



Ministry Of Higher Education and Scientific Research
Frères Mentouri University-Constantine 1
Sciences and Technology Faculty
Department of electrotechnic



وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
جامعة الإخوة منتوري قسنطينة
كلية علوم التكنولوجيا
قسم الالكتروتقني

N° de série :.....

N° d'ordre :.....

Thèse

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT 3^{ième} cycle (LMD) EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : CONTRÔLE ET DIAGNOSTIQUE DE LA CONVERSION DE
L'ENERGIE ELECTRIQUE

THEME

**Étude et optimisation d'un système de pompage
photovoltaïque en mode alternatif**

Présentée par :

ZERIMECHE Ines

Soutenu le 12/07/2022

Devant le jury :

Président :

BOUZID Aissa

Prof. Université des Frères Mentouri Constantine1

Rapporteur:

HAOUAM Abdeslam

Prof. Université des Frères Mentouri Constantine1

Examineurs:

ZAROOUR Laid

MCA. Université des Frères Mentouri Constantine1

KAHOUL Nabil

MCA. Université Badji mokhtar Annaba

DJELLAD Abdelhak

MCA. Université Badji mokhtar Annaba

Membre invité :

MEHAZZEM Fateh

MCA. Université des Antilles France

Résumé

L'objectif des travaux présentés dans cette thèse porte sur l'étude et le contrôle d'un système de pompage photovoltaïque (PV) en mode alternatif fonctionnant à sa puissance maximale. Pour cela, nous avons réalisé une étude comparative entre deux structures de contrôle d'un moteur asynchrone (MAS) entraînant une pompe. Il s'agit de la version indirecte de la commande vectorielle classique (IFOC) et une technique de commande non linéaire dite « mode glissant ». Les résultats de simulation ont permis de distinguer l'efficacité du contrôle par mode glissant en termes de régulation, poursuite, et rejet de perturbation par rapport à la commande vectorielle classique. Le système motopompe est alimenté par un générateur solaire PV via un onduleur de tension commandé par une modulation à largeur d'impulsion vectorielle (MLIV). Afin d'obtenir une puissance maximale optimisée de la source PV quelle que soit la variation du niveau d'éclairement ou de température, nous avons étudié plusieurs types de techniques de suivi du PPM : la technique (Perturbe & Observe), la technique Hill-Climbing, la technique Inc-Conductance, la technique de la régulation de tension (Fraction deVco) et la technique MPPT Floue. Une étude comparative été réalisée entre ces différents types d'MPPT. Les résultats de simulation ont montrés la supériorité de la technique MPPT Floue par rapport aux autres techniques en termes de la rapidité de recherche du PPM, de la précision, et de la robustesse par rapport aux changements des conditions climatiques.

Mots-clés :

Générateur photovoltaïque, système de pompage, MLIV, MLIS , Moteur asynchrone, commande à flux orienté, modes glissants, MPPT , Perturbe & Observe , Hill-Climbing, Inc-Conductance, Fraction deVco, MPPT Floue.

Abstract

The objective of the work presented in this thesis concerns the study and control of a photovoltaic (PV) pumping system in alternating mode operating at its maximum power. For this, we carried out a comparative study between two control structures of an induction motor (IM) driving a pump. It is the indirect version of classical vector control (IFOC) and a nonlinear control technique called “sliding mode”. The simulation results allowed us to distinguish the effectiveness of sliding mode control in terms of regulation, tracking, and disturbance rejection compared to conventional vector control. The motor-pump system is fed by a PV solar generator via a voltage inverter controlled by pulse-width modulation vector (MLIV). In order to obtain an optimized maximum power from the PV source regardless of the variation in the level of irradiance or temperature, we have studied several types of PPM tracking techniques: Perturb & Observe (P&O), Hill- Climbing, Inc-Conductance technique, voltage regulation technique (Fraction of V_{co}), and Fuzzy MPPT technique. A comparative study was carried out between these different types of MPPT. The simulation results showed the superiority of the Fuzzy MPPT technique compared to other techniques in terms of PPM search speed, accuracy, and robustness to changes in climatic conditions.

Key words:

Photovoltaic generator, pumping system, MLIV, MLIS, Asynchronous motor, flux-oriented control, sliding modes, MPPT, Disturb and Observe, Hill-Climbing, Inc-Conductance, Fraction of V_{oc} , Fuzzy MPPT.

ملخص

الهدف من العمل المقدم في هذه الأطروحة يتعلق بدراسة والتحكم في نظام الضخ الكهروضوئي في الوضع المتناوب الذي يعمل بأقصى طاقته. لهذا أجرينا دراسة مقارنة بين هيكليين تحكم، النسخة غير المباشرة للتحكم الكلاسيكي والطرق الجديدة لتقنية التحكم غير الخطية المسماة (الوضع الانزلاقي). أتاحت نتائج المحاكاة التمييز بين فعالية التحكم في الوضع المنزلق من حيث التنظيم والتتبع ورفض الاضطراب مقارنةً بالتحكم الكلاسيكي. يتم تشغيل نظام مضخة المحرك بواسطة لوحة شمسية ضوئية عبر عاكس جهد يتم التحكم فيه بواسطة متجه تعديل عرض النبضة (MLIV). من أجل الحصول على أقصى طاقة مُحسَّنة من مصدر الكهروضوئية بغض النظر عن التباين في مستوى الإضاءة أو درجة الحرارة، قمنا بدراسة عدة أنواع من تقنيات تتبع الطاقة القصوى: تقنية (Perturbe & Observe)، وتقنية Hill-Climbing، وتقنية Inc-Conductance، وتقنية تنظيم الجهد (Fraction de Vco) وتقنية Fuzzy. MPPT تم إجراء دراسة مقارنة بين هذه الأنواع جنبًا إلى جنب مع التحكم في الوضع المنزلق على مستوى السلوك الديناميكي (سرعة البحث والدقة) والأداء والمتانة في مواجهة تغيرات الظروف المناخية.

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du Laboratoire d'Électronique MODERNA du Département d'Électronique, Faculté des Sciences de la technologie de l'Université des Frères Mentouri Constantine1, sous la direction de Dr. KARROUR, Professeur au Département d'électronique de l'Université des Frères Mentouri Constantine1.

Je remercie, tout d'abord, **ALLAH** qui m'a donné ce bien pour que je vive ce jour, **ALLAH** qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse finir ce travail.

Je remercie chaleureusement Dr. HAOUAM Abdeslam, professeur au département d'électronique à l'Université des Frères Mentouri Constantine1, directeur de thèse, pour avoir agréablement assuré le suivi de mon travail. Je tiens également à le remercier pour les conseils scientifiques et les encouragements qu'il m'a prodigués tout au long de cette étude. Sa disponibilité et sa qualité humaine ont largement contribué à l'aboutissement de ce travail.

Je tiens à exprimer ma gratitude au Dr. MEHAZZEM Fateh, Maître de conférences habilité à l'université des Antilles et membre du laboratoire LARGE (Laboratoire de recherche en géosciences et énergie), que je considère comme co-directeur de thèse pour son soutien scientifique et humain tout au long de ce travail de recherche.

Je remercie également Dr. NABTI Khalil, Maître de conférences A au département d'électrotechnique à l'Université des Frères Mentouri Constantine1, pour son soutien scientifique, morale et gentillesse tout au long de la préparation de cette thèse.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à Dr. BOUZID Aissa , professeur à l'Université des Frères Mentouri Constantine1, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury de cette thèse. Je remercie chaleureusement **Dr. ZAROUR Laid** Maître de conférences A à l'Université des Frères Mentouri Constantine1, ainsi que **Dr. KAHOUL Nabil Maître** de conférences A à l'Université Badji mokhtar Annaba, et **Dr. DJELLAD Abdelhak** Maître de conférences A l'École Supérieure de Technologies Industrielles Annaba pour leur participation en tant qu'examineurs. Je leur exprime toute ma gratitude pour l'intérêt porté à ce travail.

Tous mes enseignants, qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail, trouvent ici un témoignage de ma plus profonde gratitude, en particulier Dr.CHENNI Rachid, que Dieu lui fasse miséricorde.

