs d'irradiation. On peut remarquer qu'avec la SVM1, le THD augmente jusqu'à 7,04 % lorsque la différence de tension $|V_{C1}-V_{C2}|$ devient importante. La méthode SVM2 est la meilleure solution dans cette application. Elle maintient les valeurs de THD inférieures à 5,46% pour différentes irradiations. Le nombre total de commutations de l'onduleur est calculé pour chaque transition d'irradiation, comme illustré sur la figure (6.35-d). Les graphiques à barres montrent qu'à un niveau d'irradiation de 400W/m², la SVM2 réduit le nombre de commutations jusqu'à 42,69 % par rapport à la SVM1 et jusqu'à 52,94 % par rapport à la SPWM.

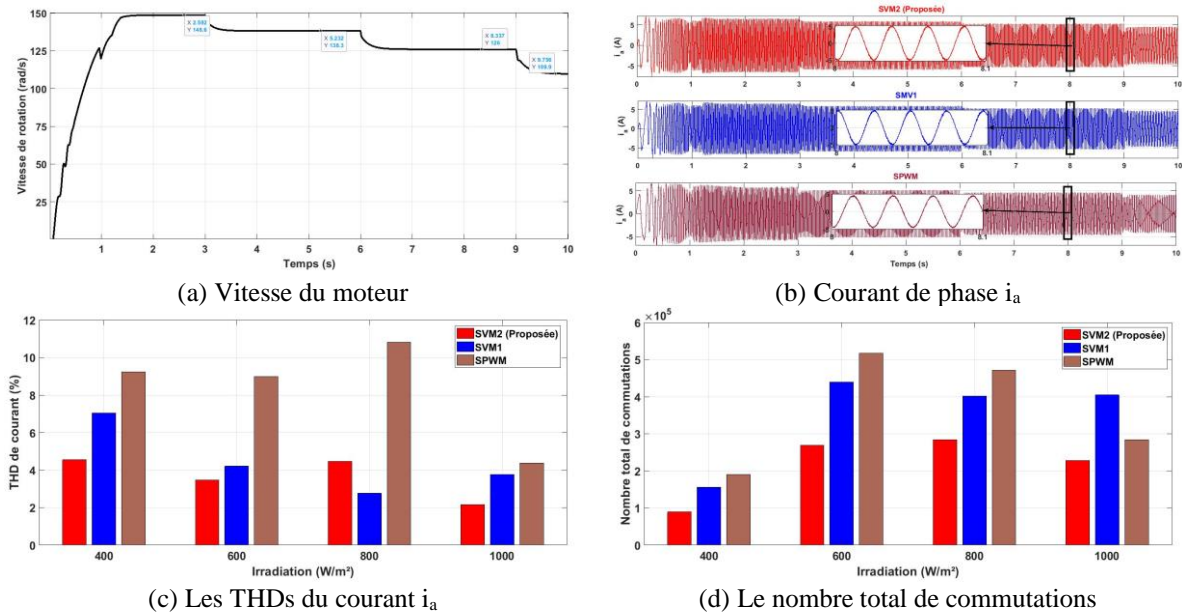


Figure 6.35 : Simulation de la partie AC du système

8. Conclusion

Dans cette contribution, une nouvelle technique SVM pour l'onduleur à dix commutateurs est proposée. La subdivision de la SVD à l'aide de la SVM traditionnelle ne garantit pas le meilleur choix des trois vecteurs les plus proches. De même, il a été démontré que le SVM traditionnel peut générer des temps de commutation négatifs pour des indices de modulation appartenant à l'intervalle $]1/2, 2/3[$. La stratégie de modulation proposée résout les problèmes mentionnés précédemment en repartitionnant chaque secteur en sept régions et en calculant à nouveau les temps de commutation. De plus, l'algorithme proposé propose des séquences de commutation qui réduisent le nombre total de commutations et assurent l'équilibre de la tension du point neutre.

Premièrement, la méthode SVM proposée a été simulée et validée expérimentalement en alimentant une charge inductive triphasée. Il a été conclu que : (a) les THDs des grandeurs électriques sont minimisés pour tous les indices de modulation, (b) la tension du point neutre est équilibrée et la tension crête à crête de chaque condensateur est efficacement contrôlée, (c) le SVM suggéré minimise efficacement les pertes de commutation pour différentes puissances d'entrée et différents indices de modulation.

Deuxièmement, l'algorithme proposé a été appliqué pour piloter un système de pompage solaire. Les résultats de simulation et de comparaisons ont indiqué que : (a) le système présente moins d'harmoniques de courant, (b) la tension du bus continu est stable et ses ondulations sont

bien contrôlées, (c) le système permet une meilleure utilisation de l'énergie solaire par la minimisation des pertes par commutation.

Dans les travaux futurs, de nouveaux algorithmes SVM basés sur des concepts avancés seront proposés, un SVM basé sur le principe de synchronisation sera proposé pour atteindre un faible THD à des fréquences de commutation basses. Un autre algorithme SVM basé sur le concept de virtualisation sera proposé pour minimiser la tension de mode commun jusqu'à $V_{dc}/6$.

Conclusion Générale et Perspectives

Conclusion Générale et Perspectives

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse portent sur le développement des lois de commande performantes dédiées au contrôle des systèmes de pompage solaires hybrides et non hybrides. Ce travail couvre plusieurs disciplines de recherche telles que l'automatique (conception des régulateurs), énergies renouvelables (énergie solaire photovoltaïque), électrotechnique (moteur asynchrone) et l'électronique de puissance (convertisseurs statiques). Les systèmes de pompage solaire photovoltaïque convertissent l'énergie solaire en énergie électrique puis en énergie mécanique pour pomper l'eau. La technologie de pompage solaire est une bonne alternative aux systèmes de pompage à base de gaz butane ou d'essence, les systèmes photovoltaïques sont moins chers, plus fiables, plus rentables et respectueux de l'environnement. Ils peuvent pomper de l'eau gratuitement même dans les zones les plus marginalisées.

Selon la caractéristique I-V, la tension et le courant photovoltaïques varient de manière non linéaire avec la température et le rayonnement solaire. Par conséquent, le point de puissance maximum change de position tout au long de la journée. Par conséquent, l'utilisation de techniques de suivi de point de puissance maximum est devenue une exigence pour générer une puissance maximale. Les algorithmes d'extraction de puissance itératifs sont simples et ne nécessitent pas beaucoup d'expertise pour être mis en œuvre, tandis que ces méthodes affectent négativement les performances de suivi. Ils souffrent d'une vitesse de suivi lente et ne se dirigent pas directement vers le point de puissance maximum lorsque l'éclairement change rapidement. D'un autre côté, l'amplitude des oscillations de puissance est grande en régime permanent comme a été démontré dans les résultats de simulation.

Dans ce travail, deux techniques MPPT à base de logique floue ont été proposées. La première technique remplace l'algorithme P&O à pas de courant fixe, l'algorithme flou a été conçu pour générer un pas de courant variable en se basant sur les valeurs de différentielles de puissance et courant photovoltaïques. De même, un autre algorithme MPPT hybride a été proposé pour remplacer l'algorithme classique de Conductance Incrémentale. Dans cet algorithme, un système d'inférence floue génère un pas d'incrément variable puis l'algorithme de Conductance Incrémentale suit le point de puissance maximum, ce qui permet de bien

maîtriser le suivi du point de puissance maximum sous des changements soudains d'irradiation. Les algorithmes MPPT conventionnels et proposés ont été simulés dans les mêmes conditions climatiques, les résultats des comparaisons ont montré qu'avec les algorithmes proposés la stabilité de la puissance extraite est optimisée, le temps nécessaire pour atteindre le point de puissance maximum est réduit et l'amplitude des fluctuations de puissance photovoltaïque est devenue faible. L'amélioration des performances énergétique des algorithmes MPPT contribue à augmenter l'efficacité énergétique du système quelles que soient les conditions météorologiques.

Le moteur asynchrone est le choix le plus approprié pour le système de pompage en raison de son rendement élevé et de son prix économique. Néanmoins, le modèle du moteur à induction est complexe, non linéaire, et ses variables d'état sont fortement couplées. Différentes techniques de contrôle du moteur à induction ont été présentées dans ce mémoire, à savoir le contrôle par orientation du flux rotorique, le contrôle direct du couple et le contrôle par linéarisation entrée-sortie. L'application de la technique classique FOC au système de pompage permet de garantir un découplage entre le couple et le flux rotorique uniquement lorsque l'irradiation change uniformément. Cependant, il a été remarqué que lorsque le niveau d'irradiation change brutalement le découplage est perturbé, la perte de découplage au démarrage conduit à l'absorption d'un courant supérieur au courant nominal de la machine. Pour surmonter les problèmes associés au FOC, deux commandes prédictives non linéaires (commande prédictive non linéaire généralisée et commande prédictive non linéaire en cascade) ont été appliquées au moteur à induction. L'intégration du contrôleur prédictif non linéaire dans le schéma de contrôle du pompage solaire a considérablement amélioré les performances du moteur asynchrone. Les résultats de simulation ont montré que la vitesse rotorique suit sa référence en douceur, elle présente des ondulations réduites en régime permanent. La réponse du couple électromagnétique est devenue plus rapide et les ondulations de couple sont réduites. De plus, le module de flux du rotor est bien régulé et sa réponse n'est pas affectée par la variation des conditions climatiques.

L'intégration d'un onduleur à dix commutateurs dans la chaîne de pompage est une solution prometteuse, cet onduleur combine les fonctionnalités d'un onduleur à deux niveaux et les fonctionnalités de l'onduleur classique à trois niveaux. L'absence de vecteur moyen dans le diagramme vectoriel de cet onduleur ne permet pas de générer une tension complète à trois niveaux, ce qui fait que ses performances se situent entre les performances d'un onduleur à deux niveaux et d'un onduleur à trois niveaux de type NPC. Les avantages remarquables de cet

onduleur sont sa structure simple et son prix inférieur à celui de l'onduleur NPC. La méthode de modulation vectorielle traditionnelle omettait la possibilité d'utiliser deux vecteurs courts et un vecteur long pour la synthèse du vecteur de référence. Par étude théorique, il a été confirmé que le non choix de la configuration de deux vecteurs courts et d'un vecteur long pour la modulation de la tension de sortie engendrait des temps de commutation négatifs pour les indices de modulation appartenant à l'intervalle] $1/2, 2/3$ [. Le nouvel algorithme SVM proposé dans cette thèse repartitionne le diagramme vectoriel à nouveau, puis les temps de commutation sont calculés. De plus, cet algorithme a fourni une séquence de commutation interactive qui réduit les pertes de commutation et équilibre la tension du bus continu. Les résultats de simulation et les résultats expérimentaux ont montré que la technique de modulation proposée est le choix le plus approprié pour le système de pompage à deux étages, elle peut réduire considérablement les pertes de commutation, le nombre total de commutation peut être réduit à 50 % par rapport aux algorithmes SPWM et SVM traditionnels. De plus, la tension du bus continu est bien équilibrée et les ondulations de tension des condensateurs sont parfaitement contrôlées, ce qui protège l'ensemble du système contre les surtensions. Enfin, cet algorithme améliore le taux de distorsion harmonique pour tous les indices de modulation, ce qui permet de réduire les ondulations de couple.

