$N^{\circ} d' or dre:$

Université de Saida– Dr. Moulay Tahar Faculté des Sciences

Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de

Doctorat 3ème Cycle

Spécialité : Électrotechnique industrielle

Filière : Électrotechnique

Par : BELGACEM Aicha

Thème :

Système de pompage photovoltaïque sous ombrage avec boucle fermée à base des régulateurs robustes.



Thèse soutenue le date de soutenance devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
01	HARTANI Kada	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Président
02	MILOUD Yahia	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Rapporteur
03	MOSTEFAI Mohamed	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Co-rapporteur
04	BENOUZZA Noureddine	Prof.	Université Mohamed Boudiaf d'Oran	Examinateur
05	BENDJEBBAR Mokhtar	Prof.	Université Mohamed Boudiaf d'Oran	Examinateur
06	MOHAMMED CHIKOUCHE Tarik	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Examinateur

Dédicace

Je dédie cette thèse à mes chers parents « BELGACEM Habib et GASMI Kheira», qui ont pris la plus grande part des sacrifices pour notre éducation. Qu'Allah les protège.

Je le dédie également à ma sœur Fatima qui a partagé avec moi tous les moments de recherche scientifique et m'a aidé à traverser les moments les plus difficiles.

À mes chers frères parmi lesquels je cite Ali et Mohamed

À ma chere sœur : Khadidja

À toute ma famille.

À tous mes amis, dans ma vie sociale et académique.

Aicha BELGACEM

إهداء

أهدي هذه الأطروحة إلى والدي العزيزين "بلقاسم حبيب وقاسمي خيرة"، اللذين بذلا الجزء الأكبر من التضحيات من أجل تعليمنا، الله يحميهم كما أهديها إلى أختي فاطمة التي شاركتني كل لحظات البحث العلمي وساعدتني في أصعب الأوقات إلى إخواني الأعزاء الذين أذكر بينهم علي ومحمد إلى أختي العزيزة: خديجة إلى جميع عائلتي إلى كل أصدقائي في حياتي الاجتماعية والأكاديمية

عائشة بلقاسم

Remerciements

Tout d'abord, je voudrais remercier Dieu « **Allah** » le Tout Miséricordieux et le Très Miséricordieux, de m'avoir béni avec la connaissance et de m'avoir donné force, courage, patience et de sérénité durant toutes ces années d'études.

Après avoir remercié Dieu, Je tiens en premier lieu à remercier profondément mon directeur de thèse le Professeur **MILOUD Yahia**, qui tout au long de ce travail a su me guider par ces précieux conseils, m'apporter l'aide nécessaire, et me remonter le moral quand il le fallait. Ce travail n'aurait pas pu être terminé sans l'aide et le soutien du MILOUD Yahia. Je tiens également à remercier mon codirecteur Professeur **MOSTEFAI Mohamed** qui m'a assisté et soutenu dans ce projet.

Je tiens également à remercier le Président du jury Monsieur HARTANI Kada Professeur à l'université de Saida– Dr. Moulay Tahar, et les membres du jury : BENOUZZA Noureddine Professeur à l'université Mohamed Boudiaf d'Oran et BENDJEBBAR Mokhtar Professeur à l'université Mohamed Boudiaf d'Oran, MOHAMMED CHIKOUCHE Tarik Professeur à l'université de Saida– Dr. Moulay Tahar, Algérie pour avoir exercé les fonctions des membres de mon comité et prendre le temps de réviser ma thèse. Je suis reconnaissant qu'au milieu de toutes leurs activités, ils ont accepté d'être membres du comité de lecture.

Je voudrais également à remercier tous les professeurs et les docteurs, les membres LGE ainsi que mes collègues PhD avec une mention spéciale à ma sœur **BELGACEM Fatima** qui m'a aidé et m'a soutenu dans ce projet, ses encouragements et ses conseils, étaient d'une grande importance.

Enfin, je témoigne de mon affection la plus profonde envers mes parents, mes sœurs et mes frères, qui m'ont soutenu pendant les années de ce travail, qui ont supporté, tant bien que mal ma mauvaise humeur et mon stress permanant.

Je ne citerai pas les prénoms de mes amis, ils se reconnaitront, ils savent l'amitié et la considération que je porte à leur égard.

Aicha BELGACEM

"نظام ضخ كهروضوئى مظلل بحلقة مغلقة يعتمد على منظمات قوية "

الملخص:

نظرًا لأن تكلفة الوحدة الكهر وضوئية (PV) قد انخفضت بشكل كبير في السنوات الأخيرة، فإن استخدام الخلايا الكهر وضوئية نظرًا لأن تكلفة الوحدة الكهر وضوئية (PV) قد اندفضت بشكل كبير في السنوات الأخيرة، فإن استخدام الخلايا الكهر وضوئية كمصدر بديل للطاقة لضخ المياه يُنظر إليه على أنه أحد الاحتمالات القابلة للتطبيق. تقدم هذه الدراسة نظام ضخ الطاقة الشمسية الكهر وضوئية مغلق الحلقة بدون بطارية لتوفير الري ليستان في شمال غرب الجزائر، والنظام المقترح هو نظام ضخ المياه بنا المياه المقترح هو نظام صخ المياه بالطاقة الشمسية الكهر وضوئية مغلق الحلقة بدون بطارية لتوفير الري ليستان في شمال غرب الجزائر، والنظام المقترح هو نظام ضخ المياه بالطاقة الشمسية الكهر وضوئية القائم على التحكم المباشر في عزم الدوران ((DTC اللمحرك التعريفي. أساس هذه الدر اسة هو استبدال DTC القياسي بـ DTC المرتبط بالوضع الانز لاقي (SMC) و DTC) وكذلك DTC المستند إلى منظم المنطق الضبابي (Fuzzy DTC القياسي بـ DTC المرتبط بالوضع الانز لاقي (SMC) و DTC) وكذلك DTC المستند إلى منظم مطقية الضبابي (Fuzzy DTC المحنوى في جميع الظروف. كما يهدف نظام ضخ المياه إلى ري بستان مساحته المنطق الضبابي (Fuzzy DTC) للتخفيف من عيوب DTC القياسي. علاوة على ذلك، تضمنت هذه الدراسة استخدام وحدة تحكم منطقية ضبابية (CFC) لمتابعة القوة القصوى في جميع الظروف. كما يهدف نظام ضخ المياه إلى ري بستان مساحته المنطق الضبابي (Fuzzy DTC) مالاتفاج المقارنة لهذه الدراسة، تعمل طريقتان محستان لـ DTC على تحسين مساحته المنام الضبابي التفاح. بناءً على النتائج المقارنة لهذه الدراسة، تعمل طريقتان محستان لـ DTC على تحسين مساحته الضب الكهر وضوئي (VEC) من حيث الأداء الديناميكي والمتانة ويمكنهما تلبية الاحتياجات المائية للبستان. لتطوير معلو الضب الضبار التفاح. ولى قال طروف مناخر وساحانية ويمانية ويمانية المام منخ المائية الستان لـ DTC على تحسين معاد الخر الضبخ الكهر وضوئي (VEC) من حيث الأداء الديناميكي والمتانة ويمكنهما تلبية الاحتياجات المائية البستان. لتطوير مال الضب الكمر وضوئي الأداء الديناميكي والمتانة ويمكنهما تلبية مريامي معام معنوية الموير ممان معروغ محماكة كامل لتكوين SPO المقترح في ظل طروف مناخية حقيقية، يتما سريناميكام معائمة محماكة كامل لتكوين المالمخي الكمر وللخون الماك معيف مالم معرم معام معنوي م

« Système de pompage photovoltaïque sous ombrage avec boucle fermée à base des régulateurs robustes.»

Résumé :

Étant donné que le coût d'un module photovoltaïque (PV) a considérablement baissé ces dernières années, l'utilisation du photovoltaïque comme source d'énergie alternative pour le pompage de l'eau est considérée comme l'une des possibilités viables. Cette étude présente un système de pompage solaire PV à boucle fermé au fil du soleil pour fournir l'irrigation d'un verger dans le nord-ouest de l'Algérie, et le système proposé est un système de pompage d'eau solaire PV autonome basé sur le contrôle à couple direct (DTC) du moteur à induction. La base de cette étude est de remplacer le DTC standard par le DTC associé au mode glissant (SMC) et par le DTC basé sur le régulateur à logique floue pour atténuer les inconvénients du DTC standard. De plus, cette étude inclut l'utilisation d'un contrôleur à logique floue pour suivre la puissance maximale en toutes circonstances. Le système de pompage de l'eau est également destiné à irriguer un verger de 10 ha planté de pommiers. Sur la base des résultats comparatifs de cette étude, les deux méthodes améliorées de DTC améliorent le système de pompage photovoltaïque (SPPV) en termes de performances dynamiques et de robustesse et permet de répondre aux besoins en eau du verger. Pour développer un modèle de simulation complet de la configuration PVPS proposée dans des conditions climatiques réelles, le logiciel MATLAB Simulink est utilisé.

Mots clés : Photovoltaique, Pompage, moteur à induction, controleur flou FLC, DTC, SM-DTC, MPPT, PI.

« Photovoltaic pumping system under shade with closed loop based on robust regulators. »

Abstract:

Since the cost of a photovoltaic (PV) module has come down significantly in recent years, the use of photovoltaics as an alternative energy source for water pumping is seen as one of the viable possibilities. This study presents a solar PV pumping system to provide irrigation of an orchard in northwestern Algeria, and the proposed system is a stand-alone solar PV water pumping system based on the direct torque control (DTC) of the induction motor. The basis of this study is to replace the standard DTC with the DTC associated with the sliding mode control (SMC) and the DTC based on the fuzzy logic regulator to alleviate the drawbacks of the standard DTC. Moreover, this study includes the use of a fuzzy logic controller to follow the maximum power in all circumstances. The water pumping system is also intended to irrigate a 10 ha orchard planted with apple trees. Based on the comparative results of this study, the two improved methods of DTC improve the photovoltaic pumping system (PVPS) in terms of dynamic performance and robustness and can meet the water needs of the orchard. To develop a complete simulation model of the proposed PVPS configuration under real climatic conditions, MATLAB Simulink software is used.

Key words: Photovoltaic, Pumping, induction motor, FLC fuzzy controller, DTC, SM-DTC, MPPT, PI.

Production scientifique :

Publications :

- A. Belgacem, Y. Miloud, M. Mostefai, and F. Belgacem, "Fuzzy logic direct torque control of induction motor for Photovoltaic Water Pumping System," International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), vol. 13, no. 3, p. 1822-1832, 2022. doi:10.11591/ijpeds.v13.i3.pp1822-1832
- A. Belgacem, Y. Miloud, M. Mostefai, and F. Belgacem, "Photovoltaic pumping system optimization with improved DTC for irrigation: A comparative study," *International Journal of Dynamics and Control*, vol. 11, no. 5, pp. 2600–2613, 2023. doi:10.1007/s40435-023-01133-5
- F. Belgacem, M. Mostefai, Y. Miloud, and A. Belgacem, "A comparative technicaleconomic study of two water pumping systems for an isolated community in Algeria," PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, vol. 1, no. 4, pp. 87–91, 2022.
- F, Belgacem, M, Mostefai, Y, Miloud, et A. Belgacem. A Comparative Technical-Economic Study of Two Water Pumping Systems for an Isolated Community in Algeria. Journal of Renewable Energies, 2022, p. 37–47-37–47.
- F, Belgacem, M, Mostefai, Y, Miloud, et A. Belgacem. Optimization of Photovoltaic Water Pumping System Based on BLDC Motor for Agricultural Irrigation with Different MPPT Methods. Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science, 66(4), 315-324. (2022).

Communications :

- A. Belgacem, Y. Miloud, M. Mostefai and F. Belgacem, "Direct Torque Control based Slide Mode Control applied to Induction Motor drive in a photovoltaic pumping system". In The 7th International Conference on Engineering & MIS 2021, 2021, October.
- A. Belgacem, Y. Miloud, M. Mostefai and F. Belgacem, "Photovoltaic Water Pumping Systems with Fuzzy Slide Mode Control based MPPT and its Optimization using Direct Torque", Istanbul International Modern Scientific Research Congress –II, December 23-25, 2021 | Istanbul, Turkey.
- A. Belgacem, Y. Miloud, M. Mostefai and F. Belgacem, "Optimization of a Photovoltaic Pumping System Based on Sliding Mode Control", 7th International Zeugma Conference On Scientific Research. January 21-23, 2022 Gaziantep, Turkey.

- F. Belgacem, M. Mostefai ,Y. Miloud and A. Belgacem, "A Comparative Technical-Economic Study of Two Water Pumping Systems for an Isolated Community in Algeria", The First International Conference on Renewable energy Advanced Technologies and Applications. October 25-27, 2021.
- F. Belgacem, M. Mostefai ,Y. Miloud and A. Belgacem, "Life Cycle Cost Analysis of Photovoltaic Pumping System without Batteries for Isolated Site Agriculture in Algeria", 7th International Zeugma Conference On Scientific Research . January 21-23, 2022 Gaziantep, Turkey.
- F. Belgacem, M. Mostefai ,Y. Miloud and A. Belgacem, "standalone photovoltaic array fed BLDC driven water pumping system with MPPT based Sliding Mode Control", La lere conférence internationale d'Electrotechnique et Technologies Modernes CIETM'22.

Notations et Abréviations

I _{sc}	Le courant de court-circuit
D	Diode
T_r	Transistor
Н	La constante de Planck, 6,626* 10 ⁻³⁴ j.s
R _s	Résistance série(Ω)
\mathbf{R}_{sh}	Résistance shunte(Ω)
Ι	Le courant de cellule.
V	La tension de cellule.
Ν	Le facteur d'idéalité de la diode.
I_0	Le courant de saturation inverse de la diode.
Q	La charge d'un électron 1,6 * 10 ⁻¹⁹ j / v, C ou As,
Κ	La constante de Boltzmann (1,38.10-23 J/K).
Т	La température de travail de la cellule en degrés Kelvin, K.
Ve	Tension d'entrée
Vs	Tension de sortie
G	L'ensoleillement en W/m2
F	Fréquence de commutation
D	Rapport cyclique
L	Inductance
С	Condensateur
K _p	Un gain proportionnel.
T _i	Un gain intégral (Constante de temps d'intégration).
T _d	Un gain dérivé (constante de temps de dérivation).
I _m	Indice de modulation.
fp	La fréquence de modulation (porteuse).
f _{ref}	La fréquence de référence.
T _m	Le taux de modulation (porteuse).
V _{ref}	La tension de référence.
Vp	La tension de porteuse.
a_0, a_1, a_2	Les constantes dépendant des dimensions de la pompe.
H _{stat}	La hauteur statique.

H _{dyn}	La hauteur dynamique.
K	Le coefficient de la hauteur dynamique.
N	La vitesse de rotation.
i _{sd}	La composante directe du courant du stator
i _{sq}	La composante quadrature du courant du stator
$arphi_{rq}$	La composante directe du flux du rotor
φ_{rd}	La composante quadrature du flux du rotor
C _{em}	Couple électromagnétique (N.m).
Cr	Couple résistant (couple de charge).
р	Nombre de paires de pôles.
Rs	Résistance d'une phase statorique (Ω).
R _r	Résistance d'une phase rotorique(Ω).
Lm	Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor(H).
А	Ecart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.
f.é.m	Force électromotrice.
Λ	La longueur d'onde(m)
J	Moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.
fr	Coefficient du frottement visqueux.
η_{mp}	Rendement de groupe motopompe (%).
Р	Masse volumique de l'eau (Kg/m ²).
Φ	Flux créé par un pôle inducteur, en webers (Wb).
G	L'accélération de pesanteur soit 9,81 (m/s ²).
Pn	Puissance nominale de moteur(W).
Pelec	Puissance électrique du moteur asynchrone (W).
$\Omega_{\rm n}$	Vitesse nominale du moteur (rad/s).
$\Omega_{ m r}$	Vitesse rotorique du moteur (rad/s).
Ω	Vitesse de rotation de l'axe de la pompe (rad/s)
L _s ,L _r	Inductance propre du phase statorique et Inductance propre du phase rotorique.
M _{sr}	Matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.
Te	Couple électromagnétique (N.m).
T _p	Couple de la pompe.
$\Psi_{\rm s}, \Psi_{\rm r}$	Les vecteurs flux statorique et rotorique .
δ	L'angle entre les vecteurs flux stator et rotor.

Ω_{ref}	La vitesse de référence.
Pe	La puissance électrique requise par la pompe (W)
Eelec	Énergie électrique (Wh/j)
P_{PV}	La puissance crête du GPV (W)
N_{Tot}	Le nombre des panneaux photovoltaïques
Q	Débit volumique (m ³ /s).
Hmt	La hauteur manométrique (m)
Ph	Puissance communique au fluide par la pompe(W).

Les abréviations

IRENA	International Renewable Energy Agency
BP	British Petroleum
MPP	Point de puissance maximale
PV	Photovoltaïque
PVP	Pompage photovoltaïque
GPV	Générateur photovoltaïque
IM	Moteur à induction
STC	Les conditions d'essai standard
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
PWM	Pulse Width Modulation
VSI	Voltage source inverter (Tension d'alimentation de l'onduleur).
PID	P : Action proportionnelle, I : Action intégrale, D : Action dérivée .
P&O	Perturbation et observation
INC	Technique de conductance incrémentielle
SMC	Commande en mode glissant
dc-dc	Convertisseur continu-continu
FLC	Logique floue
FOC	Field oriented control (control du flux orienté).
DTC	Direct torque control (control direct du couple).
DC	Direct Current
FDTC	DTC basé sur la logique floue
FFT	Fast Fourier Transform
THD	Total Harmonic Distorsion

SOMAIRE

Dédicaces	
Remerciements	
Résumé	
Production scientifique	
Notations et Abréviations	
Sommaire	
LISTE DES FIGURES	
LISTE DES TABLEAUX	
Introduction générale	1
Chapitre 1 : Le système photovoltaïque	
1.1. Introduction	4
1.2. Définition de photovoltaïque	4
1.3. Historique de la photovoltaïque et prévisions d'évolution	4
1.4. Cellules photovoltaïques	7
1.4.1 Structure de la cellule photovoltaïque	8
1.4.2. Principe de fonctionnement de cellule photovoltaïque	9
1.5. Les différentes générations des cellules solaires	10
1.5.1. Première génération: (Silicium cristallin mono et poly)	10
1.5.1.1. Les cellules monocristallines	10
1.5.1.2. Les cellules poly cristallines	10
1.5.2. Deuxième génération:(couches minces "thin films")	11
1.5.2.1. Les cellules au Telluride de Cadmium (CdTe)	11
1.5.2.2. Les cellules au silicium amorphe (a-Si)	11
1.5.3. Troisième génération : (Perovskites, multi-jonction, concentration)	12

1.5.3.1. Les Cellules Pérovskites	12
1.5.3.2. Les Cellules multi-jonction	12
1.5.3.3. Les Cellules à concentration	13
1.6. Le rendement des différentes technologies des cellules photovoltaïques	13
1.7. Potentiel soleil	14
1.7.1. Gisement solaire en Algérie	14
1.7.2. Potentiel solaire à la wilaya de Saïda	15
1.8.Pompage photovoltaïque : composants et avantages	15
1.8.1. composants	15
1.8.2.Avantages du système de pompage photovoltaïque	17
1.9.Conclusion	18
Chapitre 2 : Modélisation du Système de Pompage Photovoltaïque	
2.1. Introduction	19
2.2.Modélisation du système photovoltaïque	19
2.2.1.Cellule photovoltaïque	20
2.2.2.Module photovoltaïque	20
2.2.2.1. Caractéristiques principales du générateur photovoltaïque	21
2.2.2.1.1. Influence de l'irradiation	22
2.2.2.1.2. Influence de la temperature	22
2.2.2.2. Association des modules photovoltaïques	23
2.2.2.1. Association en série	23
2.2.2.2. Association en parallèle	23
2.2.3.Convertisseur DC-DC	24
2.2.3.1. Hacheur élévateur (Boost)	24
2.2.3.2.Principe de Fonctionnement	24
2.2.3.3.Les paramètres d'élévateur	26
2.2.4.Modélisation de l'onduleur de tension triphasé	27
2.2.4.1.Principe de l'onduleur de tension triphasé	27
2.2.4.2. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé	28

29
30
30
31
31
32
32
32
33
35
36
36
37
37
38
39
40
43
49
50
51
51
53
53
53

4.2.2.1.1.1Mise en évidence du découplage entre les axes	54
4.2.2.2.Commande vectorielle avec découplage	55
4.2.2.3.Schéma bloc de la régulation	56
4.2.2.4 Schéma globale de la commande	57
4.3 Synthèse des correcteurs	57
4.3.1.Correcteur du courant <i>i</i> _{sd}	57
4.3.2.Correcteur du courant i_{sq}	59
4.4.Principes généraux sur la DTC	59
4.4.1. Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique	60
4.4.1.1. Contrôle du flux statorique	60
4.4.1.2. Contrôle du couple électromagnétique	62
4.4.2. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique	63
4.4.2.1 Estimation du flux statorique	63
4.4.2.2 Estimation du couple électromagnétique	64
4.4.3. Construction de la table de commutation et conception de l'algorithme de contrôle	64
4.4.3.1. Table de commutation à six secteurs	64
4.4.4. Schéma global du couple direct de base	65
4.5. Régulation Proportionnelle-Intégrale avec Anti-Windup (PIAW)	66
4.6. Contrôleur de vitesse en mode glissant	66
4.7.Optimisateur de vitesse	69
4.8. Simulation du système de pompage photovoltaïque utilisant la commande vectorielle indirecte :	69
4.8.1. Essai sous rayonnement constant	69
4.8.2. Essai sous rayonnement variable	72
4.9. Simulation du système de pompage photovoltaïque utilisant le contrôle direct du couple (DTC)	75
4.9.1. Essai sous rayonnement constant	76
4.9.2. Essai sous rayonnement variable	78

4.8 Conclusion	81
Chapitre 05 : Optimisation d'un Système de Pompage PV à base des régulateurs	
robustes.	

5.1.Introduction	82
5.2.Dimensionnement du système de pompage photovoltaïque	82
5.2.1.Description de la situation étudiée	83
5.3.Description du contrôle directe du couple basé sur le mode glissant	85
5.3.1.Principe de commande par mode glissant	85
5.3.1.1. Choix de surfaces	85
5.3.1.2. Conditions de convergence	86
5.3.2.Contrôle directe du couple basé sur le mode glissant	87
5.3.2.1.Contrôleur de flux en mode glissant	88
5.3.2.2.Contrôleur de couple en mode glissant	88
5.4.Le controle directe du couple basé sur la logique floue	89
5.4.1.Principe de la logique floue	89
5.4.2.DTC basé sur la logique floue	89
5.5. Simulation	92
5.6.1.Essai sous rayonnement constant	94
5.6.1.Essai sous rayonnement variable	98
5.6.2. Sous données de radiations réelles	100
5.7.Conclusion	104
Conclusion générale	105
Annexe	107
Référence bibliographie	117

LISTE DES FIGURES

Chapitre 1 : Le système photovoltaïque

dans le monde (2015-2019) et dernières additions (2019)	
Figure.1.2 : Projection à l'horizon 2050 de l'évolution des capacités cumulées de solaire photovoltaïque installées dans le monde (source IRENA)	
photovoltaïque installées dans le monde (source IRENA)	
Figure.1.3 : Projection à l'horizon 2050 des capacités cumulées de solaire photovoltaïqueinstallées par région dans le monde (source IRENA)7	
installées par région dans le monde (source IRENA)7	
Figure.1.4 : Cellule photovoltaïque	
Figure.1.5 : Structure de la cellule photovoltaïque	
Figure. 1.6 : Principe de fonctionnement de cellule	
Figure. 1.7 : Cellule monocristalline)
Figure. 1.8 : Cellule poly cristalline	L
Figure. 1.9. Cellule au Telluride de Cadmium 11	L
Figure. 1.10. Cellule au silicium amorphe 12	2
Figure. 1.11. Cellule Pérovskites 12	2
Figure. 1.12. Cellule multi-jonction 13	3
Figure. 1.12. Cellule multi-jonction 13	3
Figure. 1.13. Cellule à concentration 13	3
Figure. 1.14. Localisation de la ville de Saida en Algérie	5
Figure.1.15. Couplage direct d'un système PV 16	5
Figure.1.16: Les éléments habituels d'un système de pompage d'eau PV 16	5
Figure.1.17 Système de pompage PV avec une batterie de stockage	7