Enfin, je remercie tous les membres de ma famille qui sont à la base de tout mon succès, en particulier ma mère et mon mari.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	13
CHAPITRE 1 : LA PRODUCTION D'ELECTRICITE A PARTIR DE SOURCES RENOUVELABLES : ÉTAT DE L'ART-ENERGIE SOLAIRE PHOTOVOLTAIQUE UTILISÉE POUR LE POMPAGE DE L'EAU.....	15
1.1 Introduction.....	15
1.2 LA PRODUCTION MONDIALE D'ÉNERGIES RENOUVLABLES	16
1.3 LA PRODUCTION DES ÉNERGIES RENOUVLABLES EN ALGERIE	16
1.4 RADIATION SOLAIRE.....	17
1.3.1 Radiation ou (rayonnement).....	17
1.4.2 Radiation solaire ou (rayonnement solaire).....	18
1.4.3 Rayonnement spectrale solaire	18
1.4.4 Effets atmosphériques	19
1.4.5 Masse d'air	20
1.5 Instruments utilisés pour mesurer le rayonnement solaire	21
1.6 ENERGIE SOLAIRE PHOTOVOLTAIQUE.....	22
1.6.1 Effet photovoltaïque.....	22
1.6.2 Module photovoltaïque avec des diodes de protection	24
1.7 POMPAGE D'EAU.....	26
1.7.1 Constitution de la pompe centrifuge :	26
1.7.2 Principe de fonctionnement de la pompe centrifuge:.....	27
1.7.3 Notion hydraulique de base.....	27
1.7.3.1 Hauteur manométrique totale	27
1.7.3.2 Débit.....	27
1.7.3.3 Niveau statique	28
1.7.3.4 Niveau dynamique	28
1.7.3.5 Rabattement (Rm)	28
1.7.3.6 Hauteur de réservoir (Hr)	28
1.7.3.7 Les pertes de charge.....	28
1.7.3.7.1 Les pertes de charge linéaires	28
1.7.3.7.2 Les pertes de charge singulières.....	29
1.7.4 Caractéristiques d'une pompe centrifuge :	30
1.7.4.1 Caractéristiques Débit - hauteur :.....	30
1.7.4.2 Point de fonctionnement de la pompe	31
1.7.4.3 Caractéristique Débit –vitesse	31
1.8 POMPAGE D'EAU PHOTOVOLTAIQUE	32

1.8.1	Les différents types d’installation du groupe motopompe :	33
1.9	CONCLUSION	33
CHAPITRE 2 : MODELISATION DU SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE.....		34
2.1	INTRODUCTION	34
2.2	MODELE MATHEMATIQUE ET FORMULATION	34
2.2.1	Conception de structure globale	34
2.2.2	Modélisation d’une cellule photovoltaïque	35
2.2.2.1	Modélisation sous Simulink	37
2.2.2.2	Le générateur photovoltaïque	38
2.2.2.3	Caractéristique courant-tension (I-V) et puissance-tension (P-V) à ensoleillement et température variables	39
A-	Influence de l’éclairement	39
B-	Influence de la température	40
2.2.2.4	Influence des différents paramètres	40
A-	Influence de la résistance série	40
B-	Influence de facteur de qualité ‘n’	41
2.2.3	Modélisation du convertisseur DC/AC	42
2.2.3.1	Fonction de connexion	43
2.2.3.2	Fonction de conversion composée	44
2.2.3.3	Fonction de conversion simple	45
2.2.3.4	Modulation de largeur d’impulsion MLI (PWM)	45
A-	MLI sinusoïdale –triangulaire (MLIS)	46
B-	La MLI vectorielle spatiale (MLIVS)	48
1-	Introduction	48
2-	Analyse des vecteurs spatiaux de l’onduleur de tension triphasée	48
3-	La génération des tensions triphasées équilibrées	49
2.2.4	Modélisation de la machines asynchrone.....	55
2.2.4.1	Équations physiques de la machine asynchrone dans le référentiel (a, b, c).....	55
2.2.4.2	Modélisation en régime transitoire : Modèle de Park	57
2.2.4.3	Mise sous forme d’état	60
2.2.5	Modélisation de la pompe centrifuge.....	62
2.3	CONCLUSION	63
CHAPITRE3 : COMMANDE EN VITESSE AU MODE ALTERNATIF		65
3.1	INTRODUCTION	65

3.2	COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	65
3.2.1	Principe	65
3.2.2	COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE INDIRECTE	67
3.2.2.1	Boucles de régulations des courants	69
3.2.2.2	Boucle de régulation de vitesse	72
3.2.2.3	Bloc de défluxage	74
3.2.3	DISCUSSION DES RESULTATS.....	75
1-	Les caractéristiques de la MAS commandé par IFOC dans le cas où l'onduleur est commandé par la technique MLIV.....	75
2-	Les caractéristiques de la MAS commandé par IFOC dans le cas où l'onduleur est commandé par la technique MLIS.	76
3.3	COMMANDE PAR MODE GLISSANT EN CASCADE	78
3.3.1	Nécessité d'un contrôleur robuste.....	78
3.3.2	Introduction	79
3.3.3	Contrôle par mode glissant (Sliding mode controller).....	79
3.3.3.1	Condition de convergence	80
3.3.3.2	Dérivation de la loi de commande	81
3.3.4	Réduction du broutement (chattering)	83
3.3.5	Réglage en cascade de la vitesse par mode glissant.....	84
3.3.6	Réglage en cascade de flux rotorique par mode glissant :.....	86
3.3.7	Réglage des courants statoriques I_{sd} et I_{sq} de la MAS par mode glissant	87
3.3.8	Discussion des résultats.....	90
3.4	CONCLUSION	94
CHAPITRE 4 : OPTIMISATION DU SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAIQUE		95
4.1	INTRODUCTION	95
4.2	COUPLAGE DE LA CHAINE DE POMPAGE AVEC LE GENERATEUR PHOTOVOLTAIQUE	96
4.2.1	Couplage directe :	96
4.2.2	Couplage avec optimisation :	97
4.3	PRINCIPE DE LA COMMANDE MPPT P&O :	99
4.4	PRINCIPE DE LA COMMANDE HILL CLIMBING :	101
4.5	PRINCIPE DE LA COMMANDE INCREMENT DE CONDUCTANCE (INC-COND)	
	103	
4.6	PRINCIPE DE LA COMMANDE MPPTBASEE SUR DES RELATIONS DE PROPORTIONNALITE	105

4.6.1	Tension de référence variant avec la mesure de la tension en circuit ouvert du réseau (Fraction de V_{co})	106
4.7	PRINCIPE DE LA COMMANDE MPPT-FLOUE.....	106
4.7.1	Architecture du système.....	111
4.8	DIMENSIONNEMENT DU SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE	112
4.9	DISCUSSION DES RESULTATS.....	113
4.10	CONCLUSION	129
1-	Annexe A	132
2-	ANNEXE B.....	133
3-	ANNEXE C.....	134

Liste des figures

Figure 1.1. Spectre électromagnétique.....	18
Figure 1.2. Rayonnement spectrale solaire.....	19
Figure 1.3. Radiation solaire global total-Direct+Diffuse	20
Figure 1.4. Masse d'air	20
Figure 1.5. Le pyranomètre	21
Figure 1.6. Le pyrhéliomètre	22
Figure 1.7. Schéma d'une cellule solaire.	23
Figure 1.8. Association d'un champ PV (N_s modules en séries et N_p branches en parallèles) avec la diode de protection anti-retou	24
Figure 1.9. Association d'un X cellules en séries avec la diode de protection (by-pass).....	25
Figure 1.10. Constitution de la pompe centrifuge.....	27
Figure 1.11. Schéma présente la notion hydraulique de base.....	29
Figure 1.12. Schéma de calcul HMT.....	30
Figure 1.13. La courbe caractéristique de la pompe (Débit – hauteur).....	31
Figure 1.14. Point de fonctionnement de la pompe	31
Figure 1.15. La courbe caractéristique de la pompe (Débit – Vitesse).....	32
Figure 1.16. Exemples d'installations de pompes solaires	33
Figure 2.1. Conception globale de la structure de pompage photovoltaïque.....	34
Figure 2.2. Modèle électrique équivalent à une diode de la cellule photovoltaïque.	35
Figure 2.3. Modèle électrique équivalent simplifié de la cellule photovoltaïque.	35
Figure 2.4. Cellule du module TE500.....	37
Figure 2.5 Caractéristique I(V) & P(V) du panneau TE500.....	37
Figure 2.6. Caractéristique I(V) & P(V) pour le groupement série/parallèle des panneauxa température et éclairement fixes : $G=1 \text{ kW/m}^2$ et $T=25^\circ\text{C}$	38
Figure 2.7. Courbes (I-V) et (P-V) pour un ensoleillement variable et une température de 25°C	39
Figure 2.8. Courbes (I-V) et (P-V) pour une température variable et un ensoleillement de 1 Kw/m^2	40
Figure 2.9. Influence de la résistance série sur la caractéristique I(V) & P(V).....	41
Figure 2.10. Influence de facteur de qualité n sur la caractéristique I(V) et p(v).....	42
Figure 2.11. Onduleur à IGBT triphasé fournissant la puissance à une machine asynchrone.....	43
Figure 2.12. Signaux d'une phase pour MLIS.....	47
Figure 2.13. Huit états de commutation de l'onduleur.....	49
Figure 2.14. La relation entre $(V)_{ref}$ et les secteurs de tension.	50
Figure 2.15. Relation entre le repère de référence abc et le repère stationnaire d –q	50
Figure 2.16 Tension d'une phase pour MLIV	54
Figure 2.17 Les trois Référentiels : triphasé (a,b,c)- fixe (α,β)-tournant (d,q).....	59
Figure 2.18. Résultats de simulation de la MAS	62
Figure 2.19. La simulation de La courbe caractéristique de la pompe (Débit – Vitesse).....	63
Figure 3.1. Orientation du flux rotorique	66
Figure 3.2. Modèle courant	68
Figure 3.3. Le schéma bloc de la commande IFOC de moteur asynchrone	69
Figure 3.4. Termes de couplages dans les équations statoriques.....	70
Figure 3.5. Compensation des termes de couplage.....	71
Figure 3.6. Schéma en boucle fermée de régulation du courant.....	71
Figure 3.7. Schéma en boucle fermée de régulation de la vitesse	73