Le changement ininterrompu des conditions climatiques et l'évolution de la demande en charge sont considérés comme un défi important pour la gestion de l'énergie dans les systèmes de pompage hybrides. Le convertisseur bidirectionnel est la solution prometteuse pour réaliser la gestion de l'énergie entre la batterie et le système photovoltaïque, ce convertisseur est capable de réaliser le flux de puissance bidirectionnel en fonctionnant soit comme un convertisseur abaisseur, soit comme un convertisseur élévateur. L'utilisation d'un contrôleur PI pour piloter le convertisseur bidirectionnel ne fournit pas une excellente réponse lorsque ce convertisseur fonctionne en dehors de son point de fonctionnement. Avec le contrôleur PI, les résultats de la simulation ont montré l'instabilité de la tension du bus continu lorsque la puissance instantanée au niveau du bus continu change soudainement. D'un autre côté, la théorie par mode glissant forme intégrale a prouvé sa robustesse par rapport au contrôleur PI classique. La tension du bus continu est régulée avec une précision élevée, le système présente une chute de tension insignifiante et un temps de réglage court lorsque le convertisseur bidirectionnel change son mode de fonctionnement. De plus, les ondulations de tension sont atténuées.

Les travaux présentés dans cette thèse ont produit de nombreux résultats intéressants. Néanmoins, quelques perspectives intéressantes pourraient être suggérées pour des futurs travaux de recherche :

- Proposition des algorithmes MPPT intelligents pouvant fonctionner même dans des conditions d'ombrage partiel.
- Proposition d'algorithmes MPPT de performances élevées avec un nombre minimal de capteurs de courant.
- Implémentation physique du système de pompage sans batteries.
- Implémentation physique du système de pompage hybride.
- Proposition d'un système de gestion de l'énergie pour le système de pompage hybride.
- Intégration d'autres structures de convertisseurs statiques pouvant améliorer les performances du système.
- Raccordement du système de pompage au réseau électrique.
- Proposition des techniques de contrôle permettant de minimiser la consommation énergétique du moteur asynchrone.
- Développement de nouveaux algorithmes vectoriels pour l'onduleur à dix commutateurs, basés sur des techniques de modulation avancées.

Annexes

Annexe A : Calcul des dérivées de Lie

Calcul des dérivées de Lie pour les sorties vitesse rotorique et norme du flux rotorique.

- Dérivées de Lie pour la sortie vitesse $y_1=h_1=\omega_m$:

$$L_f h_1(x) = \frac{pL_m}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f_r}{J} \omega - \frac{1}{J} T_l \quad (\text{A1})$$

$$\begin{aligned} L_f^2 h_1(x) &= \frac{pL_m}{JL_r} \left(\gamma + \frac{1}{T_r} + \frac{f_r}{J} \right) (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) - \frac{p^2 L_m K}{JL_r} \omega_m (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \\ &\quad - \frac{p^2 L_m}{JL_r} \omega_m (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) + \frac{f_r^2}{J^2} \omega_m + \frac{f_r}{J^2} T_l \end{aligned} \quad (\text{A2})$$

$$L_{g_{11}} L_f h_1(x) = -\frac{pL_m}{J\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} \quad (\text{A3})$$

$$L_{g_{12}} L_f h_1(x) = \frac{pL_m}{J\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \quad (\text{A4})$$

- Dérivées de Lie pour la sortie flux rotorique $y_2=h_2= \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2$:

$$L_f h_2(x) = \frac{2L_m}{T_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \quad (\text{A5})$$

$$\begin{aligned} L_f^2 h_2(x) &= -\frac{2L_m}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pL_m}{T_r} \omega_m (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) \\ &\quad - \frac{4 + 2L_m K}{T_r^2} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{2L_m^2}{T_r^2} (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2) \end{aligned} \quad (\text{A6})$$

$$L_{g_{11}} L_f h_2(x) = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\alpha} \quad (\text{A7})$$

$$L_{g_{12}} L_f h_2(x) = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\beta} \quad (\text{A8})$$

Annexe B : Calcul des dérivées de Lie

Calcul des dérivées de Lie pour les sorties couple électromagnétique et norme du flux rotorique.

- Dérivées de Lie pour la sortie flux rotorique $y_1=h_1= T_{em}$:

$$L_f h_1(x) = \frac{pL_m}{L_r} \left[\begin{array}{l} \left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) \\ -p\omega_m (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - pK\omega_m (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \end{array} \right] \quad (B1)$$

$$L_{g11} L_f h_1(x) = \frac{-pL_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} \quad (B2)$$

$$L_{g12} L_f h_1(x) = \frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \quad (B3)$$

- Dérivées de Lie pour la sortie flux rotorique $y_2=h_2= \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2$:

$$L_f h_2(x) = \frac{2L_m}{T_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \quad (B4)$$

$$L_f^2 h_2(x) = -\frac{2L_m}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pL_m}{T_r} \omega_m (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) \\ - \frac{4 + 2L_m K}{T_r^2} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{2L_m^2}{T_r^2} (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2) \quad (B5)$$

$$L_{g11} L_f h_2(x) = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\alpha} \quad (B6)$$

$$L_{g12} L_f h_2(x) = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\beta} \quad (B7)$$

Annexe C : Caractéristiques du système de pompage photovoltaïque sans batteries

Les caractéristiques du système de pompage sans batteries sont données dans les tableaux (C.1) et (C.2).

Tableau C.1 : Spécifications techniques du système photovoltaïque

	Paramètre	Valeur
Module Photovoltaïque	Courant de court-circuit I_{cc}	10.6A
	Tension en circuit ouvert V_{oc}	42V
	Courant optimal I_{opt}/I_{PPM}	8.84A
	Tension optimale V_{opt}/V_{PPM}	34V
Générateur Photovoltaïque	Modules en parallèle N_p	1
	Modules connectés en série N_s	8
	Courant optimal I_{opt}	8.84A
	Tension optimale V_{opt}	272V
	Puissance maximale à 1000W/m ² et T=25°C	2404W

Tableau C.2 : Spécifications techniques du groupe motopompe

	Paramètre	Valeur
Moteur à induction	Puissance nominale (P_n)	2200W
	Vitesse nominale (ω_n)	1430 rpm
	Tension entre phases (V_{L-L})	230V
	Résistance statorique (R_s)	0.603Ω
	Résistance rotorique (R_r)	0.7Ω
	Inductances statorique et rotorique (L_s, L_r)	0.0792H
	Inductance mutuelle (L_m)	0.075H
	Nombre de paires de pôles (p)	2
	Couple nominal	14.7N.m
	Flux rotorique nominal (ϕ_r^*)	0.6Wb
Pompe centrifuge	Débit nominal (Q_r)	10m ³ /h
	Hauteur total (H_r)	50m
	Rendement (η_{pompe})	62%
	Constante de la pompe (K_{pompe})	$6.55 \times 10^{-4} W / (r/s)^3$

Tableau C.3 : Paramètres de la simulation

	Paramètre	Valeur
Fréquences	Fréquence d'échantillonnage	100Khz
	Fréquence de commutation du convertisseur boost	10Khz
	Fréquence de commutation de l'onduleur	5Khz

Annexe D : Caractéristiques du système de pompage photovoltaïque hybride

Les caractéristiques du système de pompage hybride sont données dans les Tableau (D.1).

Tableau D.1 : Paramètres du système de pompage d'eau hybride

	Paramètre	Valeur
Générateur photovoltaïque	Courant de court-circuit I_{cc}	21.2A
	Tension en circuit ouvert V_{oc}	252V
	Courant optimal I_{opt}	17.68A
	Tension optimale V_{opt}	204V
	Puissance maximale à 1000W/m ² et T=25°C	3606.72W
Convertisseurs DC-DC	Capacité d'entrée (C_{in})	2000uF
	Inductances (L) et (L_B)	3mH
	Capacité du bus continu (C_{dc})	3000uF
Moteur à induction	Puissance nominale (P_n)	2200W
	Vitesse nominale (ω_n)	1430 rpm
	Fréquence nominale (f)	50Hz
	Tension nominale composée (L-L)	230V
	Résistance statorique (R_s)	0.603Ω
	Résistance rotorique (R_r)	0.7Ω
	Inductance statorique (L_s)	0.0792H
	Inductance rotorique (L_r)	0.0792H
	Inductance mutuelle (L_m)	0.075H
	Nombre de pair de poles (p)	2
	Coefficient d'inertie (J)	0.011Kg.m ²
	Coefficient de friction (f_r)	0.0058N.m/(rad/s)
	Flux nominal (ϕ_r)	0.6Wb
Pompe centrifuge	Débit nominal (Q_r)	10m ³ /h
	Hauteur total (H_r)	50m
	Rendement	62%
	Constante de la pompe (K_{pompe})	6.55×10 ⁻⁴ W/(r/s) ³
Batterie	Tension nominale (V_{Bn})	192V
	Capacité de la batterie	400 Ah

Tableau D.2 : Paramètres de la simulation

	Paramètre	Valeur
Fréquences	Fréquence d'échantillonnage	100Khz
	Fréquence de commutation du convertisseur boost	10Khz
	Fréquence de commutation du convertisseur bidirectionnel	10Khz
	Fréquence de commutation de l'onduleur	5Khz