Chapitre 2 : Modélisation du Système de Pompage Photovoltaïque

Figure. 2.1. L'architecture du système proposée	19
Figure. 2.2. Générateur photovoltaïque	19
Figure. 2.3. Circuit équivalent à une cellule	20
Figure. 2.4. Caractéristique I=f(V) et P=f(V)	21
Figure. 2.5. Évolution de la caractéristique $I=f(V)$ et $P=f(V)$ du GPV en fonction de l'irradiation (T = 25 ° C)	22
Figure. 2.6. Évolution de la caractéristique $I=f(V)$ et $P=f(V)$ du GPV en fonction de la température(G=1000W/m ²)	22
Figure. 2.7 Association série deux modules solaires	23
Figure. 2.8. Caractéristiques IV des modules en série aux conditions standards	23
Figure.2.9. Association parallèle deux modules solaires	23
Figure. 2.10. Caractéristiques IV des modules en parallèle aux conditions standards	23
Figure. 2.11. Circuit électrique de base du hacheur survolteur	24
Figure.2.12 Circuit équivalent du convertisseur boost pour Ton	25
Figure.2.13. Circuit équivalent du convertisseur boost pour Toff	25
Figure.2.14 Tensions d'entrée et de sortie du convertisseur élévateur	27
Figure. 2.15. Schéma simplifié d'un onduleur de tension triphasé	28
Figure. 2.16. Principe de la commande à MLI sinus-triangle	31
Figure. 2.17. Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle	32
Figure. 2.18. Caractéristiques Hauteur-Débit de la pompe	34
Chapitre 03 : Les commandes MPPT d'un Système de Pompage PV	
Figure.3.1 Schéma fonctionnel à MPPT	36
Figure.3.2 Principe de fonctionnement d'une commande MPPT	37
Figure.3.3 Organigramme de l'algorithme perturbation et observation	38
Figure.3.4 Organigramme de La technique incrémentation de la conductance	39

Figure.3.5 Structure de base d'un contrôleur à logique floue	41
Figure.3.6. Fonctions d'appartenance d'entrée et de sortie de: E, dE et dD	42
Figure.3.7. Bloc de simulation d'un générateur photovoltaïque avec un convertisseur	44
Figure.3.8. Puissance PV	44
Figure.3.9. Tension PV	45
Figure.3.10. Courant PV	45
Figure.3.11. Tension du bus continu	45
Figure.3.12. Irradiation solaire pour une journée d'août	47
Figure.3.13. Puissance du générateur photovoltaïque utilisant les trois contrôleurs pour	
une jornée d'Aout	47
Figure.3.14. Tension du générateur photovoltaïque utilisant les trois contrôleurs sous	
l'irradiation d'une journée d'Aout	47
Figure.3.15. Courant du générateur photovoltaïque sous l'irradiation d'une journée	
d'Aout	48
Figure.3.16. Tension du hacheur obtenue sous l'irradiation d'une journée d'Aout	48
Chapitre 04 : La commande vectorielle indirecte avec FOC et DTC d'un Système de Pompage PV	
Figure.4.1 Classification des stratégies de contrôle des variateurs de fréquence	50
Figure.4.2 : Principe d'orientation du flux rotorique	52
Figure.4.3. Méthode de la commande vectorielle indirecte	54
Figure.4.4. mise en évidence du couplage entre les axes $(d-q)$	55
Figure.4.5. Modèle réduit de la machine asynchrone	56
Figure.4.6. Découplage par addition des termes de compensation	56
Figure.4.7. Boucle de régulation du courant après découplage	56
Figure.4.8. Boucle de régulation du courant après découplage	56

Figure.4.9. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte	58
Figure.4.10. Schéma bloc de régulation du courant i_{sd}	58
Figure.4.11. Schéma bloc de régulation du courant <i>i</i> _{sq}	59
Figure.4.12. Structure simple du DTC	60
Figure.4.13. Evolution du vecteur du flux statorique dans le plan complexe	61
Figure.4.14.Comparateur d'hystérésis de deux-niveaux pour le contrôle du flux du stator.	61
Figure.4.15. Comparateur d'hystérésis à trois niveaux pour le contrôle de couple électromagnétique.	62
Figure.4.16. Sélection du vecteur de tension lorsque le vecteur du flux statorique est situé dans le secteur i	64
Figure.4.17. Stratégie de contrôle de couple direct de base	65
Figure.4.18. Contrôleur IP avec boucle anti-Windup	66
Figure.4.19. Modèle schématique du contrôleur de vitesse en mode glissant	66
Figure.4.20. Fonction de commutation en mode glissant	69
Figure.4.21. Couple electromagnetique.	70
Figure.4.22. Flux rotoriques des axes d et q.	70
Figure.4.23.Courants statoriques des axes d et q	70
Figure.4. 24. Vitesse du moteur	71
Figure.4.25.Débit de la pompe	71
Figure.4.26. Hauteur manometrique	71
Figure.4.27. Irradiation variable (600-1000-800(W/m ²))	73
Figure.4.28.Couple electromagnetique	73
Figure.4.28. Couple electromagnetique	73
Figure.4.29. Flux rotoriques des axes d et q	73
Figure.4.30. Courants statoriques des axes d et q	74

Figure.4.31. Vitesse du moteur	74
Figure.4.32. Débit de la pompe	74
Figure.4.33. Hauteur manometrique	75
Figure.4.34.Bloc de simulation du système de pompage complet utilisant le contrôle direct	
du couple (DTC)	75
Figure.4.35. Couple electromagnetique avec le regulateur PI avec anti-windup	76
Figure.4.36. Couple électromagnétique avec le régulateur en mode glissant	76
Figure.4.37.Flux statorique	77
Figure.4.38. Courants statoriques	77
Figure.4.39. Vitesse du moteur à induction	77
Figure.4.40. Débit de la pompe	78
Figure.4.41. Couple electromagnetique avec le regulateur PI avec anti-windup	79
Figure.4.42. Couple électromagnétique avec le régulateur en mode glissant	79
Figure.4.43. Flux statorique	80
Figure.4.44. Courants statoriques	80
Figure.4.45. Vitesse du moteur à induction	80
Figure.4.46. Débit de la pompe	81

Chapitre 05 : Optimisation d'un Système de Pompage PV à base des régulateurs robustes.

Figure 5.1. Représentation schématique du système PVP	83
Figure.5.2. Principe de la trajectoire d'état en régime de modes glissants	85
Figure.5.3. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	87
Figure.5.4. Illustration schématique du système global basé sur SM-DTC	87
Figure.5.5.Schéma fonctionnel du contrôleur de flux en mode glissant	88
Figure.5.6. Schéma du contrôleur de couple en mode glissant	89

Figure.5.7. Illustration schématique du système global basé sur F-DTC	90
Figure.5.8. Schéma du contrôleur flou proposé	91
Figure.5.9. Bloc de simulation du système de pompage utilisant la commande SM-DTC.	92
Figure.5.10. Bloc de simulation du système de pompage utilisant la commande F-DTC	93
Figure.5.11. Couple électromagnétique	94
Figure.5.12. Flux statorique	94
Figure.5.13. Vitesse du moteur	94
Figure.5.14. Débit de la pompe	95
Figure.5.15. Hauteur manométrique	95
Figure.5.16. Puissance hydraulique	95
Figure.5.17. L'analyse FFT du courant de phase utilisant DTC classique	96
Figure.5.18. L'analyse FFT du courant de phase utilisant DTC avec le mode glissant	96
Figure.5.19. L'analyse FFT du courant de phase utilisant DTC basé sur la logique floue	97
Figure.5.20. Couple développée par le moteur	98
Figure.5. 21. Flux statorique	99
Figure.5.22. Vitesse du moteur	99
Figure. 5.23. Débit de la pompe	99
Figure. 5.24. Hauteur manométrique	100
Figure. 5. 25 Puissance hydraulique	100
Figure. 5.26. Couple électromagnétique	101
Figure. 5.27. Flux statorique	101
Figure. 5.28.Vitesse du moteur	101
Figure. 5.29. Débit de la pompe	102
Figure. 5.30. Puissance hydraulique	102

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre 01 : Le système photovoltaïque

Tableau.1.1. Rendement des différentes technologies	14
Tableau.1.2 Potentiel solaire en Algérie par région	14
Chapitre 02 : Modélisation du Système de Pompage Photovoltaïque	
Tableau 2.1. Valeurs de calcul du convertisseur élévateur (Boost)	27
Chapitre 03 : Les commandes MPPT d'un Système de Pompage PV	
Tableau 3.1. la table de règles du contrôleur flou	43
Chapitre 04 : Commande vectorielle indirecte avec FOC et DTC d'un Système de Pompage PV	
Tableau.4.1 : Paramètres du correcteur du courant d'axe en direct	58
Tableau.4.2 Paramètres du correcteur du courant d'axe en quadrature	59
Tableau.4.3. Tableau de correspondance pour le contrôle de couple direct de base	65
Chapitre 05 : Optimisation d'un Système de Pompage PV à base des régulateurs robustes.	
Tableau 5.1. Spécifications du verger de pommiers	84
Tableau 5.1. résultat de dimensionnement	84
Tableau 5.1. résultat de dimensionnement	84
Tableau 5.2. Couple, flux, et THD de C-DTC, SM-DTC et F-DTC	103

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

Au cours des dernières années, le monde a connu une importante croissance de la demande d'énergie dans tous les domaines de la vie, en particulier l'électricité qui provient malheureusement en grande partie de l'énergie fossile qui ont un impact très nocif sur l'environnement. La solution repose sur l'utilisation des énergies renouvelables. Dans ce contexte, de nombreux pays ont fait d'énormes investissements et donc semblent être sur la bonne voie pour relever le défi de combiner la production et la consommation d'énergie d'une part et maintenir l'équilibre écologique de la planète d'autre part. [1.1]

Parmi toutes les énergies renouvelables, l'énergie solaire est la plus dominante et l'une des plus exploitables. Elle donne à l'usager la possibilité de subvenir sans intermédiaire à une partie de ses besoins. L'utilisation de l'énergie photovoltaïque pour le pompage de l'eau est bien adaptée dans l'Algérie en raison de l'existence d'un potentiel hydraulique souterrain peu profond, et elle dispose d'un un gisement solaire le plus élevé au monde telle que la durée d'ensoleillement peut atteindre les 3900 heures par an sur le Sahara et la moyenne annuelle KWh/m². Le pompage varie de 5 à d'ensoleillement solaire quotidienne 7 photovoltaïque est en développement et caractérisé par un coût graduellement en baisse. Une pompe photovoltaïque se présente fondamentalement de deux façons selon qu'elle fonctionne avec ou sans batterie. Alors que cette première utilise une batterie pour stocker l'électricité produite par les modules, la pompe sans batterie, plus communément appelée "pompe au fil du soleil", utilise un réservoir pour stocker l'eau jusqu'au moment de son utilisation. La pompe avec batterie permet de s'affranchir des aléas du soleil et des problèmes d'adaptation entre générateur photovoltaïque et motopompe.

Les inconvénients majeurs du module solaire sont relativement le coût élevé de fabrication et faible rendement. Ainsi, il est nécessaire de faire fonctionner le système solaire au point de puissance maximale (MPP) dans des conditions environnementales variables. Les convertisseurs DC-DC (hacheur boost) et leurs algorithmes de contrôle sont intégrés au système PV pour extraire la puissance maximale en continu sous n'importe quelle circonstance météorologique [1.2]. Parmi les nombreux algorithmes du point de puissance maximale (MPPT), la technique des perturbations et des observations est l'une des techniques réputées d'être facile à implémenter et qui peut garantir aussi de bonnes performances. [1.3]

Les moteurs des pompes solaires de petite puissance (petite HMT et faible débit journalier) sont généralement en courant continu. Cependant, ces dernières années, le moteur asynchrone

est de plus en plus utilisé pour les applications de pompages solaires à cause de la diminution du coût de l'onduleur, sa simplicité, sa robustesse et son faible coût.

Dans les systèmes photovoltaïques, le contrôle direct du couple permet d'obtenir des réponses rapides, d'excellentes performances et moins de variations d'état stable pour les variations de température et les variations soudaines d'éclairement énergétique, augmentant ainsi l'énergie extraite avec succès du générateur photovoltaïque (GPV) par rapport à d'autres types de contrôle, en particulier le contrôle vectoriel [5.1].

Malgré sa simplicité et sa robustesse, le DTC classique (C-DTC) présente de nombreux défauts ; les ondulations élevées de flux et du couple électromagnétique sont causés par l'utilisation de contrôleurs d'hystérésis. Cela provoque des vibrations mécaniques et des bruits acoustiques défavorables, ce qui réduit finalement les performances de la machine. Par conséquent, les ondulations de couple et de flux élevées des appareils, les distorsions de courant et la fréquence de commutation variable pourraient dégrader la qualité de la puissance de sortie [5.2].

Dans notre étude nous sommes intéressés au dimensionnement et simulation d'un système de pompage photovoltaïque en boucle fermée utilisant la commande vectorielle indirecte, le contrôle directe du couple (DTC) et l'optimisation du contrôle directe du couple par le mode glissant (SM-DTC) et ensuite par la logique floue (F-DTC) pour réguler le débit de la pompe. Ce système fonctionne au fil du soleil basé sur un moteur asynchrone entraînant une pompe centrifuge qui aspire l'eau d'un puit pour l'irrigation goûte à goûte d'un verger de pommiers de 10 ha.

Nous avons structuré notre travail en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, on présente l'historique de photovoltaïque et prévisions d'évolution, le principe de fonctionnement de la cellule PV et également ses trois générations d'évolutions technologiques. Ensuite, on décrit le potentiel solaire en Algérie et en particulier à Saida. Enfin, on présente une description des systèmes de pompage photovoltaïque et ses avantages.

Le deuxième chapitre est consacré pour la modélisation des composants du système de pompage d'eau photovoltaïque (PV) sans batterie.

Le troisième chapitre donne un aperçu sur les techniques de poursuite MPPT (P&O, Inc et le contrôleur par logique floue) avec une analyse comparative des trois techniques.

Dans le quatrième chapitre, nous allons nous intéresser à la commande vectorielle indirecte et la commande directe du couple conventionnelle.

Introduction générale

Enfin, dans le cinquième chapitre on étudie le système de pompage photovoltaïque basé sur la combinaison de régulateurs intelligents (SMC et DTC) et (FLC et DTC) pour commander le moteur asynchrone qui pilote une pompe centrifuge qui est destinée à répondre aux besoins d'irrigation de 10 hectares d'un verger de pommiers dans un site isolé à Saida (Algérie).

Nous terminons notre thèse par une conclusion générale et une proposition comme perspective pour la continuité de ce travail.

CHAPITRE 1

Le système photovoltaïque

1.1. Introduction :

Au cours des dernières années, le monde a connu une augmentation importante de la demande d'énergie dans tous les secteurs de la vie, en particulier l'électricité, qui est principalement obtenue à partir de combustibles fossiles. Ce dernier a un effet néfaste sur l'environnement. La solution à ce problème est de recourir aux énergies renouvelables. De nombreux gouvernements ont mis en place des investissements substantiels dans ce domaine et semblent donc être sur la bonne voie pour s'attaquer au problème de la conjugaison de la production et de la consommation d'énergie, tout en préservant l'équilibre écologique de la planète. Dans ce cas, le soleil reste la source d'énergie la plus viable, que ce soit directement ou indirectement, [1.1].

Les systèmes de pompage d'eau autonomes alimentés par des moteurs électriques sont l'application la plus courante de l'énergie photovoltaïque. En effet, c'est la source d'énergie la plus utilisée pour l'approvisionnement en eau potable et d'irrigation des zones rurales qui n'ont pas les moyens de se connecter au réseau national. [1.2]

On rappelle dans ce chapitre l'historique de photovoltaïque et prévisions d'évolution, le principe de fonctionnement de la cellule PV et également ses trois générations d'évolutions technologiques. Ensuite, on décrit le potentiel solaire en Algérie et en particulier à Saida. Enfin, on présente une description des systèmes de pompages photovoltaïque et ses avantages.

1.2. Définition de photovoltaïque :

Le mot « photovoltaïque » se compose de deux mots : photo, un mot grec pour lumière, et voltaïque, qui définit la valeur de mesure par laquelle l'activité du champ électrique est exprimée, c'est-à-dire la différence de potentiel. Donc, la définition de la conversion photovoltaïque est la transformation directe de la lumière en électricité à l'aide d'une cellule photovoltaïque basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à produire une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier en fonction du matériau utilisé pour la fabrication de la cellule. La principale source lumineuse inépuisable étant le soleil [1.3,1.4].

1.3. Historique de la photovoltaïque et prévisions d'évolution :

L'effet photovoltaïque (PV), a été découvert en 1839 par un physicien français, Alexandre Edmond Becquerel (en irradiant une électrode en argent dans un électrolyte, il obtint une tension électrique [1.5].

En 1875, le physicien Werner Von Siemens expose devant l'Académie des Sciences de Berlin un article sur l'effet photovoltaïque dans les semi-conducteurs.

La première cellule solaire fonctionnelle fut construite en 1883 par Charles Fritts. Mais le rendement de sa cellule, étant très faible, empêcha à l'époque son utilisation [1.6].

Seulement, le phénomène est encore considéré comme anecdotique jusqu'à la seconde guerre mondiale. Les premières vraies cellules sont apparues en 1930 avec les cellules à oxyde cuivreux puis au sélénium.

Les recherches d'après-guerre ont permis d'améliorer leurs performances et leur taille et ce n'est qu'en 1954 que trois chercheurs américains, Chapin, Pearson et Prince mettent au point une cellule photovoltaïque au silicium dans les laboratoires de la compagnie Bell téléphone. On entrevoit alors la possibilité de fournir de l'électricité grâce à ces cellules. Au même moment, l'industrie spatiale naissante, cherche de nouvelles solutions (autre que le procédé nucléaire) pour alimenter ses satellites [1.3].

C'est en 1958, que les premiers satellites avec panneaux solaires sont envoyés dans l'espace et au même moment une cellule avec un rendement de 9% est mise au point [1.7].

Mais il faudra attendre les années 70 pour que les gouvernements et les industries investissent dans la technologie photovoltaïque. En effet, des efforts ont été faits pour réduire les coûts de sorte que l'énergie photovoltaïque soit également utilisable pour des applications terrestres. Et en 1973, la première maison alimentée par des cellules photovoltaïques est construire à l'Université de Delaware [1.8].

Ainsi, au cours des années 80, la technologie photovoltaïque terrestre a progressé régulièrement par la mise en place de plusieurs centrales de quelques mégawatts. La croissance de l'industrie fut spectaculaire, et notamment à travers de nombreux produits de faible puissance fonctionnant grâce à l'énergie solaire, tel que : montres, calculatrices, balises radio et météorologiques, pompes et réfrigérateurs solaires. En 1983 la première voiture, alimentée par énergie photovoltaïque, parcourt une distance de 4 000 km en Australie [1.8].

En 1995, des programmes de toits photovoltaïques raccordés au réseau ont été lancés, au Japon et en Allemagne, et se généralisent depuis 2001.

En 2002, le total des installations photovoltaïques installées dans le monde atteint 2 000 MW. Il a fallu 25 ans pour atteindre les 1 000 premiers MW et seulement 3 ans pour le doubler ; la production de cellules de silicium cristallin dépasse 100 MW par an chez Sharp Corp.

(Japon). BP Solar cesse la R et D et la production de modules à couches minces a-Si et CdTe aux États-Unis, mettant ainsi fin à plus de 20 ans d'efforts [1.8].

En 2012, la capacité mondiale en énergie solaire a dépassé la barrière magique de 100 GWp. Entre 1999 et 2012, la capacité photovoltaïque installée a donc augmenté. En d'autres termes, au cours des 13 dernières années, la croissance annuelle moyenne de la capacité photovoltaïque installée a été d'environ 40%. [1.8].

Le dernier rapport de l'IRENA sur les nouvelles capacités renouvelables installées en 2019 montre que le solaire photovoltaïque continue de dominer avec 98 GW supplémentaires (Figure 1.1). Il s'agit en fait d'une augmentation de 20 % [1.9] par rapport à la capacité cumulée de 2018 (489 GW) [1.9], suivie d'une augmentation de seulement 10 % de la puissance éolienne. H. 59 GW de nouvelle capacité, hydro-up 1% (12 GW), biomasse 5% (6 GW), géothermie (0,7 GW).



Figure. 1. 1. Evolution par technologie des capacités installées d'électricité renouvelable dans le monde (2015-2019) et dernières additions (2019) [1.9].

En effet, la croissance écrasante du solaire photovoltaïque par rapport à toutes les autres ressources renouvelables (Figure 1.1) se reflète également dans la plupart des scénarios de prévision, en particulier jusqu'en 2050[1.10], qui comprend également les scénarios de l'IRENA (Figure. 1.2). La capacité cumulée prévue pour 2050 de 8519 GW est dans le même temps supérieure de 30% à l'éolien, avec une contribution toujours prépondérante de l'Asie (4837 GW), suivie de l'Amérique du Nord (1728 GW) et de l'Europe (891 GW). L'Afrique (673 GW) et enfin l'Amérique latine (281 GW) (Figure 1.3) sont toutes soutenues par un investissement annuel moyen d'environ 192 milliards de dollars [1.10].



Figure. 1. 2. Projection à l'horizon 2050 de l'évolution des capacités cumulées de solaire photovoltaïque installées dans le monde [1.10].



Figure. 1. 3. Projection à l'horizon 2050 des capacités cumulées de solaire photovoltaïque installées par région dans le monde [1.10].

1.4. Cellules photovoltaïques :

Une cellule photovoltaïque est assimilable à une diode photosensible, son fonctionnement est basé sur les propriétés des matériaux semi-conducteurs [1.11]. La cellule photovoltaïque permet la conversion directe de l'énergie lumineuse en énergie électrique. Son principe de fonctionnement repose sur le phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à établir une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier entre 0.3 V et 0.7 V en fonction du matériau utilisé et de sa disposition ainsi que de la température de la cellule et du vieillissement de la cellule [1.12,1.13].



Figure. 1.4. Cellule photovoltaïque [1.12].

1.4.1 Structure de la cellule photovoltaïque :

Une cellule photovoltaïque est constituée de plusieurs couches. On trouve au centre de cette cellule, une couche avec porteurs de charges libres positives (P). De part et autre du cœur de la cellule, on a une couche conductrice (K) autrement dit une grille métallique, puisqu'il faut que cette couche soit conductrice et ne subisse pas des phénomènes de corrosion. On a donc une couche qui sert de cathode (pôle -) recouvrant la couche semi-conductrice P. Aussi le silicium est très réflecteur, on place donc un revêtement anti-réflexion sur le dessus de la cellule. Enfin on trouve une couche de verra qui protège la cellule. Ces couvertures de protections sont indispensables car la cellule est très fragile. L'épaisseur totale de la cellule est de l'ordre du millimètre. Pour finir, on relie les cellules entre elles, constituant alors le panneau solaire, afin d'obtenir une puissance suffisante [1.12,1.14], comme le montre la figure (1.5).



Figure. 1.5. Structure de la cellule photovoltaïque [1.14].

1.4.2. Principe de fonctionnement de cellule photovoltaïque :

Dans une cellule photovoltaïque, lorsqu'un photon de la lumière arrive, son énergie crée une rupture entre un atome de silicium et un électron, modifiant les charges électriques. Les atomes, chargés positivement, vont alors dans la zone P et les électrons, chargés négativement, dans la zone N. Une différence de potentiel électrique, c'est-à-dire une tension électrique est ainsi créée. C'est ce qu'on appelle l'effet photovoltaïque [1.11,1.14], comme le montre la figure (1.6).



Figure. 1.6. Principe de fonctionnement de cellule [1.15].

1.5. Les différentes générations des cellules solaires :

Les cellules solaires sont généralement classées en première, deuxième et troisième génération. Les cellules solaires à silicium cristallin (c-Si et mc-Si) sont acceptées en première génération, tandis que les cellules à couches minces (a-Si et CdTe) sont considérées en deuxième génération. Les cellules solaires de troisième génération sont basées sur les nanotechnologies : cellules solaires tandem, super tandem, à bande intermédiaire, etc. [1.16].

1.5.1. Première génération : (Silicium cristallin mono et poly)

Les cellules solaires de première génération (silicium cristallin) sont divisées en deux types : monocristallin (c-Si, mon) et poly cristallin (mc-Si, poly-Si). L'efficacité des cellules solaires monocristallines est de 15 à 18% [1.16].

1.5.1.1. Les cellules monocristallines : Elles sont les photopiles de la première génération, elles sont élaborées à partir d'un bloc de silicium cristallisé en un seul cristal. Les cellules sont rondes ou presque carrées et, vues de près, elles ont une couleur uniforme. Elles ont un rendement de 16 à 18%, mais la méthode de production est laborieuse [1.16, 1.17].



Figure. 1.7. Cellule monocristalline [1.16_40].