Figure 3.8. Bloc de fluxage.	75
Figure 3.9. Les caractéristiques de la MAS commandé par IFOC dans le cas où l'onduleur est commandé par MLIV.	76
Figure 3.10. Les caractéristiques de la MAS commandé par IFOC dans le cas où l'onduleur est commandé par MLIS.	77
Figure 3.11. La condition de glissement.	80
Figure 3.12. Interprétation graphique des équations (3.29) et (3.31).	81
Figure 3.13. Fonction Sign.	83
Figure 3.14. Fonction Sat.	84
Figure 3.15. Schéma bloc global de la commande par mode glissant de la MAS.	90
Figure 3.16. Les caractéristiques de la MAS avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.	91
Figure 3.17. Les caractéristiques de la MAS avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant avec une inversion du sens de rotation.	92
Figure 3.18. Comportement de la MAS vis-a-vis l'augmentation du moment d'inertie ($J=5J_n$ à $t=2s$)	93
Figure 3.19. Comportement de la MAS vis-à-vis l'augmentation de la résistance rotorique ($R_r=2R_{rn}$ à $t=2s$)	94
Figure 4.1. Couplage direct d'un système de pompage photovoltaïque.	96
Figure 4.2. Recherche et recouvrement du point de puissance Maximal.	97
Figure 4.3. Couplage avec optimisation d'un système de pompage photovoltaïque.	98
Figure 4.4. La commande MPPT (P&O) sur la caractéristique PPV (VPV) d'un panneau photovoltaïque.	99
Figure 4.5. Organigramme de la commande MPPT (P&O).	100
Figure 4.6. Divergence de la commande P&O lors de variations d'irradiation.	101
Figure 4.7. Relation entre la puissance et le rapport cyclique.	102
Figure 4.8. Algorithme de la commande Hill Climbing.	103
Figure 4.9. Signe de dérivée de la courbe $P(V)$	104
Figure 4.10. Algorithme de la méthode Incrément de conductance.	105
Figure 4.11. Structure générale d'un contrôleur flou.	107
Figure 4.12. Les fonctions d'appartenances de l'erreur E	107
Figure 4.13. Les fonctions d'appartenances de La variation de l'erreur ΔE	108
Figure 4.14. Les fonctions d'appartenances de la sortie (la perturbation).	109
Figure 4.15. Schéma de fonctionnement d'un contrôleur flou.	109
Figure 4.16. Architecture du système photovoltaïque + MPPT floue sous Matlab-Simulink.	112
Figure 4.17. Architecture du système pour résoudre le problème de division par zéro.	111
Figure 4.18. Variation de l'éclairement.	113
Figure 4.19. Performances du système de pompage PV avec rayonnement variable, ou la technique d'optimisation utilisée est MPPT (P&O).	116
Figure 4.20. Performances du système de pompage PV avec rayonnement variable, ou la technique d'optimisation utilisée est MPPT (Hill Climbing).	119
Figure 4.21. Performances du système de pompage PV avec rayonnement variable, ou la technique d'optimisation utilisée est MPPT (INC-COND).	122

Figure 4.22. Performances du système de pompage PV avec rayonnement variable, ou la technique d'optimisation utilisée est MPPT basée sur des relations de proportionnalité (fraction de V_{co}) 125

Figure 4.23. Performances du système de pompage PV avec rayonnement variable, ou la technique d'optimisation utilisée est MPPT floue..... 128

Liste des tableaux

Tableau 1.1. La production d'électricité par les ERs en Algérie.	17
Tableau 2.2. séquences de commutations	53
Tableau 2.3. signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.....	54
Tableau 4.1. Règles flou.....	110

INTRODUCTION GENERALE

Au cours du siècle dernier, les principales sources d'énergie utilisées pour produire de l'électricité ont été les combustibles fossiles, l'hydroélectricité et, depuis les années 1950, l'énergie nucléaire. Malgré la forte croissance des énergies renouvelables ces dernières décennies, les énergies fossiles restent dominantes dans le monde. Leur utilisation pour la production d'électricité continue d'augmenter en termes absolus et relatifs. L'électricité est essentielle à la vie moderne, pourtant près d'un milliard de personnes n'y ont pas accès, mais le changement climatique, la pollution et la destruction de l'environnement exigent que nous changions notre façon de produire de l'électricité [1].

L'énergie renouvelable est une source d'énergie se renouvelant assez rapidement pour être considérée comme inépuisable à l'échelle de temps humaine. L'énergie renouvelable est fournie par le soleil, le vent, la chaleur de la terre, les chutes d'eau, les marées ou encore la croissance des végétaux [2]. Elles regroupent un certain nombre de filières technologiques. La filière étudiée dans cette thèse est l'énergie solaire photovoltaïque.

L'énergie solaire photovoltaïque est une énergie électrique produite à partir du rayonnement solaire. Les panneaux photovoltaïques (PV) sont composés de cellules individuelles appelées cellules solaires. Chaque cellule solaire génère une petite quantité d'électricité. Lorsque vous connectez plusieurs cellules solaires ensemble, un panneau solaire est créé qui a son tour crée une quantité substantielle d'électricité. Les systèmes PV varient en taille, selon l'application : ils peuvent varier de petits systèmes montés sur le toit ou intégrés au bâtiment avec des capacités de dizaines de kilowatts à de grandes stations basées sur les services publics qui génèrent des centaines de mégawatts d'énergie électrique. Il existe des systèmes PV qui sont connectés au réseau électrique (systèmes directs ou hybrides au réseau), et il existe des systèmes qui permettent à un utilisateur de se déconnecter du réseau (systèmes hors réseau (ou autonomes)). Le système étudié dans le cadre de notre thèse est autonome (système de pompage photovoltaïque) [2],[3].

Le pompage photovoltaïque consiste à capter l'énergie solaire via des panneaux photovoltaïques pour produire de l'électricité qui alimente une pompe électrique permettant d'assurer l'exhaure de l'eau. Ce système est très utilisé dans les zones rurales et sites isolés pour le pompage de l'eau. Le système de pompage solaire est constitué d'un générateur PV, d'une électronique de commande et de contrôle, et d'un groupe moteur-pompe [4]. Dans les systèmes de pompage, deux types de moteurs sont utilisés: les moteurs à courant continu et les moteurs à courant alternatif. De nos jours, les moteurs asynchrones ont pris place grâce à leurs bonnes performances: fiabilité, robustesse, faible coût et maintenance simple. D'autre part, le contrôle des MAS est très complexe. Cette complexité est principalement due aux raisons suivantes: le modèle analytique de la MAS est non linéaire, multi-variable et fortement couplé. La présence d'incertitudes paramétriques donne une contrainte supplémentaire. Par la suite, plusieurs techniques de contrôle non linéaire ont été proposées pour le contrôle des MAS [5].

Cependant, la plus grande difficulté liée à l'utilisation d'un panneau photovoltaïque est le non-couplage parfait entre le générateur photovoltaïque GPV et la charge. En mode connexion directe, une barrière technologique existe dans ce type de couplage. Il s'agit du problème du transfert de la puissance maximale du GPV à la charge, qui souffre souvent d'une mauvaise adaptation. Le point de fonctionnement du système est obtenu par l'intersection de la caractéristique $I(V)$ du générateur et celle du groupe moteur-pompe pour différents éclaircissements. Le point d'exploitation qui en résulte est alors parfois très éloigné du PPM réel. En d'autres termes, il devient difficile dans ces conditions

D'extraire la puissance de sortie maximale du panneau PV dans toutes les conditions météorologiques. Afin d'extraire à tout moment la puissance maximale disponible aux bornes GPV et de la transférer à la charge, une stratégie MPPT est nécessaire afin de poursuivre le point de puissance maximale du panneau PV [6], [7].

Ainsi pour forcer le système motopompe à fonctionner au point optimal que le générateur photovoltaïque peut fournir, il est nécessaire d'intégrer une technique de suivi du point de puissance maximale (MPPT). Cette dernière a pour rôle de détecter ce point et de forcer le système à fonctionner précisément sur ce dernier à travers une commande, qui à son tour force le moteur asynchrone à tourner à une vitesse optimale. Cette vitesse est en fonction des valeurs maximales du courant et de tension qui varient principalement avec l'éclairement et la température. Il faut donc trouver ces valeurs maximales à travers la technique MPPT, qui nous permettra ensuite de trouver la valeur de la vitesse de référence optimale.

Dans ce manuscrit, nous commençons tout d'abord dans un premier chapitre par présenter la production d'électricité à partir de sources renouvelables dans le monde et en Algérie, ainsi que l'état de l'art relatif à l'énergie solaire photovoltaïque utilisée pour le pompage de l'eau. Pour cela, nous parlons de l'irradiation et des instruments utilisés pour mesurer le rayonnement solaire, nous présentons également l'effet photovoltaïque, puis nous présentons les notions hydrauliques de base d'une pompe centrifuge utilisée pour le pompage de l'eau et les différentes applications utilisées des pompes solaires et les différents types d'installation du groupe motopompe.

Dans un deuxième chapitre, nous modélisons le système de pompage photovoltaïque, nous commençons par le générateur photovoltaïque, puis nous modélisons l'onduleur de tension triphasé et nous présentons sa commande MLI. Nous avons élaboré une étude comparative entre deux types de MLI : la MLI sinusoïdale–triangulaire et La MLI vectorielle spatiale. Ensuite, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension. Enfin, nous présentons la modélisation de la pompe centrifuge.

Le troisième chapitre est consacré à la commande en vitesse au mode alternatif dans le cadre d'une orientation de flux rotorique. Nous commençons par la version indirecte de la commande vectorielle classique (IFOC) de la machine asynchrone, suivie par la présentation de nouvelle approche de la technique de commande non linéaire dite « mode glissant ». Cette approche est plus simple et plus facile à mettre en œuvre, et présente une robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

Dans le quatrième chapitre, nous nous intéressons au fonctionnement du système de pompage photovoltaïque dans les conditions optimales. Dans ce contexte nous avons étudié plusieurs types de techniques de suivi du PPM : la technique (Perturbe & Observe), la technique Hill-Climbing, la technique Inc-Conductance, la technique de régulation de la tension (Fraction deVco), et la technique MPPT Floue. Ensuite, nous comparons ces types d'MPPT, combinées à un contrôle par mode glissant du moteur asynchrone, ou l'onduleur est commandé par une modulation à largeur d'impulsion vectorielle (MLIV).