Annexe E : Circuit imprimé de commande

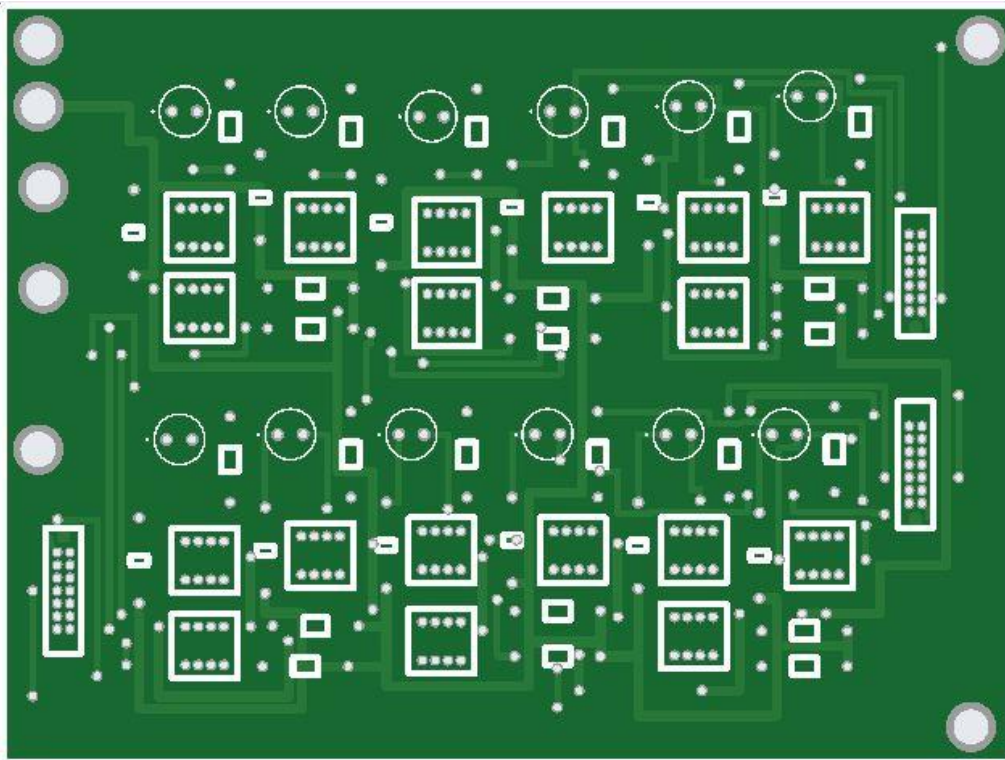


Figure E.1 : Vue de dessus du circuit imprimé de commande

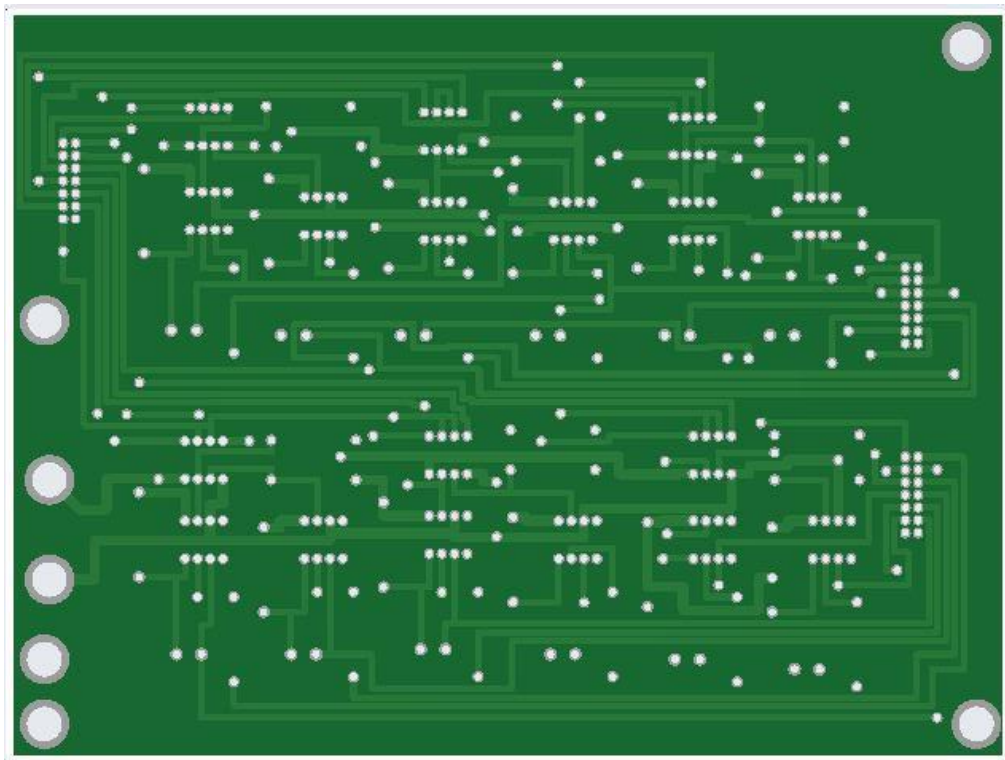


Figure E.2 : Vue de dessous du circuit imprimé de commande

Annexe F : Circuit imprimé de puissance

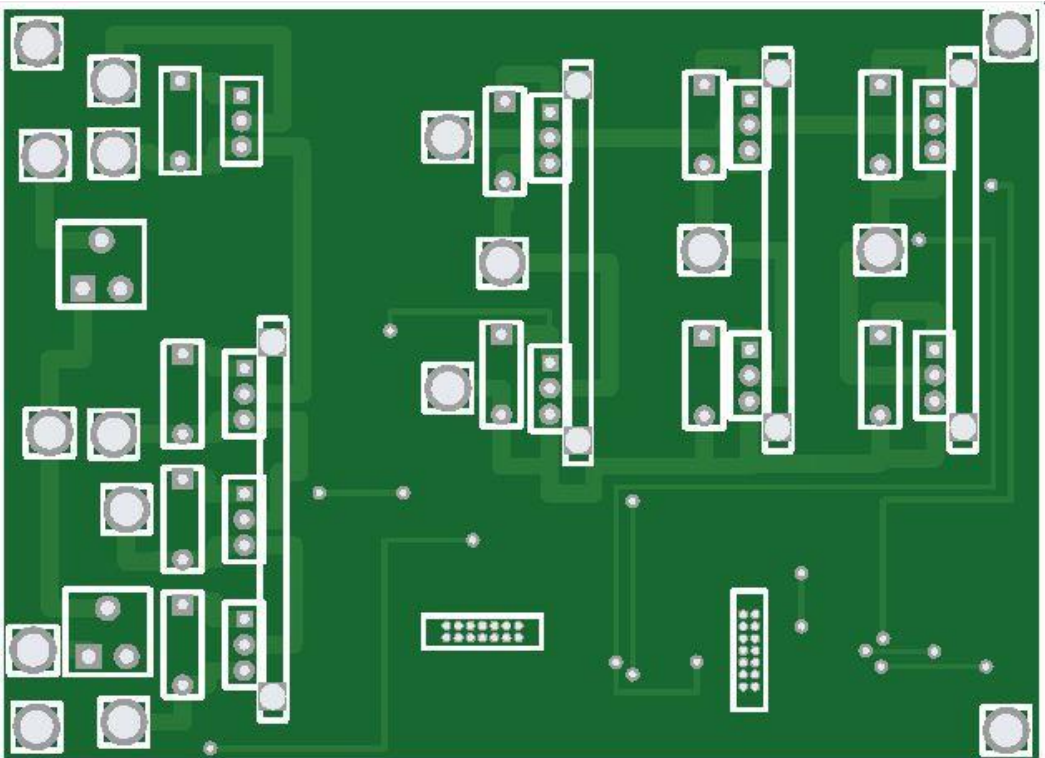


Figure F.1 : Vue de dessus du circuit imprimé de puissance

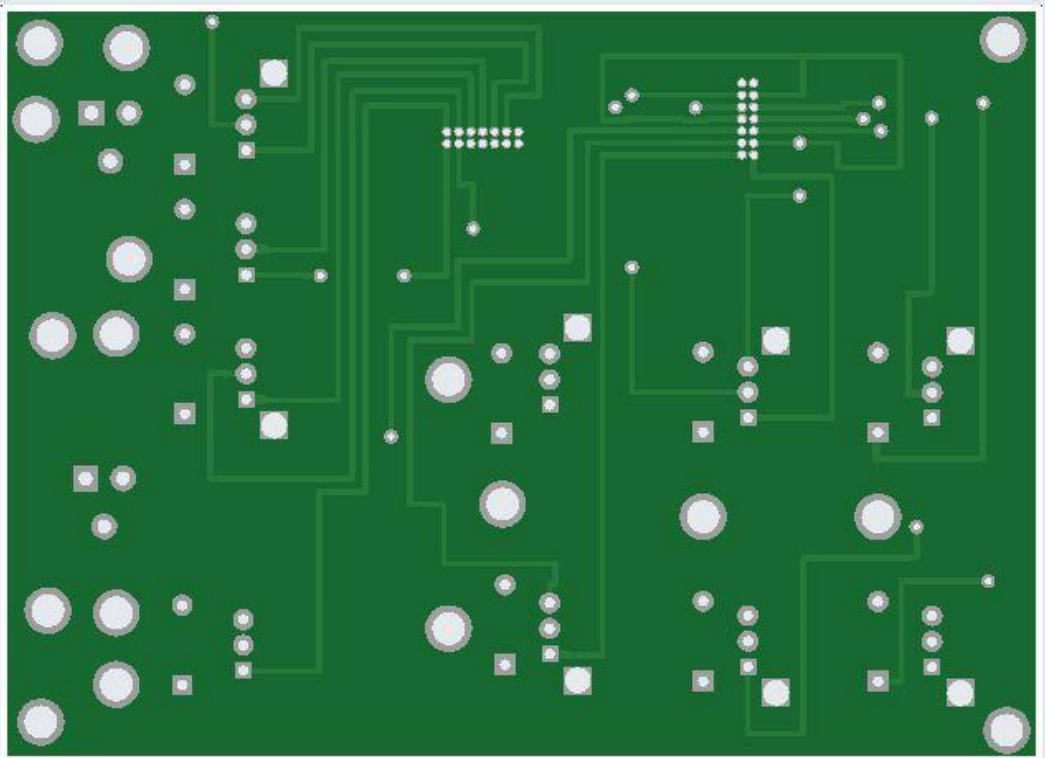


Figure F.2 : Vue de dessous du circuit imprimé de puissance

Annexe H : Partie commande du système

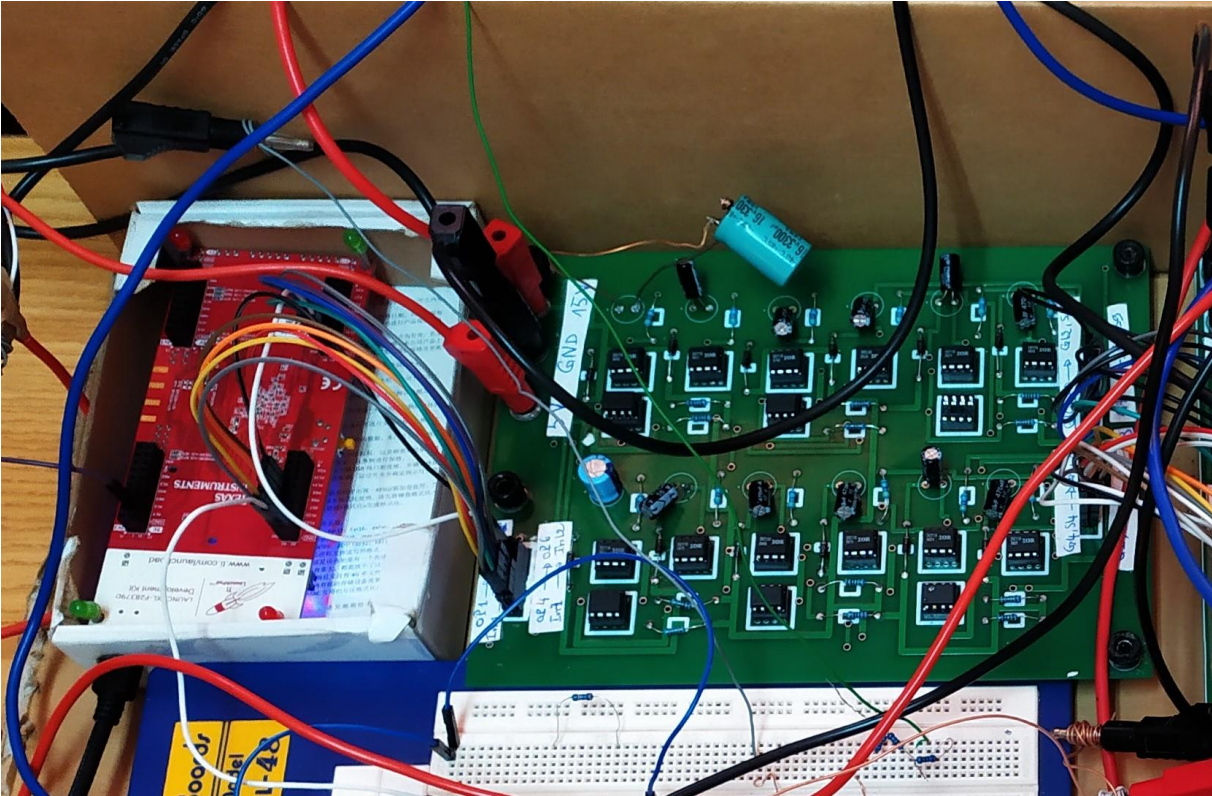


Figure H.1 : Partie commande du système

Annexe I : Circuit imprimé de l'onduleur

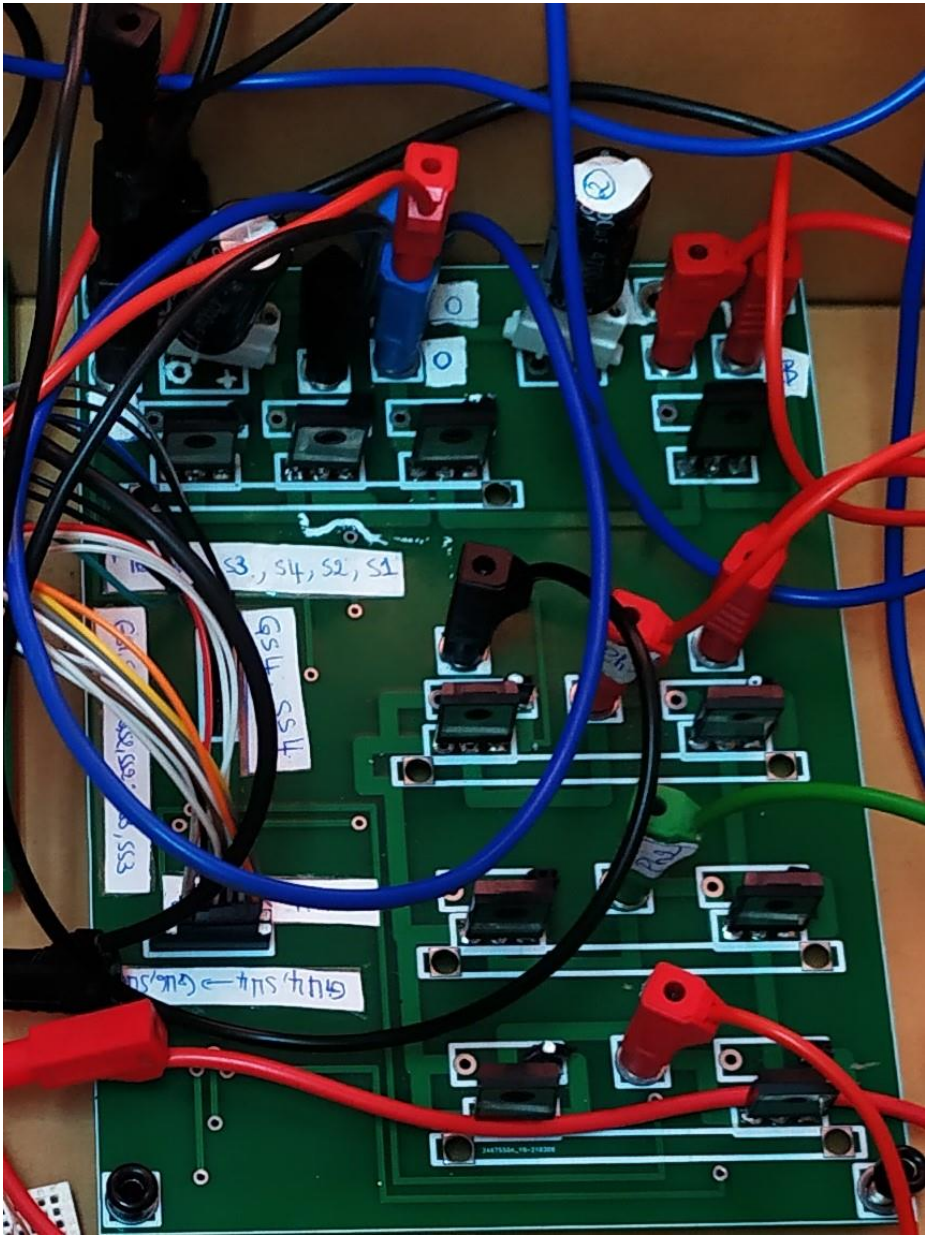


Figure I.1 : Circuit imprimé de l'onduleur

Annexe J : Circuit de mesure

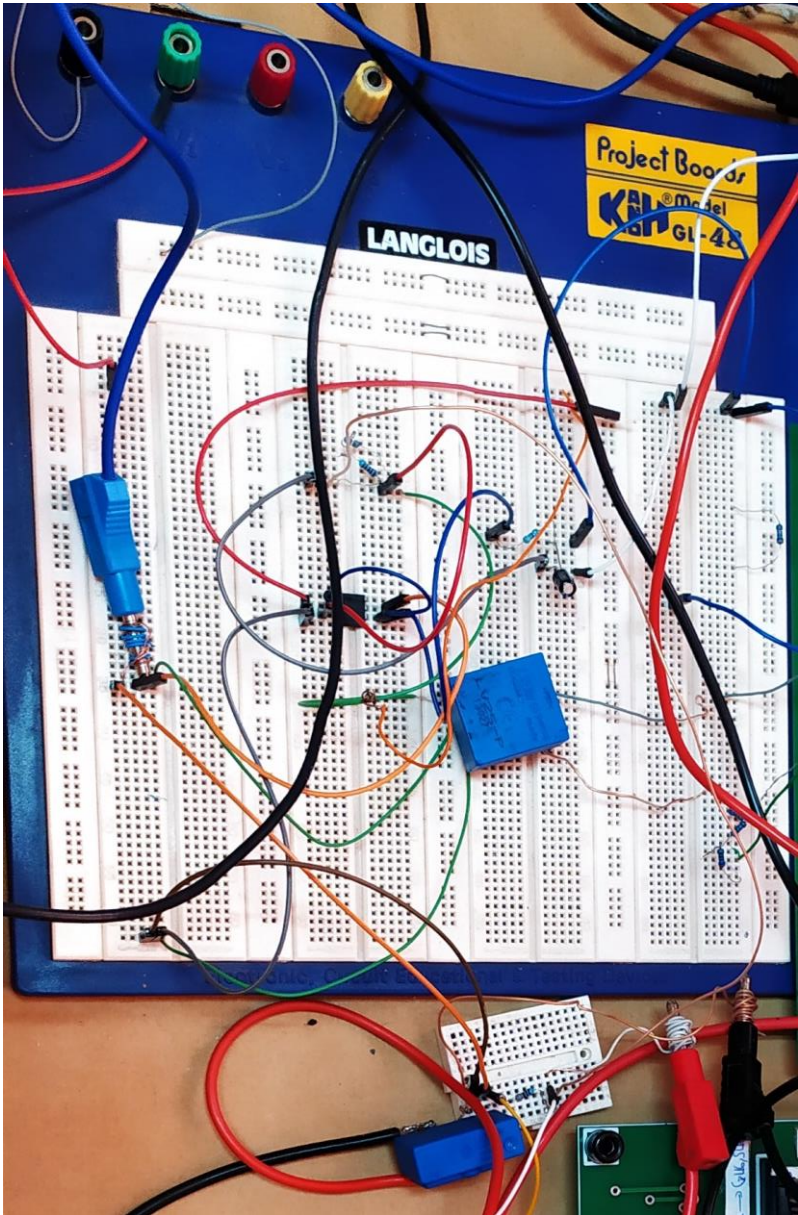


Figure J.1 : Circuit de mesure

Annexe K : Caractéristiques du système de pompage photovoltaïque sans batteries

Les caractéristiques du système de pompage sans batteries sont données dans les tableaux (K.1) et (K.2).

Tableau K.1 : Spécifications techniques du système photovoltaïque

	Paramètre	Valeur
Module Photovoltaïque	Courant de court-circuit I_{cc}	6.43A