1.5.1.2. Les cellules poly cristallines : Elles sont élaborées à partir d'un bloc de silicium cristallisé en forme de cristaux multiples et leur coût de production est moins élevé que les cellules monocristallines. Ces cellules, grâce à leur potentiel de gain de productivité, se sont aujourd'hui imposées. L'avantage de ces cellules par rapport au silicium monocristallin est qu'elles produisent peu de déchets de coupe et qu'elles nécessitent 2 à 3 fois moins d'énergie pour leur fabrication. Durée de vie estimée 30 ans. L'efficacité des cellules solaires poly cristallines est de 12 à 15% [1.16,1.17].



Figure. 1.8. Cellule poly cristalline [1.16].

1.5.2. Deuxième génération:(couches minces "thin films")

Les cellules solaires de deuxième génération (couches minces) sont regroupées en deux espèces : Amorphe (a-Si) et Tellurure de cadmium (CdTe). Ces types de cellules représentent 7% du marché des cellules solaires en raison de leur faible rendement. Ces cellules structurées assez minces, dont l'épaisseur varie de 1 à 4 µm seulement, ont une efficacité de 7 à 14% [1.16].

1.5.2.1. Les cellules au Telluride de Cadmium (CdTe) : L'efficacité des cellules solaires à base de tellurure de cadmium est d'environ 17%. Le prix de fabrication est nettement inférieur à celui des autres types de cellules solaires. L'Université de Californie à Riverside a utilisé deux panneaux photovoltaïques en CdTe pour produire de l'hydrogène par électrolyse en 1992. Ce système est considéré comme le premier du genre [1.16, 1.17].



Figure. 1.9. Cellule au Telluride de Cadmium [1.16].

1.5.2.2. Les cellules au silicium amorphe (a-Si) : Ses atomes sont donc agencés sans réelle organisation, ce qui leur permet de mieux capter la lumière (par rapport au silicium cristallin). Problème : les charges générées ont plus de difficulté pour se déplacer à cause de la désorganisation de la matière, ce qui se traduit par un mauvais coefficient de conversion. Par
conséquent, leur rendement est faible. L'efficacité des cellules solaires amorphes (a-Si) est de 8 à 10% seulement [1.16, 1.17].



Figure. 1.10. Cellule au silicium amorphe [1.16].

1.5.3. Troisième génération : (Perovskites, multi-jonction, concentration)

Les cellules solaires de troisième génération sont des cellules solaires basées sur la nanotechnologie (pérovskites, multi-jonction, concentration, etc.) et sont en phase de recherche et développement. Étant donné que ces types de cellules ont le potentiel d'efficacité supérieure, cela les rend très attractives et une avancée majeure est considérée si elles peuvent être fabriquées de manière rentable. Le coût prévu est de 0,4 (kW [1.16].

1.5.3.1. Les Cellules Pérovskites : sont des cellules composées d'un élément hybride organique-inorganique ayant une structure de pérovskite. En 2016, le rendement est passé à 22,1 % ce qui en fait une alternative prometteuse ! Leur coût de production est faible. L'inconvénient de ces cellules réside dans leur instabilité et faible résistance aux agents extérieurs (eau, températures...) [1.18].



Figure. 1.11. Cellule Pérovskites [1.18].

1.5.3.2. Les Cellules multi-jonction : Des cellules ayant une grande efficacité ont été développées pour des applications spatiales. Les cellules multi-jonctions sont constituées de

plusieurs couches minces avec une base en silicium affichant un rendement de conversion de 32 % à 39 % [1.15, 1.18].



Figure. 1.12. Cellule multi-jonction [1.18].

1.5.3.3. Les Cellules à concentration : Le photovoltaïque à concentration est basé sur un principe simple : la lumière du soleil est concentrée plusieurs centaines de fois par un dispositif optique (miroir parabolique ou lentille de Fresnel) avant d'atteindre la cellule photovoltaïque. et ainsi d'avoisiner des rendements cellules de l'ordre de 40%. Leur sensibilité à la température est largement inférieure aux cellules en silicium, les rendant particulièrement efficaces en zones à fort ensoleillement [1.18].



Figure. 1.13. Cellule à concentration [1.18].

1.6. Le rendement des différentes technologies des cellules photovoltaïques :

Le rendement photovoltaïque est un facteur très important pour les composants photovoltaïques, il se définie comme étant le taux de conversion d'énergie des cellules PV. Le rendement est aussi le pourcentage de l'énergie solaire qui est convertie en électricité par l'intermédiaire d'une cellule solaire [1.15].

Le tableau suivant compare le rendement des différentes technologies des cellules PV.

Générations	Type des cellules	Rendment des	
		cellules	
Première	Silicium monocristallines	17 à 20 %	
	Silicium poly cristallines	16 à 18%	
Deuxième	CdTe(Telluride de Cadmium)	15 %	
	silicium amorphe	13,4 %	
Troisième	Pérovskites	22,1 %	
	Cellules à concentration	40%	
	Cellules multi-jonction	32 % à 39%	

Tableau.1.1. Rendement des différentes technologies [1.15, 1.16, 1.18].

1.7. Potentiel soleil :

1.7.1. Gisement solaire en Algérie :

L'Algérie, compte tenu de sa position géographique, dispose de l'un des gisements solaires les plus élevés au monde. La durée d'insolation sur la quasi-totalité du territoire national dépasse les 2000 heures annuellement et peut même atteindre 3900 heures notamment dans les hauts plateaux et le Sahara. Ainsi, sur l'ensemble du territoire national, l'énergie solaire globale reçue par jour sur une surface horizontale d'un mètre carré varie entre 5.1 KWh au Nord et 6,6 KWh dans le Grand Sud.

Quant à la radiation solaire incidente provenant du disque solaire et atteignant directement la surface terrestre, sans avoir été dispersée par l'atmosphère, qui reste une donnée de base pour le solaire thermique à concentration (CSP), elle peut atteindre 5.5 KWh (Alger) jusqu'à 7.5 KWh (Illizi) par jour et par mètre carré **[1.19]**

Régions	Cote	Haut-Plateaux	Sahara
Superficies(%)	04	10	86
Durée moyenne d'ensoleillement (h/an)	2650	3000	3500
Energie moyenne reçue (KWh/m²/an)	1700	1900	2650

Tableau 1.2. Potentiel solaire en Algérie par région [1.20]

1.7.2. Potentiel solaire à la wilaya de Saïda :

La wilaya de Saïda, ville des hauts plateaux, elle est géographiquement située au nord-ouest de l'Algérie avec les coordonnées de latitude 34,87 N et de longitude 0,15'E. Saida bénéficie d'une irradiation très importante supérieure à 6000 Wh/m2 par an pour laquelle l'utilisation de système de pompage d'eau PV peut être envisagée avec de fortes chances de succès [1.21].

La wilaya de Saïda a bénéficié de la réalisation d'une nouvelle station d'électricité utilisant l'énergie solaire dans la commune d'Ain Skhouna (Saida), considérée comme un important projet qui permettra la production de 30 mégawatts d'énergies renouvelables, réalisée dans un délai de onze mois par une entreprise allemande spécialisée dans l'installation des plaques photovoltaïques sur une superficie de plus de 40 hectares.



Figure1.14 Localisation de la ville de Saida en Algérie.

1.8. Pompage photovoltaïque : composants et avantages :

1.8.1. Composants :

Le pompage photovoltaïque est une combinaison du panneau photovoltaïque et de la pompe, dans laquelle la pompe est actionnée par l'électricité générée par le panneau PV. Le composant de travail de base est la cellule PV qui convertit directement l'énergie solaire provenant de la lumière du soleil en énergie électrique, et en outre cette énergie entraîne le moteur via un contrôleur qui maintient la pompe en bon état de fonctionnement. Des composants de stockage peuvent également être utilisés dans ce système comme une batterie pour le stockage de la charge électrique et un réservoir pour le stockage de l'eau. Selon la hauteur et le débit requis, une pompe et un panneau photovoltaïque appropriés sont utilisés. Le système de pompage photovoltaïque comporte trois composants principaux : le système PV, le système de contrôle de l'alimentation et le système dynamique contenant le moteur et la pompe (figure1.15,1.16 et figure 1.17) [1.22].



Figure.1.15 Couplage direct d'un système PV.



Figure 1.16: Les éléments habituels d'un système de pompage d'eau PV [1.23].



Figure 1.17 Système de pompage PV avec une batterie de stockage.

1.8.2. Avantages du système de pompage photovoltaïque :

Le système PVP est rentable au fil des ans par rapport aux pompes à base de diesel, d'essence ou d'électricité. Son coût de fonctionnement est négligeable car il ne nécessite aucun carburant. Il a un coût de maintenance très minime si le système est bien conçu. Le seul entretien périodique nécessaire est le nettoyage des panneaux photovoltaïques. De plus, l'énergie solaire est une source d'énergie renouvelable et verte. Il n'y a aucun danger pour l'environnement comme dans le cas des combustibles fossiles qui émettent des gaz nocifs.

La durée de vie du système PV est longue, soit environ 20 à 30 ans. De nombreux systèmes photovoltaïques installés il y a vingt ans ou plus fonctionnent toujours, comme un système à Estacion Torres, Sonora, Mexique. La période d'amortissement de ce système était de 4 ans à l'époque où les prix du carburant sont beaucoup moins élevés qu'aujourd'hui. De plus, ce système solaire pompe une quantité d'eau équivalente à celle pompée par 90 000 litres de diesel. De même, les pompes solaires installées en Inde sont économiques par rapport aux pompes à eau fonctionnant au diesel et à l'électricité. La période de récupération est de 4 à 6 ans et la durée de vie de 20 à 25 ans. [1.22]

1.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons rappelé quelques notions sur l'énergie photovoltaïque, c'est l'énergie la plus intéressante. L'énergie solaire représente un potentiel important en Algérie. Ce potentiel favorise sons utilisation pour l'alimentation électrique, en particulier les sites isolés dans les diverses régions. Ensuite, nous avons détaillé le principe de la cellule photovoltaïque afin de mieux comprendre l'ensemble du mécanisme de conversion en énergie électrique. Notre étude s'articule autour du système de pompage photovoltaïque, et c'est ce dont nous parlerons dans les prochains chapitres.

CHAPITRE 2

Modélisation du système de pompage photovoltaïque

2.1. Introduction

Une configuration typique d'un système de pompage d'eau photovoltaïque (PV) sans batterie, illustrée à la figure 2.1, est une solution prometteuse pour un système de pompage PV efficace, économique et robuste. Le système comprend un générateur PV qui est un groupe de modules connectés en série-parallèle (panneau PV), un filtre d'entrée passif, un condensateur qui est utilisé pour réduire l'ondulation de courant et de tension (et donc la puissance) du côté PV, suit le générateur PV. Le filtre d'entrée est suivi d'un convertisseur élévateur DC-DC, qui est utilisé pour effectuer le suivi du point de puissance maximale (MPPT) du générateur PV et élever sa tension. Le convertisseur DC-DC alimente à son tour l'onduleur de tension (VSI) alimentant le moteur à induction (IM) couplé à une pompe centrifuge pour convertir l'énergie mécanique en énergie hydraulique.



Figure 2.1. L'architecture du système proposée

2.2. Modélisation du système photovoltaïque

Les panneaux PV sont constitués d'un certain nombre de modules PV connectés en série et en parallèle, où le composant de base du module est constitué de cellules PV. Le type de connexion dépend aux niveaux de tension et de courant auxquels le système de gestion de puissance du générateur PV doit fonctionner La figure 2.2 représente un générateur photovoltaïque.



Figure 2.2. Générateur photovoltaïque.

2.2.1. Cellule photovoltaïque

La cellule PV est principalement une jonction p-n fabriquée dans une tranche mince de semiconducteur. L'énergie solaire est directement convertie en électricité par effet photovoltaïque. Les caractéristiques électriques d'une cellule PV ne sont pas linéaires et dépendent fortement de l'irradiation solaire et de la température. Différents modèles de circuits équivalents de cellule PV ont été discutés dans la littérature [2.1]. Pour plus de simplicité et de précision, le modèle à une seule diode est le plus étudié et utilisé dans ce travail.

Comme il est indiqué sur la figure 2.3, le modèle se compose d'une source de courant (Isc), d'une diode (D), de résistances (Rsh) et (Rs).[2-2]



Figure 2.3. Circuit équivalent à une cellule.

La caractéristique courant-tension est exprimée dans l'équation (2.1):

$$I = I_{sc} - I_0 \left[e^{\left(\frac{q(V+I.R_s)}{nkT}\right)} - 1 \right] - \frac{V+I.R_s}{R_{sh}}$$
(2.1)

Où :

I est le courant de cellule.

V est la tension de cellule.

n est un facteur d'idéalité de la diode.

I₀ est le courant de saturation inverse de la diode.

q est la charge élémentaire $(1, 6.10^{-19} \text{ C})$.

k est la constante de Boltzmann (1,38.10⁻²³ J/K).

T est la température absolue.

2.2.2. Module photovoltaïque

En raison des faibles puissances nominales de chaque cellule PV individuelle, les cellules sont connectées en configuration série-parallèle formant un module PV afin de produire la puissance requise. Habituellement, le module PV est évalué par sa puissance de sortie CC dans des conditions de test standard (STC) et commercialement STC est spécifié à une irradiation de 1000 W/m² et une température de cellule PV de 25°C.[2.3]

2.2.2.1. Caractéristiques principales du générateur photovoltaïque

Pour réaliser cette modélisation, nous avons utilisé MATLAB comme outil de test et de simulation. Nous avons choisi le modèle photovoltaïque DIMEL. Le module est composé de 60 cellules solaires Monocristallines en silicone connectées en série pour produire une puissance maximale de 190 W. Huit des panneaux sont connectés en série et qui sont en même temps parallèle avec un autre groupe de huit panneaux pour une puissance de 3040 W.



Figure 2.4. Caractéristique I (V) et P(V).

Ces figures représentent les performances des modules DIMEL typiques mesurés sur leurs bornes de sortie. Les données sont basées sur des mesures effectuées. Conformément en CES ou conditions d'essai standard, qui sont :

- Éclairement est 1 kW/m2 ;
- Température de la cellule est 25°C.

L'effet des conditions météorologiques est simulé à l'aide de Matlab / Simulink. Les caractéristiques I-V et P-V pour différentes conditions d'irradiation solaire et de température sont représentées respectivement :

2.2.2.1.1. Influence de l'irradiation

Le courant varie directement avec le rayonnement lumineux ou la tension reste relativement constante. On remarque dans la figure 2.5 que le courant optimal est très sensible à l'éclairement. Par contre la tension optimale varie très peu avec l'éclairement.





2.2.2.1.2. Influence de la temperature

Quand la température diminue, la tension à vide augmente, mais le courant de court-circuit diminue dans des proportions moindres. On remarque dans la figure 2.6 la diminution du courant de saturation est la principale cause de la chute de courant à basse température. Aussi, on considère en première approximation que le fonctionnement optimal du générateur PV correspond sensiblement à un fonctionnement à tension optimale constante.



Figure 2.6. Évolution de la caractéristique I (V) et P (V) du GPV en fonction de la température(G=1000W/m²)

2.2.2.2. Association des modules photovoltaïques

Les modules peuvent également être connectés en série et en parallèle afin d'augmenter la tension et l'intensité du courant d'utilisation. Toutefois, il est nécessaire de prendre quelques précautions car l'existence de cellules moins efficaces ou l'exclusion d'une ou plusieurs cellules (dues à de l'ombrage, de la poussière, etc...) peuvent endommager les cellules de façon permanente [2.4].

2.2.2.1. Association en série

L'association en série des modules délivre une tension égale à la somme des tensions individuelles et un courant égal à celui d'un seul module [2.5,2.6].



2.2.2.2. Association en parallèle

En additionnant des modules identiques en parallèle, la tension de la branche est égale à la tension de chaque module et l'intensité augmente proportionnellement au nombre de modules en parallèle dans la branche [2.5,2.6].



2.2.3. Convertisseur DC-DC

Le convertisseur continu - continu est un dispositif de l'électronique de puissance mettant en œuvre un ou plusieurs interrupteurs commandés et qui permet de modifier la valeur de la tension d'une source de tension continue. Si la tension délivrée en sortie est inférieure à la tension appliquée en entrée, le hacheur est dit abaisseur (Buk) dans le cas contraire, il est dit élévateur (Boost). Le convertisseur dévolteur survolteur combine les propriétés des configurations d'élévateur et d'abaisseur (Buck-Boost) [2.7]. En ce qui concerne notre travail, on considère le convertisseur élévateur "hacheur boost".

2.2.3.1. Hacheur élévateur (Boost)

Un hacheur élévateur (Boost) est une alimentation _a découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur. On utilise un convertisseur élévateur lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue. Le schéma de la figure 2.13, représente le circuit électrique de l'élévateur [2.8].

Comme le montre la figure 2.11, le convertisseur élévateur est composé de la résistance R, le transistor S et de la diode D. Les éléments L et C forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultante du découpage sur la tension et le courant de sortie. [2.9].



Figure. 2.11. Circuit électrique de base du hacheur survolteur [2.10].

2.2.3.2. Principe de Fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur survolteur peut être divisé en deux phases :

Phase 1 : Pour t ϵ [0 à α .T] :

Le transistor est passant et la diode D est bloquée, cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance, donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique et la charge est alors déconnectée de l'alimentation [2.10]. Schéma équivalent :



Figure. 2.12. Circuit équivalent du convertisseur boost pour T_{on} [2.10]. La tension d'entrée [2.11, 2.12] :

$$V_L = V_E \tag{2.2}$$

Avec

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \tag{2.3}$$

Le courant dans la bobine :

$$I_L(t) = \frac{V_E}{L}t + I_{min} \tag{2.4}$$

Le courant dans la diode :

$$I_D(t) = 0 \tag{2.5}$$

Le courant dans le transistor :

$$I_T(t) = I_L(t) \tag{2.6}$$

Phase 2 : Pour t ϵ [α .T à T] :

Le transistor est bloqué et la bobine L restitue l'énergie emmagasinée, la diode est passante donc V_s est supérieur à V_e [2.10].

Schéma équivalent :



Figure. 2.13. Circuit équivalent du convertisseur boost pour T_{off} [2.10].

La tension de sortie [2.11, 2.12] :

$$V_S = V_E - V_L \tag{2.7}$$

$$V_L < 0 \tag{2.8}$$

En conséquence

$$V_S > V_E \tag{2.9}$$

Le courant dans la bobine :

$$I_{L}(t) = -\frac{V_{S} - V_{E}}{L}t + I_{max}$$
(2.10)

Le courant dans la diode :

$$I_D(t) = I_L(t) \tag{2.11}$$

Le courant dans le transistor :

$$I_T(t) = 0 (2.12)$$

2.2.3.3.Les paramètres d'élévateur

La tension de sortie (V_s) et le rapport cyclique (D) sont donnés par les équations suivantes [2.13]:

$$V_S = \frac{V_E}{1-D} \tag{2.13}$$

Alors,

$$D = 1 - \frac{V_E}{V_S} \tag{2.14}$$

En supposant un circuit sans perte,

$$V_E.I_E = V_S.I_S = \frac{I_S.V_E}{1-D}$$
(2.15)

Le courant de sortie moyen est alors :

$$I_S = I_E (1 - D) (2.16)$$

Les relations des filtres d'entrée et de sortie (L) et (C) sont respectivement données par les équations suivantes [2.14] :

$$L = \frac{D(1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot f} \tag{2.17}$$

$$C = \frac{D}{2.f.R} \tag{2.18}$$

Par conséquent, les valeurs de conception du convertisseur élévateur sont présentées dans le tableau 2.1.

Les parameters	Les valeurs	
Tension d'entrée (V _e)	244V	
Tension de sortie (V _s)	540 V	
Fréquence de commutation (f)	4 Khz	
Rapport de cyclique (D)	0.55	
Inducteur (L)	0.1.72mH	
Condensateur (C)	4.92 μF	

Tableau.2.1. Valeurs de calcul du convertisseur élévateur (Boost).

La Figure 2.14, illustre les tensions d'entrée (V_e) et de sortie (V_s) du convertisseur élévateur. La tension de sortie correspondante est obtenue à partir de la tension d'entrée à un rapport cyclique choisi.



Figure. 2.14. Tensions d'entrée et de sortie du convertisseur élévateur.

2.2.4. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

2.2.4.1. Principe de l'onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif DC/AC. Il est essentiellement utilisé pour fournir une tension ou un courant alternatif. Il s'agit d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension, possédant six cellules de commutation (IGBT) et six diodes (antiparallèle). Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutation constituée chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondante au point milieu du bras. Le schéma d'un onduleur à deux niveaux est

représenté sur la figure 3.1. Il existe des onduleurs à fréquence variable et à fréquence fixe, des onduleurs monophasés et triphasés [2.15].

- Les onduleurs à fréquence fixe sont principalement utilisés dans les alimentations de secours pour éviter les microcoupures et dans la conversion des systèmes d'énergie renouvelable (PV, turbine éolienne).
- Les onduleurs à fréquence variable sont utilisés particulièrement comme variateur de vitesse pour les moteurs à courant alternatif et particulièrement les moteurs asynchrones.



Figure.2.15: Schéma simplifié d'un onduleur de tension triphasé.

2.2.4.2. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

Dans cette étude, on considère le cas idéal d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension qui est modélisé par des interrupteurs parfaits à commutation instantanée. Sachant que dans un régime équilibré [2.16].

$$v_a + v_b + v_c = v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 (2.19)$$

Donc que :

$$\begin{cases} v_a = v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_b = v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_c = v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases}$$
(2.20)

Les trois tensions composées sont données par la relation suivante :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases}$$
(2.21)

En faisant la somme des équations du système (2.21), on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0$$
(2.22)

D'où

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on}$$
(2.23)

Donc :

$$v_{on} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \tag{2.24}$$

On remplace l'équation (2.24) dans l'équation (2.20), on obtient :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{bn} = -\frac{1}{3}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{cn} = -\frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \end{cases}$$
(2.25)

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{ao} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot S_a \\ v_{bo} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot S_b \\ v_{co} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot S_c \end{cases}$$
(2.26)

On remplace l'équation (2.26) dans l'équation (2.25), on obtient les tensions aux bornes de la machine (la charge), qui sont données par la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}$$
(2.27)

Le courant d'entrée de l'onduleur est donné par :

$$i_{dc} = S_{a}i_{a} + S_{b}i_{b} + S_{c}i_{c} \tag{2.28}$$

2.2.4.3. Technique de la commande MLI sinus-triangle

Le principe de fonctionnement de cette technique de commande consiste à comparer les tensions de référence (au niveau de commande) pour trois phases avec un signal appelé « porteuse : tension a haut fréquence commutation », généralement triangulaire [2.17, 2.18].

Le but de technique MLI est de commander les interrupteurs du convertisseur. Le mode de fonctionnement est très simple et base sur les conductions suivantes :

- Si $v_{ref} > v_p$: l'interrupteur supérieur du pont conduit.
- Si $v_{ref} < v_p$: l'interrupteur inférieur du bras de pont conduit.

Où v_{ref} représente une des trois tensions de référence et v_p représente le signal triangulaire ou l'onde porteuse [2.19].

2.2.4.3.1. Caractéristiques de la MLI sinus-triangle

La technique de commande MLI se caractérise par de deux paramètres [2.20] :

 Indice de modulation «I_m» : qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de modulation (porteuse) sur la fréquence de référence.

$$I_m = \frac{f_p}{f_{ref}} \tag{2.29}$$

 I_m : Indice de modulation.

 f_p : La fréquence de modulation (porteuse).

 f_{ref} : La fréquence de référence.

• le taux de modulation $\ll T_m \gg$: qui est défini comme étant le rapport la tension de référence sur la tension de porteuse.

$$T_m = \frac{V_{ref}}{V_p} \tag{2.30}$$

 T_m : Le taux de modulation (porteuse).

 V_{ref} : La tension de référence.

 V_p : La tension de porteuse.

2.2.4.3.2. Equation de porteuse

Le signal porteuse est un signal triangulaire caractérisé par de deux paramètre la valeur crête v_p et fréquence f_p . On définit cette équation dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} Vp = \left(-1 + 4\frac{t}{Tp}\right) & si \quad t \in \left[0, \frac{T_P}{2}\right] \\ Vp = \left(3 - 4\frac{t}{Tp}\right) & si \quad t \in \left[\frac{T_P}{2}, Tp\right] \end{cases}$$
(2.31)

Donc $v_p = \{-V_p, V_p, -V_p\}$ sur la période $[0, T_p]$.