Finalement, Nous terminons cette thèse par une conclusion générale qui résume notre étude, suivie de quelques perspectives envisagées dans un travail futur.

CHAPITRE 1 : LA PRODUCTION D'ELECTRICITE A PARTIR DE SOURCES RENOUVELABLES : ÉTAT DE L' ART-ENERGIE SOLAIRE PHOTOVOLTAÏQUE UTILISÉE POUR LE POMPAGE DE L'EAU.

1.1 Introduction

L'énergie est reconnue comme un élément crucial dans le processus de développement d'un pays. L'énergie produite est utilisée de manière à soutenir le développement humain dans toutes ses dimensions sociales, économiques et environnementales. C'est ce que l'on entend par énergie durable. Les objectifs de la politique énergétique vers le développement durable sont fondés sur trois piliers à savoir : la sécurité énergétique et la croissance économique, la protection de l'environnement et la responsabilité sociale. Sans surprise, l'utilisation de sources d'énergie renouvelables (SER) prolonge la durée de vie des sources d'énergie fossiles, stimule l'emploi, a un effet modérateur sur le prix de l'énergie, réduit la pollution locale et régionale, réduit les émissions de CO₂, nocives pour le climat et augmente la sécurité d'approvisionnement. Afin d'équilibrer les besoins énergétiques, la protection de l'environnement et l'économie, les SER sont le pivot du développement durable [1].

Parmi ces ressources renouvelables l'énergie solaire est une énergie inépuisable et propre, disponible en abondance sur toute la surface de la terre, représente théoriquement 900 fois la demande mondiale en énergie malgré une diminution importante à la traversée de l'atmosphère. La quantité qui arrive au sol reste assez importante [2]. On peut ainsi compter sur 1000 W/m² crête dans les zones tempérées et jusqu' à 1400 W/m² lorsque l'atmosphère est faiblement polluée. L'industrie solaire est divisée en industrie solaire thermique et industrie solaire photovoltaïque. Les principaux produits de l'industrie solaire thermique sont les chauffe-eau solaires (le capteur solaire est l'instrument utilisé pour transformer le rayonnement solaire en chaleur). L'industrie photovoltaïque devient de plus en plus avancée, les éléments de base sont des cellules photovoltaïques, qui sont fabriquées avec des matériaux semi-conducteurs principalement produits à partir de silicium. Ces matériaux émettent à l'action de rayonnement des électrons. Ceux-ci sont éjectés du matériau et ils circulent dans un circuit fermé, produisant ainsi de l'électricité [3].

Ce chapitre est consacré dans une première partie à la présentation de la production mondiale d'énergies renouvelables. Ensuite, nous détaillons la production d'énergies renouvelables en Algérie. Une deuxième partie est consacrée à l'énergie solaire photovoltaïque. Nous présentons la radiation solaire (le rayonnement solaire) et les instruments utilisés pour sa mesure. Par la suite, nous étudions le principe de base de l'effet photovoltaïque et les principaux éléments constituant un module PV. Enfin, nous présentons le pompage de l'eau, nous parlons de la pompe centrifuge, des notions hydrauliques de base, et des caractéristiques d'une pompe centrifuge, puis nous présentons les différentes applications du pompage photovoltaïque et les différents types d'installation du groupe motopompe.

1.2 LA PRODUCTION MONDIALE D'ÉNERGIES RENOUVLABLES

Un rapport de l'agence internationale de l'énergie, basée à Paris a révélé qu'il est prévu que les énergies renouvelables représenteront environ 95 % de l'augmentation de la capacité de production d'électricité dans le monde d'ici la fin de 2026, et que l'énergie solaire contribuera à la moitié de cette augmentation [8].

L'agence a déclaré dans son rapport annuel sur le marché des énergies renouvelables que la capacité de production d'électricité à partir de sources d'énergie renouvelables atteindra le deuxième niveau le plus élevé jamais enregistré en 2021. L'augmentation record de 290 gigawatts représente un autre signe de l'émergence d'une nouvelle économie mondiale de l'énergie [8].

D'ici 2026, les énergies renouvelables devraient croître à un rythme renforcé dans toutes les régions du monde par rapport à la période 2015-2020. La Chine, l'Inde, l'Europe et les États-Unis représentent ensemble 80 % de l'expansion des capacités renouvelables dans le monde, calcule l'AIE (l'Agence Internationale de l'Énergie) [9].

La Chine reste le leader mondial incontesté en termes de volume installé. Le pays devrait atteindre 1 200 GW de capacité totale éolienne et solaire en 2026, quatre ans plus tôt que son objectif fixé à 2030. L'Inde devrait pour sa part arriver en tête en termes de taux de croissance, doublant les nouvelles installations par rapport à 2015-2020. Le gouvernement a récemment annoncé vouloir atteindre 500 GW d'énergies renouvelables d'ici 2030 [9].

Les déploiements en Europe et aux États-Unis sont également en passe de s'accélérer de manière significative par rapport aux cinq années précédentes. Aux États-Unis, la hausse des capacités d'énergie renouvelable pourrait atteindre 65 % [9].

1.3 LA PRODUCTION DES ÉNERGIES RENOUVLABLES EN ALGERIE

L'Algérie a un énorme potentiel pour les énergies renouvelables. Cependant, les combustibles fossiles restent la principale source de production d'électricité. L'Algérie est le troisième émetteur de CO2 en Afrique, et elle est aussi particulièrement vulnérable au changement climatique. Ainsi, un ensemble d'actions liées aux secteurs de l'énergie, de la sylviculture, de l'industrie et des déchets ont été programmés pour la période 2015-2030, et le programme d'action gouvernemental a privilégié la promotion des énergies renouvelables. En ce sens, l'Algérie s'engage à promouvoir de manière significative les investissements dans les énergies renouvelables, au cours de la période 2020-2030. D'ici 2030, la capacité de production d'électricité renouvelable atteindra 22 000 MW, soit 27 % de la production totale d'électricité [10].

Les objectifs fixés en matière d'ER sont programmés pour être atteints sur deux périodes (2015-2020 et 2021-2030), en encourageant de manière significative les investissements dans toutes les sources d'ER (photovoltaïque, énergie solaire à concentration (CSP), géothermie, éolien, biomasse et cogénération). Le tableau 1 présente les principaux objectifs des ER pour la production d'électricité au cours des deux périodes. D'ici 2030, il devrait produire un total de 22 000 MW en utilisant les ER,

Chapitre 1 : La production d'électricité à partir de sources renouvelables : État de l'art- énergie solaire photovoltaïque utilisée pour le pompage de L'eau.

dont 12 000 MW consacrés au marché national et 10 000 MW aux exportations [11], [12]. La production de cette quantité d'ER implique que plus de 300 milliards de m³ de gaz naturel seront économisés (cette quantité représente huit fois la consommation nationale de 2014) [13]. De plus, cela implique que 348 Mt CO₂ équivalents d'émissions de CO₂ pourraient être réduits [14].

Tableau 1.1 : La production d'électricité par les ERs en Algérie [11].

1 ^{ère} période (2015-2020)			2 ^{ème} période (2021-2030)			
Source d'énergie	MW	%	MW	%	Total(MW)	%
Photovoltaïque	3000	66.3	10.575	60.52	13.575	61.70
Énergie éolienne	1010	22.32	4000	22.89	5010	22.77
Énergie solaire concentrée			2000	11.44	2000	9.09
Biomasse	360	7.95	640	3.66	1000	4.55
Cogénération	150	3.31	250	1.43	400	1.82
Géothermie	5	0.11	10	0.06	15	0.07
Total	4525		17.475		22.000	

1.4 RADIATION SOLAIRE

1.3.1 Radiation ou (rayonnement)

Transfert d'énergie via des ondes électromagnétiques qui se déplacent à la vitesse de la lumière. La vitesse de la lumière dans le vide est d'environ 3×10^8 m/s. Le temps qu'il faut à la lumière du soleil pour atteindre la Terre est de 8 minutes et 20 secondes. Le transfert de chaleur par rayonnement électromagnétique peut voyager à travers l'espace vide. Tout corps au-dessus de la température du zéro absolu ($-273,15^\circ\text{C}$) émet de l'énergie vers son environnement immédiat.

Les nombreux types de rayonnement sont définis par leur longueur d'onde. Le rayonnement électromagnétique s'étend des courtes longueurs d'onde (incluant les rayons gamma et les rayons X) aux grandes longueurs d'onde (micro-ondes et ondes radio) [15].