	Tension en circuit ouvert V_{oc}	48.8V
	Courant optimal I_{opt}/I_{PPM}	6.05A
	Tension optimale V_{opt}/V_{PPM}	40.5V
Générateur Photovoltaïque	Modules en parallèle N_p	1
	Modules connectés en série N_s	10
	Courant optimal I_{opt}	6.05A
	Tension optimale V_{opt}	405V
	Puissance maximale à 1000W/m ² et T=25°C	2450.25W

Tableau K.2 : Spécifications techniques du groupe motopompe

	Paramètre	Valeur
Moteur à induction	Puissance nominale (P_n)	2200W
	Vitesse nominale (ω_n)	1430 rpm
	Tension entre phases (V_{L-L})	380V
	Résistance statorique (R_s)	4.125Ω
	Résistance rotorique (R_r)	2.486Ω
	Inductances statorique et rotorique (L_s, L_r)	0.3004H
	Inductance mutuelle (L_m)	0.2848H
	Nombre de paires de pôles (p)	2
	Couple nominal	14.7N.m
	Flux statorique nominal (ϕ_s^*)	1Wb
	Tension nominale du bus continu V_{dc}^*	660V
Pompe centrifuge	Débit nominal (Q_r)	10m ³ /h
	Hauteur total (H_r)	50m
	Rendement (η_{pompe})	62%
	Constante de la pompe (K_{pompe})	6.55×10 ⁻⁴ W/(r/s) ³

Tableau K.3 : Paramètres de la simulation

	Paramètre	Valeur
Fréquences	Fréquence d'échantillonnage	100Khz
	Fréquence de commutation du convertisseur boost	10Khz
	Fréquence de commutation de l'onduleur	10Khz