2.2.4.3.3.Équations des tensions de référence

Le signal de référence (dans ce cas triphasé) est un signal sinusoïdal s'amplitude v_{ref} et fréquence f_{ref} . Les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par [2.21] :

$$\begin{cases} v_{ref_a} = V_r \sin(2\pi f_{ref}t) \\ v_{ref_b} = V_r \sin\left(2\pi f_{ref}t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{ref_c} = V_r \sin\left(2\pi f_{ref}t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$
(2.32)

2.2.4.3.4. Équations des états des interrupteurs

Les états des interrupteurs sont donnés par l'équation suivante :

$$s_{i} \begin{cases} 1 & si & (v_{ref-i} - v_{p}) \ge 0\\ 0 & si & (v_{ref-i} - v_{p}) < 0 \end{cases}$$
(2.33)



Figure2.16 : Principe de la commande à MLI sinus-triangle.

2.2.4.3.5. Simulation de la commande MLI sinus-triangle

En utilisant un indice de modulation $I_m = 21$ et un Taux de modulation $T_m = 0.9$ pour la simulation du programme. Les résultats de simulation sont donnés par les figures ci-dessous.



Figure 2.17 : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

2.2.5. Modèle triphasé de la machine asynchrone

2.2.5.1. Modèle d'état de la machine asynchrone

Nous pouvons exprimer le modèle d'état de Park de la machine asynchrone sous la forme matricielle suivante [2.22] :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd}$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \varphi_{rd} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq}$$

$$\frac{d\varphi_{rd}}{dt} = L_m \frac{R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_g \varphi_{rq}$$

$$\frac{d\varphi_{rq}}{dt} = L_m \frac{R_r}{L_r} i_{sq} - \omega_g \varphi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (C_{em} - C_r) - \frac{f}{J} \cdot \omega$$
(2.34)

Avec :

$$C_{em}(i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}) = \frac{p L_m}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd})$$
(2.35)

Où :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$$
: Est le coefficient de dispersion.

2.2.6. Modélisation de la pompe centrifuge :

Dans un système de pompage centrifuge, la pression créée pour un débit particulier (Q) est appelée la hauteur manométrique (Hmt). En d'autres termes, elle est la hauteur que la pompe doit surmonter pour produire le débit requis [2.23]. Les caractéristiques Débit-Hauteur d'une pompe centrifuge (figure 2.18) entraînée à une vitesse de rotor ω peuvent être approchées par une forme quadratique en utilisant le modèle de Pfleider Peterman [2.24] :

$$H = a_0 \cdot \omega^2 + a_1 \cdot \omega \cdot Q + a_2 \cdot Q^2 \tag{2.36}$$

Où a_0, a_1, a_2 sont des constantes dépendant des dimensions de la pompe.



Figure.2.18. Caractéristiques Hauteur-Débit de la pompe [2.24]

La caractéristique H-Q du réseau de canalisations peut être exprimée par [2.23] :

$$H = H_{stat} + H_{dyn} \tag{2.37}$$

Ou H_{stat} est la hauteur statique et H_{dyn} est la hauteur dynamique.

Pour la boucle ouverte, la hauteur statique du système de pompage (H_{stat}) reste constante et la hauteur dynamique varie en fonction du débit, comme indiqué dans l'équation. (2.37)

Dans le cas d'un système de pompage en boucle fermée, seule la hauteur dynamique est prise en compte alors que la hauteur statique est nulle.

$$H_{dyn} = K.Q^2 \tag{2.38}$$

Ou k est le coefficient de la hauteur dynamique.

La relation entre les paramètres de performance (comme le débit, la hauteur développée et la puissance d'entrée) et la vitesse de rotation (N) de la pompe est exprimée à l'aide de Lois de similitude comme indiqué dans l'équation. (2.39). Dans l'éq. (2.39), le suffixe 2 représente la vitesse nominale de fonctionnement de la pompe. La loi de similitude est utilisée pour le système de pompage sur la base de l'hypothèse que l'efficacité de la pompe est maintenue constante même s'il y a un changement dans la vitesse de la pompe. [2.23]

$$Q_1 = Q_2 \frac{N_1}{N_2}, H_1 = H_2 (\frac{N_1}{N_2})^2, P_1 = P_2 (\frac{N_1}{N_2})^3$$
 (2.39)

Avec Q_1 et Q_2 sont les débits correspondant respectivement aux vitesses N_1 et N_2 , H_1 et H_2 sont les hauteurs de refoulement totales correspondant respectivement aux vitesses N_1 et N_2 , P_1 et P_2 sont les puissances du moteur correspondant aux vitesses N_1 et N_2 .

2.3. Conclusion :

Les modèles de composants du système de pompage PV à utiliser dans le présent travail ont été identifiés selon les besoins dans ce chapitre. Les composants fondamentaux du système, tels que le générateur photovoltaïque, convertisseur DC-DC, le moteur asynchrone triphasé, la pompe centrifuge et le réseau de canalisation, ont été modélisés de manière simple sur la base de principes fondamentaux vérifiés par des chercheurs précédents. Dans la dérivation des équations du système, le moteur était supposé non saturé et le convertisseur Boost était également supposé idéal. Ces modèles simuleront le système complet de pompage photovoltaïque comme on peut le voir au troisième chapitre en l'optimisant avec différentes méthodes de suivi du point de puissance maximale MPPT.

CHAPITRE 3

Les commandes MPPT d'un système de pompage PV

3.1. Introduction :

Les systèmes de pompage autonomes alimentés par des moteurs électriques sont les applications les plus courantes de l'énergie photovoltaïque en Algérie [3.1]. En effet, Les systèmes de pompage solaires photovoltaïques fournissent de l'eau en quantité suffisante, en protégeant la santé et en assurant le développement durable [3.2]. Les principaux inconvénients du module solaire sont son coût de fabrication relativement élevé et son faible rendement. Ainsi, il est nécessaire de faire fonctionner le système solaire au point de puissance maximale (MPP) dans des conditions environnementales variables. Les convertisseurs DC-DC et leurs algorithmes de contrôle sont intégrés au système PV pour extraire la puissance maximale en continu en toutes circonstances [3.3].

L'objectif principal de ce chapitre est l'évaluation des techniques MPPT pour le système PV d'un système photovoltaïque autonome pour alimenter en énergie une pompe centrifuge.

Les méthodes évaluées dans ce chapitre sont : perturbation et observation (P&O), technique de conductance incrémentielle (INC) et la commande de la logique floue (FLC) sous un changement soudain de l'irradiation solaire et sous l'irradiation d'un jour d'Août, où nous allons les étudier et les simuler en discutant les résultats de simulation des trois méthodes.

3.2. Le point de puissance maximum (MPPT) :

Le système solaire doit fonctionner au point de puissance maximale (MPPT) en toutes circonstances météorologiques. Des convertisseurs DC-DC sont intégrés aux systèmes PV associés avec leurs algorithmes de contrôle pour extraire en continu le MPPT [3-4]. Le principe de cette commande est basé sur la variation automatique du rapport cyclique (D) en l'amenant à la valeur optimale de manière à maximiser la puissance délivrée par le générateur PV [3-5].

Le schéma fonctionnel du système est présenté à la Figure (3.1) :



Figure.3.1. Schéma fonctionnel à MPPT.

3.2.1. Principe de fonctionnement d'une commande MPPT

Le principe de la commande MPPT est de chercher le point de puissance maximale, pour cela une comparaison d'un point de puissance actuel P(k) avec un point de puissance précédent P (k-1) est effectué.

Si P (k-1) =P(k), la dérivée est nulle, cela veut dire que le point de fonctionnement est situé maximum.

Si P (k-1) < P(k), la dérivée est positive, cela signifie que nous nous rapprochons du point de puissance maximale MPPT. Si la drivée est négative, cela veut dire que nous avons dépassé le point de puissance maximale. Ainsi, au démarrage du système, la recherche de MPPT se fait progressivement, en cherchant le premier point maximum [3-6].

Le concept de base de MPPT sur une courbe PV d'un générateur photovoltaïque est illustré à la figure (3.2).



Figure 3.2. Principe de fonctionnement d'une commande MPPT.

3.2.2. Les Techniques MPPT

Lors de la sélection des techniques MPP, plusieurs critères doivent être pris en compte comme : la facilité de mise en œuvre, le nombre de capteurs nécessaires et le coût du dispositif de MPPT, [3-7].

Certaines des techniques MPPT les plus populaires sont [3.8, 3.9] :

- Perturbation et observation.
- Incrémentation de la Conductance.
- Courant de court-circuit.
- Tension de circuit ouvert.
- ➢ Mode glissant.
- Logique floue.
- Réseaux de neurones.

3.2.2.1. La Technique perturbation et observation :

L'approche de perturbation et observation (P&O) est la plus utilisée dans le contexte industriel parce que son algorithme est simple à mettre en œuvre. Cette approche fonctionne en provoquant une perturbation dans le système en augmentant ou en diminuant la tension de fonctionnement du module et en évaluant l'effet sur la puissance de sortie du générateur photovoltaïque [3-10]. Par contre, elle possède l'inconvénient dû aux oscillations autour du MPPT en régime établi et une perte occasionnelle de la recherche du MPPT lors de changement rapide des conditions climatiques. Ces oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation. Cependant, une faible valeur d'incrément ralenti la recherche du MPPT, il faut donc trouver un compromis entre précision et rapidité, ce qui rend cette commande difficile à optimiser. [3-11, 3-12]. La Figure.3.3 montre l'organigramme de l'algorithme de la méthode P&O.

D'abord la tension V(k) et le courant I(k) sont mesurés pour calculer la puissance P(k). Cette valeur P(k) est comparée à la valeur de la puissance obtenue durant la dernière mesure P (k-1). Si la valeur de la puissance actuelle P(k) du générateur PV est supérieure à la valeur précédente P (k-1) alors on garde la même direction de perturbation du cycle précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent. De même manière répété jusqu'à ce que le point maximal soit suivi [3-12, 3-10].[3.21]



Figure 3.3. Organigramme de l'algorithme perturbation et observation.

3.2.2.2. La technique incrémentation de la conductance :

Le principal avantage de cet algorithme est qu'il offre une bonne méthode de rendement dans des conditions atmosphériques changeant rapidement. En outre, il réalise des oscillations plus faibles autour du MPP que la méthode P & O, [3-7].

L'algorithme de conductance incrémentielle (Inc) est dérivé en différenciant la puissance du générateur photovoltaïque par rapport à la tension et en fixant le résultat à zéro. Ceci est montré dans l'équation suivante [3-13] :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad \text{au MPP}$$
(3.1)

Réarranger l'équation (3.1) donne

$$-\frac{l}{v} = \frac{dl}{dv} \tag{3.2}$$

Notez que le côté gauche de l'équation (3.2) représente l'opposé de la conductance instantanée du générateur photovoltaïque, tandis que le côté droit représente sa conductance incrémentielle.



Figure 3.4 Organigramme de la technique incrémentation de la conductance [3-13][3.22].

Ainsi, au MPP, ces deux grandeurs doivent être égales en grandeur, mais opposées en signe. Si le point de fonctionnement est hors du MPP, un ensemble d'inégalité peut être dérivé de l'équation (3.2) qui indique si la tension de fonctionnement est supérieure ou inférieure à la tension MPP. Ces relations sont résumées comme suit :

Si dl / dV = -I /V, le point de fonctionnement est situé à MPPT.

Si dl/dV> -I/V, le point de fonctionnement est situé à gauche du MPPT.

Si dl / dV<-I /V, le point de fonctionnement est situé à droite du MPPT.

Ou I est le courant du générateur photovoltaïque et V est la tension du générateur photovoltaïque, ΔD est l'incrémental du rapport cyclique [3-14, 3-15].

3.2.2.3. La technique de la logique floue

Cette méthode utilise la logique floue pour avoir un contrôleur plus rapide en termes de réponse et à augmenter la stabilité du système une fois le MPPT est atteint, [3.16]. La logique floue fonctionne avec des entrées imprécises, il n'a pas besoin d'un modèle mathématique précis et peut gérer bien la non-linéarité. Il s'appuie sur les connaissances et l'expérience de l'utilisateur plutôt que sur la compréhension technique du système. En outre, ils se sont avérés performants dans les changements d'étape de l'irradiation. Cependant, aucune preuve n'a été trouvée qu'ils fonctionnent bien sous les rampes d'irradiation [3.17]. Un autre inconvénient est que leur efficacité dépend beaucoup des compétences du concepteur ; non seulement pour choisir le bon calcul d'erreur, mais aussi pour proposer une base de règles appropriée [3.18].

Le contrôleur flou se compose de trois blocs : la fuzzification des variables d'entrée qui est effectué dans le premier bloc, il permet le passage du domaine réel au domaine flou. Le deuxième bloc est consacré aux règles d'inférence, tandis que le dernier bloc est la defuzzification pour revenir au domaine réel. Cette dernière opération utilise le centre de gravité pour déterminer la valeur du résultat. La figure (3.5) montre la structure de base en général de l'utilisation d'un contrôleur à logique floue. E et ΔE sont les facteurs de mise à l'échelle des entrées, et D désigne la sortie du flou processus [3.16].



Figure. 3.5. Structure de base d'un contrôleur à logique floue.

Fuzzification:

La fuzzification permet la conversion de l'entrée physique en ensembles flous. Dans notre cas, nous avons deux entrées l'erreur E et le changement d'erreur ΔE qui exprime le déplacement direction du MPPT [3.19]. Ces entrées sont définies comme suit [3.20]:

$$E(K) = \frac{P_{pv}(k) - P_{pv}(k-1)}{V_{pv}(k) - V_{pv}(k-1)}$$
(3.3)

$$\Delta E(k) = E(k) - E(k - 1)$$
(3.4)

Où P_{pv} (k) et V_{pv} (k) sont respectivement, la puissance et la tension du panneau PV à des instants d'échantillonnage (kT_s).

 G_1 et G_2 sont les gains pour l'erreur et le changement d'erreur respectivement, et G_3 est le gain pour la variation du rapport cyclique.

A partir de l'entrée E(k) on peut savoir si le point de fonctionnement de la charge est situé à gauche ou à droite du point de puissance maximale de la courbe puissance-tension.

A partir de l'entrée $\Delta E(k)$ on peut déterminer la valeur de la variation de l'erreur de l'entrée du contrôleur flou qui représente la direction du point de fonctionnement.



Figure. 3.6. Fonctions d'appartenance d'entrée et de sortie de: E, ΔE et ΔD .

Chaque univers de discours de l'erreur E (k), changement d'erreur Δ E (k) et la variable de sortie Δ D (k) est divisé en cinq ensembles flous, y compris : négatif grand (NB), négatif petit (NS), environ zéro (ZE), positif petit (PS) et grand positif (PB). Toutes les fonctions d'appartenance sont montrées dans la figure (3.6).

Méthode d'inférence :

À l'étape de l'inférence, des décisions sont prises. En effet, il intègre des relations logiques entre les entrées et les sorties tout en définissant des règles d'appartenance. La méthode d'implication floue est utilisée pour identifier l'ensemble flou de sortie. Nous utilisons ici la méthode d'implication floue MIN-MAX [3.20].

Le tableau (3.1) montre la table de règles du contrôleur flou où les entrées de la matrice sont les ensembles flous de l'erreur (E) et le changement de l'erreur (Δ E). La sortie de cette table de règles est le changement du rapport cyclique (Δ D).

ΔΕ	NB	NS	ZE	PS	PB
E					
NB	ZE	ZE	NB	NB	NB
NS	ZE	ZE	NS	NS	NS
ZE	NS	ZE	ZE	ZE	PS
PS	PS	PS	PS	ZE	ZE
PB	PB	PB	PB	ZE	ZE

Tableau 3.1. La table de règles du contrôleur flou.

Défuzzification:

Pour ce système, la sortie de logique floue est le facteur de forme (cycle), pour le calculer, nous avons utilisé le centre de gravité, la méthode du centre de gravité est à la fois très rapide et très simple [3.20].

$$D = \frac{\sum_{j=1}^{n} \mu(D_j)(D_j)}{\sum_{j=1}^{n} (D_j)}$$
(3.5)

Le rapport cyclique est la sortie de la logique floue utilisée pour contrôler MLI qui génère une impulsion pour contrôler l'interrupteur électronique dans le convertisseur DC-DC.

3.3. Résultats des simulations et discussion :

Le logiciel Matlab est utilisé pour effectuer différents tests afin d'évaluer les performances et l'adaptabilité du système étudié. Seize panneaux PV sont utilisés dans cette simulation, huit sont connectés en série et deux en parallèle pour obtenir une puissance maximale (3.040kW) pour faire fonctionner le moteur de 2,5 kW.

La figure (3.7), montre le schéma fonctionnel du modèle photovoltaïque avec un convertisseur élévateur (boost) contrôlé et simulé à l'aide du logiciel MATLAB / Simulink, afin de démontrer la supériorité de la logique floue basée sur les algorithmes MPPT par rapport à la méthode conductance incrémentielle et à la méthode perturbation et observation.

Tout d'abord, nous suivrons le point de puissance maximum sous irradiation solaire variable et la température constante ($25 \circ C$) en appliquant trois méthodes de MPPT.



Figure.3.7. Bloc de simulation d'un générateur photovoltaïque avec un convertisseur.

Différents modes de fonctionnement sont analysés afin d'évaluer les stratégies MPPT étudiées sous différents niveaux d'ensoleillement (P&O, INC et FLC).

Changement brusque de rayonnement :

Nous apportons des variations sur l'irradiation solaire et nous supposons que la température est constante et égale à 25°C.L'irradiation est de 0 à 1 seconde correspond au rayonnement (1000 W / m^2), puis de 1 à 2 seconde réduite à 800 W / m^2





Figure.3.11.Tension du bus continu.
Au début, on applique un brusque changement d'irradiation (de 1000W/m² au 800W/m²). Les résultats de simulation dans les figures (3.8), (3.9), (3.10) et (3.11) montrent le comportement de la puissance, la tension PV et le courant PV et La tension du bus continu respectivement, utilisant les algorithmes précédemment définis.

La réponse en puissance du générateur PV est illustrée à la figure (3.8) en utilisant trois stratégies MPPT. La puissance PV contrôlée par FLC atteint rapidement l'état stable par rapport au système PV contrôlé par P&O et INC. Les figures de simulation montrent que le système photovoltaïque converge vers les valeurs optimales sous une irradiation 1000W/m² utilisant les trois techniques MPPT. Quant au changement de l'irradiation, la puissance diminue en assurant parfaitement la poursuite de la valeur de la puissance maximale qui est extraite du générateur photovoltaïque. À propos de la tension (figure 3.9), le changement d'éclairement a un effet négligeable utilisant le régulateur FLC tandis que le courant figure 3.10 diminue progressivement avec la diminution de l'éclairement.

Afin de visualiser la tension qui alimente l'onduleur, on a pris l'allure de la tension de bus continu après la variation de l'irradiation. La figures 3.11 représente cette allure, il est tout à fait clair, que la variation de la tension d'entrée (V_{dc}) alimentant l'onduleur varie avec la variation de l'éclairement et cela est due principalement à la variation du rapport cyclique.

Malgré les changements climatiques, le générateur PV est contraint de fonctionner à son point de puissance maximum par la méthode FLC MPPT avec des valeurs élevées par rapport aux deux contrôleurs classiques (P&O et INC).

Sous les données des radiations réelles :

Afin d'évaluer les contrôles mentionnés, il était préférable de simuler le système sous l'environnement Matlab Simulink dans des conditions climatiques de données réelles d'un jour d'Août de la ville Saida (figure 3.12). Les résultats sont présentés comme suit :

46



Figure 3.13. Puissance du générateur photovoltaïque utilisant les trois contrôleurs pour une journée d'Août.



Figure 3.14.Tension du générateur photovoltaïque utilisant les trois contrôleurs sous l'irradiation d'une journée d'Août.



Figure 3.15. Courant du générateur photovoltaïque sous l'irradiation d'une journée d'Août.



Figure 3.16. Tension du hacheur obtenue sous l'irradiation d'une journée d'Août.

Les figures 3.13, 3.14, 3.15 et 3.16 présentent les résultats comparatifs des trois contrôleurs concernant la puissance PV, tension V_{pv} , courant PV et la tension du bus continu au cours d'une journée d'Août, où il est clair sur les figures que la méthode FLC est supérieure à celle de P&O et INC.

D'après les résultats de simulation, on note qu'au lever et au coucher du soleil, la méthode FLC est supérieure à P&O et INC. Par contre, au milieu de la journée, lorsque de grandes quantités d'eau sont nécessaires, tous les contrôleurs fonctionnent bien.

Tous ces résultats montrent clairement la supériorité et l'efficacité du contrôleur FLC par rapport au P&O et INC. De plus, il y a une réponse rapide évidente sur la courbe du contrôleur FLC qui prouve sa stabilité et ses bonnes performances.

Conclusion :

Une analyse comparative des différentes techniques MPPT pour le système de pompage d'eau solaire sans batteries a été présenté. Les résultats de la simulation vérifient la conception et les performances du système, démontrant que le FLC produit des résultats plus fiables en termes de bon suivi et de temps de réponse rapide sous des irradiations solaires variables, par rapport au P&O et INC. Dans le chapitre qui suive, Le system de pompage sera optimisé avec la commande vectorielle indirecte avec FOC et DTC.

CHAPITRE 4

La commande vectorielle indirecte avec FOC et DTC d'un système de pompage PV

4.1. Introduction

Les variateurs de fréquence sont capables de fournir un réglage de vitesse plus fluide et un meilleur contrôle du moteur. Pour contrôler la vitesse, le couple et la position, diverses stratégies de contrôle des variateurs de fréquence ont été développées au cours des années. Ils peuvent être classés en fonction de leurs principes en deux catégories principales, à savoir les méthodes de contrôle numérique et vectorielle [4.1]. La commande scalaire est basée sur le modèle en régime permanent de la machine (par modèle de circuit équivalent de phase). En conséquence, cette commande est simple et robuste, mais présentent de mauvaises performances dynamiques [4.2]. Ainsi, elle n'opère pas sur la position du vecteur spatial pendant l'état transitoire. Au contraire, le contrôle vectoriel est développé dans les états dynamiques, plus que les grandeurs, les positions instantanées de tension, courant et flux peuvent être contrôlés [4,3]. La méthode la plus populaire des commandes vectorielles est connue par l'orientation de flux rotorique (FOC) qui a été proposée au début des années 1970 par Hasse et Blaschke [4.4; 4.5]. L'orientation de flux rotorique est la plus intéressante du fait des avantages qu'elle offre. En revanche, plusieurs problèmes demeurent, principalement l'influence des paramètres de la machine sur l'orientation du flux, et sur le comportement des correcteurs, ainsi que l'insuffisance des performances dynamiques des correcteurs traditionnels [4.6]. Au milieu des années 1980, une autre méthode est présentée par Takahashi et Depenbrock [4.7 ; 4.8] qui s'appelle le contrôle direct du couple. La figure 4.1 ci-dessous illustre les différentes classifications des stratégies de contrôle des variateurs de fréquence.



Figure.4.1. Classification des stratégies de contrôle des variateurs de fréquence.

4.2. Principes et objectifs de la commande vectorielle

La commande vectorielle par orientation de flux (FOC), est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines électriques à courant alternatif. Pour la machine asynchrone, le principe d'orientation du flux a été développé par **Blaschke** au début des années soixante-dix. L'objectif de cette technique de commande est d'orienter le vecteur flux suivant l'un des axes du repère (d, q), afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple électromagnétique [4.9]. Il s'agit donc de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant du stator (i_{sd}) qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu et le couple électromagnétique est commandé par l'autre composante (i_{sq}) qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu et le courant induit de la machine à courant continu [4.10, 4.11].

Malgré l'existence de nombreuses variables d'état, la classification de la commande vectorielle se fait suivant l'orientation du repère(d, q):

- Orientation suivant le flux rotorique.
- Orientation suivant le flux statorique.
- Orientation suivant le flux d'entrefer.

4.2.1. Orientation du flux rotorique

Le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une impédance du flux par rapport à la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Le référentiel lié au flux rotorique est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine à induction comparable à ceux de la machine à courant continu. Dans la majorité des cas, le référentiel est choisi selon le flux rotorique [4.12]. Le principe d'orientation consiste à aligner le flux rotorique sur l'axe direct du repère de Park [4.9] qui est illustré par la figure (4.2).



Figure.4.2. Principe d'orientation du flux rotorique.