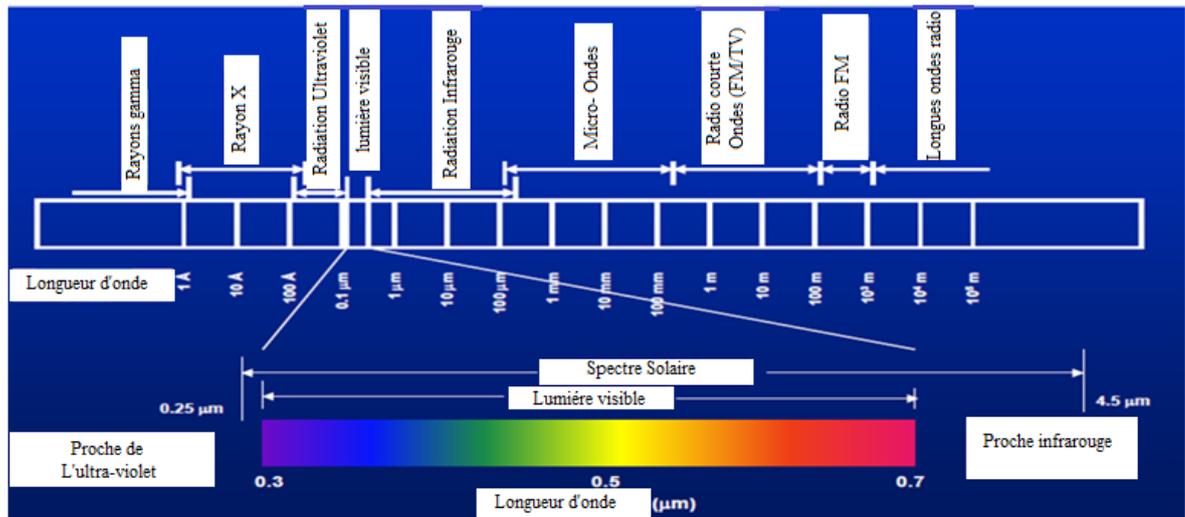


Figure 1.1. Spectre électromagnétique [16]

1.4.2 Radiation solaire ou (rayonnement solaire)

Une radiation électromagnétique dont la longueur d'onde varie d'environ 0,25 à 4,5 micromètres, y compris le proche ultraviolet (UV), la lumière visible et radiation proche infrarouge (IR) [17].

1.4.3 Rayonnement spectrale solaire

La zone grise est la lumière totale produite par le soleil qui atteint la terre. Le spectre coloré est le rayonnement solaire qui atteint le niveau de la mer (les lacunes sont causées par l'absorption de la lumière par les gaz atmosphériques). La zone bleu clair est le rayonnement disponible que le silicium se transforme en électricité. Une grande partie du rayonnement ultraviolet et proche de l'infrarouge n'est pas efficacement récupérée par le silicium [18].

Les technologies solaires traditionnelles, telles que la cellule solaire au silicium commune, ne capturent qu'une fraction du rayonnement solaire disponible, en raison de leurs propriétés matérielles intrinsèques.

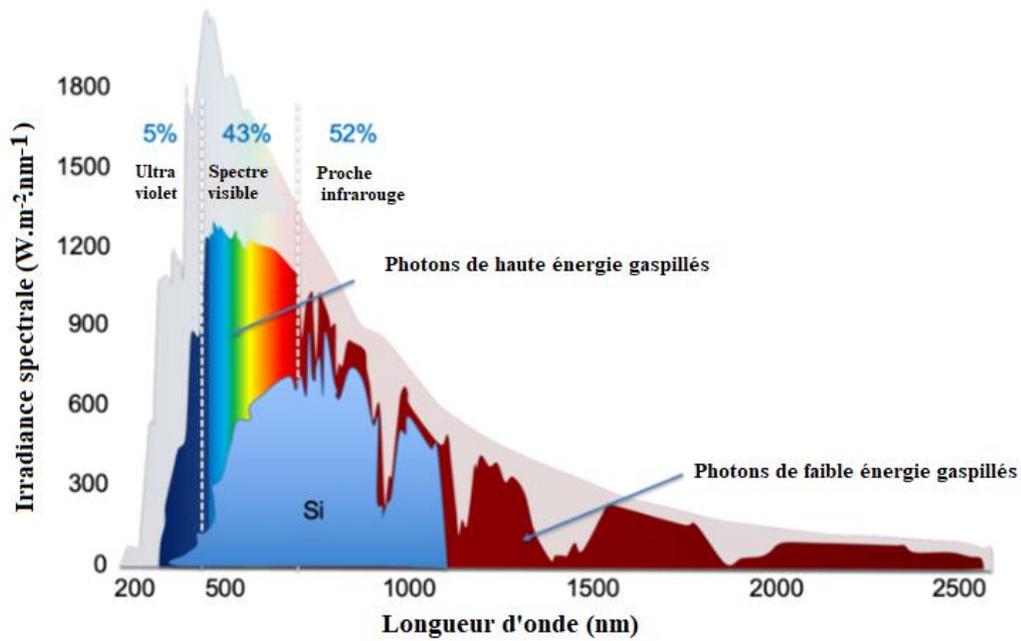


Figure 1.2. Rayonnement spectrale solaire

1.4.4 Effets atmosphériques

Environ 30% de l'énergie solaire extraterrestre est absorbée ou réfléchi par l'atmosphère avant d'atteindre la surface de la terre [16]. Les effets varient considérablement selon l'altitude, la latitude, l'heure du jour et de l'année, les polluants atmosphériques, les conditions météorologiques et la longueur d'onde de radiation solaire.

La radiation directe du faisceau (normal) est la composante de radiation solaire globale totale incidente sur une surface normale aux rayons du soleil, qui se déplace en lignes parallèles directement à partir du soleil.

La radiation diffuse est la composante de radiation solaire globale totale incidente sur une surface qui est diffusée où réfléchi. Peut également inclure la radiation réfléchi par le sol (albédo)

La radiation globale totale comprend les composantes : directe, diffuse et réfléchi (albédo) [18].

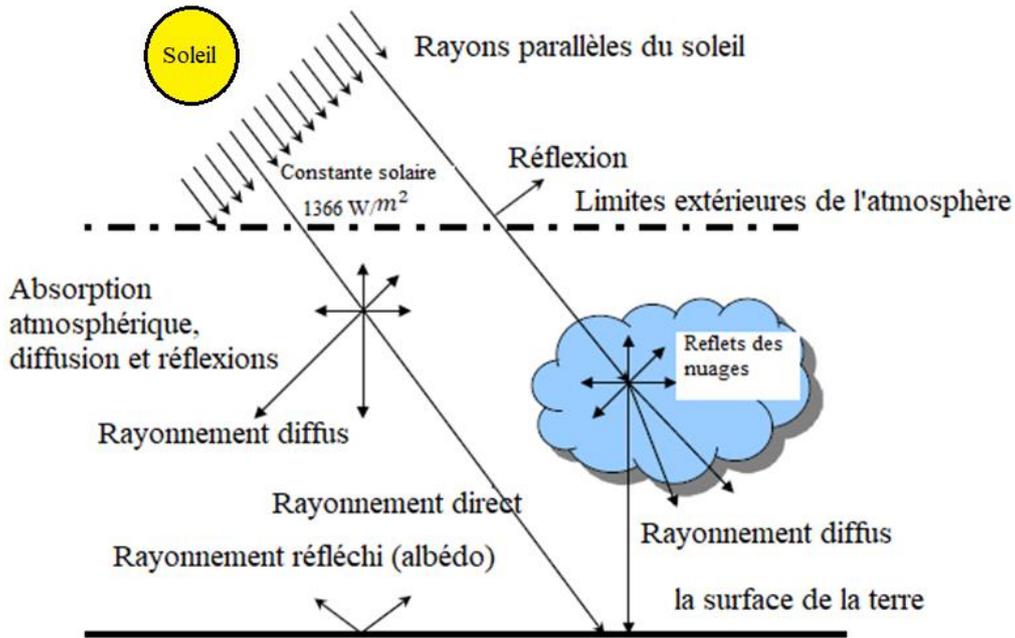


Figure 1.3. Radiation solaire global total-Direct et Diffuse

1.4.5 Masse d'air

Le coefficient de masse d'air représente le chemin optique du rayonnement solaire à travers l'atmosphère terrestre par rapport à ce chemin lorsque le Soleil est au zénith. Il permet de quantifier le spectre solaire en un lieu donné après que son rayonnement a traversé l'atmosphère.

Cette grandeur est couramment utilisée pour caractériser les performances de cellules solaires et est souvent indiquée par les lettres « MA » suivies d'un nombre. Le coefficient MA1.5 est celui généralement retenu pour la conception de capteurs solaires photovoltaïques.

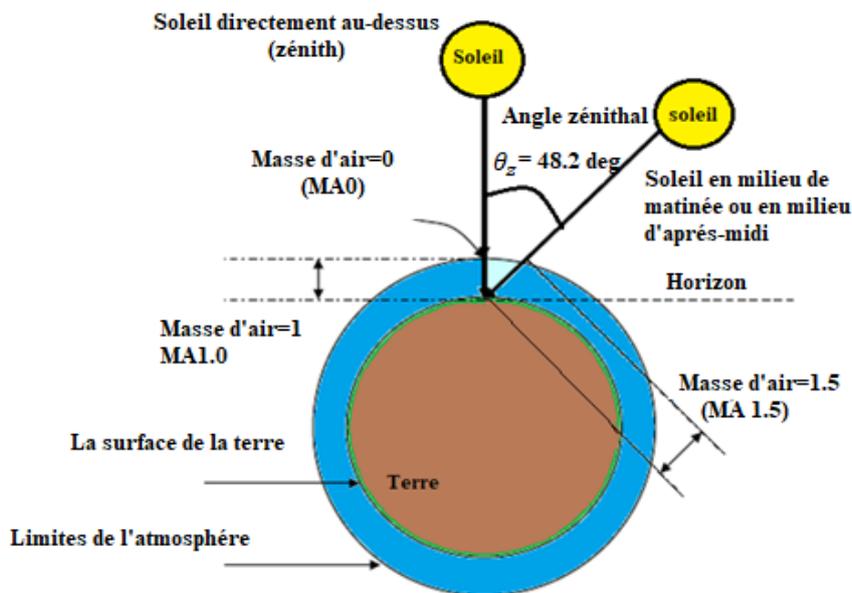


Figure 1.4. Masse d'air

La masse d'air est calculée comme suit :

$$MA = \frac{1}{\cos \theta_z} \left[\frac{P}{P_0} \right] \quad (1.1)$$

Où :

MA = masse d'air

θ_z = angle zénithal (degré)

P = Pression locale

P_0 = pression au niveau de la mer

1.5 Instruments utilisés pour mesurer le rayonnement solaire

Le rayonnement solaire est l'entrée de tous les systèmes de production d'énergie solaire. La mesure de rayonnement solaire fournit des connaissances pour prendre des décisions importantes sur le rendement énergétique futur, l'efficacité, les performances et la maintenance - des facteurs cruciaux pour les investissements.