Bibliographie

Références

- [1] 2,1 milliards de personnes n'ont pas accès à l'eau potable salubre à leur domicile et plus du double ne disposent pas de services d'assainissement sûrs, Unicef : <https://www.unicef.org/fr/communiqu%C3%A9s-de-presse/21-milliards-de-personnesn%E2%80%99ont-pas-acc%C3%A8s-%C3%A0-l%E2%80%99eau-potable-salubre-%C3%A0-leur> (2017).
- [2] Analysis of off-grid hybrid wind turbine/solar PV water pumping systems. *Solar Energy* 86, 1197–1207 (2012).
- [3] Riyo. The Advantages and Disadvantages of Solar Powered Irrigation. *1001 Artificial Plants* <https://www.1001artificialplants.com/2020/03/12/the-advantages-and-disadvantages-of-solar-powered-irrigation/> (2020).
- [4] Shaikh, S. R. & Jain, A. M. A literature survey of photovoltaic water pumping system. in *2015 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)* 511–516 (2015).
- [5] Bouchakour, A., Borni, A. & Brahami, M. M. Comparative Study of P&O-PI and Fuzzy-PI MPPT Controllers and their Optimization Using GA and PSO for Photovoltaic Water Pumping Systems. *International Journal of Ambient Energy* 42, 1–27 (2019).
- [6] Nayak, B. K., Mohapatra, A. & Misra, B. Non Linear I-V Curve Of PV Module: Impacts On MPPT And Parameters Estimation. *International Journal of Engineering Research* 1, 8 (2012).
- [7] Abbes, H., Abid, H., Loukil, K., Toumi, A. & Abid, M. Etude comparative de cinq algorithmes de commande MPPT pour un système photovoltaïque. 6 (2013).
- [8] P. Kumar, G. Jain and D. K. Palwalia, Genetic algorithm based maximum power tracking in solar power generation, *2015 International Conference on Power and Advanced Control Engineering (ICPACE)*, (2015).
- [9] Liu, Y., Xia, D. & He, Z. MPPT of a PV system based on the particle swarm optimization. in *2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)* 1094–1096 (2011).
- [10] Jyothy, L. P. N. & Sindhu, M. R. An Artificial Neural Network based MPPT Algorithm For Solar PV System. in *2018 4th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)* 375–380 (2018).
- [11] Farhat, M., Barambones, O., Sbita, L. & de Durana, J. M. G. A stable FLC-based MPPT technique for photovoltaic system. in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)* 890–895 (2015).
- [12] Bendib, B., Krim, F., Belmili, H., Almi, M. F. & Boulouma, S. Advanced Fuzzy MPPT Controller for a Stand-alone PV System. *Energy Procedia* 50, 383–392 (2014).
- [13] Kuphaldt, T. R. & Haughey, J. MOTOR CHARACTERISTICS. (2020).
- [14] Demircioglu, I. & Poyrazoglu, G. Induction Motor Simulink Implementation of the Rotor Flux Oriented Direct Vector Control Method for Electric Vehicles. in *2021 17th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)* 1–6 (2021).
- [15] EL OUANJLI, N., Contributions à l'étude et l'amélioration des performances d'une MADA fonctionnant en modemoteur, Université Sidi Mohamed ben Abellah de Fés, (2020).
- [16] Merabet, A. Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone, Université du Québec à Chicoutimi, (2007).
- [17] Blaschke, F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control for rotating machines. *Siemens Rev.*, Vol.39, No.5, pp.217-220, (1972).
- [18] Wang, F., Zhang, Z., Mei, X., Rodríguez, J. & Kennel, R. Advanced Control Strategies of Induction Machine: Field Oriented Control, Direct Torque Control and Model Predictive Control. *Energies* 11, 120 (2018).
- [19] Takahashi, I., Noguchi, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor». *IEEE Transactions on Industry applications*, Vol.5, pp.820-827, (1986).
- [20] Kang, J.-W. & Sul, S.-K. Analysis and prediction of inverter switching frequency in direct torque control of induction machine based on hysteresis bands and machine parameters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 48, 545–553 (2001).
- [21] Benevieri A, Maragliano G, Marchesoni M, Passalacqua M, Vaccaro L. Induction Motor Direct Torque Control with Synchronous PWM. *Energies*. (2021).

- [22] Ammar, A., Talbi, B., Ameid, T., Azzoug, Y. & Kerrache, A. Predictive direct torque control with reduced ripples for induction motor drive based on T-S fuzzy speed controller. *Asian Journal of Control* 21, 2155–2166 (2019).
- [23] Sandre-Hernandez, O., Rangel-Magdaleno, J. & Morales-Caporal, R. A Comparison on Finite-Set Model Predictive Torque Control Schemes for PMSMs. *IEEE Transactions on Power Electronics* 33, 8838–8847 (2018).
- [24] Wang, J., Wang, F., Zhang, Z., Li, S. & Rodríguez, J. Design and Implementation of Disturbance Compensation-Based Enhanced Robust Finite Control Set Predictive Torque Control for Induction Motor Systems. *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 13, 2645–2656 (2017).
- [25] Ravi D., Mallikarjuna Reddy B., S. S.L, Samuel P., “Bidirectional dc to dc Converters: An Overview of Various Topologies, Switching Schemes and Control Techniques,” *IJET*, vol. 7, no. 4.5, p. 360, Sep. (2018).
- [26] Zhiling Liao, Xinbo Ruan, “Control strategy of bi-directional DC/DC converter for a novel stand-alone photovoltaic power system,” in *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Harbin, Hei Longjiang, China, (2008).
- [27] Under Voltage and Over Voltage Effect on Motor Explained - ETechnoG. <https://www.etechnog.com/2021/03/under-over-voltage-effect-motor.html>.
- [28] Vazquez, N., Hernandez, C., Alvarez, J. & Arau, J. Sliding mode control for DC/DC converters: a new sliding surface. in *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.03TH8692)* vol. 1 422–426 vol. 1 (2003).
- [29] He, Y. & Luo, F. L. Study of sliding mode control for DC-DC converters. in *2004 International Conference on Power System Technology, 2004. PowerCon 2004.* vol. 2 1969-1974 Vol.2 (2004).
- [30] Bonnett, A.H.: Analysis of the impact of pulse-width modulated inverter voltage waveforms on AC induction motors. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2, 386–392 (1994).
- [31] Raharja, L. P. S., Q., O. A., Arief, Z. & Windarko, N. A. Reduction of Total Harmonic Distortion (THD) on Multilevel Inverter with Modified PWM using Genetic Algorithm. *emitter* 5, 91–118 (2017).
- [32] Ghazi Ardakani, S., Hosseinpour, M., Shahparasti, M. & Siah, M. Direct Torque Control of Low-Voltage Three-Phase Induction Motor Using a Three-Level Eight-Switch Inverter. *Arab J Sci Eng* 44, 7121–7131 (2019).
- [33] Mihalache, L. A Hybrid 2/3 Level Converter With Minimum Switch Count. in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting* vol. 2 611–618 (2006).
- [34] Najafi, P., Hooshmand Viki, A. & Shahparasti, M. Novel space vector-based control scheme with dc-link voltage balancing capability for 10 switch converter in bipolar hybrid microgrid. *Sustainable Energy, Grids and Networks* 20, 100256 (2019).
- [35] Najafi, P., Houshmand Viki, A., Shahparasti, M., Seyedalipour, S. S. & Pouresmaeil, E. A Novel Space Vector Modulation Scheme for a 10-Switch Converter. *Energies* 13, 1855 (2020).
- [36] Abdallah, L. & El-Shennawy, T. Reducing Carbon Dioxide Emissions from Electricity Sector Using Smart Electric Grid Applications. *Journal of Engineering* 2013, e845051 (2013).
- [37] Park, C.-H., Ko, Y.-J., Kim, J.-H. & Hong, H. Greenhouse Gas Reduction Effect of Solar Energy Systems Applicable to High-rise Apartment Housing Structures in South Korea. *Energies* 13, 2568 (2020).
- [38] Al-Obaidi, M. Q., Hamid, T. G. & Derbel, N. Design of Solar Powered Water Pumping System for Domestic Use in Erbil. in *2020 17th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD)* 272–278 (2020).
- [39] Choukri, K., Naddami, A. & Hayani, S. Renewable energy in emergent countries: lessons from energy transition in Morocco. *Energy, Sustainability and Society* 7, 25 (2017).
- [40] Bouabid, A., Sleptchenko, A. & Mouline, S. Pathways to 100 percent Renewable Energy Supply: Morocco Options until 2030. in *2019 7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)* 1–6 (2019).
- [41] ÉNERGIES RENOUVELABLES. Ministry of Energy Transition and Sustainable Development, www.mem.gov.ma/Pages/secteur.aspx?e=2
- [42] <https://www.mcinet.gov.ma/fr/content/energies-renouvelables>
- [43] https://www.masen.ma/themes/custom/masen/assets/files/Brochure__Fiches_Fr.pdf.
- [44] Cinq grands barrages lancés cette année. *L’Economiste* <https://www.leconomiste.com/flash-infos/cinq-grands-barrages-lances-cette-annee> (2021).
- [45] Tableau de bord sectoriel de l’économie marocaine, ministère de l’économie et des finances, https://www.finances.gov.ma/Publication/depf/2019/Tableau_de_bord_sectoriel_janvier%202019.pdf, (2019).

- [46] Tabaa, M., Dandache, A. & Alami, K. Hybrid renewable energy installation for research and innovation: Case of Casablanca city in Morocco. in *2017 15th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)* 389–392 (2017).
- [47] Morocco: A Shining Example of Going Solar. *Climate Investment Funds*, <https://www.climateinvestmentfunds.org/news/morocco-shining-example-going-solar>, (2017).
- [48] Morocco plans to add 10 GW of power from renewable energy sources by 2030. *Oxford Business Group* <https://oxfordbusinessgroup.com/analysis/viable-alternative-plans-add-10-gw-power-renewable-sources-2030>, (2018).
- [49] <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-03253451/document>.
- [50] Mergoul, K., Laarabi, B. & Barhdadi, A. Solar Water Pumping Applications in Morocco: State of the Art. in *2018 6th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)* 1–6 (2018).
- [51] Pompage solaire, Investigation de l'impact des installations de pompage solaire sur la consommation d'eau et la situation socio-économique d'un agriculteur dans 3 zones pilotes au Maroc. Deutsche Gesellschaft für Internationale Zusammenarbeit.
<https://www.water-energyfood.org/resources/pompage-solaire-investigation-de-l-impact-des-installations-de-pompage-solaire-sur-la-consommation-d-eau-et-la-situation-socio-economique-d-un-agriculteur-dans-3-zones-pilotes-au-maroc>
- [52] TALBI B., Contribution à l'Amélioration de la Commande d'un Système de Pompage Photovoltaïque, Université Ferhat Abbas Setif1, (2018).
- [53] Chandrasekaran, N., Ganeshprabu & Thyagarajah, K. Comparative study of photovoltaic pumping system using a DC motor and PMDC motor. in *IEEE-International Conference On Advances In Engineering, Science And Management (ICAESM -2012)* 129–132 (2012).
- [54] Chewale, M. A., A.Wanjari, R., B.Savakhande, V. & R.Sonawane, P. A Review on Isolated and Non-isolated DC-DC Converter for PV Application. in *2018 International Conference on Control, Power, Communication and Computing Technologies (ICCPCT)* 399–404 (2018).
- [55] P. Suskis, I. Galkin and J. Zakis, .Design and implementation of flyback MPPT converter for PV-applications, 2014 Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ), (2014).
- [56] Başoğlu, M.E. Forward converter-based distributed global maximum power point tracking in partial shading conditions. *SN Appl. Sci.* 2, 248 (2020).
- [57] Meghana M. N., Naveenkumar S. B., MPPT based LLC resonant converter for PV applications, *2017 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC)*, (2017).
- [58] Hassan, T. *et al.* A Novel Algorithm for MPPT of an Isolated PV System Using Push Pull Converter with Fuzzy Logic Controller. *Energies* 13, 4007 (2020).
- [59] Raghavendra, K.V.G.; Zeb, K.; Muthusamy, A.; Krishna, T.N.V.; Kumar, S.V.S.V.P.; Kim, D.-H.; Kim, M.-S.; Cho, H.-G.; Kim, H.-J. A Comprehensive Review of DC–DC Converter Topologies and Modulation Strategies with Recent Advances in Solar Photovoltaic Systems. *Electronics*, (2020).
- [60] Hashim, N., Salam, Z., Johari, D. & Ismail, N. F. N. DC-DC Boost Converter Design for Fast and Accurate MPPT Algorithms in Stand-Alone Photovoltaic System. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)* 9, 1038–1050 (2018).
- [61] Boudaraia, K., Mahmoudi, H., Abbou, A. & Hilal, M. Buck converter MPPT control of a photovoltaic system. in *2016 5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS)* 783–787 (2016).
- [62] Hussain, I., Zohaib, M. & Babaei, E. Modeling, Simulation of Buck Boost Converter with MPPT and Control of Battery Charging Application. in *2019 3rd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT)* 1–5 (2019).
- [63] Ananda-Rao, K., Matar, Y., Baharudin, N., Ismail, M. & Abdullah, A. Design of MPPT charge controller using zeta converter for battery integrated with solar Photovoltaic (PV) system. *Journal of Physics: Conference Series* 1432, 012058 (2020).
- [64] Panigrahi, B. K. & Thakura, P. R. Implementation of Cuk converter with MPPT. in *2017 Third International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB)* 105–110 (2017).
- [65] Mahapatro, S. K. Maximum Power Point Tracking (MPPT) Of Solar Cell Using Converter. *International Journal of Engineering Research* 2, 12 (2013).