Ainsi, nous obtenons :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases}$$
(4.1)

En imposant $\varphi_{rq} = 0$, le modèle d'état de la machine asynchrone (annexe A) devient :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_s i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\varphi_r}{dt}\right) + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_r \\ \omega_g = \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_r} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (C_{em} - C_r) - \frac{f}{J} \omega \end{cases}$$

$$(4.2)$$

Avec

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \varphi_r i_{sq}$$

Après le passage par la transformation de Laplace, nous obtenons de l'équation (4.3):

$$\varphi_r = \frac{L_m}{1 + s \cdot T_r} i_{sd} \tag{4.4}$$

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \varphi r i_{sq} \tag{4.5}$$

La position angulaire θ_s du repère d'axe (d, q) par rapport à la phase statorique de référence \vec{S} est obtenue par :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \tag{4.6}$$

Avec

$$\omega_s = \omega + \omega_g \tag{4.7}$$

4.2.2. Types de la commande vectorielle

Dans la commande vectorielle, il existe principalement deux méthodes pour orienter le flux, l'une est appelée la méthode directe et l'autre est appelée la méthode indirecte. Dans ce travail nous nous intéressons par la méthode indirecte.

4.2.2.1. Commande vectorielle indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer ou estimer l'amplitude du flux (donc le flux n'est pas régulé), mais seulement sa position, l'idée est proposée par *Hasse* [47]. La position du flux rotorique est calculée par addition de la position de la fréquence de glissement θ_g calculée à partir des commandes du couple et du flux avec la position du rotor. Le calcul de θ_s est illustré par la figure (4.3).

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température. En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué. La procédure consiste à résoudre numériquement l'équation (4.6), soit :

$$\frac{d}{dt}\theta_s = \omega + \frac{L_m R_r}{L_r \varphi_r} i_{sq} \tag{4.8}$$

Etant donné que le flux φ_r est régi par la première équation du système (4.3), c'est-à-dire :

$$\frac{d}{dt}\varphi_r = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_r \tag{4.9}$$

En régime permanent, l'équation (4.9) donne $\varphi_r = L_m i_{sd}^*$. Donc, l'équation (4.8) devient :

$$\frac{d}{dt}\theta_s = \omega_s + \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*}$$
(4.10)



Figure.4.3. Méthode de la commande vectorielle indirecte.

L'intérêt de la méthode indirecte est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui ne sont pas bruitées. En effet, à partir du flux de référence φ_r^* et couple électromagnétique de référence C_{em}^* , les courants de référence i_{sd}^* et i_{sq}^* se déduisent directement par le biais des équations (4.4) et (4.5), soit :

$$i_{sd}^* = \frac{1}{L_m} \left(\varphi_r^* + T_r \frac{d}{dt} \varphi_r^* \right) \tag{4.11}$$

$$i_{sq}^* = \frac{L_r}{pL_m\varphi_r^*} C_{em}^* \tag{4.12}$$

4.2.2.1.1 Mise en œuvre de la commande vectorielle de la MAS

4.2.2.1.1.1Mise en évidence du découplage entre les axes

Les tensions statoriques obtenues à partir du système (4.2) sont :

$$\begin{cases} v_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} \\ v_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_r \end{cases}$$
(4.13)

Posant $T_s = \frac{L_s}{R_s}$

Selon l'équation (4.13), bien que le flux soit constant, il y a un grand couplage entre le courant i_{sq} et la tension v_{sd} d'une part et le courant i_{sd} et la tension v_{sq} d'autre part.

On dit que les deux tensions v_{sd} et v_{sq} comportent des termes croisés.



Figure.4.4. Mise en évidence du couplage entre les axes (d - q).

4.2.2.2. Commande vectorielle avec découplage

Afin d'éviter ce couplage entre les deux équations de (4.13), nous utilisons une méthode de compensation qui a comme but d'annuler les termes croisés et les termes non-linéaires.

Cette méthode consiste à faire la régulation des courants statoriques en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs des coutants statoriques pour obtenir les tensions de références nécessaires pour le réglage [4.11].

En posant les f_{em} suivantes :

Chapitre 4

$$\begin{cases} f_{em,d} = -\sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} \\ f_{em,q} = \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_r \end{cases}$$
(4.14)

Nous obtenons alors :

$$\begin{cases} v_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} + f_{em,d} \\ v_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + f_{em,q} \end{cases}$$
(4.15)

D'après l'application de transformation de Laplace sur l'équation (4.14), nous obtenons :

$$\begin{cases} (\sigma L_s \cdot s + R_s)i_{sd} = v_{sd} - f_{em,d} = v_{sd,1} \\ (\sigma L_s \cdot s + R_s)i_{sq} = v_{sq} - f_{em,q} = v_{sq,1} \end{cases}$$
(4.16)

Où :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{(\sigma L_s \cdot s + R_s)} (v_{sd} - f_{em,d}) \\ i_{sq} = \frac{1}{(\sigma L_s \cdot s + R_s)} (v_{sq} - f_{em,q}) \end{cases}$$
(4.17)

À travers l'équation (4.17), nous pouvons tracer le schéma bloc du modèle simplifié de la machine asynchrone suivant la figure 4.5.



4.2.2.3. Schéma bloc de la régulation

Chapitre 4

Les termes $f_{em,d}$ et $f_{em,q}$, correspondent aux termes de couplage entre les axes (d) et (q). La solution proposée consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des correcteurs de courants de manière à séparer les boucles de régulation d'axes (d) et (q) comme le montre la figure 4.6.



D'après le découplage par addition des termes de compensation qui est exprimé dans la Figure 4.6, nous aboutissons alors aux schémas blocs simples et identiques pour les deux axes ;



Figure.4.7. Boucle de régulation du courant i_{sd} après découplage.



Figure.4.8.Boucle de régulation du courant i_{sq} après découplage.

4.2.2.4 Schéma globale de la commande

A partir du modèle du moteur élaboré et des équations de découplage données par les équations mentionnées auparavant, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur l'axe (d), figure (4.9).

4.3 Synthèse des correcteurs

Pour le système de réglage, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel-Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur, l'action proportionnelle sert à régler la rapidité de la dynamique du système, alors que l'action intégrale permet d'éliminer l'écart entre la grandeur de consigne et celle que l'on désire asservir. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

4.3.1. Correcteur du courant *i*_{sd}

Le correcteur du courant en direct fournit la tension $v_{sd,1}$ nécessaire au maintien du couple à sa valeur de référence. D'après la figure (4.7), la fonction de transfert $\frac{i_{sd}}{v_{sd,1}}$ est donnée par :

$$\frac{i_{sd}}{v_{sd,1}} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s \cdot s}$$
(4.18)

La fonction de transfert en boucle fermé (FTBF) du courant i_{sd} s'écrit de la manière suivante :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{\frac{A}{T}(K_{p,isd} \cdot s + k_{i,isd})}{s^2 + s \cdot \left(\frac{1 + A \cdot K_{p,isd}}{T}\right) + \frac{A \cdot K_{i,isd}}{T}}$$
(4.19)

Avec :

$$\begin{cases} A = \frac{1}{R_s} \\ T = \sigma T_s \end{cases}$$
(4.20)

Et :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \tag{4.21}$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (4.19) est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative pour lequel le dénominateur des fonctions de transfert correspondantes est de la forme :

$$D(s) = s^{2} + 2 \cdot \xi \cdot \omega_{0} + \omega_{0}^{2}$$
(4.22)



Figure.4.9. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.

La boucle de régulation du courant i_{sd} est représentée par la figure (4.10).



Figure.4.10. Schéma bloc de régulation du courant*i*_{sd}.

Par identification entre les équations (4.19) et (4.22), nous obtenons les paramètres suivants du correcteur PI :

Tableau 4. 1 : Paramètres du correcteur du courant d'axe en direct.

Paramètres du correcteur du courant d'axe en direct						
	K _{p,isd}	K _{i,isd}				
Correcteur PI	$\frac{(2\cdot T\cdot\xi\cdot\omega_0-1)}{A}$	$\frac{T \cdot \omega_0^2}{A}$				

4.3.2.Correcteur du courant *isq*

Le correcteur du courant en quadrature fournit la tension $v_{sq,1}$ nécessaire au maintien du couple à sa valeur de référence. D'après la figure (4.8), la fonction de transfert $\frac{i_{sq}}{v_{sq,1}}$ est donnée par:

$$\frac{i_{sq}}{v_{sq,1}} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s \cdot s} \tag{4.23}$$

La boucle de régulation du courant i_{sq} est représentée par la figure (4.11).



Figure.4.11. Schéma bloc de régulation du courant*i_{sq}*.

Les mêmes calculs effectués pour le correcteur du courant i_{sd} sont appliqués à ce correcteur. Les paramètres du correcteur sont donc les mêmes. Ils sont donnés par :

Tableau 4. 2 : Paramètres du correcteur du courant d'axe en quadrature.

Paramètres du correcteur du courant d'axe en quadrature.					
	$K_{p,isq}$	$K_{i,iSq}$			
Correcteur PI	$\frac{(2\cdot T\cdot \xi\cdot \omega_0-1)}{A}$	$\frac{T \cdot \omega_0^2}{A}$			

4.4. Principes généraux sur la DTC :

Le contrôle direct du couple (DTC) a été proposé par Takahashi pour les moteurs à induction au milieu des années 1980. Il est basé sur la sélection directe du vecteur tension (état de commutation) pour l'onduleur de tension qui alimente le moteur en fonction des erreurs instantanées du flux statorique et du couple électromagnétique. La DTC utilise des contrôleurs d'hystérésis séparés pour assurer un contrôle découplé du flux et du couple sans nécessiter une orientation de champ complexe ou une boucle de régulation de courant [4.13]. Les sorties des comparateurs à hystérésis choisissent le vecteur de tension approprié via une table de commutation de consultation le long de la position estimée du vecteur de flux. Habituellement, le modèle mathématique du moteur à induction est utilisé pour estimer le flux statorique et le couple électromagnétique. La figure 4.12 montre une structure simple du DTC basé sur la table de commutation proposée par Takahashi [4.7]. Les principaux avantages du DTC sont résumés dans sa dynamique rapide du variateur, l'absence de transformations de coordonnées et de boucles de contrôle de courant et sa structure universelle, où la table de commutation DTC peut être utilisée pour toutes les machines à courant alternatif. D'autre part, les principaux inconvénients du DTC sont la fréquence de commutation variable, les ondulations de couple élevées et les pertes de commutation élevées [4.14].



Figure.4.12. Structure simple du DTC.

Le contrôle direct du couple réalise un contrôle découplé du flux statorique et du couple électromagnétique dans le bâti fixe (α , β). Il utilise une table de commutation pour la sélection d'un vecteur de tension approprié. La sélection des états de commutation est directement liée à la variation du flux statorique et du couple de la machine. Par conséquent, la sélection est effectuée en limitant les amplitudes de flux et de couple dans deux bandes d'hystérésis. Ces régulateurs assurent une régulation séparée de ces deux grandeurs. Les entrées des contrôleurs à hystérésis sont les erreurs de flux et de couple par contre leurs sorties déterminent le vecteur de tension approprié pour chaque période de commutation [4.15].

4.4.1. Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique :

4.4.1.1. Contrôle du flux statorique :

En se basant sur le modèle IM dans le cadre stationnaire, l'équation du flux statorique peut être exprimée comme suit :

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = V_s - R_s.\,i_s \tag{4.24}$$

Et

$$\Psi_{s}(t) = \int_{0}^{T_{z}} (V_{s} - R_{s} \cdot i_{s}) dt + \Psi_{s}(0)$$
(4.25)

 $\Psi_s(0)$: est le vecteur flux à l'instant t = 0s.

En appliquant un vecteur non nul dans la période d'échantillonnage T_z , nous pouvons négliger la chute de tension de la résistance statorique $R_s i_s$ par rapport à V_s pour les régions à grande vitesse. Alors l'équation (4.25) peut s'écrire :

$$\Psi_s(t) \approx V_s T_z + \Psi_s(0) \tag{4.26}$$

La relation entre la tension du stator et le changement de flux du stator peut être établie comme suit :

$$\Delta \Psi_s = \Psi_s(t) - \Psi_s(0) = V_s T_z \tag{2.27}$$

L'équation (2.27) signifie que le flux du stator peut être modifié par l'application de la tension du stator pendant un temps T_z . L'extrémité du vecteur du flux statorique se déplace dans la direction donnée par le vecteur tension et en faisant une trajectoire circulaire (Fig 4.13), [4.16].



Figure.4.13. Evolution du vecteur du flux statorique dans le plan complexe.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la régulation du flux. Il permet de déposer facilement l'extrémité du vecteur flux dans les limites des deux cercles concentriques de rayon proche, comme le montre la Figure4.14. Le choix de la largeur de bande d'hystérésis $h\Psi_s$ dépend de la fréquence de découpage de l'onduleur [4.17 ; 4.18].



Figure.4.14 Comparateur d'hystérésis de deux-niveaux pour le contrôle du flux du stator. Les sorties logiques du contrôleur de flux sont définies comme :

 $\begin{cases} cflx = 1 & if \Delta \Psi_s > h_{\Psi_s} \\ flx = 0 & if \Delta \Psi_s \le -h_{\Psi_s} \\ h\Psi_s \text{ est la bande d'hystérésis du flux du stator.} \end{cases}$

L'erreur de flux statorique est définie par la différence entre la valeur de référence du flux et la valeur réelle estimée :

$$\Delta \Psi_s = \left| \Psi_{s_{ref}} \right| - \left| \Psi_s \right| \tag{4.28}$$

4.4.1.2. Contrôle du couple électromagnétique :

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur flux rotorique est supposé invariant. Le couple d'un moteur à induction peut être exprimé en termes de vecteurs de flux stator et rotor comme suit [4.34]:

$$T_e = p \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Psi_s \times \Psi_r \tag{4.29}$$

$$|T_e| = p \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} |\Psi_s| \times |\Psi_r| \sin(\delta)$$
(4.30)

où : p est le nombre de paires de pôles.

 Ψ_s , Ψ_r sont les vecteurs flux statorique et rotorique .

 δ est l'angle entre les vecteurs flux stator et rotor.

D'après l'expression (4.30), il est clair que le couple électromagnétique est contrôlé par les amplitudes de flux du stator et du rotor. Si ces quantités se maintiennent constantes, le couple peut être contrôlé en ajustant l'angle de charge δ .

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure (4.15), utilisé pour contrôler la machine dans les deux sens de rotation. *ctrq* représente l'état de sortie du comparateur, ΔT_e l'écart entre le couple de référence et le couple estimé et h T_e la limite de la bande hystérésis.



Figure.4.15 Comparateur d'hystérésis à trois niveaux pour le contrôle de couple

électromagnétique

Les sorties logiques du contrôleur de couple sont définies comme :

$$\begin{cases} ctrq = 1 & if \Delta T_e > h_{T_e} \\ ftrq = 0 & if - h_{T_e} \leq \Delta T_e \leq h_{T_e} \\ ctrq = -1 & if \Delta T_e < -h_{T_e} \end{cases}$$

 h_{T_e} est la bande d'hystérésis du couple.

L'erreur de couple est définie par la différence entre les valeurs de référence du couple et les valeurs réelles estimées.

$$\Delta T_e = T_{e_{ref}} - T_{e_{est}} \tag{4.31}$$

4.4.2. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique :

4.4.2.1 Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique se fait généralement par l'intégration de la back-emf (force électromotrice). Les composantes du flux statorique peuvent être exprimées à l'aide des tensions et courants statoriques dans le référentiel stationnaire (α , β) par [4.35] :

$$\begin{cases} \Psi_{\alpha s} = \int_0^t (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \\ \Psi_{\beta s} = \int_0^t (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \end{cases}$$
(4.32)

L'amplitude et l'angle de flux du stator peuvent être calculés comme suit :

$$\left|\Psi_{s_{est}}\right| = \sqrt{\Psi_{\alpha s}^{2} + \Psi_{\beta s}^{2}} \tag{4.33}$$

$$\theta_s = \tan^{-1}(\frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}}) \tag{4.34}$$

Les composantes de la tension statorique $(v_{\alpha s}, v_{\beta s})$ sont obtenues en appliquant la transformation de Concordia sur la tension de sortie de l'onduleur triphasé [4.19].

$$\begin{bmatrix} Vs\alpha\\ Vs\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2\\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Vsa\\ Vsb\\ Vsc \end{bmatrix}$$
(4.35)

Les tensions de sortie de l'onduleur qui sont les tensions d'entrée du stator de l'IM sont données par :

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_{sb} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_b - S_c - S_a) \\ V_{sc} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_c - S_a - S_b) \end{cases}$$
(4.36)

Les composantes des courants statoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$ peuvent également être obtenues en appliquant la transformation de Concordia sur les courants mesurés :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases}$$
(4.37)

4.4.2.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique produit du moteur à induction peut être déterminé à l'aide du produit croisé des grandeurs du stator (c'est-à-dire le flux du stator et les courants du stator). La formule de couple est exprimée comme suit :

$$T_{e_{est}} = (3/2) p \left(\Psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \Psi_{\beta s} i_{\alpha s} \right)$$
(4.38)

4.4.3. Construction de la table de commutation et conception de l'algorithme de contrôle4.4.3.1. Table de commutation à six secteurs :

Pour maintenir une commande découplée, une paire de comparateurs à hystérésis reçoit les erreurs de flux statorique et de couple en tant qu'entrées. Ensuite, les sorties des comparateurs déterminent la sélection de vecteur de tension appropriée [4.13; 4.20]. Cependant, le choix du vecteur de tension ne dépend pas seulement de la sortie des contrôleurs d'hystérésis, mais également de la position du vecteur de flux du stator. Ainsi, la trajectoire du vecteur de flux statorique circulaire sera divisée en six secteurs symétriques [4.21; 4.22].

Où : secteur 1 :11 $\pi/6 \le \theta_s < \pi/6$, secteur 2 : $\pi/6 \le \theta_s < \pi/2$,..., secteur 6 : $3\pi/2 \le \theta_s < 11\pi/6$,



Figure.4.16 Sélection du vecteur de tension lorsque le vecteur du flux statorique est situé dans le secteur i.

Quand le vecteur flux stator est situé dans le secteur i on a [4.22] :

- Si V_{i+1} est selectionné, Ψ_s augmente et T_e augmente.
- Si V_{i-1} est selectionné, Ψ_s augmente et T_e diminue.
- Si V_{i+2} est selectionné, Ψ_s diminue et T_e augmente.
- Si V_{i-2} est selectionné, Ψ_s diminue et T_e diminue.

Pour chaque secteur, les vecteurs (V_i et V_{i+3}) ne sont pas considérés car tous les deux peuvent augmenter ou diminuer le couple dans le même secteur selon la position du vecteur flux sur le premier ou le deuxième secteur [4.23]. Si les vecteurs nuls V_0 et V_7 sont sélectionnés, le flux statorique s'arrêtera de bouger et son amplitude ne changera pas, le couple électromagnétique diminuera, mais pas autant que lorsque les vecteurs de tension actifs sont sélectionnés [4.24],[4.33]. La table de commutation pour DTC qui a été proposée par Takahashi est présentée dans le tableau 4.3:

Z		1	2	3	4	5	6
C_{Ψ_S}	$C_{T_e} = 1$	V_2	V ₃	V_4	V_5	V_6	\mathbf{V}_1
= 1	$C_{T_e}=0$	V ₇	\mathbf{V}_0	V ₇	\mathbf{V}_0	V ₇	\mathbf{V}_0
	C_{T_e}	V_6	\mathbf{V}_1	V_2	V ₃	V_4	V ₅
	= -1						
$C_{\Psi_s} = 0$	$C_{T_e} = 1$	V ₃	V_4	V ₅	V_6	\mathbf{V}_1	\mathbf{V}_2
	$C_{T_e}=0$	\mathbf{V}_0	V ₇	\mathbf{V}_0	\mathbf{V}_7	\mathbf{V}_0	\mathbf{V}_7
	C_{T_e}	V_5	V_6	\mathbf{V}_1	V_2	V ₃	V_4
	= -1						

Tableau 4.3 Tableau de correspondance pour le contrôle de couple direct de base [4.34].

4.4.4. Schéma global du couple direct de base

Le schéma de contrôle global de la stratégie de contrôle de couple direct de base est illustré dans la Figure 4.17. Il est composé de : boucle de régulation de vitesse par contrôleur PI, contrôleurs d'hystérésis de flux et du couple, table de commutation, une association de l'onduleur-Moteur à Induction, blocs de calcul de tension et de courant avec transformation 3/2 (Concordia) et flux/couple estimateurs avec détermination de position/secteur.



Figure.4.17. Stratégie de contrôle de couple direct de base.

4.5. Régulation Proportionnelle-Intégrale avec Anti-Windup (PIAW)

Le PIAW illustré à la Figure 4.18 est différent de celui ci-dessus. Le PI classique peut conduire à un mauvais comportement à cause du phénomène de 'Windup' [4.25]. L'origine de ce phénomène est le fait que la commande calculée par le régulateur est différente de celle appliquée réellement au système, si le signal de commande dépasse la valeur assignée dans le limiteur, l'intégrateur continu à intégrer l'erreur quelle que soit la réponse du système, cela provoque une amplification importante de la commande difficile à l'affaiblir rapidement, ce qui entraîne un dépassement considérable au cours de la saturation pourrait même déstabiliser le système, [4.26]. Le PI Anti-Windup contient une configuration avancée capable d'améliorer la qualité du contrôle. En fait, le contrôleur PI anti-Windup est utilisé pour minimiser la dégradation des performances qui se produit en raison de l'effet de « windup » dans le contrôleur PI conventionnel la figure (4.18) montre la configuration utilisée dans notre travail. La valeur du gain G inverse du gain proportionnel K_p. [4.27]. Dans le contrôleur PI anti-Windup l'entrée vers l'intégrateur est la différence entre la sortie saturée et l'entrée non saturée. Il produit des performances améliorées par rapport au contrôleur PI normal, [4.28]. La méthode de placement des pôles est utilisée pour déterminer les gains du contrôleur (Annexe C).



Figure.4.18. Contrôleur PI avec boucle anti-Windup.

La relation entre G et K_p est donnée par l'équation (4.39).

$$G = 1/K_p \tag{4.39}$$

4.6. Contrôleur de vitesse en mode glissant

Pour augmenter la réponse de vitesse de l'IM, IP avec anti-windup a été remplacé par SMC dans cette application. Le modèle schématique du contrôleur de vitesse en mode glissant est illustré à la figure 4.19.



Figure.4.19. Modèle schématique du contrôleur de vitesse en mode glissant

Le principe du contrôleur SMC est de définir une loi de contrôle de commutation à grande

vitesse pour conduire la trajectoire d'état non linéaire sur une surface de commutation et maintenir la trajectoire d'état sur une surface glissante pendant tout intervalle de temps ultérieur [4.29]. La réponse du système dans le plan de phase est forcée de suivre une surface de glissement. La dynamique de la vitesse d'erreur 'eor' et sa dérivée ' Δ eor' doivent être ramené à zéro le long de la surface de glissement S(t) = 0. Dans le domaine temporel, la réponse correspondante décroît de façon exponentielle jusqu'à zéro. Sa constante de temps (λ) dépend de la pente de la surface de glissement et le signal de commande force la réponse à glisser sur la surface de glissement, et l'erreur d'état du système reste toujours à l'état zéro [4.30]. Ce processus de commutation est facilement mis en œuvre en utilisant les gains positifs et négatifs du contrôleur dans les deux sens. L'erreur système est non seulement nulle, mais également indépendante des paramètres IM. La conception du contrôleur SMC commence par définir la vitesse d'erreur comme :

$$e\Omega = \Omega_{ref} - \Omega \tag{4.40}$$

L'équation mécanique du moteur à induction est :

$$T_e - T_p = f\Omega + j\frac{d\Omega}{dt} \tag{4.41}$$

De l'équation (4.41), nous pouvons déduire :

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{f}{j}\Omega + \frac{1}{j}(T_e - T_p) \tag{4.42}$$

Avec : $a = \frac{f}{j}; d = \frac{T_p}{j}$ et $b = \frac{1}{j}$

L'équation électromécanique (4.42) considérée avec des incertitudes est représentée par l'équation (4.43) :

$$\frac{d\Omega}{dt} = -a\Omega + bT_e - d = -(a + \Delta a)\Omega + (b + \Delta b)T_e - (d + \Delta d) = f(t) + x(t)$$
(4.43)

D'où $f(t) = -a\Omega + bT_e - d$; $x(t) = -\Delta a\Omega + \Delta bT_e - \Delta d$ et $\Delta a, \Delta b$ et Δd désignent le perturbations externes et incertitudes des termes a, b et d, respectivement.

Prenant la dérivée temporelle de l'équation de vitesse d'erreur (4.40) et en remplaçant l'expression de Ω de l'équation (4.43) donne :

$$\frac{de\Omega}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - (f(t) + x(t))$$
(4.44)

La surface de glissement s(t) = 0 avec des composants intégraux peut être définie comme :

$$\delta(t) = e\Omega(t) + \lambda \int_0^t e\Omega(t) = 0 \ \lambda > 0 \tag{4.45}$$

Où λ est le gain constant positif et cela dépend de la bande passante du système.