Il existe deux types de capteurs qui sont utilisés souvent pour calculer l'intensité du l'éclairement solaires ; le pyranomètre et le pyréliomètre [19].

▪ Le pyranomètre

Un pyranomètre mesure le rayonnement solaire global à large bande (direct et diffus) avec une thermopile. Il est utilisé pour les mesures de précision en laboratoire et les stations météorologiques. Les dômes à double vitrage améliorent le faible angle d'incidence et la précision thermique.

Le principe de fonctionnement du pyranomètre repose sur un détecteur constitué de deux surfaces différentes ; une surface blanche qui a une réflectance élevée pour le rayonnement dans le spectre de l'énergie solaire, et une autre surface noire qui a une très haute absorption pour le rayonnement solaire. La différence de température entre ces surfaces est détectée par une thermopile et qui nous donne la mesure du l'éclairement solaire absorbé.



Figure1.5. Le pyranomètre [19].

▪ Le pyrhéliomètre

Un pyrhéliomètre mesure la composante normale directe de rayonnement solaire globale total. L'instrument doit toujours suivre le soleil, il est équipé d'un long tube étroit, et d'une thermopile peinte en noir (donc très absorbante) qui a le rôle de mesurer la chaleur résultante de l'absorption des rayons solaires. Cet instrument est en général une sortie analogique en tension qui est proportionnelle à ce rayonnement direct.



Figure 1.6. Le pyrhéliomètre [19].

1.6 ENERGIE SOLAIRE PHOTOVOLTAÏQUE

La production d'énergie photovoltaïque est une technologie utilisant l'effet photovoltaïque de l'interface du semi-conducteur et transformant l'énergie lumineuse directement en énergie électrique. Les cellules solaires sont l'élément clé le plus important de cette technologie. Après une série de cellules solaires de protection encapsulées, il pourrait former un module de cellules solaires de grande surface, couplé au contrôleur de puissance et à d'autres composants pour former un dispositif de système photovoltaïque.

1.6.1 Effet photovoltaïque

Comme son nom l'indique, le photovoltaïque est une technologie qui convertit la lumière (photo) directement en électricité (voltaïque). Le nom de l'élément photovoltaïque individuel est connu sous le nom de cellule solaire, qui est composé de matériaux appelés semi-conducteurs.

Le matériau semi-conducteur le plus utilisé est le silicium, qui, dans son état naturel, a la propriété unique des électrons sur son orbite externe, leur permettant de former des liaisons covalentes parfaites avec quatre atomes voisins, créant ainsi un réseau. La forme cristalline obtenue est une substance argentée d'aspect métallique.

A l'état pur, le silicium cristallin est un mauvais conducteur, du fait que tous les électrons de l'orbite externe sont liés et ne peuvent pas se déplacer librement. Pour changer ce comportement, le silicium pur doit passer par un processus appelé dopage. Dans ce processus, certaines « impuretés » (par exemple, C, N, As, B) sont ajoutées au matériau [20].

Chapitre 1 : La production d'électricité à partir de sources renouvelables : État de l'art- énergie solaire photovoltaïque utilisée pour le pompage de L'eau.

Selon le type de matériau ajouté, le semi-conducteur reçoit la classification P ou N :

Type N : de l'arsenic ou du phosphore est ajouté et puisque chaque élément a 5 électrons sur son orbite externe, il y a un électron qui n'a rien à lier, donc est libre de se déplacer dans le matériau. En ajoutant plusieurs atomes d'arsenic ou de phosphore, suffisamment d'électrons seront capables de se déplacer, permettant à un courant électrique de circuler à travers le matériau. Le nom " Type N "vient de la charge négative de l'électron.

Type P : du bore ou du gallium est ajouté. Dans ce cas, chacun n'a que 3 électrons sur l'orbite externe, et lorsqu'il est ajouté au silicium pur, il y a un trou dans la structure où un électron de silicium n'a rien à lier, et sera libre de se déplacer. L'absence d'électrons crée un effet de charge positive, d'où le nom de « type p » [21].

Ces électrons occupent une bande d'énergie appelée bande de valence. Lorsqu'une certaine énergie est appliquée et qu'elle dépasse un certain seuil, appelée bande interdite, ces électrons sont libres de se déplacer dans une nouvelle bande d'énergie appelée bande de conduction, où ils peuvent conduire l'électricité à travers le matériau.

L'énergie nécessaire aux électrons pour se déplacer dans la bande de conduction peut être fournie par des photons qui sont des particules de lumière. La figure 7 montre la relation idéalisée entre l'énergie (axe vertical) et les limites spatiales (axe horizontal). Lorsque la cellule solaire est exposée au soleil, les photons frappent les électrons dans la bande de valence et leur donnent suffisamment d'énergie pour se déplacer dans la bande de conduction. Là, un contact semi-conducteur dopé n collecte les électrons de la bande de conduction et les conduit vers le circuit externe où ils peuvent être utilisés pour créer de l'électricité. Ensuite, ils sont restaurés dans la bande de valence à une énergie (libre) inférieure à travers le circuit de retour par un contact semi-conducteur dopé p.

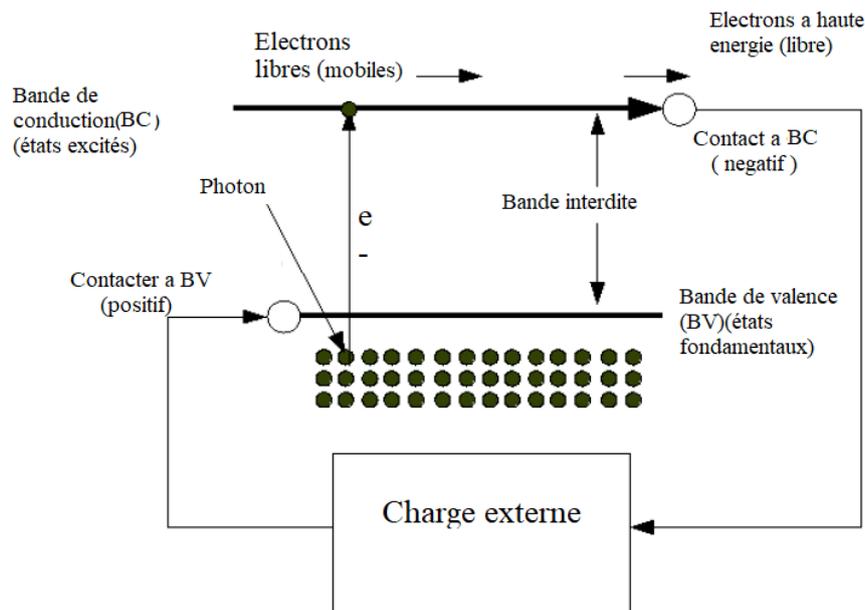


Figure 1.7. Schéma d'une cellule solaire [22].

Tout cela est possible car la lumière du soleil est un spectre de photons répartis sur une large gamme d'énergie. Les photons avec une énergie supérieure à la bande interdite peuvent conduire des électrons de la bande de valence à la bande de conduction et peuvent voyager à travers le circuit externe pour produire du travail (jonction polarisée en direct). Les photons avec moins d'énergie que la bande interdite ne peuvent pas exciter les électrons libres, et à la place, cette énergie traverse la cellule solaire, et sera absorbée sous forme de chaleur (jonction polarisée en inverse).

La tension à laquelle les électrons sont délivrés au circuit externe est légèrement inférieure à la bande interdite. Cette tension est mesurée en unités d'électrons-volts (eV), ainsi dans un matériau à bande interdite de 1eV, la tension délivrée par une seule cellule est d'environ 0,7V. Par conséquent, plusieurs cellules sont connectées ensemble (généralement 36) et encapsulées dans des unités appelées modules PV, qui sont le produit généralement vendu au client.

1.6.2 Module photovoltaïque avec des diodes de protection

Pour garantir une durée de vie importante un dispositif de système photovoltaïque destiné à produire de l'énergie électrique sur des années, des protections électriques doivent être ajoutées aux modules commerciaux afin d'éviter des pannes destructrices liées à l'association de cellules en séries et de panneaux en parallèles. Pour cela, deux types de protections classiques sont utilisés dans les installations actuelles:

1- Diode anti-retour

La diode anti-retour empêchant un courant négatif dans les générateurs photovoltaïques (G_{PV}). Ce phénomène peut apparaître lorsque plusieurs modules sont connectés en parallèle comme illustré sur figure 8, ou bien quand une charge en connexion directe peut basculer du mode récepteur au mode générateur, par exemple une batterie durant la nuit [23].