- [66] Murshid S., Singh B., Single Stage Autonomous Solar Water Pumping System Using PMSM Drive, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 4, pp. 3985-3994, July-Aug. (2020).
- [67] Massa, Z., Chbirik, G., Abounada, A., Brahmi, A. & Ramzi, M. Control of Photovoltaic Water Pumping System Employing Non-Linear Predictive Control and Fuzzy Logic Control. *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)* 13, 373–382 (2020).
- [68] B.m, V. & S.k, P. Hardware Implementation of 3-level Inverter using Microcontroller for Single Phase Induction Motor. *International Journal of Reconfigurable and Embedded Systems (IJRES)* 5, (2016).
- [69] Suneel, T. Multi-Level Inverters: A Review Report, *International Journal of New Technologies in Science and Engineering*, (2014).
- [70] Bughneda, A., Salem, M., Richelli, A., Ishak, D. & Alatai, S. Review of Multilevel Inverters for PV Energy System Applications. *Energies* 14, 1585 (2021).
- [71] Rodriguez, J., Bernet, S., Steimer, P. K. & Lizama, I. E. A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57, 2219–2230 (2010).
- [72] Rana, R. A., Patel, S. A., Muthusamy, A., Lee, C. woo & Kim, H.-J. Review of Multilevel Voltage Source Inverter Topologies and Analysis of Harmonics Distortions in FC-MLI. *Electronics* 8, 1329 (2019).
- [73] Vijeh, M., Rezanejad, M., Samadaei, E. & Bertilsson, K. A General Review of Multilevel Inverters Based on Main Submodules: Structural Point of View. *IEEE Transactions on Power Electronics* 34, 9479–9502 (2019).
- [74] Maheswari, K. T., Bharanikumar, R., Arjun, V., Amrishi, R. & Bhuvanesh, M. A comprehensive review on cascaded H-bridge multilevel inverter for medium voltage high power applications. *Materials Today: Proceedings* 45, 2666–2670 (2021).
- [75] Vijayalakshmi, S., Hubert Tony Raj, L., Palaniyappan, S. & Rajkumar, A. A review on multilevel H-Bridge cascaded inductor less hybrid inverter for Electric vehicles with PWM control. *Materials Today: Proceedings* 45, 1644–1650 (2021).
- [76] Pamujula M., Ohja A., Kulkarni, P. Swarnkar R. D., Cascaded ‘H’ Bridge based Multilevel Inverter Topologies: A Review, *2020 International Conference for Emerging Technology (INCET)*, 2020.
- [77] Salem, A. & Abido, M. A. T-Type Multilevel Converter Topologies: A Comprehensive Review. *Arab J Sci Eng* 44, 1713–1735 (2019).
- [78] Schweizer, M., Kolar, J. W. High efficiency drive system with 3-level T-type inverter. 11. Proceedings of the 14th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, (2011).
- [79] Schweizer, M. & Kolar, J. W. High efficiency drive system with 3-level T-type inverter. in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications* 1–10 (2011).
- [80] BOUCHAKOUR A., Modélisation et Simulation d’un Système de Pompage Photovoltaïque, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES, (2018).
- [81] Design and optimal choice of a 1.5 kW photovoltaic pumping system for irrigation purposes: AIP Conference Proceedings: Vol 2056, No 1, (2018).
- [82] THE DIVERSE USES OF CENTRIFUGAL PUMPS: Different Types of Industries That Use Centrifugal Pumps. *Standard Industrial* <https://standardpumpparts.com/the-diverse-uses-of-centrifugal-pumps-different-types-of-industries-that-use-centrifugal-pumps/> (2019).
- [83] Garbus, R. O. *et al.* Chapter 11 - Types of Pumps. in *Pumping Station Design (Third Edition)* (eds. Jones, G. M., Sanks, R. L., Tchobanoglous, G. & Bosserman, B. E.) 11.1-11.41 (2008).
- [84] Types of Pumps: Application & Working Principles | Linquip. <https://www.linquip.com/blog/types-of-pumps/>.
- [85] Coletti, G. *et al.* 23% Efficiency metal wrap through silicon heterojunction solar cells. in *2016 IEEE 43rd Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)* 2417–2420 (2016).
- [86] Sharma, N. & Garg, V. K. A Comparative Analysis of Scalar and Vector Control of Induction Motor Drive. 13.
- [87] Tarusan, S. A. *et al.* Constant switching frequency for Direct Torque Control of induction motor. in *2015 IEEE Student Conference on Research and Development (SCoReD)* 228–233 (2015).
- [88] Rezk, H. A comprehensive sizing methodology for stand-alone battery-less photovoltaic water pumping system under the Egyptian climate. *Cogent Engineering* 3, 1242110 (2016).
- [89] Aldjia, L., Mohamed, K., Djalloul, A. & Chaib, A. Energy management and control of a hybrid water pumping system with storage. *Appl. Sol. Energy* 53, 190–198 (2017).

- [90] Bayeh, C. & Moubayed, N. A General Review on Photovoltaic, Modeling, Simulation and Economic Study to Build 100 MW Power Plant in Lebanon. *BJAST* 11, 1–21 (2015).
- [91] Pendem, S. R. & Mikkili, S. Modeling, simulation and performance analysis of solar PV array configurations (Series, Series-Parallel and Honey-Comb) to extract maximum power under Partial Shading Conditions. *Energy Reports* 4, 274–287 (2018).
- [92] Errouha, M., Derouich, A., Motahhir, S., Zamzoum, O., El Ouanjli, N. El Ghzizal, A., Optimization and control of water pumping PV systems using fuzzy logic controller, *Energy Reports, Volume 5*, (2019).
- [93] Massaqa, Z., Abounada, A. & Ramzi, M. Robust non-linear control of a hybrid water pumping system based on induction motor. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)* 11, 1995–2006 (2020).
- [94] Li, B. Y., Xu, C., Li, C. & Guan, Z. Working principle analysis and control algorithm for bidirectional DC/DC converter. 9 (2017).
- [95] Meziane, S. Commande adaptative et predictive de la machine asynchrone., *université frères Mentouri Constantine*, (2009).
- [96] Bendaha, Y., CONTRIBUTION A LA COMMANDE AVEC ET SANS CAPTEUR MECANIQUE D'UN ACTIONNEUR ELECTRIQUE, UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ORAN MOHAMED BOUDIAF, (2013).
- [97] Benzaouia, M. *et al.* Design and Performance Analysis of a Photovoltaic Water Pumping System based on DC-DC Boost Converter and BLDC Motor. in *2019 7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)* 1–6 (2019).
- [98] Moubarak, A., El-Saady, G. & Ibrahim, E.-N. A. *Battery energy storage for variable speed photovoltaic water pumping system*, (2019).
- [99] Massaqa, Z., Abounada, A., Chbirik, G., Ramzi, M., Brahmi, A., Double Stage Solar PV Array Fed Sensorless Vector Controlled Induction Motor for Irrigational Purpose, *2019 7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, (2019).
- [100] Vika, H. B., Modelling of Photovoltaic Modules with Battery Energy Storage in Simulink/Matlab, Norwegian University of Science and Technology, (2014).
- [101] Generic battery model – Simulink, Mathwork : <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/battery.html>.
- [102] Design and implementation of a photovoltaic I-V curve tracer: Solar modules characterization under real operating conditions. *Energy Conversion and Management* 169, 206–216 (2018).
- [103] Karami, N., Moubayed, N. & Outbib, R. General review and classification of different MPPT Techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 68, 1–18 (2017).
- [104] Mohapatra, A., Nayak, B., Das, P. & Mohanty, K. B. A review on MPPT techniques of PV system under partial shading condition. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 80, 854–867 (2017).
- [105] Salman, S., Al, X. & Wu, Z. Design of a P-&O algorithm based MPPT charge controller for a stand-alone 200W PV system. *Prot Control Mod Power Syst* 3, 25 (2018).
- [106] Jusoh, A. B., Mohammed, O. J. E. I. & Sutikno, T. Variable Step Size Perturb and Observe MPPT for PV Solar Applications. *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)* 13, 1–12 (2015).
- [107] Shang, L., Guo, H. & Zhu, W. An improved MPPT control strategy based on incremental conductance algorithm. *Prot Control Mod Power Syst* 5, 14 (2020).
- [108] Kchaou, A., Naamane, A., Koubaa, Y. & M'Sirdi, N. Regular paper Review of Different MPPT techniques for a Photovoltaic Generation System. *Journal of Automation & Systems Engineering* 11, 195 (2017).
- [109] Massaqa, Z., Abounada, A. & Ramzi, M. Fuzzy and predictive control of a photovoltaic pumping system based on three-level boost converter. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics* 10, 1183–1192 (2021).
- [110] Peng, B. R., Chen, J. H., Liu, Y. H. & Chiu, Y. H. Comparison between Three Different Types of Variable Step-Size P&O MPPT Technique: in (2015).
- [111] Panigrahi, A. & Bhuya, K. C. Fuzzy Logic Based Maximum Power Point Tracking Algorithm for Photovoltaic Power Generation System. *Journal of Green Engineering* 6, 403–426 (2016).
- [112] Danic T. Y., COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE : SIMULATION ET EXPERIMENTATION, Université Nancy Point Carré, (2010).