En prenant la dérivée temporelle de la surface de glissement $\delta(t) = 0$ dans l'équation (4.45), la dynamique d'erreur au niveau de la surface de glissement $\delta(t) = 0$ sera forcée de décroître exponentiellement jusqu'à zéro :

$$\frac{d\delta(t)}{dt} = \frac{de\Omega}{dt} + \lambda e\Omega = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - f(t) - x(t) + \lambda e\Omega = 0$$
(4.46)

La meilleure approximation du contrôle d'entrée sans incertitudes est exprimée par :

$$\frac{d\delta(t)}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - f(t) + \lambda e\Omega = h(t)$$
(4.47)

La loi du contrôle en mode glissant peut-être trouvée en utilisant la théorie de Lyapunov et en définissant le Lyapunov fonctionne comme

$$v = \frac{1}{2}\delta^2 \tag{4.48}$$

Selon la méthode de Lyapunov, on constate que V(t) est clairement définie positive et que la dérivée de V(t) est définie négative.

Cela signifie que la trajectoire de l'état sera conduite et attirée vers la ligne de glissement « δ » et qu'une fois qu'elle aura atteint la surface de glissement, elle restera sur cette surface de glissement. En prenant la dérivée temporelle de la fonction Lyapunov dans l'équation (4.48) et en remplaçant la surface de glissement δ = 0, la fonction Lyapunov est donnée par :

$$\frac{dv}{dt} = \delta \frac{d\delta}{dt} = \delta(h(t)) \tag{4.49}$$

Cette dérivée est définie négative si

$$h(t) \begin{cases} < 0 \quad for \quad \delta > 0 \\ = 0 \quad for \quad \delta = 0 \\ > 0 \quad for \quad \delta < 0 \end{cases}$$
(4.50)

Avec $h(t) = -bT_e + (\frac{d\Omega_{ref}}{dt} + a\Omega + d + \lambda e\Omega)$

$$T_e = \frac{1}{b} \left(\frac{d\Omega_{ref}}{dt} + a\Omega + d + \lambda e\Omega \right)$$
(4.51)

La loi de commande de commutation est définie comme :

$$u_{s} = -\beta \, sgn(\delta); sgn(\delta) = \begin{cases} -1 for & \delta < 0\\ +1 for & \delta > 0 \end{cases}$$
(4.52)

où, sgn (δ) est la fonction signum ' δ ' et ' β ' est une constante positive du gain de commutation du controleur SMC et doit être supérieur aux incertitudes totales présentes dans le modèle correspondant garanti par le principe de stabilité de Lyapunov.

 $\ll u_{eq} \gg$ est le meilleur contrôle d'entrée d'approximation sans incertitudes. Ensuite, le contrôleur de vitesse en mode glissant est désigné comme :

$$T_{e} = U_{eq} + U_{s}; T_{e} = \frac{1}{b} \left(\frac{d\Omega_{ref}}{dt} + a\Omega + d + \lambda e\Omega - \beta sng(\delta) \right) = T_{e_{ref}}$$
(4.53)

Figure.4.20. Fonction de commutation en mode glissant.

4.7.Optimisateur de vitesse :

La puissance maximale est extraite du GPV via le MPPT. L'optimiseur de vitesse permet d'alimenter la pompe centrifuge avec une puissance maximale en ajustant la vitesse du rotor de l'IM en fonction de la puissance du GPV. [4.31] En négligeant les frottements et les pertes, la puissance du moteur à induction peut s'exprimer comme suit [4.31, 4.32]

$$P = K_p \cdot \Omega^3$$

Ainsi, la vitesse de référence Ω_{ref} peut être exprimée par :

$$\Omega_{ref} = \sqrt[3]{\frac{P_{opt}}{K_p}} \tag{4.54}$$

4.8. Simulation du système de pompage photovoltaïque utilisant la commande vectorielle indirecte :

4.8.1. Essai sous rayonnement constant :

Dans cette partie on va illustrer les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté associé par le régulateur PI avec anti-windup pour le système de pompage photovoltaïque sous une irradiation fixe (1000W/m²).



















La figure 4.21 représente l'allure du couple du moteur. L'oscillation de couple est l'élément marquant de la courbe, il atteint une valeur maximale de l'ordre de quatre fois le couple nominal. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après le régime transitoire, il tend vers la valeur du couple de la pompe.

La figure 4.22 représente les flux rotoriques des axes d et q. On remarque que le flux d'axe q est nul comme souhaité et le flux d'axe d correspond à la consigne après un court dépassement au régime transitoire. La figure 4.23 montre les allures des courants statoriques des axes d et q.

La figure 4.24 montre l'allure de la vitesse qui suit sa référence parfaitement au régime permanent (1480 tr/min) à partir d'une seconde.

Les figures 4.25 et 4.26 représentent les caractéristiques de la pompe telle que le débit et la hauteur manométrique pour une irradiation de 1000w/m². Le débit augmente durant le régime transitoire jusqu'à 1s où il atteint 13m³/h par contre la hauteur manométrique se stabilise à 70m.

4.8.2. Essai sous rayonnement variable :

L'illustration des résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté associé par le régulateur PI avec anti-windup pour le système de pompage photovoltaïque est faite cette fois-ci sous une irradiation variable (600-1000-800(W/m²)) (figure 4.27).

On voit clairement d'après la figure 4.28 que l'allure du couple électromagnétique varie selon la variation de l'irradiation et qu'entre 1.5 à 3s, le couple atteint la valeur nominale qui est égale à 10N.m pour une irradiation de 1000w/m².

La figure 4.29 représente les flux rotoriques des axes d et q. Nous voyons que le flux d'axe q est nul comme souhaité et le flux d'axe d correspond à la consigne après un dépassement au régime transitoire tandis que la figure 4.30 montre les allures des courant statoriques des axes d et q.

La Figure 4.31 montre l'allure de la vitesse qui suit sa référence durant le régime permanent peu n'importe la variation de l'irradiation.

Les figures 4.32 et 4.33 représentent les caractéristiques de la pompe telles que le débit et la hauteur manométriques, qui varient suite aux variation de l'irradiation ce qui montre le bon fonctionnement de notre système proposé.

























Figure.4.32. Débit de la pompe.



Figure.4.33. Hauteur manométrique.

4.9. Simulation du système de pompage photovoltaïque utilisant le contrôle direct du couple (DTC) :

Le schéma bloc de la simulation du système de pompage complet avec la commande DTC classique est présenté ci-dessous (figure. 4.34) et qui est développé dans l'environnement MATLAB.



Figure.4.34. Bloc de simulation du système de pompage complet utilisant le contrôle direct du

4.9.1. Essai sous rayonnement constant :

Dans cette partie on va illustrer les résultats de simulation de la DTC classique associé par le régulateur PI avec anti-windup et en le comparant avec le régulateur de vitesse en mode glissant (SMC) pour le système de pompage photovoltaïque sous une irradiation fixe (1000W/m²). Tout d'abord, on a combiné la commande DTC avec le régulateur de vitesse PI avec anti-windup puis remplacé ce dernier par un régulateur en mode glissant (SMC).



Figure.4.35. Couple électromagnétique avec le régulateur PI avec anti-windup.



Figure.4.36. Couple électromagnétique avec le régulateur en mode glissant.





Figure.4.39 Vitesse du moteur à induction.



Figure.4.40.Débit de la pompe.

La figure 4.35 décrit l'allure du coulpe électromagnétique, après un pic transitoire, le couple électromagnétique chute presque instantanément à une quantité constante en régime permanent avec quelques oscillations tandis que dans la figure 4.36, la diminution du couple est plus rapide et il est donc clair que l'efficacité du SMC à terme du temps de réponse est plus rapide que l'anti-windup.

La figure 4.37 montre le comportement du flux du stator qui se stabilise à 1Wb.

La figure 4.38 montre le comportement des courants statoriques au régime transitoire et permanent. On remarque un fort appel de courant au démarrage et durant le régime permanent, un courant sinusoïdal d'amplitude constante est obtenu.

Les figures 4.39 et 4.40 montrent respectivement la vitesse du moteur à induction (IM), le débit d'eau pour les deux techniques. Le comportement de vitesse obtenu en utilisant DTC avec SMC prend 0,25 s pour atteindre la référence sans dépassement tandis que la technique DTC avec PI avec anti-windup prend près de 0,7s. En conséquence, il y a une amélioration notable du temps de réponse du débit d'eau de la pompe en utilisant le régulateur DTC avec SMC.

4.9.2. Essai sous rayonnement variable :

Chapitre 4

Dans cette partie on va également montrer les résultats de simulation de la DTC classique associé par le régulateur PI avec anti-windup et en le comparant avec le régulateur de vitesse en mode glissant pour le système de pompage photovoltaïque mais cette fois-ci sous une irradiation variable (600-1000-800W/m²).

Les figure 4.41 et 4.42 décrivent l'allure du coulpe électromagnétique, Après un pic transitoire, le couple électromagnétique tend vers le couple de la pompe. Les deux couples réagissent parfaitement aux variation de l'irradiation.

Le flux du stator, figure 4.43, se maintient à sa référence 1wb, tandis qu'à la figure 4.44, les courants statoriques triphasés varient selon le changement de l'irradiation.

La figure 4.44 montre le comportement des courants statoriques, On remarque que le courant est affecté par le changement de l'irradiation.

Les figures 4.45 et 4.46 montrent respectivement la vitesse du moteur à induction (IM) et le débit d'eau pour les deux techniques, il y a une nette amélioration du temps de réponse de la vitesse et du débit d'eau de la pompe du régulateur DTC avec SMC par rapport au régulateur PI avec anti-windup.



Figure.4.41. Couple électromagnétique avec le régulateur PI avec anti-windup.



Figure.4.42. Couple électromagnétique avec le régulateur en mode glissant.



Figure.4.45. Vitesse du moteur à induction.


Figure.4.46. Débit de la pompe.

4.9 Conclusion :

Chapitre 4

Ce chapitre présentait une revue théorique de quelques notions de base sur la commande vectorielle indirecte, ensuite, les principes généraux sur la commande directe du couple puis une synthèse des correcteurs proportionnelle-Intégrale avec Anti-windup et régulateur de vitesse avec mode glissant. Enfin, les résultats de simulation du système complet de pompage photovoltaïque en boucle fermée sont présentés utilisant les deux commandes mentionnées. Les résultats montrent que l'adoption du DTC avec régulateur de la vitesse en mode glissant a amélioré la vitesse du moteur ainsi que le débit d'eau.

Dans le chapitre suivant, on va optimiser le système complet du pompage photovoltaïque en boucle fermée utilisant des commandes intelligentes et robustes telle que le contrôle direct du couple avec le mode glissant et l'hybridation du DTC avec le régulateur à logique floue afin de répondre aux besoins d'irrigation d'un verger de pommiers après un bref dimensionnement de ce dernier.

CHAPITRE 5

Optimisation d'un système de pompage PV à base des régulateurs robustes.

5.1. Introduction

Dans les systèmes photovoltaïques, le contrôle direct du couple permet d'obtenir des réponses rapides, d'excellentes performances et moins de variations d'état stable pour les variations de température et les variations soudaines d'éclairement énergétique, augmentant ainsi l'énergie extraite avec succès du générateur photovoltaïque (GPV) par rapport à d'autres types de contrôle, en particulier le contrôle vectoriel [5.1].

Malgré sa simplicité et sa robustesse, le DTC classique présente de nombreux défauts ; les ondulations élevées de flux et du couple électromagnétique sont causés par l'utilisation de contrôleurs d'hystérésis. Cela provoque des vibrations mécaniques et des bruits acoustiques défavorables, ce qui réduit finalement les performances de la machine. Par conséquent, les ondulations de couple et de flux élevées des appareils, les distorsions de courant et la fréquence de commutation variable pourraient dégrader la qualité de la puissance de sortie [5.2].

La logique floue fait partie des méthodologies intelligentes, elle est introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances telles que la base des règles et les fonctions d'appartenance qui sont construites par l'introduction des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain [5.3].

Pour fournir une commande hybride, il est proposé de combiner les deux stratégies : la commande directe de couple et la commande par mode glissant (SMC). De plus, la base de cette technologie est de remplacer les régulateurs d'hystérésis dans le DTC standard par un gain de commutation discontinu de mode glissant. Il est également proposé de combiner le contrôle DTC avec un contrôleur à logique floue pour améliorer les performances du DTC afin que le système de pompage d'eau fonctionne mieux où les blocs de logique floue ont remplacé la table de commutation et les contrôleurs d'hystérésis. La commande par mode glissant a également été examinée dans ce travail pour résoudre l'inconvénient des régulateurs PI.

Le système de pompage photovoltaïque basé sur la combinaison de régulateurs intelligents (SMC et DTC) et (FLC et DTC) pour contrôler IM qui pilote une pompe centrifuge est destiné à répondre aux besoins d'irrigation de 10 hectares d'un verger de pommiers dans un site isolé à Saida Algérie. Pour développer un modèle de simulation complet de la configuration PVPS proposée dans des conditions climatiques réelles, MATLAB Simulink est utilisé.

5.2. Dimensionnement du système de pompage photovoltaïque

5.2.1. Description de la situation étudiée

Le système est destiné à arroser un verger de pommiers de 10 hectars pendant la saison de croissance (mars à septembre). Ce verger est irrigué pendant 8 h, et il est divisé en deux parties: chaque partie est irriguée pendant 4h de 10h à 18h ce qui facilite le fonctionnement de la pompe solaire au fil du soleil (figure.5.1).



Figure 5.1. Représentation schématique du système PVP.

Les panneaux photovoltaïques absorbent de l'énergie solaire et la transforment en électricité, pour alimenter le moteur à induction qui à son tour entraine la pompe à eau qui transférera l'eau d'un puit d'une profondeur de 20 m vers un système d'irrigation goutte à goutte. La quantité d'eau nécessaire pour un hectare planté de 1000 arbres est de 2m³/h. Ainsi, l'eau nécessaire pour 5 ha est de 10m³/h. Le système proposé est construit de telle manière qu'il fonctionne toujours de manière satisfaisante quelle que soit la variation d'ensoleillement. Le dimensionnement du système de pompage est fait de la manière suivante :

La puissance électrique nécessaire à la pompe est calculée par [5.4] :

$$P_e = \frac{C_h \cdot Q \cdot H_{mt}}{\eta} \tag{5.1}$$

Où C_h est la constante hydraulique et elle est donnée par :

$$C_h = \frac{g.\rho}{3600} \tag{5.2}$$

Où g est la gravité terrestre (9.81 m/s^2) et ρ est la densité de l'eau (1000 Kg/m^3) . Le nombre totale de modules PV, N_{Tot} est calculé par :

$$N_{Tot} = \frac{P_{PV}}{P_{mod}}$$
(5.3)

Où P_{mod} est la puissance de crête d'un seul module. Pour calculer la puissance de crête P_{PV} du PVG, il est nécessaire de déterminer la quantité d'énergie électrique E_{elec} utilisée pour chaque zone de terrain, qui prend jusqu'à quatre heures par jour pour pomper ($T_{pompe}=4$ h), ainsi on a :

$$E_{elec} = P_e. T_{pompe} \tag{5.4}$$

La puissance crête du champ photovoltaïque P_{PV} est alors :

$$P_{pv} = \frac{E_{elec}}{K.G} \tag{5.5}$$

Où K est pris 0,6 dans notre cas, c'est un coefficient basé sur la variabilité du temps, l'angle auquel les panneaux solaires font face au soleil, et l'efficacité globale du système PV et l'irradiation moyenne quotidienne est G qui est approximativement égale à 5.8kwh/m² pour la ville de Saida.

Les résultats de dimensionnement sont ainsi résumés dans le tableau 5.2.

Pour alimenter une motopompe à induction de 2,5 kW, le générateur photovoltaïque est composé de deux modules parallèles et de huit modules série. L'annexe identifie le générateur photovoltaïque, le convertisseur élévateur et les paramètres du moteur à induction. Les spécifications du verger de pommiers sont présentées dans le tableau 5.1.

Symbole	Designation
Q	Débit de pompage 10 m ³ par heure.
T _{fonct}	Le temps de fonctionnement quotidien est de 8h
H_{mt}	Hauteur manomérique (40mWC 'meter of water column)
C_h	Constante hydraulique (2,725)
η	44% Efficacité de la moto-pompe
k	Coefficient de correction (0.555-0.75)

Tableau 5.1. Spécifications du verger de pommiers

Le tableau 5.2 résume les résultats de dimensionnement :

Tableau 5.2. Résultat de dimensionnement du système de pompage

Parametre de dimensionnement	Valeurs
Rendement du moto-pompe (%)	44
La puissance électrique requise par la pompe P_e (W)	2477
Énergie électrique E_{elec} (Wh/j)	9908
La puissance crête du GPV PPV (W)	2847
Le nombre des panneaux Photovoltaïques N_{Tot}	16

5.3. Description du contrôle directe du couple basé sur le mode glissant

5.3.1.Principe de commande par mode glissant

La commande mode glissant est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. La conception du contrôle par mode glissant est principalement réalisée en deux parties. Dans la première phase, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien et le glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure (5.2),[5.5]



Figure.5.2. Principe de la trajectoire d'état en régime de mode glissant.

Nous considérons une classe de système non-linéaire, des systèmes dont l'évolution est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{cases} x^{n} = f(x,t) + B(x,t). u(t) \\ y0 = h(x,t) \end{cases}$$
(5.6)

 $x = [x, \dots, x^{(n-1)}]$: le vecteur d'état.

5.3.1.1. Choix de surface

La surface de glissement S(x)=0 représente le comportement dynamique désiré du système. Stoline propose une forme générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur désirée x_{ref} cette fonction est donnée par l'équation :

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x)$$
(5.7)

s(x): Est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse "e" tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

Pour :

$$r = 1: s(x) = e(x)$$

$$r = 2: s(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$$

$$r = 3: s(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$$
(5.8)

Pour r >1, s(x) = 0 est une équation différentielle linéaire dont la réponse e(x) tend vers zéro pour un choix correct du gain λ_x .

5.3.1.2. Conditions de convergence

On présente deux types de conditions qui sont :

• Approche directe proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin:

$$s(x).\dot{s}(x) < 0 \tag{5.9}$$

• La fonction de Lyapunov En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2}s^2(x)$$
(5.10)

Sa dérivée sera :

$$\dot{V}(x) = s(x).\dot{s}(x) \tag{5.11}$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer que :

$$\dot{V}(x) = s(x).\dot{s}(x) < 0 \tag{5.12}$$

• Calcul de la commande d'après la littérature, il y a trois types de structures très répandues :

- La commutation au niveau de l'organe de commande par relais.
- La commutation au niveau d'une contre réaction linéaire à gains commutés.
- La commutation au niveau de l'organe de commande équivalente.



Figure .5.3. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Cette dernière structure est conservée, qui est la structure la plus utilisée pour le contrôle des moteurs électriques, dont le principe est montré dans la figure 5.3, [5.5]

5.3.2. Contrôle directe du couple basé sur le mode glissant :

La technique DTC suggérée utilise des contrôleurs de flux et de couple par mode glissant, Bien que l'hystérésis soit simple, elle présente certains inconvénients tels qu'une ondulation de couple élevée. Aussi, la largeur de bande d'hystérésis doit être bien choisie ; par conséquent, la bande d'hystérésis de flux affecte principalement la distorsion du courant statorique. Ce sont les raisons pour lesquelles les contrôleurs à hystérésis ont été remplacés par des contrôleurs à mode glissant, où ils ont été utilisés pour obtenir des actions de contrôle de couple et de flux sans ondulations, robustes et rapides. Le schéma globale du système est illustré dans la figure(5.4)



Figure.5.4. Illustration schématique du système global basé sur SM-DTC [5.15].

Le mode glissant est également utilisé dans le contrôle de la vitesse. L'objectif principal des contrôleurs par mode glissant (SMC) est d'obtenir un contrôle rapide et précis du couple, du flux et de la vitesse. Les contrôleurs seront discutés par la suite :

5.3.2.1. Contrôleur de flux par mode glissant

Basé sur la commande de référence de l'amplitude du flux, ce contrôleur est destiné à contrôler le flux statorique Ψ_S . En conséquence, la surface de glissement du contrôleur de flux est créée de manière à ce que l'erreur de flux E_{Ψ_S} ou la différence entre le flux mesuré et le flux de référence devienne nulle [5.6],[5.15][5.16]. L'équation (5.14) fournit la surface de glissement du contrôleur de flux.

$$u = u_{eq} + u_n \tag{5.13}$$

$$\delta_{\Psi_S} = E_{\Psi_S} + K_{\Psi_S} \int E_{\Psi_S} dt \tag{5.14}$$

Où $E_{\Psi_S} = \Psi_{S_{ref}} - \Psi_{S_{est}}$ et K_{Ψ_S} est une constante de conception du contrôleur.

 $\delta_{\Psi s} = 0$ si le système reste en surface. Par conséquent, la dérivée temporelle des surfaces de glissement sera égale à zéro, donc la dérivée temporelle de (5.14) est :

$$\frac{dE_{\Psi_S}}{dt} = K_{\Psi_S}.\,dE_{\Psi_S} \tag{5.15}$$

Le schéma fonctionnel du contrôleur de flux en mode glissant est illustré à la Figure 5.5.



Figure.5.5. Schéma fonctionnel du contrôleur de flux en mode glissant.

5.3.2.2. Contrôleur de couple par mode glissant

De plus, un contrôleur à mode glissant est un contrôleur de couple. Il est conçu pour contrôler le couple moteur. La différence entre le couple mesuré et le couple de référence E_{Te} est appliquée à ce contrôleur, et il est construit de telle manière que les surfaces de glissement forcent le couple moteur Te_{ref} à correspondre au couple de référence Te_{est} . La surface de glissement du contrôleur est, [5.6],[5.15] [5.16] :

$$\delta_{Te} = E_{Te} + K_{Te} \int E_{Te} dt \tag{5.16}$$

Où $E_{Te} = Te_{ref} - Te_{est}$ et K_{Te} est une constante de conception du contrôleur. Si le mode de glissement existe, alors $\delta_{Te} = 0$, et la dérivée temporelle de la surface de glissement δ_{Te} sera également nulle. Par conséquent, la dérivée temporelle de eq(5.16) est :

$$\frac{dE_{Te}}{dt} = K_{Te}.\,dE_{Te} \tag{5.17}$$

La surface de glissement est atteinte par une convergence exponentielle de dE_{Te} avec un taux de K_{Te} , qui est la solution de la dynamique du premier ordre. Le schéma du contrôleur de couple est illustré à la Figure.5.6.



Figure.5.6. Schéma du contrôleur de couple en mode glissant.

5.4. Le contrôle direct du couple basé sur la logique floue

5.4.1.Principe de la logique floue :

Le principe de réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine du fait que les variables traitées ne sont pas des variables logiques mais des variables linguistiques, proches du langage humain. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système [5.7]. Toute une série de notions fondamentales est développée dans la logique floue. Ces notions permettent de démontrer et de justifier certains principes de base.

5.4.2.DTC basé sur la logique floue :

La raison derrière l'utilisation de la logique floue est le phénomène « chattering » causé par les gains du contrôleur en mode glissant. La figure 5.7 décrit le système étudié :



Figure.5.7. Illustration schématique du système global basé sur F-DTC [5.14].

Les blocs de logique floue ont remplacé les tables de commutation et les contrôleurs d'hystérésis afin d'améliorer la précision et de réduire les ondulations du couple et du flux électromagnétique [5.8]. La figure 5.8 illustre le contrôleur suggéré, qui est conçu pour fournir le vecteur optimal requis pour produire les changements de couple et de flux appropriés. La structure du FDTC a en interne trois entrées et trois sorties. Les entrées sont l'erreur de couple électromagnétique E_{Te} , l'erreur de flux statorique $E_{\Psi s}$ et la position de flux Θ_s . Les sorties sont trois grandeurs de commutation (S_a, S_b, S_c) des commutateurs de l'onduleur à deux niveaux, [5.9],[5.10].



Figure.5.8 Schéma du contrôleur flou proposé [5.14].