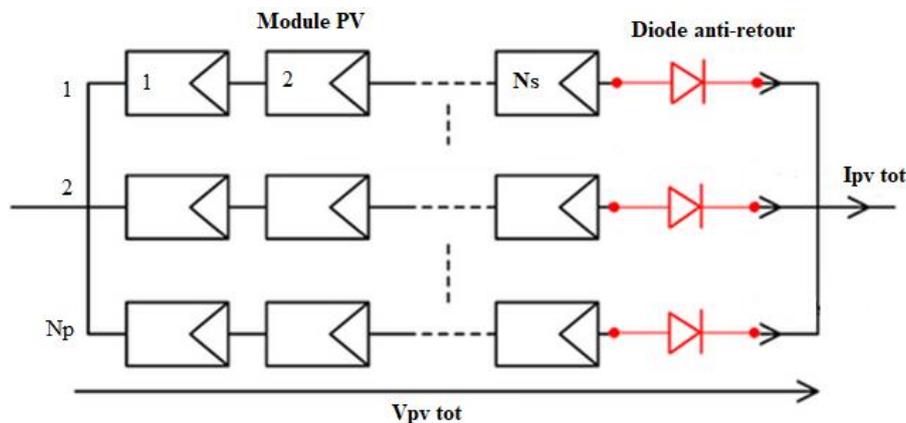


Figure 1.8. Association d'un champ PV (N_s modules en séries et N_p branches en parallèles) avec la diode de protection anti-retour.

2- Diodes by-pass

Les diodes by-pass peuvent isoler un sous-réseau de cellules (une diode by-pass se trouve en parallèle d'un X cellules en séries) comme illustré sur la figure 9.

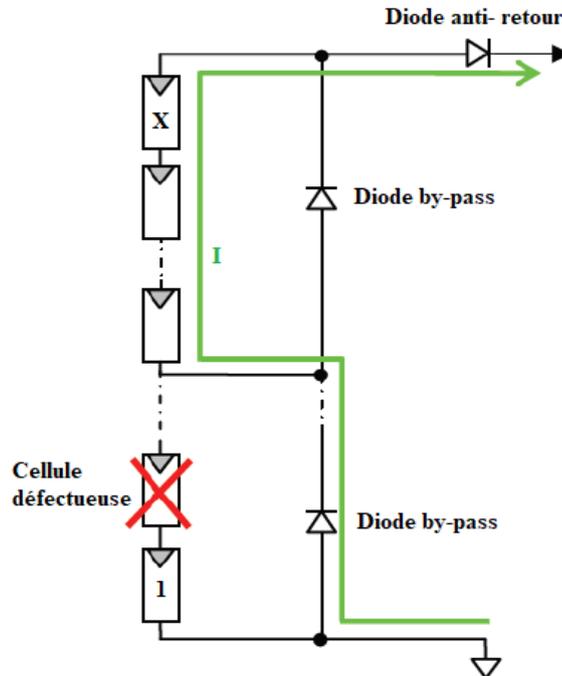


Figure 1.9. Association d'un X cellules en séries avec la diode de protection (by-pass)

La mise en série de cellules photovoltaïques implique que le courant traversant chaque cellule soit le même que celui que l'ensemble du GPV associé. Ainsi, quand un GPV ou une partie de ce GPV (par exemple une cellule) est ombrée, cette partie sous-irradiée du module peut se trouver polarisée en inverse et devenir réceptrice, dissipant alors la puissance ne pouvant pas être extraite. Cette dissipation a comme effet immédiat un échauffement de la zone sous irradiée. Cet échauffement local peut donner lieu à des « points chauds » (hot spot en anglais) qui peuvent endommager la zone affectée et dégrader définitivement les performances du module photovoltaïque entier. Pour éviter ces effets indésirables, des diodes by-pass sont associées à un sous-réseau de cellules [24], [25].

1.7 POMPAGE D'EAU

Le pompage de l'eau a une longue histoire, de sorte que de nombreuses méthodes de pompage de l'eau ont été développées. Les gens ont utilisé une variété de sources d'énergie, à savoir l'énergie humaine, l'énergie animale, l'énergie hydraulique, l'énergie éolienne, l'énergie solaire et des carburants tels que le diesel pour les petits générateurs[26]. Les pompes sont disponibles dans une variété de tailles pour une large gamme d'applications. Selon leur principe de fonctionnement de base, elles peuvent être classées en pompes dynamiques ou volumétriques. Les pompes dynamiques peuvent être sous- classées en pompes centrifuges et à effets spéciaux. Les pompes volumétriques peuvent être sous- classées en pompes rotatives ou alternatives [27].

La pompe volumétrique est une solution de transfert de liquide par le déplacement d'un volume d'un endroit à l'autre. Ce déplacement peut se faire par un piston, une membrane (pompe volumétrique oscillante) ou par des engrenages, des lobes, des palettes, un rotor, ... (pompe volumétrique rotative)[28].

La pompe centrifuge, à contrario, se base sur la force centrifuge en acceptant le liquide au centre de la roue pour l'évacuer, par la rotation d'aubes de la roue, vers l'extérieur. Les pompes centrifuges sont considérées comme le type de pompe le plus couramment utilisées dans l'industrie de transformation. La popularité des pompes centrifuges vient de la large gamme d'options de configuration disponibles, de leur simplicité de conception, de leur rendement élevé, de leur large plage de capacité et de hauteur, de leur débit régulier et de leur facilité d'utilisation et d'entretien[28].

1.7.1 Constitution de la pompe centrifuge :

Les pompes centrifuges sont formées d'un rotor appelé turbine ou roue qui tourne à l'intérieur d'un corps. Le rotor à aubes comprend une série d'aubes, de préférence de conception radiale, qui transmet l'énergie cinétique au fluide pompé[28].

Ces machines comprennent donc :

- Un distributeur (arrivée du liquide)
- L'ouïe d'aspiration
- Le corps de la pompe ou volute
- Le refoulement qui va s'élargir
- L'ouïe de refoulement

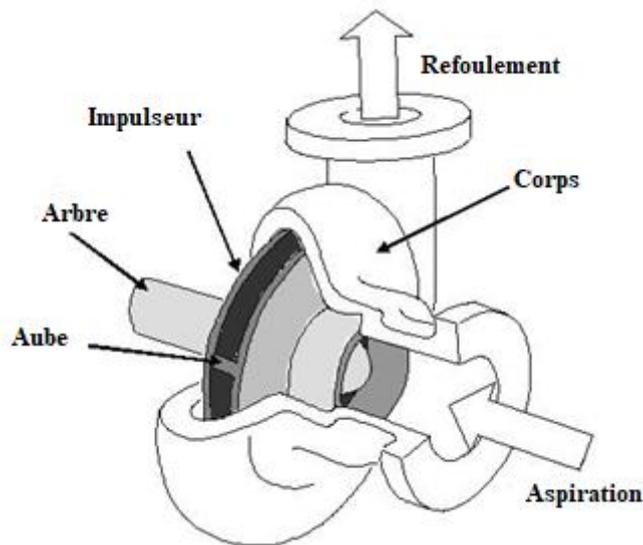


Figure 1.10. Constitution de la pompe centrifuge

1.7.2 Principe de fonctionnement de la pompe centrifuge:

Les pompes centrifuges utilisent une ou plusieurs roues à aubes, qui se fixent et tournent avec l'arbre de la pompe. Cela fournit l'énergie qui déplace le liquide à travers la pompe et met le liquide sous pression pour le déplacer à travers le système de tuyauterie. La pompe convertit donc l'énergie mécanique d'un moteur en énergie d'un fluide en mouvement. Une partie de l'énergie va dans l'énergie cinétique du mouvement du fluide, et une partie va dans l'énergie potentielle, représentée par la pression du fluide ou en soulevant le fluide, contre la gravité, à une altitude plus élevée.

Le transfert d'énergie de la rotation mécanique de la roue au mouvement et à la pression du fluide est généralement décrit en termes de force centrifuge. La pression de sortie est le reflet de la pression qui applique la force centripète[28].

1.7.3 Notion hydraulique de base

1.7.3.1 Hauteur manométrique totale

La hauteur manométrique totale (HMT) d'une pompe est la différence de pression en mètres de colonne d'eau entre les orifices d'aspiration et de refoulement.

1.7.3.2 Débit

Quantité d'eau que la pompe peut fournir durant un intervalle de temps donné. En pompage, le débit est habituellement donné en litres par heure (l/h).

En pompage solaire, le débit (ou le besoin en eau) est souvent exprimé en m^3 par jour [29].

1.7.3.3 Niveau statique

Le niveau statique (N_s) d'un puits ou d'un forage est la distance du sol à la surface de l'eau avant pompage.

1.7.3.4 Niveau dynamique

Le niveau dynamique (N_d) d'un puits ou d'un forage est la distance de la surface de l'eau pour un pompage à un débit donné. Pour le calcul de la HMT, le niveau dynamique est calculé pour un débit moyen.

1.7.3.5 Rabattement (R_m)

C'est une vidange naturelle ou accidentelle de la nappe. C'est la différence entre le niveau dynamique et le niveau statique [29].

$$R_m = N_d - N_s \quad (1.2)$$

N_s , N_d : Le niveau statique et dynamique d'un puits ou d'un forage.