- [113] Massaqa, Z., Abounada, A., Brahmi, A. & Ramzi, M. Control of PV-Battery Based Hybrid Water Pumping System Under Sudden Irradiation and Speed Changes. in *2020 IEEE 6th International Conference on Optimization and Applications (ICOA)* 1–6 (2020).
- [114] Trabelsi, R., Khedher, A., M'Sahli, F. & Mimouni, M. F. Input-Output Feedback Linearization Control Applied to an Induction Motor drive. 7.
- [115] Boukhalifa H., Commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, (2015).
- [116] Dzitac, I., Filip, F. G. & Manolescu, M.-J. Fuzzy Logic Is Not Fuzzy: World-renowned.
- [117] Fuzzy-Logic Control - an overview | ScienceDirect Topics. <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/fuzzy-logic-control>.
- [118] Michels, K., Klawonn, F., Kruse, R. & Nürnberger, A. Fundamentals of Control Theory. in *Fuzzy Control: Fundamentals, Stability and Design of Fuzzy Controllers* (eds. Michels, K., Klawonn, F., Kruse, R. & Nürnberger, A.) 57–234 (2006).
- [119] Chen, G. & Pham, T. T. *Introduction to fuzzy sets, fuzzy logic, and fuzzy control systems*. (2001).
- [120] CHEVRIE, F., GUÉLY, F., La logique floue, Cahier technique n° 19, groupe Schneider.
- [121] Sasi, M. A. Fuzzy Logic Control of MPPT Controller for PV Systems. Faculty of Engineering and Applied Science Memorial University of Newfoundland, (2017).
- [122] Théorêt, C. ÉLABORATION D'UN LOGICIEL D'ENSEIGNEMENT ET D'APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE DANS UN CONTEXTE D'AUTOMATE PROGRAMMABLE. 244. ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, (2009)
- [123] Sugeno, M, Takagi, T, Multi-dimensional fuzzy reasoning. *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 9, No. 2, (1985).
- [124] Merabet, A. *Nonlinear Model Predictive Control for Induction Motor Drive. Frontiers of Model Predictive Control* (2012).
- [125] Lammouchi, Z., Commande prédictive non linéaire de la machine asynchrone, Université Larbi Ben M'hidi d' Oum El Bouaghi, (2009).
- [126] Gohar Ali, H., Vilanova Arbos, R., Herrera, J., Tobón, A. & Peláez-Restrepo, J. Non-Linear Sliding Mode Controller for Photovoltaic Panels with Maximum Power Point Tracking. *Processes* 8, 108 (2020).
- [127] Nadjat Z., Contribution au Contrôle Robuste des Convertisseurs DC-DC, Université de Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd, (2018).
- [128] Karim K., Djamal K., Commande par mode glissant d'un hacheur parallèle : Application à l'extraction de la puissance maximale d'un panneau photovoltaïque, Université Mouloud MAMMERI De Tizi-Ouzou, (2014).
- [129] Charles F., ÉTUDE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT SUR LES SYSTÈMES MONO ET MULTI VARIABLES, ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, (2007).
- [130] Utkin, V. Chattering Problem. *IFAC Proceedings Volumes* 44, 13374–13379 (2011).
- [131] Utkin, V. & Lee, H. CHATTERING PROBLEM IN SLIDING MODE CONTROL SYSTEMS. *IFAC Proceedings Volumes* 39, 1 (2006).
- [132] AZZEDINE S., HOUCMEDDINE M., Commande de la Machine Asynchrone par mode glissant, Centre Universitaire Belhadj Bouchaïb d'Ain-Temouchent, (2017).
- [133] Tan, S.-C., Lai, Y.-M. & Tse, C.-K. Sliding Mode Control of Switching Power Converters: Techniques and Implementation. 301.
- [134] Tan, S.-C., Lai, Y. M. & Tse, C. K. Indirect Sliding Mode Control of Power Converters Via Double Integral Sliding Surface. *IEEE Transactions on Power Electronics* 23, 600–611 (2008).
- [135] Tan, S.-C., Lai, Y. M., Tse, C. K. & Wu, C.-K. A Double-Integral Type of Indirect Sliding Mode Controllers for Power Converters. in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference* 177–183 (2007).
- [136] Abdel-Rahim, O., Funato, H. & Haruna, J. Novel Predictive Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Applications. *Journal of Power Electronics* 16, 277–286 (2016).
- [137] Belkaid, A., Gaubert, J.-P., Gherbi, A. & Rahmani, L. Maximum Power Point tracking for photovoltaic systems with boost converter sliding mode control. in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)* 556–561 (2014).
- [138] B. Talbi, F. Krim, T. Rekioua, S. Mekhilef, A. Laïb, A. Belaout, A high-performance control scheme for photovoltaic pumping system under sudden irradiation and load changes, *Sol. Energy*, vol. 159, Jan. 2018, pp. 353–368.

- [139] Shukla, S. & Singh, B. Single-Stage PV Array Fed Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Drive for Water Pumping. *IEEE Transactions on Industry Applications* 54, 3575–3585 (2018).
- [140] Singh, B., Shukla, S., Chandra, A. & Al-Haddad, K. Loss minimization of two stage solar powered speed sensorless vector controlled induction motor drive for water pumping. in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* 1942–1947 (2016).
- [141] Sharma, A. & Parakh, D. A. DESIGN OF SOLAR POWERED INDUCTION MOTOR DRIVE FOR PUMPING APPLICATION. 10. Inter. Journal of Latest Trends in Engin. and Techn. vol.10 no. 1, pp. 228-237, (2018).
- [142] Jaipal and Tejavathu Ramesh. “Solar powered based water pumping system using perturb and observation MPPT technique,” IEEE Intern. Students Conf. on Electrical, Electr. and Computer Science (SCEECS), Feb. (2018).
- [143] Macaulay, J. & Zhou, Z. A Fuzzy Logical-Based Variable Step Size P&O MPPT Algorithm for Photovoltaic System. *Energies* 11, 1340 (2018).
- [144] Del Pizzo, A., Di Noia, L. P. & Meo, S. Super twisting sliding mode control of smart-inverters grid-connected for PV applications. in *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)* 793–796 (2017).
- [145] Dannier, A., Del Pizzo, A., Di Noia, L. P. & Meo, S. Integral sliding-mode direct torque control of sensorless induction motor drives. in *2017 IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)* 243–248 (2017).
- [146] Chatrenour, N., Razmi, H. & Doagou-Mojarrad, H. Improved double integral sliding mode MPPT controller based parameter estimation for a stand-alone photovoltaic system. *Energy Conversion and Management* 139, 97–109 (2017).
- [147] Choi, S.-J. & Lim, S.-H. Fluctuation Suppression of DC-Link Voltage Using Control of Converters Connected with DC Distributed Generation. *Energies* 13, 5832 (2020).
- [148] Singh, B., Sharma, U. & Kumar, S. Standalone Photovoltaic Water Pumping System Using Induction Motor Drive With Reduced Sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications* 54, 3645–3655 (2018).
- [149] Hedjar, R., Toumi, R., Boucher, P. & Dumur, D. Cascaded nonlinear predictive control of induction motor. in *Proceedings of the 2000. IEEE International Conference on Control Applications. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37162)* 698–703 (2000).
- [150] Hedjar, R., Toumi, R., Boucher, P. & Dumur, D. A finite horizon cascaded nonlinear predictive control of induction motor. in *2001 European Control Conference (ECC)* 60–65 (2001).
- [151] Narasimha Rao, C. N. & Sukumar, G. Design and analysis of torque ripple reduction in Brushless DC motor using SPWM and SVPWM with PI control. *E.J.E.E* 20, 7–22 (2018).
- [152] Radjai, T., Rahmani, L., Mekhilef, S. & Gaubert, J. P. Implementation of a modified incremental conductance MPPT algorithm with direct control based on a fuzzy duty cycle change estimator using dSPACE. *Solar Energy* 110, 325–337 (2014).
- [153] Li, C., Chen, Y., Zhou, D., Liu, J. & Zeng, J. A High-Performance Adaptive Incremental Conductance MPPT Algorithm for Photovoltaic Systems. *Energies* 9, 288 (2016).
- [154] Abdourraziq, M. A., Ouassaid, M. & Maaroufi, M. Comparative study of MPPT using variable step size for photovoltaic systems. in *2014 Second World Conference on Complex Systems (WCCS)* 374–379 (2014).
- [155] Ahmad, J. *et al.* A New High Voltage Gain DC to DC Converter with Low Voltage Stress for Energy Storage System Application. *Electronics* 9, 2067 (2020).
- [156] Chen, H.-C. & Lin, W.-J. MPPT and Voltage Balancing Control With Sensing Only Inductor Current for Photovoltaic-Fed, Three-Level, Boost-Type Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics* 29, 29–35 (2014).
- [157] Tran, C. H., Nollet, F., Essounbouli, N. & Hamzaoui, A. Modeling and Simulation of Stand Alone Photovoltaic System using Three Level Boost Converter. in *2017 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)* 1–6 (2017).
- [158] Yang, G. *et al.* Predictive Current Control of Boost Three-Level and T-Type Inverters Cascaded in Wind Power Generation Systems. *Algorithms* 11, 92 (2018).
- [159] Vitoi, L. A., Krishna, R., Soman, D. E., Leijon, M. & Kottayil, S. K. Control and implementation of three level boost converter for load voltage regulation. in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* 561–565 (2013).