Le contrôleur flou surveille les signaux d'erreurs et l'angle d'identification du secteur, et modifie le vecteur de tension de sortie en conséquence, garantissant que le couple électromagnétique et le flux du stator sont conformes à leurs références, [5.11].

$$\theta_{s} = \operatorname{arctg}(\frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha}}) \tag{5.18}$$

$$E_{Te} = T_{e_{ref}} - T_{e_{est}} \tag{5.19}$$

$$E_{\Psi s} = \Psi_{sref} - \Psi_{sest} \tag{5.20}$$

Les étapes suivantes doivent être complétées afin de concevoir un système d'inférence floue :

Fuzzification: L'univers de discours de position de flux est numéroté de un à six (1 à 6 ensembles flous), pour tous les angles θi la fonction d'appartenance triangulaire est utilisée, tandis que l'erreur de couple électromagnétique est présentée en trois ensembles (erreur de couple positive, nulle et négative (P, Z et N, respectivement) ; pour Z, on utilise la fonction d'appartenance triangulaire et P et N sont trapézoïdaux, de l'autre côté, l'erreur de flux est séparée en deux ensembles flous (erreur de flux positive et négative (P et N respectivement)). Pour P et N, nous utilisons des fonctions d'appartenance trapézoïdales. Chaque sortie est divisée en deux ensembles (0 et 1), avec des fonctions d'appartenance déterminées par des formes trapézoïdales.

Règles floues: En se basant sur la table de commutation du DTC, les règles sont conçues. La figure 5.8 illustre les règles floues, les ensembles d'appartenance de sortie et d'entrée, l'objectif est de fournir les variables de sortie du contrôleur en fonction des variables d'entrée, [5.12].

Défuzzification: la mise en œuvre simple avec de meilleurs résultats a conduit à sélectionner la technique de Mamdani avec le choix Max-Min, qui est également prouvée dans plusieurs articles tels que [5.12].

5.5. Simulation :

Les figures (5.9 et 5.10) représentent les schémas bloc de la simulation du système de pompage complet avec les différentes commandes suggérées (commande SM-DTC et commande F-DTC) développée dans l'environnement MATLAB.



Figure.5.9. Bloc de simulation du système de pompage utilisant la commande SM-DTC.



Figure.5.10. Bloc de simulation du système de pompage utilisant la commande F-DTC.

Le logiciel MATLAB est utilisé pour évaluer les performances et la robustesse du système étudié. Dans cette simulation, seize panneaux PV sont utilisés. Pour acquérir le maximum de puissance pour faire fonctionner le moteur à induction de 2,5 kW, huit des panneaux sont connectés en série et qui sont en même temps parallèle avec un autre groupe de huit panneaux pour former les 16 panneaux d'une puissance de 3040 W.

La simulation a été effectué en trois différents essais.

Le premier essai permet d'évaluer la dynamique d'un système de pompage photovoltaïque sous rayonnement constant 1000 W/m² tandis que le deuxième est effectués sous rayonnement variable. Dans le dernier test, nous évaluons le système dans les conditions de radiations réelles pour l'irrigation d'un verger de pommiers.

Les résultats de simulation obtenus pour les trois différents essais, en utilisant les deux blocs figure 5.9 et figure 5.10 respectivement. Tout d'abord, essais sous rayonnement constant.







Figure.5.16 Puissance hydraulique.



Figure.5.18.L'analyse FFT du courant de phase utilisant DTC avec le mode glissant.



Figure.5.19. L'analyse FFT du courant de phase utilisant DTC basé sur la logique floue.

La figure 5.11 montre l'allure du coulpe du moteur à induction sous irradiation fixe 1000w/m². Il est clair d'après cette figure que le régulateur SM-DTC minimise les ondulations de couple par rapport au DTC conventionnel, tandis que la réduction des ondulations de couple avec F-DTC est la meilleure.

La figure 5.12 représente la réponse du flux statorique utilisant les trois méthodes ; on note que les ondulations du flux sont réduites avec le contrôleur F-DTC et SM-DTC.

D'après la figure 5.13, il est noté que la réponse de la vitesse du moteur avec le régulateur F-DTC est légèrement rapide comparativement avec les deux autres régulateurs.

Les figures 5.14,5.15 et 5.16 présentent les paramètres hydraulique tels que le débit, la hauteur manométrique et la puissance hydraulique respectivement. Il est clair que ces paramètres avec le contrôleur F-DTC sont améliorés en terme de rapidité.

Une analyse FFT (Fast Fourier Transform) des formes d'onde du courant du stator et du spectre de fréquence est illustrée dans les Fig. 5.17, 5.18 et 5.19 avec les trois méthodes, et il ressort que le THD du courant de phase utilisant DTC basé sur la logique floue est meilleur par rapport aux deux autres régulateurs.

5.5.2. Essai sous rayonnement variable :

Le deuxième essai permet d'évaluer la dynamique d'un système de pompage photovoltaïque sous rayonnement variable (600-1000-800W/h), (Figure.4.27).

La figure 5.20 montre l'allure du coulpe du moteur à induction sous irradiation variable, Le couple développé par le moteur suit le couple de la pompe et il est clair d'après cette figure que la réduction des ondulations de couple avec F-DTC est la meilleure.

La figure 5.21 montre l'allure de flux statorique qui suit sa référence 1Wb. Il est clair que le flux avec la méthode F-DTC est non seulement moins oscillant mais également plus rapide que les deux autres méthodes point de vue temps de réponse.

D'après la figure 5.22, il est noté que la réponse de la vitesse du moteur avec les trois régulateurs suit la vitesse de référence au régime permanent.

Les figures 5.23,5.24 et 5.25 respectivement représentent les paramètres hydraulique tels que le débit, la hauteur manométrique et la puissance hydraulique. On note que les trois contrôleurs réagissent parfaitement avec la variation de l'irradiation avec une petite amélioration point de vue rapidité du contrôleur F-DTC.



Figure.5.20 Couple développée par le moteur.





5.5.3. Sous données de radiations réelles :

Afin de s'assurer que le contrôle proposé est performant, on le teste selon les normes d'un exemple réel. L'objectif est de fournir suffisamment d'eau pour irriguer le verger de pommiers de 10 ha. La figure.3.11 présente l'irradiation mensuelle de la ville de Saida. On note que le niveau de rayonnement le plus élevé est disponible entre Mai et Août, ce qui correspond au plus fort besoin en eau du pommier en juillet-août et facilite l'irrigation sans batteries. Pour vérifier si notre système de pompage photovoltaïque répond aux besoins en eau du verger et pour évaluer sa réponse dynamique, il est proposé de l'étudier sous le rayonnement solaire d'un jour d'Août. La simulation est réalisée par MATLAB/SIMULINK.





Les allures de couple du moteur pour le DTC conventionnel, le DTC utilisant le contrôleur par mode glissant et le DTC basé sur le contrôleur de logique floue sont illustrées à la Fig.5.26. La réponse du couple clairement montre que les ondulations de couple avec la méthode utilisant le contrôleur de logique floue (F-DTC) et le contrôleur par mode glissant (SM-DTC) sont réduites de manière significative par rapport au DTC classique, quand au F-DTC est le meilleur en le comparant avec le SM-DTC.

La figure 5.27 montre les réponses de flux développé du moteur à induction. Les résultats de la simulation montrent que la réponse de l'amplitude du flux du stator avec SM-DTC et F-DTC a des oscillations plus faibles que DTC classique et une référence de suivi améliorée tandis que le flux avec F-DTC suit rapidement la référence par rapport aux autres régulateurs.

Le tableau 5.3 compare les ondulations de couple et de flux des deux techniques suggérées à celles du DTC classique, mais le F-DTC a un THD plus inferieur que le SM-DTC. Selon les résultats présentés, la technique avec FLC et SMC surpasse le DTC conventionnel en termes de réduction des ondulations de couple, du flux et la distorsion du courant.

	DTC classique	SM-DTC	F-DTC
ΔT orque (N.m)	5	2.5	2
Δ Flux (W b)	0.065	0.02	0.02
THD	16.07	11.35	10.49

Tableau 5.3 Couple, flux, et THD de DTC classique, SM-DTC et F-DTC

D'après la figure 5.28 et le zoom de la vitesse, on peut observer que la vitesse à l'aide de F-DTC suit parfaitement et rapidement la référence par rapport aux autres méthodes utilisées. Il faut également souligner l'utilité de SMC qui a remplacé le PI avec anti-windup dans le suivi précis et rapide de la référence de vitesse. Comme on peut également remarquer sur la Figure 5.29 que les variations d'irradiation affectent le débit d'eau où le débit avec la méthode F-DTC est supérieur au débit des deux autres méthodes. Concernant la figure 5.30, elle présente la hauteur manométrique qui varie selon les variations d'irradiation.

Le débit d'eau nécessaire pour irriguer le verger est de 10 m³/h, ce qui correspond au débit d'eau disponible à partir de 10h jusqu'à environ 18h tandis que la Hmt est 40m (Ceci est conforme aux exigences du verger). Cela suffit pour arroser chaque partie du verger pendant quatre heures avec une quantité d'eau suffisante, c'est le côté positif du système où il n'y aurait pas de manque d'eau, surtout au mois d'août où la quantité d'eau requise par les plantes est importante. Donc une pompe de 2.5Kw avec un débit de 13m³/h et un Hmt de 70m devrait parfaitement fonctionner (Annexe A).

Les résultats de la simulation montrent que la méthode suggérée basée sur la combinaison de logique floue et DTC offre des performances améliorées. La solution idéale était d'utiliser FLC pour MPPT afin d'assurer un meilleur fonctionnement du système proposé tel qu'il ressort des résultats. Il est clair que les stratégies de contrôle augmentent la robustesse et les performances du PVPS.

5.6. Conclusion

Pour répondre à l'irrigation du verger de pommiers, les détails des deux contrôles suggérés pour un système de pompage d'eau PV sont fournis. Le premier combine un contrôleur par mode glissant (SMC) avec la méthode DTC en remplaçant les contrôleurs à hystérésis par des contrôleurs par mode glissant et utilise également Le contrôleur par mode glissant pour la régulation de la vitesse IM. Le deuxième combine le contrôleur à logique floue avec la méthode DTC où un contrôleur à logique floue remplace les contrôleurs d'hystérésis et la table de commutation classique tandis que le contrôleur MPPT du convertisseur boost est basé sur le FLC. L'objectif est de maintenir les caractéristiques hydrauliques PVPS à leur niveau maximum, en particulier le débit d'eau, tout en conservant de bonnes et rapides performances qui peuvent être ajustées à n'importe quelle situation météorologique. Après avoir conçu et modélisé le système, il a été possible de le simuler grâce à l'utilisation des données réelles d'une journée d'Août. Les deux systèmes de pompage photovoltaïques suggérés étaient capables d'arroser les pommiers avec une quantité d'eau suffisante sans stockage de batteries.

Le PVPS avec des méthodes conventionnelles était également capable d'arroser suffisamment le verger, mais le privilège du système proposé tourne autour de la minimisation des ondulations du flux, et en réduisant la distorsion de courant grâce aux contrôleurs à logique floue et le mode glissant. De plus, le contrôleur à logique floue (F-DTC) minimise les ondulations de couple, et tous ces inconvénients traditionnels des DTC sont à l'origine du bruit acoustique et des vibrations mécaniques défavorables qui réduisent la durée de vie des PVPS. Ainsi, les résultats de la simulation valident la conception et la fonctionnalité du système de pompage utilisant F-DTC, démontrant que le SMC dans la régulation de la vitesse d'entraînement IM est un bon choix et que FLC pour MPPT améliore l'efficacité du système de pompage PV.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Notre contribution avait été d'améliorer le système de pompage photovoltaïque à boucle fermée avec des régulateurs robustes dont l'objectif est de répondre aux besoins en eau d'un verger de pommiers dans des conditions climatiques réelles.

La constatation faite aux chapitres précédents concernant les commandes, nous a mené à proposer une amélioration de la commande DTC conventionnelle et de la remplacer par la DTC associée au mode glissant (SMC) et par la DTC basée sur le régulateur à logique floue afin d'atténuer les inconvénients du DTC classique. Le système est conçu pour être performant et simple. De plus, cette étude inclut l'utilisation d'un contrôleur à logique floue dans le hacheur boost pour suivre la puissance maximale aux différentes variations météorologiques.

La DTC associée au mode glissant combine un contrôleur à mode glissant (SMC) avec la méthode DTC en remplaçant les contrôleurs à hystérésis par des contrôleurs à mode glissant et pour la régulation de la vitesse du moteur asynchrone on a utilisé le contrôleur SMC. Le deuxième contrôleur est une combinaison de logique floue avec la DTC dont lequel le contrôleur à logique floue remplace également les contrôleurs d'hystérésis et la table de commutation classique tandis que le MPPT pour le hacheur boost est basé sur la FLC. L'objectif principal est de maintenir les caractéristiques hydrauliques à leurs niveaux maximums, en particulier le débit d'eau, tout en conservant de bonnes et rapides performances qui peuvent être ajustées à n'importe quelle situation météorologique. Après avoir conçu et modélisé le système complet, la simulation pour le pompage d'eau a été effectuée grâce à l'utilisation de MATLAB en tenant compte des changements d'irradiation des données réelles d'une journée d'août. Les deux systèmes de pompage photovoltaïques suggérés étaient capables d'arroser les pommiers avec une quantité d'eau suffisante sans stockage de batteries (au-fil du soleil).

Le privilège du système le plus performant à savoir le contrôleur à logique floue (F-DTC) non seulement minimise les ondulations du flux ainsi que la distorsion du courant (ondulation du couple) mais améliore aussi les inconvénients traditionnels des DTC qui sont à l'origine du bruit acoustique et des vibrations mécaniques défavorables qui peuvent réduire la durée de vie des PVPS.

Ainsi, les résultats de la simulation valident la conception du système de pompage complet en améliorant son efficacité par l'utilisation du contrôleur à base du F-DTC, le SMC dans la régulation de la vitesse d'entraînement du moteur asynchrone et le régulateur à FLC pour la poursuite du point de puissance maximale (MPTT).

Comme perspectives :

Conclusion générale

- La validation expérimentale complète des stratégies de contrôle proposées aura un impact très positif pour cette thèse.
- Comparaison détaillée entre le système de pompage DC et AC en tenant compte de l'évaluation des coûts du système de pompage complet sera très intéressante.

ANNEXE

Annexe

Annexe A

Tableau A.1. Caractéristiques électriques du panneau DIMEL dans les conditions standards <CST> T=25°C, G=1000W /m².

Puissance maximale	190W
Tension de circuit ouvert (V _{co})	36.2V
Courant de court-circuit (I _{cc})	6.7A
Tension à la puissance maximale (V _m)	30.4V
Courant à la puissance maximale (I _m)	6.25A

Table A.3. Les Paramètres du moteur à induction.

Paramétres	Valeurs
Puissance nominale (P _N)	2500 W
Tension nominale (V _N)	400 V
Courant nominal (I _N)	4.25 A
Fréquence (f)	50HZ
Paire Pôle (p)	2
Résistance statorique (R _s)	2.5 Ω
Résistance rotorique (R _r)	2.5 Ω
Inductance du stator (L _s)	0.03 H
Inductance du rotor (L _r)	0.03 H
Inductance mutuelle (M)	0.48 H
moment d'inertie	0.025Kg.m ²
coefficient de friction visceux	0.007N.m.s/rad

Tableau. A.3 : Paramètres de la pompe centrifuge.

Puissance hydraulique	2.5 kW
Débit volumique	13 m ₃ /h
Hauteur manométrique	70 m
Rendement	44 %
Vitesse nominale	1480 tr/min

Annexe B

1. Les équations électriques réelles de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Les équations de tension des phases statoriques et rotoriques s'écrivent pour le stator [2.22]:

• Pour stator

$$\begin{cases}
v_{sa} = R_{s}i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\
v_{sb} = R_{s}i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\
v_{sc} = R_{s}i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt}
\end{cases}$$
(B.1)

• Pour rotor

$$\begin{cases} v_{ra} = 0 = R_r i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ v_{rb} = 0 = R_r i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ v_{rc} = 0 = R_r i_{rc} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \end{cases}$$
(B.2)

Ce qui peut se résumer sous la forme matricielle par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} = 0 = \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} \end{cases}$$
(B.3)

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_{s} \\ v_{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I_{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \phi_{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} R_{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s} \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I_{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \phi_{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} R_{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{r} & 0 & 0 \\ 0 & R_{r} & 0 \\ 0 & 0 & R_{r} \end{bmatrix}$$

Et :

 $[V_s] = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^T$: Vecteur des tensions instantanées des phases a, b et c statoriques. $[I_s] = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$: Vecteur des courants instantanées des phases a, b et c statoriques. $\begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur des flux instantanées des phases a, b et c statoriques.}$ $\begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur des tensions instantanées des phases a, b et c rotoriques.}$ $\begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur des courants instantanées des phases a, b et c rotoriques.}$ $\begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur des flux instantanées des phases a, b et c rotoriques.}$

 R_s et R_r : Résistance d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement.

1.2. Les équations magnétiques (la relation entre le flux et courant)

Pour le stator et rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & \|I_s\| + \begin{bmatrix} M_{sr} & \|I_r\| \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{rr} & \|I_r\| + \begin{bmatrix} M_{rs} & \|I_r\| \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} m_{ss} & m_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & m_{ss} & l_{ss} \end{bmatrix}$$
Et
$$\begin{bmatrix} L_{rr} & m_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & l_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & m_{rr} & l_{rr} \end{bmatrix}$$
(B.4)

Où la matrice des inductances statoriques et rotoriques est donnée par :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$
(B.5)

Avec :

 l_{ss} , l_{rr} : Inductances propres d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement ; m_{ss} , m_{rr} : Inductances mutuelles entre deux phases statorique et entre deux phases rotorique, respectivement ;

 m_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique ;

En raisonnant sur les équations de tensions statoriques et rotoriques ainsi que sur l'expression des flux magnétiques qui traversent ces phases, nous obtenons les équations matricielles des tensions de phases :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \{ \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} \} + \frac{d}{dt} \{ \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} \} \\ \begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} = 0 = \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \{ \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rr} \end{bmatrix} \} + \frac{d}{dt} \{ \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} \} \end{cases}$$
(B.6)

1.3. L'équation mécanique

L'équation mécanique s'écrit par la relation suivante :

$$C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + f \cdot \omega \tag{B.7}$$

2. Modélisation diphasée de la machine asynchrone

2.1. Définition

La transformation de PARK permet de changer un système triphasé (a,b,c) vers un système biphasé(d,q). Cette transformation s'applique sur les courants, les tensions et les flux à travers un changement de variables faisant intervenir l'angle θ de rotation électrique entre l'axe d du repère diphasé et le repère fixe lié à la phase du stator.



Figure 2.18 : Repérage angulaire du système d'axes (d,q) associé au stator de la MAS.



Figure 2.19 : Repérage angulaire du système d'axes (d,q) associé au rotor de la MAS.

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(B.8)
$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(B.9)

Le changement des variables (tensions, courants, flux) est défini par la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$
(B.10)

2.2. Choix de référentiel de Park

Suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la machine asynchrone, nous trouvons trois choix utiles pour le référentiel (d-q) :

- **Référentiel fixe au stator** (référentiel stationnaire $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$): Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.
- **Référentiel fixé au rotor** (référentiel tournant $\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \theta_S = \theta = \omega = P \cdot \Omega$): Ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires.
- Référentiel fixé au champ tournant statorique (référentiel tournant à la vitesse de pulsation statorique $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$): Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande. Les axes sont désigné par (d-q). C'est ce dernier référentiel que nous allons utiliser en vue de l'étude de la commande vectorielle à flux statorique orienté. Ce choix permet de définir une pulsation de glissement $\omega_g = \omega_s \omega_r$

2.3. Modèle diphasé de la machine asynchrone

2.3.1. Equations électriques

D'après la transformation de Park et en appliquant la loi des mailles aux composantes des vecteurs statoriques et rotoriques dans le repère tournant, on trouve le système d'équations (B.11) qui représente le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère (d,q) lié de champ tournant.

$$\begin{cases}
v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\
v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\
v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\
v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd}
\end{cases}$$
(B.11)

2..3.2 .Equations électromagnétiques

De la même manière, nous obtenons les expressions des flux statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases}$$
(B.12)

Où L_s et L_r sont respectivement les inductances statorique et rotorique, et L_m est l'inductance mutuelle statorique et rotorique.

Les expressions des courants en fonctions des flux sont comme suit :

$$\begin{cases}
i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{sd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd} \\
i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{rq} \\
i_{rd} = \frac{1}{\sigma L_r} \phi_{rd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{sd} \\
i_{rq} = \frac{1}{\sigma L_r} \phi_{rq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{sq} \\
L_s = l_{ss} - m_{ss}, L_r = l_{rr} - m_{rr}, L_m = \frac{3}{2} m_{sr}
\end{cases}$$
(B.13)

2.3.3. Le couple électromagnétique

Aux équations précédentes, il faut ajouter l'équation générale du couple électromagnétique qui peut être dérivée de l'expression de la Co-énergie et qui s'exprime par:

$$C_{em} = \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix}^T \left\{ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_m \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix}$$
(B.15)

Après l'application de la transformation de Park sur cette équation, nous aboutissons à l'expression :

$$C_{em}(i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}) = p \cdot L_m \cdot (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot i_{rq})$$
 (B.16)

En utilisant les expressions (B.15) et (B.16), d'autres expressions du couple électromagnétique peuvent être retrouvées :

$$C_{em}(i_{sd}, i_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}) = \frac{pL_m}{L_s}(\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd})$$
(B.17)

Étant donné que la fréquence des tensions statorique est imposée par le réseau électrique, celle de la pulsation des courants rotorique est donnée par :

$$\omega_r = \omega_s - p\Omega \tag{B.18}$$

Annexe C:

1. Paramètres des régulateurs pour la commande vectorielle indirecte

1.1.Paramètres du correcteur du courant d'axe en direct.

Paramètres du correcteur du courant d'axe en quadrature.		
	$K_{p,isq}$	$K_{i,isq}$
Correcteur PI	7.766	2043.78

1.2Paramètres du correcteur du courant d'axe en quadrature.

Paramètres du correcteur du courant d'axe en direct		
	K _{p,isd}	K _{i,isd}
Correcteur PI	7.766	2043.78
1.3.Paramètres du correcteur de vitesse.

Régulateur PI de la vitesse de rotation	
Кр	0.1768
Ki	0.0197

1.4. Paramètres des régulateurs pour la commande DTC

Régulateur PI de la vitesse de rotation	
Кр	0.1768
Ki	0.0197

1.5. Paramètres des régulateurs pour la commande SM-DTC

Régulateur PI de la vitesse de rotation	
Кр	0.1768
Ki	0.0197

1.6. Paramètres des régulateurs pour la commande F-DTC

Régulateur PI de la vitesse de rotation	
Кр	0.1768
Ki	0.0197

1.7. Paramètres des régulateurs par mode glissant

Gains des régulateurs par mode glissant du flux et du couple	
KΨ	0.01
K _{Te}	0.07

Annexe D:

• L'algorithme de la commande MPPT (P&O)

```
function D = PO(Vpv,Ipv)
Dmax=0.1;
Dmin=0;
Dinit=0.5;
deltaD=1/40;
persistent Dpre Ppre Vpre;

    if isempty(Dpre)
        Dpre=Dinit;
        Vpre=0;
        Ppre=0;
    end
Ppv=Vpv*Ipv;
dp=Ppv-Ppre;
dv=Vpv-Vpre;

    if dp~=0
```

```
if(dp>0)
            if(dv < 0)
              D=Dpre+deltaD;
            else
              D=Dpre-deltaD;
            end
       else
            if(dv < 0)
              D=Dpre-deltaD;
            else
              D=Dpre+deltaD;
            end
       end
  else
      D=Dpre;
  end
  if D>=Dmax || D <= Dmin
    D=Dpre;
  end
  Ppre=Ppv;
  Vpre=Vpv;
  Dpre=D;
end
```

• L'algorithme de la commande MPPT (INC)

```
function D = INC (V, I)
Dint = 0.5;
Dmax = 0.1;
Dmin = 0;
deltaD = 1/40;
```

persistent Vpre Ipre Dpre;

```
dataType = 'double';
```

```
if isempty(Dpre)
Dpre = Dint;
Vpre=0;
Ipre=7.84;
end
```

```
dV=V - Vpre;

dI=I - Ipre;

if dV == 0

if dI == 0
```

```
D = Dpre;
     else
        \quad \text{if } dI > 0 \quad
          D = Dpre + deltaD;
        else
          D = Dpre - deltaD;
        end
     end
  else
     if dI/dV == -I/V
        D = Dpre;
     else
        if \, dI/dV >-I/V
          D = Dpre - deltaD;
        else
          D=Dpre+ deltaD;
        end
     end
  end
 if D >= Dmax \parallel D <= Dmin 
  D=Dpre;
end
Dpre=D;
Vpre=V;
Ipre=I;
```

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1.1] S. Boukebbous, D.Kerdoun, N.Benbaha, H.Ammar, A.Boutadara, "Effet de l'ombrage sur un systeme de pompage photovoltaique", International Journal of Scientific Research & Engineering Technology (IJSET), pp. 14-20.2016.
- [1.2] K. Meah, S. Fletcher, and S. Ula, "Solar photovoltaic water pumping for remote locations", Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol.12, no.2, pp.472–487, 2008. doi:10.1016/j.rser.2006.10.008
- [1.3] Mekemeche. A, 'Modélisation à deux dimensions des propriétés physiques de cellules solaires au silicium à base de substrat de type n. Étude de quelques cas particuliers de cellules innovantes'. Rapport de thèse de doctorat, L'université Abdel Hamid Ibn Badis de Mostaganem.2017.
- [1.4] Messenger .R. A, and Abtahi. A, 'Photovoltaic Systems Engineering'. Second edition, this edition published in the Taylor & Francis e-Library. 2010.
- [1.5] Paulescu. M, Paulescu. E, Gravila. P, and Badescu. V, 'Weather modeling and forecasting of PV systems operation'. Springer Science and Business Media. 2012.
- [1.6] Fraas. L.M. 'Low- cost solar electric power', Springer international publishing Switzerland. 2014.
- [1.7.] Réaux. D, 'Cellules photovoltaïques à hétérojonctions de silicium (a-SiH/c-Si): modélisation des défauts et de la recombinaison à l'interface'. Rapport de thèse de doctorat, L'université paris-sud .2017.
- [1.8] Luque. A, and Hegedus. S,' Handbook of Photovoltaic Science and Engineering'. ISBN 0-471-49196-9. 2003.
- [1.9] IRENA, Renewable capacity highlights, 31 March 2020. https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2020/Mar/IRENA_RE_Capacity_Highlights_2 020.pdf
- [1.10] Future of solar photovoltaic: Deployment, investment, technology, grid integration and socio-economic aspects, IRENA, https://www.irena.org/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2019/Nov/IRENA_Future_of_Solar_PV_2019.p df

[1.11] Zegrar. M, 'Optimisation de l'association GPV- onduleur multi-niveau'.Rapport de thèse de doctorat, L'université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf .2017.

- [1.12] Pastor. A. C, 'Conception et réalisation de modules photovoltaïques'. Rapport de thèse de doctorat, L'institut National des Sciences Appliquées de Toulouse. 2006.
- [1.13] Mahfoud. A, 'Modélisation des cellules solaires tandem à couches minces et à haut rendement'. Rapport de thèse de doctorat, L'université de Sétif 1.2015.
- [1.14] Camara. M. A, 'Modélisation du stockage de l'énergie photovoltaïque par super condensateurs'. Rapport de thèse de doctorat, L'université Paris Est Créteil.2011.
- [1.15] Meekhun. D, 'Réalisation d'un système de conversion et de gestion de l'énergie d'un système photovoltaïque pour l'alimentation des réseaux de capteurs sans fil autonomes pour l'application aéronautique'. Rapport de thèse de doctorat, L'université de Toulouse.2010.
- [1.16] Şahin. M. E, and Okumuş. H. İ, 'Physical structure, electrical design, mathematical modeling and simulation of solar cells and modules'. Turkish Journal of Electromechanics and Energy 1.1 .2016.
- [1.17] Ibrahim Elmi. O, 'Nouvelles structurez de cellules solaires à base de silicium : Texturation, passivation et association de réseaux de nanostructures métalliques avec une couche Down-Conversion'. Rapport de thèse de doctorat, L'université de Lille 1.2017.
- [1.18] Bagher. A. M, Vahid. M.A and Mohsen. M, 'Types of solar cells and application'. American Journal of optics and Photonics 3.5: 94-113.2015.
- [1.19] CEREFE (2020) : Transition Energétique en Algérie : Leçons, Etat des Lieux et Perspectives pour un Développement Accéléré des Energies Renouvelables, (Edition 2020): Commissariat aux Energies Renouvelables et à l'Efficacité Energétique, Premier Ministre, Alger
- [1.20] Berrached.L, " Etude prospective sur la demande énergétique finale pour l"Algérie à l"horizon 2030, Thèse de Magister, 2012
- [1.21] Ihaddadene, R., El hassen Jed, M., Ihaddadene, N., & De Souza, A. (2022). Analytical assessment of Ain Skhouna PV plant performance connected to the grid under a semi-arid climate in Algeria. Solar energy, 232, 52-62.

- [1.22]LI, Guiqiang, JIN, Yi, AKRAM, M. W., et al. Research and current status of the solar photovoltaic water pumping system–A review. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017, vol. 79, p. 440-458.
- [1.23]https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-cachan/ressources_pedagogiques/la-chainedenergie-du-pompage-de-leau#ressources

- [2.1] ARAÚJO, NMFTS, SOUSA, F. J. P., et COSTA, F. B. Equivalent Models for Photovoltaic Cell–A Review. Revista de Engenharia Térmica, 2020, vol. 19, no 2, p. 77-98.
- [2-2]H.Shahinzadeh, M. M.Najaf Abadi, M.Hajahmadi and A. Paknejad, "Design and economic study for use the photovoltaic systems for Electricity Supply in Isfahan Museum Park", International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), vol.3, no.1, 2013. doi:10.11591/ijpeds.v3i1.1797
- [2.3] Villalva, M.G., Gazoli, J.R., Filho, E.R., 2009. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. IEEE Trans. Power Electron. 24, 1198–1208
- [2.4] Ministère de l'Energie et des Mines « Guide des Energies Renouvelables », Edition 2007 Alger
- [2.5] Bellia, Habbati, RamdaniYoucef, and Moulay Fatima,'A detailed modeling of photovoltaic module using MATLAB,'NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics 3.1 (2014): 53-61.
- [2.6] Manuel Godinho Rodrigues, Eduardo, et al, 'Simulation and Comparison of Mathematical Models of PV Cells with Growing Levels of Complexity', Energies 11.11 (2018): 2902.
- [2.7] Belhachat. F, Larbes. C, Barazane. L, and Kharzi. S, 'Commande neuro-floue d'un hacheur MPPT'. 4éme Conférence Internationale, Computer Integrated Manufacturing, CIP. Vol. 7, pp. 03-04. 2007.
- [2.8] Zegrar. M, 'Optimisation de l'association GPV- onduleur multi-niveau'.Rapport de thèse de doctorat, L'université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf. 2017.

- [2.9] Alsumiri, M.A., Jiang, L. and Tang, W.H. (2014) 'Maximum Power Point Tracking Controller for Photovoltaic System Using Sliding Mode Control', 3rd Renewable Power Generation Conference (RPG 2014) [Preprint]. doi:10.1049/cp.2014.0884.
- [2.10] Singh. S, Mathew. L, and Shimi. S. L, 'Design and simulation of intelligent control MPPT technique for PV module using MATLAB/SIMSCAPE'. Int. J. Adv. Res. Electr. Electron. Instrum. Eng 2: 4554-4566.2013.
- [2.11] Correvon .M, 'Systèmes électroniques'. Haute école spécialisée de Suisse Occidentale.[2.12] Séguier. G, Francis. L, and Philippe. D, 'Electronique de puissance'. Edition DUNOD.1999
- [2.13] Masri. S, and Chan. P.W, 'Design and development of a dc-dc Boost converter with constant output voltage'. In Intelligent and Advanced Systems (ICIAS), International Conference on (pp. 1-4). IEEE.2010.
- [2.14] Sudhakar. N, Rajasekar. N, Akhil. S, and Reddy. K.J, 'Chaos control in solar fed DC-DC boost converter by optimal parameters using nelder-mead algorithm powered enhanced BFOA'. In IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, Vol. 263. No. 5. IOP Publishing, 2017.
- [2.15] Chouder, A « Modèle de simulation d'une commande en temps réel d'un onduleur de tension triphasé», Rev, Energy, Ren : Valorisation (1999) 131-135.
- [2.16] Atallah, M et Kharoub, B « Gestion des puissances active et réactive dans une ferme éolienne au vu de son intégration dans le réseau électrique», PFE de master, Université Dr Moulay Tahar de Saïda, Soutenu le 04/07/2019.
- [2.17] Bousehaba, M «Réalisation d'une commande MLI à choix multiple», Rapport de thèse de doctorat. Université Abou Bekr Belkaide de Tlemcen, Soutenu publiquement le 28 Juin 2017
- [2.18] Tarak, G «Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation», Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, 29/09/2011.
- [2.19] Hadji, kh et Smail, S «Etude et modélisation d'un convertisseur triphasé AC/DC commande par la technique MLI», Université Dr Moulay Tahar de Saïda, Soutenu le 05/06/2017.

- [2.20] Miloud, Y, Hartani, K «Control strategy for three phase voltage source PWM rectifier based on the space vector modulation» Advances in Electrical and Computer Engineering, Vol, 10, N°3, pp, 61-65, August 2010.
- [2.21] Mokrane, S « Modélisation et commande d'un aérogénérateur a machine asynchrone double alimentation en vue de simulation des problèmes de cogénération», Rapport de thèse de doctorat. Université du Québec en Abitibi Témiscamingue, Août 2013.
- [2.22] Amer, M «commande vectorielle indirect sans capteur mécanique d'un moteur asynchrone avec la contribution d'un estimateur flou de la résistance statorique», Rapport de thèse de doctorat. Université Dr, Moulay Tahar à Saida, Soutenue 2012.
- [2.23] SHANKAR, Vishnu Kalaiselvan Arun, UMASHANKAR, Subramaniam, PARAMASIVAM, Shanmugam, et al. A comprehensive review on energy efficiency enhancement initiatives in centrifugal pumping system. Applied Energy, 2016, vol. 181, p. 495-513.
- [2.24] BETKA, Achour. Perspectives for the sake of photovoltaic pumping development in the south. 2005. Thèse de doctorat. Université de Batna 2.

- [3.1] Djeriou, S. "Performance improvement of photovoltaic pumping system", (PhD),
 Université M'hamed Bougara de Boumerdès,2018,
 https://www.ccdz.cerist.dz/admin/notice.php?id=00000000000000000000621.
- [3.2] B. Singh, A. K. Mishra, R. Kumar, "Solar powered water pumping system employing switched reluctance motor drive". IEEE Transactions on Industry Applications, 52(5), 3949-3957. 2016
- [3.3] N. H. Selman, J. R. Mahmood, "Comparison Between Perturb & Observe, Incremental Conductance and Fuzzy Logic MPPT Techniques at Different weather conditions". International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, 5(7), 12556-12569. 2016.
- [3-4] iN.H.Selman, J.R.Mahmood, "Comparison Between Perturb & Observe, Incremental Conductance and Fuzzy Logic MPPT Techniques at Different Weather Conditions", International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, vol. 5, no. 7, pp. 12556–12569, 2016. doi:10.15680/ijirset.2016.0507069

- [3-5] Abbes. H, Abid. H, Loukil. K, Toumi. A, and Abid. M, 'Etude comparative de cinq algorithmes de commande MPPT pour un système photovoltaïque'. Revue des Energies Renouvelables 17.3: 435-445.2014
- [3-6] Cabal. C,' Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque'. Rapport de thèse de doctorat, université de Toulouse 3-Paul Sabatier. 2008.
- [3-7] KARAMI, Nabil, MOUBAYED, Nazih, et OUTBIB, Rachid. General review and classification of different MPPT Techniques. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017, vol. 68, p. 1-18.
- [3.8] Faranda. R, and Leva. S, 'Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems', WSEAS transactions on power systems 3.6: 446-455.2008.
- [3.9] Ngan. M. S, and Tan. C. W, 'A study of maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems'.IEEE Applied Power Electronics Colloquium (IAPEC) (pp. 22-27). 2011
- [3-10] Aouchiche, N., Cheikh, M. A., and Malek, A. "Poursuite du point de puissance maximale d'un système photovoltaïque par les méthodes de l'incrémentation de conductance et la perturbation & observation". (Maximum power point Tracking of a photovoltaic system by the methods of conductance incrementation and perturb & observation). Journal of Renewable Energies, 16(3), 485-498. 2013
- [3-11] Faranda. R, and Leva. S, 'Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems', WSEAS transactions on power systems 3.6: 446-455.2008
- [3-12] Hatti. M, 'Contrôleur Flou pour la poursuite du point de puissance maximum d'un système photovoltaïque', JCGE'08 LYON 16.2008.
- [3-13] ELTAWIL, Mohamed A. et ZHAO, Zhengming. MPPT techniques for photovoltaic applications. Renewable and sustainable energy reviews, 2013, vol. 25, p. 793-813.
- [3-14]. Bdourraziq. M. A, Maaroufi. M, and Ouassaid. M, 'A new variable step size INC MPPT method for PV systems'.International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS) (pp. 1563-1568). IEEE .2014
- [3-15]. Esram. T, and Chapman. P. L, 'Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques'.IEEE Transactions on energy conversion 22.2: 439-449. 2007

- [3.16]. Makhloufi. M. T, Khireddine. M. S, Abdessemed. Y, and Boutarfa. A ,'Maximum Power Point Tracking of a Photovoltaic System using a Fuzzy Logic Controller on DC/DC Boost Converter', International Journal of Computer Science Issues (IJCSI) 11.3: 1.2014.
- [3.17]. Farid. B, Saida. B, and Tarek. A, 'Optimisation of a GPV by an artificial intelligence technical'. International Journal of Renewable Energy Research (IJRER) 2.4:730-735.2012
- [3.18] Esram. T, and Chapman. P. L, 'Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques'.IEEE Transactions on energy conversion 22.2: 439-449. 2007.
- [3.19]. Cherchali. N. O, Morsli. A, Boucherit. M. S, Barazane. L, and Tlemçani. A, 'Application de la logique floue pour la poursuite du point de puissance maximale d'un système photovoltaïque'. 2014.
- [3.20] Abderezak. L, Aissa. B, and Hamza. S, 'Comparative study of three MPPT algorithms for a photovoltaic system control'. Information Technology and Computer Applications Congress (WCITCA), World Congress on. IEEE. 2015
- [3.21] LAZIZI Aldjia. Commande Automatique Modélisation, contrôle et gestion énergétique d'une installation de pompage solaire.2019. Thèse de doctorat. Université de M'hamed Bougara-Boumerdes
- [3.22] DAOUD Amine. Contrôle de la Puissance d'un Générateur Photovoltaïque pour le Pompage Solaire. 2013. Thèse de doctorat. Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf

- [4.1] C. Martins and A. Carvalho, "Technological trends in induction motor electrical drives", in IEEE Porto Power Tech Proceedings 2001
- [4.2] Mesai, A, Kais, N «Commande de la machine asynchrone à double alimentation apport des techniques de l'intelligence artificielle», PFE de master Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, Soutenue le juin 2017.
- [4.3] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey," IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. 51, pp. 744-757,2004.
- [4.4] K. Hasse, "Drehzahlgelverfahren für schnelle umkehrantriebe mit stromrichtergespeisten asynchron-kurzschlusslaufer-motoren," *Reglungstechnik*, vol.20, pp. 60–66, 1972

- [4.5] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating machines," *Siemens Review*, vol. 39, no. 5, pp. 217–220, 1972.
- [4.6] Peng, F.Z "Speed and flux sensorless field oriented control of induction motors for electrics vehicles", Proceeding of IEEE applied power electronics conference and exposition, APEC 00, Vol-1, PP.133-139, 6-10 feb 2000.
- [4.7] Takahashi, T.Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.22, No.5, pp.820-827, 1986.
- [4.8] M. Depenbrock, "Direct Self Control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No.4, pp.420-429, 1988.
- [4.9] Caron, J. P. et Hautier, J. P «Modélisation et commande de la Machine asynchrone », Edition Technip, 1995.
- [4.10] Seguier, G et Notelet, F « Electrotechnique industrielle », Edition Technique et doc, Lavoisier, 1994.
- [4.11] Amer, M «commande vectorielle indirect sans capteur mécanique d'un moteur asynchrone avec la contribution d'un estimateur flou de la résistance statorique», Thèse de doctorat. Université Dr, Moulay Tahar à Saida, Soutenue 2012.
- [4.12] Peng, F.Z "Speed and flux sensorless field oriented control of induction motors for electrics vehicles", Proceeding of IEEE applied power electronics conference and exposition, APEC 00, Vol-1, PP.133-139, 6-10 feb 2000.
- [4.13] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control," IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 779–787, 2002
- [4.14] 13. P., S., P., G.: Grid interfaced solar water pumping system with improved space vectormodulated direct torque controlr. Ain Shams Engineering Journal. 11, 1149–1162 (2020). https://doi.org/10.1016/j.asej.2020.01.015
- [4.15] N. R. N. Idris and A. H. M. Yatim, "Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and reduced torque ripple," IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. 51, pp. 758-767, 2004

- [4.16] J. Rodríguez, Patricio Cortes "Predictive control of power converters and electrical drives" 2012, John Wiley & Sons, Ltd
- [4.17] Riad TOUFOUTI "Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone » Thèse de doctorat, Université de Constantine, Algerie, 2008.
- [4.18] Sebti Belkacem " Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone » Thèse de doctorat, Université de Bejaia, Algeria, 2016.
- [4.19] M. Hafeez, M. Uddin, N. Rahim and Hew Wooi Ping, "Self-Tuned NFC and Adaptive Torque Hysteresis-Based DTC Scheme for IM Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, no. 2, pp. 1410-1420, 2014
- [4.20] Dariusz Świerczyński "Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive" Thèse de doctorat, Université de Technologie Warsaw, Poland, 2005
- [4.21] Samira BENAICHA "Contribution à la commande toleranteaux defauts d'un systeme a motorisation asynchrone "apport de l'intelligence artificielle pour l'aide à la supervision et à la décision" Thèse de doctorat, Université de Batna, Algeria,2010.
- [4.22] Salih Baris Ozturk "direct torque control of permanent magnet synchronous motors with non-sinusoidal back-emf" Thèse de doctorat, Université de Texas A&M, 2008
- [4.23] Antoni Arias Pujol "Improvements in direct torque control of induction motors" Thèse de doctorat, Université de politécnica de Catalunya, Terrassa, 2000.
- [4.24] Z. Zhang, C. Wei, W. Qiao and L. Qu, "Adaptive Saturation Controller-Based Direct Torque Control for Permanent-Magnet Synchronous Machines", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 7112-7122, 2016.
- [4.25] C. M. R. Oliveira, M. L. Aguiar, J. R. B. A. Monteiro, W. C. A. Pereira, G. T. Paula & T. E. P.Almeida, "Vector Control of Induction Motor Using an Integral Sliding Mode Controller with Antiwindup", Journal of Control, Automation and Electrical Systems, Vol. 27, No. 2, pp. 169–178, 2016.
- [4.26] J. Espina, A. Arias, J. Balcells & C. Ortega, "Speed Anti-Windup PI strategies review for Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Machines", 2009 Compatibility and Power Electronics, Badajoz, 2009, pp. 279–285.

- [4.27] A.Shyam, & JL, F. D, "A comparative study on the speed response of BLDC motor using conventional PI controller, anti-windup PI controller and fuzzy controller". In 2013 International Conference on Control Communication and Computing (ICCC),IEEE. December .2013. pp. 68-73
- [4.28] M.Degla et B.Ben Ahmed, « Dimensionnement d'un Système de Pompage Photovoltaïque » ; Mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.
- [4.29] Huang, Y.S. and Sung, C.C. (2010) 'Implementation of sliding mode controller for linear synchronous motors based on direct thrust control theory', IET Control Theory & Applications, Vol. 4, No. 3, pp.326–338
- [4.30] Barambones, O., Garrido, A.J. and Maseda, F.J. (2007) 'Integral sliding mode controller for induction motor based on FOC theory', IET Control Theory & Applications, Vol. 1, No. 3,pp.786–794
- [4.31] DJERIOU, Salim, KHELDOUN, Aissa, et SADOUNI, Radhwane. Fuzzy indirect field oriented control of a dual star induction motor water pumping system fed by photovoltaic generator. Engineering Intelligent Systems, 2015, vol. 2.
- [4.32] BACHA, Faouzi et GASMI, Moncef. Sliding mode control of induction-motor-pump supplied by photovoltaic generator. In : 2011 IEEE International Conference on Industrial Technology. IEEE, 2011. p. 182-187.
- [4.33] Belgacem, A. et al. (2021) 'Direct torque control based slide mode control applied to induction motor drive in a photovoltaic pumping system', The 7th International Conference on Engineering & amp; MIS 2021. doi:10.1145/3492547.3492756.
- [4.34] LAZIZI Aldjia. Commande Automatique Modélisation, contrôle et gestion énergétique d'une installation de pompage solaire.2019. Thèse de doctorat. Université de M'hamed Bougara-Boumerdes.
- [4.35] BEKHITI Miloud, MAHI Ibrahim. Commande Floue Directe du Couple d'un Moteur asynchrone sans capteur mécanique en utilisant la technique MRAS. 2017. Mémoire de Fin d'Etudes université de Dr. Tahar Moulay Saida.

- [5.1] C. Moulay-Idriss and B. Mohamed, "Application of the DTC control in the Photovoltaic Pumping System," Energy Conversion and Management, vol. 65, pp. 655–662, 2013.doi:10.1016/j.enconman.2011.08.026.
- [5.2] P., S., P., G.: Grid interfaced solar water pumping system with improved space vector modulated direct torque controlr. Ain Shams Engineering Journal. 11, 1149–1162 (2020). <u>https://doi.org/10.1016/j.asej.2020.01.015.</u>
- [5.3] LALLOUANI, HELLALI. Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile. 2020. Thèse de doctorat. Université de M'sila.
- [5.4] Campana PE, Li H, Yan J (2013) Dynamic modelling of a pv pumping system with special consideration on water demand. Appl Energy 112:635–645. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2012.12.073.
- [5.5] HASSEN, REGHIOUI. Amélioration des Performances de la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Par des Techniques Avancées. 2022. Thèse de doctorat. Université de M'sila.
- [5.6] Ahammad, T., Beig, A.R., Al-Hosani, K.: Sliding mode based DTC of three-level inverter fed induction motor using switching vector table. 2013 9th Asian Control Conference (ASCC) (2013). https://doi.org/10.1109/ASCC.2013.6606261
- [5.7] M. Cirstea, A. Dinu, J. Khor, M. Mccormick, "Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems", Newnes, An imprint of Elsevier Science, pp 412, 2002.
- [5.8] S. H., K. S.f., and S. B., "Improvements in direct torque control of induction motor for wide range of speed operation using fuzzy logic", Journal of Electrical Systems and Information Technology ,vol.5, no.3, pp.813–828, 2018. doi:10.1016/j.jesit.2016.12.015.
- [5.9] S.E.Daoudi, L.Lazrak, N.E.Ouanjli, and M.A.Lafkih, "Sensorless fuzzy direct torque control of induction motor with sliding mode speed controller", Computers & Electrical Engineering, vol.96, p.107490, 2021.doi:10.1016/j.compeleceng.2021.107490.
- [5.10] N.EOuanjli, A.Derouich, A.E.Ghzizal, A.Chebabhi, M.Taoussi and B. Bossoufi, "Direct Torque Control Strategy Based on Fuzzy Logic Controller for a Doubly Fed Induction Motor", IOP Conference Series: Earth and Environmental Science, vol.161, pp. 012004, 2018.doi:10.1088/1755-1315/161/1/012004

- [5.11] W.Ayrir, M.Ourahou, B.E.Hassouni and A.Haddi, "Direct torque control improvement of a variable speed DFIG based on a fuzzy inference system", Mathematics and Computers in Simulation, vol.167, pp.308–324,2020. doi:10.1016/j.matcom.2018.05.014
- [5.12] N.E.Ouanjli, S.Motahhir, A.Derouich, A.E.Ghzizal, A.Chebabhi, and M.Taoussi, "Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller", Energy Reports, vol.5, pp.271–279, 2019. doi:10.1016/j.egyr.2019.02.001
- [5.13] M.Horch, A.Boumédiène, and L.Baghli," Direct torque control of induction machine drive based on sliding mode controller and a stator resistance compensator with a new hybrid observer", International Journal of Digital Signals and Smart Systems, vol.3, no.1/2/3, pp.60, 2019. doi:10.1504/ijdsss.2019.103384
- [5.14] Belgacem, A., Miloud, Y., Mostefai, M., & Belgacem, F. (2022) 'Fuzzy logic direct torque control of induction motor for Photovoltaic Water Pumping System', International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), 13(3), p. 1822. doi:10.11591/ijpeds.v13.i3.pp1822-1832.
- [5.15] Belgacem, A., Miloud, Y., Mostefai, M., & Belgacem, F. (2023). Photovoltaic pumping system optimization with improved DTC for irrigation: a comparative study. International Journal of Dynamics and Control, 1-14.
- [5.16] Jnayah, S., Moussa, I. and Khedher, A. (2022) 'Im fed by three-level inverter under DTC strategy combined with Sliding mode theory', Electronics, 11(22),p.3656. doi:10.3390/electronics11223656.