- [160] Guo, Z., Zarghami, M., Hou, S. & Chen, J. Model predictive control for three-level boost converter in photovoltaic systems. in *2017 North American Power Symposium (NAPS)* 1–5 (2017).
- [161] Balakishan, C., Sandeep, N. & Aware, M. V. Design and Implementation of Three-Level DC-DC Converter with Golden Section Search Based MPPT for the Photovoltaic Applications. *Advances in Power Electronics* 2015, 1–9 (2015).
- [162] Barazarte, R. Y. & González, G. G. Design of a Two-Level Boost Converter. 10 (2013).
- [163] Kwon, J.-M., Kwon, B.-H. & Nam, K.-H. Three-Phase Photovoltaic System With Three-Level Boosting MPPT Control. *IEEE Transactions on Power Electronics* 23, 2319–2327 (2008).
- [164] Tampubolon, M. *et al.* A study and implementation of three-level boost converter with MPPT for PV application. in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia)* 1143–1148 (2017).
- [165] Hedjar, R., Toumi, R., Boucher, P. & Dumur, D. Cascaded Nonlinear Predictive Control of Induction Motor. *European Journal of Control* 1, 65–80 (2004).
- [166] Meziane, S., Toufouti, R., Merabet, A. & Benalla, H. Cascaded Nonlinear Adaptive Predictive Control based Adaptive Flux Observer of Induction Motor. *IJCA* 56, 37–43 (2012).
- [167] Merabet, A., Arioui, H. & Ouhrouche, M. Cascaded Predictive Controller Design for Speed Control and Load Torque Rejection of Induction Motor. in *2008 American Control Conference* 1139–1144 (2008).
- [168] Mostafa, M. R., Saad, N. H. & El-sattar, A. A. Tracking the maximum power point of PV array by sliding mode control method. *Ain Shams Engineering Journal* 11, 119–131 (2020).
- [169] Vázquez, N., Azaf, Y., Cervantes, I., Vázquez, E. & Hernández, C. Maximum Power Point Tracking Based on Sliding Mode Control. *International Journal of Photoenergy* 2015, e380684 (2015).
- [170] Abderrahim, T., Abdelwahed, T. & Radouane, M. Improved strategy of an MPPT based on the sliding mode control for a PV system. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)* 10, 3074–3085 (2020).
- [171] Chiu, C.-S., Chiang, T.-S., Chou, M.-L., Hung, W.-J. & Lin, J.-H. Maximum power point tracking of wind power systems via fast terminal sliding mode control. in *11th IEEE International Conference on Control Automation (ICCA)* 809–814 (2014).
- [172] Garraoui, R., Ben Hamed, M. & Sbita, L. A robust optimization technique based on first order sliding mode approach for photovoltaic power systems. *Int. J. Autom. Comput.* 12, 620–629 (2015).
- [173] Djanssou, D. M., Dadjé, A., Tom, A. & Djongyang, N. Improvement of the Dynamic Response of Robust Sliding Mode MPPT Controller-Based PSO Algorithm for PV Systems under Fast-Changing Atmospheric Conditions. *International Journal of Photoenergy* 2021, e6671133 (2021).
- [174] Etxeberria, A., Vechiu, I., Camblong, H. & Vinassa, J.-M. Comparison of Sliding Mode and PI Control of a Hybrid Energy Storage System in a Microgrid Application. *Energy Procedia* 12, 966–974 (2011).
- [175] Atawi, I. E. & Kassem, A. M. Optimal Control Based on Maximum Power Point Tracking (MPPT) of an Autonomous Hybrid Photovoltaic/Storage System in Micro Grid Applications. *Energies* 10, 643 (2017).
- [176] Viswanatha, V., Reddy, R.V.S. & Rajeswari Characterization of analog and digital control loops for bidirectional buck–boost converter using PID/PIDN algorithms. *Journal of Electrical Systems and Inf Technol* 7, 6 (2020).
- [177] Chatrenour, N., Razmi, H. & Doagou-Mojarrad, H. Improved double integral sliding mode MPPT controller based parameter estimation for a stand-alone photovoltaic system.
- [178] Pradhan, R. & Subudhi, B. A new digital double integral sliding mode maximum power point tracker for photovoltaic power generation application. in *2012 IEEE Third International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)* 183–188 (2012).
- [179] Subudhi, B. & Pradhan, R. Adaptive double-integral-sliding-mode-maximum-power-point tracker for a photovoltaic system. *The Journal of Engineering* 2015, 305–317 (2015).
- [180] Kumar, R. & Singh, B. Solar PV-battery based hybrid water pumping system using BLDC motor drive. in *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)* 1–6 (2016).
- [181] Serna-Garcés, S. I., Montoya, D. G. & Ramos-Paja, C. A. Sliding-Mode Control of a Charger/Discharger DC/DC Converter for DC-Bus Regulation in Renewable Power Systems. *Energies* 9, 1–27 (2016).

- [182] Ramulu, C., Sanjeevikumar, P., Karampuri, R., Jain, S., Ertas, A.H., Fedak, V.: A solar pv water pumping solution using a three-level cascaded inverter connected induction motor drive. *Engineering Science and Technology, an International Journal* 19 (4), 1731–1741 (2016).
- [183] Gu, X., Wei, B., Zhang, G., Wang, Z., Chen, W.: Improved synchronized space vector pwm strategy for three-level inverter at low modulation index. *Electronics* 8 (12), 1400 (2019).
- [184] Wu, X., Tan, G., Ye, Z., Yao, G., Liu, Z., Liu, G.: Virtual-space-vector pwm for a three-level neutral-point-clamped inverter with unbalanced dc-links. *IEEE Transactions on Power Electronics* 33 (3), 2630–2642 (2017).
- [185] Nabae, A., Takahashi, I. & Akagi, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications* **IA-17**, 518–523 (1981).
- [186] Weidong, J., Wang, L., Wang, J., Zhang, X., Wang, P.: A carrier-based virtual space vector modulation with active neutral-point voltage control for a neutral-point-clamped three-level inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65 (11), 8687–8696 (2018).
- [187] Ngo, V.-Q.-B., Nguyen, M.-K., Tran, T.-T., Lim, Y.-C., Choi, J.-H., et al.: A simplified model predictive control for t-type inverter with output lc filter. *Energies* 12 (1), 31 (2019).
- [188] Akbari, R., et al.: Modeling and simulation of dual z-source based hybrid 2/3 level inverter. In: 2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), pp. 1–7 (2021).
- [189] Muniz, J.H.G., da Silva, E.R.C., da N obrega, R.B., dos Santos, E.C.: An improved pulse-width modulation for the modified hybrid 2/3-level converter. In: 2013 Brazilian Power Electronics Conference, pp. 248–253 (2013).
- [190] Ventosa-Cutillas, A., Montero-Robina, P., Umbría, F., Cuesta, F. & Gordillo, F. Integrated Control and Modulation for Three-Level NPC Rectifiers. *Energies* **12**, 1641 (2019).
- [191] Rodriguez, J. *et al.* State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics* **9**, 1003–1016 (2013).
- [192] Narendrababu, A., Yalla, N., Agarwal, P.: Hybrid 2/3 level inverter with unequal pv array voltages. In: 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 3257–3261 (2020).
- [193] Tian, K., Wang, J., Wu, B., Cheng, Z., Zargari, N.R.: A virtual spacevector modulation technique for the reduction of common-mode voltages in both magnitude and third-order component. *IEEE Transactions on Power Electronics* 31(1), 839–848 (2015).
- [194] Jiang, W.-d., Du, S.-w., Chang, L.-c., Zhang, Y., Zhao, Q.: Hybrid pwm strategy of svpwm and vsvpwm for npc three-level voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics* 25 (10), 2607–2619 (2010).
- [195] Jiang, W., Wang, P., Ma, M., Wang, J., Li, J., Li, L., Chen, K.: A novel virtual space vector modulation with reduced common-mode voltage and eliminated neutral point voltage oscillation for neutral point clamped three-level inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67 (2), 884–894 (2019).
- [196] Singh, B., Sharma, U. & Kumar, S. Standalone Photovoltaic Water Pumping System Using Induction Motor Drive With Reduced Sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications* **54**, 3645–3655 (2018).
- [197] Pothuraju, R., Ramesh, T., & Jaipal. Solar Power Based Two Level Inverter Fed DTFC-SVM of a Sensorless IM Drive. in *2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)* 1039–1045 (2018).
- [198] Abdel-kader, F. M., EL-Saadawi, A., Kalas, A. E. & EL-baksawi, O. M. Study in direct torque control of induction motor by using space vector modulation. in *2008 12th International Middle-East Power System Conference* 224–229 (2008).
- [199] Chen, H., Zhao, H.: Review on pulse-width modulation strategies for common-mode voltage reduction in three-phase voltage-source inverters. *IET Power Electronics* 9(14), 2611–2620 (2016).
- [200] Ramasamy, P., Krishnasamy, V.: Svpwm control strategy for a three phase five level dual inverter fed open-end winding induction motor. *ISA transactions* 102, 105–116 (2020).
- [201] Robles, E., Fernandez, M., Andreu, J., Ibarra, E., Ugalde, U.: Advanced power inverter topologies and modulation techniques for common-mode voltage elimination in electric motor drive systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 140, 110746 (2021).
- [202] Ramasamy, P., Krishnasamy, V.: Minimization of Common-Mode Voltage for Five-Phase Three Level NPC Inverter Using SVPWM Strategy. *Iran J Sci Technol Trans Electr Eng* 44, 1221–1232 (2020).
- [203] Ahmad, J. et al.: Performance Analysis and Hardware-in-the-Loop (HIL) Validation of Single Switch High Voltage Gain DC-DC Converters for MPP Tracking in Solar PV System. *IEEE Access*. 9, 48811–48830 (2021).
- [204] Siddique, M. D.; Mekhilef, S.; Shah, N. M.; Sarwar, A.; Memon, M. A.: A new single-phase cascaded

multilevel inverter topology with reduced number of switches and voltage stress. *Int Trans Electr Energ Syst.* 30, (2020).

[205] Fahad, M.; Siddique, M. D.; Iqbal, A.; Sarwar, A.; Mekhilef, S.: Implementation and Analysis of a 15-Level Inverter Topology With Reduced Switch Count. *IEEE Access.* 9, 40623–40634 (2021)

[206] Mustafa, U.; Arif, M. S. B.; Kennel, R.; Abdelrahem, M.: Asymmetrical eleven-level inverter topology with reduced power semiconductor switches, total standing voltage and cost factor. *IET Power Electronics* 15, 395–411 (2022)

[207] Siddique, M. D.; Iqbal, A.; Sathik Mohamed Ali, J.; Mekhilef, S.; Almakhlles, D.: J. Design and implementation of a new unity gain nine-level active neutral point clamped multilevel inverter topology. *IET power electron.* 13, 3204–3208 (2020)

Publications scientifiques

Publications scientifiques

Les travaux de recherche menés dans cette thèse ont été concrétisés par plusieurs publications dans le domaine de la commande des systèmes d'énergies renouvelables.

Publications dans des revues internationales :

1. **Massaq, Z.**, Abounada, A. & Ramzi, M. A New Space Vector Modulation Technique for a Hybrid 2/3 Level Inverter with Minimized Switching Losses. *Arabian Journal for Science and Engineering (AJSE)*, (2022).
2. **Massaq, Z.**, Abounada, A. & Ramzi, M. Fuzzy and predictive control of a photovoltaic pumping system based on three-level boost converter. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics (Bulletin EEI)*, **10**, 1183–1192 (2021).
3. **Massaq, Z.**, Chbirik, G., Abounada, A., Brahmi, A. & Ramzi, M. Control of Photovoltaic Water Pumping System Employing Non-Linear Predictive Control and Fuzzy Logic Control. *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)* **13**, 373–382 (2020).
4. **Massaq, Z.**, Abounada, A. & Ramzi, M. Robust non-linear control of a hybrid water pumping system based on induction motor. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)* **11**, 1995–2006 (2020).
5. Ghizlane, C., **Massaq, Z.**, Abounada, A. & Mabrouki, M. *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*. 6 (2020).

 **Communications internationales publiées :**

1. **Massaq, Z.**, Abdelouahed, A., Benkirane, O. & Ramzi, M. Modern Control of a Standalone Solar Pumping System Based on Asynchronous Motor. in *2021 9th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)* 1–6 (2021).
2. **Massaq, Z.**, Abdelouahed, A., Brahmi, A. & Ramzi, M. Control of PV-Battery Based Hybrid Water Pumping System Under Sudden Irradiation and Speed Changes. *7th International Conference on Optimization and Applications (ICOA)*, in 1–6 (2020).
3. **Massaq, Z.**, Abounada, A., Chbirik, G., Ramzi, M. & Brahmi, A. Double Stage Solar PV Array Fed Sensorless Vector Controlled Induction Motor for Irrigational Purpose. in *2019 7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)* 1–6 (2019).
4. Chbirik, G., Abounada, A, **Massaq, Z.** Contribution to the improvement of a solar pumping system based on asynchronous machine, in *2019 International Conference of Computer Science and Renewable Energies (ICCSRE)*, pp. 1-5 (2019).
5. Brahmi, A., Abounada, A., **Massaq, Z.** & El Amrani, A. Control Circuit based Microcontroller Implementing a New Sinusoidal Pulse with Modulation Technique for Solar Inverter: in *Proceedings of the 1st International Conference of Computer Science and Renewable Energies* 271–276 (2018).