1.7.3.6 Hauteur de réservoir (H_r)

L'élévation de réservoir par rapport au sol

1.7.3.7 Les pertes de charge.

Chutes de pression produites par le frottement de l'eau sur les parois des conduites. Ces pertes sont fonction de la longueur des conduites (D), de leur diamètre (dc) et du débit de la pompe (Q) [29].

1.7.3.7.1 Les pertes de charge linéaires

Produites par le frottement du fluide sur les parois des conduites. Elles sont données par la formule suivante :

$$\Delta H_1 = \lambda \frac{L}{D} \frac{v^2}{2g} \quad (1.3)$$

λ : Coefficient de pertes de charges linéaires.

L : Longueur de la tuyauterie (m).

D : Diamètre de la tuyauterie (m).

g : Accélération de la pesanteur (m/s^2).

v : Vitesse moyenne du fluide (m/s) qui est donnée par :

$$v = \frac{4Q}{\pi D^2} \quad (1.4)$$

Q : Débit (m^3/s).

$$\Delta H_1 = \lambda \frac{L}{D} \left(\frac{8Q^2}{\pi^2 D^4 g} \right) \quad (1.5)$$

On remarque que les pertes de charges linéaires sont proportionnelles à la longueur de canalisation, ces pertes diminuent quand on augmente le diamètre de la canalisation.

1.7.3.7.2 Les pertes de charge singulières

Produites par tout phénomène local tel que changement de section ou de direction dans la conduite, vanne,...etc. Elles sont données par la formule suivante :

$$\Delta H_2 = \varepsilon \cdot \frac{v^2}{2 \cdot g} = \varepsilon \frac{8Q^2}{\pi^2 D^4 g} \quad (1.6)$$

ε : Coefficient de pertes de charges locales.

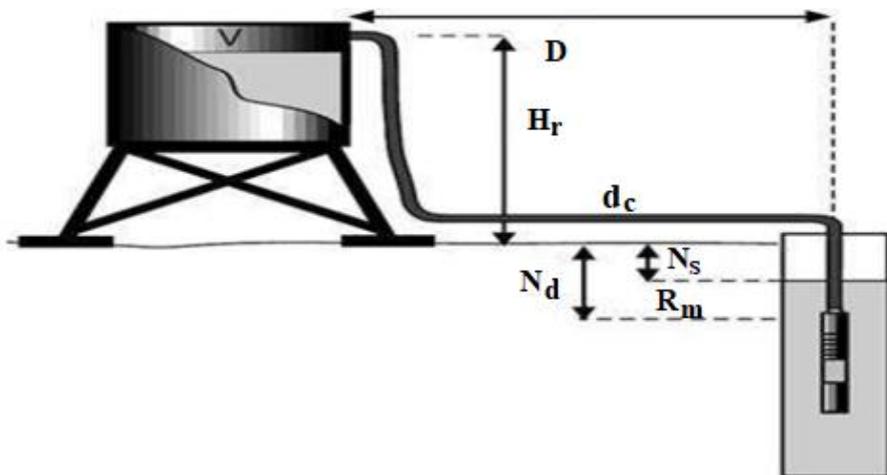


Figure 1.11. Schéma présente la notion hydraulique de base [30].

$$HMT = H_r + N_d + \text{perte de charge} \quad (1.7)$$

$$HMT = H_r + N_s + R_m + \text{perte de charge} \quad (1.8)$$

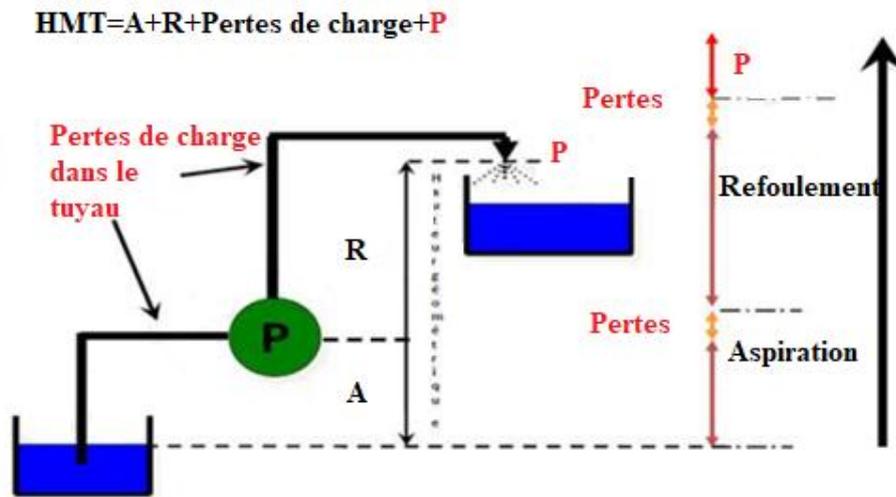


Figure 1.12. Schéma de calcul HMT[29].

1.7.4 Caractéristiques d'une pompe centrifuge :

Le fonctionnement d'une pompe centrifuge met en jeu trois paramètres, la hauteur, le débit et la vitesse.

1.7.4.1 Caractéristiques Débit - hauteur :

Les performances d'une pompe peuvent être exprimées graphiquement en fonction de la hauteur de charge par rapport au débit. La pompe centrifuge a une courbe où la hauteur chute progressivement avec l'augmentation du débit. C'est ce qu'on appelle la courbe caractéristique de la pompe (Head - Flow curve) [31].

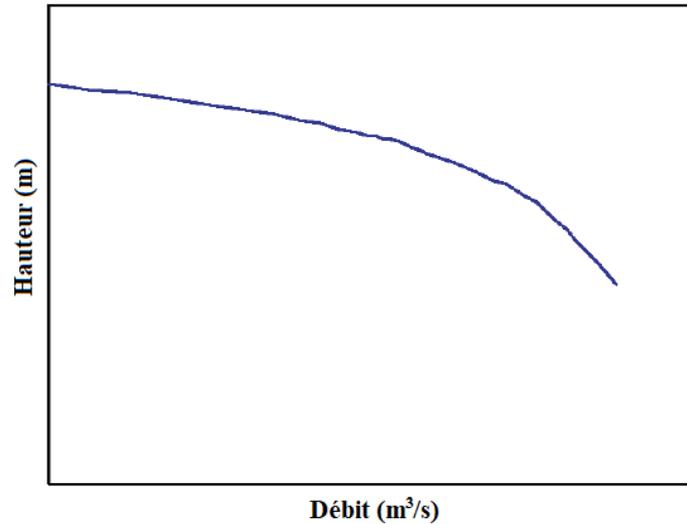


Figure 1.13. La courbe caractéristique de la pompe (Débit – hauteur) [31].

1.7.4.2 Point de fonctionnement de la pompe

Lorsqu'une pompe est installée dans un système, l'effet peut être illustré graphiquement en superposant les courbes de la pompe et du système. Le point de fonctionnement sera toujours là où les deux courbes se croisent [31].

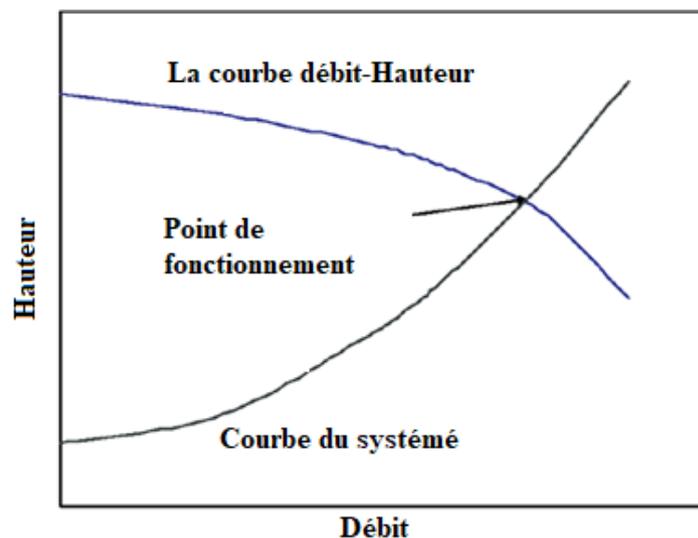


Figure 1.14. Point de fonctionnement de la pompe [31].

1.7.4.3 Caractéristique Débit –vitesse

La pompe centrifuge est conçue pour une hauteur manométrique (HMT) relativement fixe. Le débit de cette pompe varie en proportion de la vitesse de rotation du moteur. Son couple augmente très rapidement en fonction de cette vitesse et la hauteur de refoulement est en fonction du carré de la

vitesse du moteur. On utilise habituellement les pompes centrifuges pour les gros débits et les profondeurs moyennes ou faibles (10 à 100 m) [32].

La vitesse de rotation du moteur devra donc être très rapide pour assurer un bon débit.

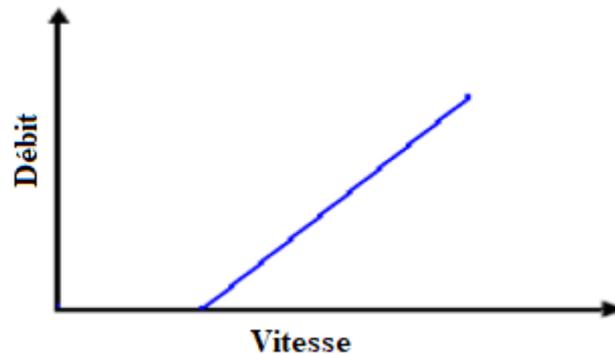


Figure 1.15. La courbe caractéristique de la pompe (Débit – Vitesse)

1.8 POMPAGE D'EAU PHOTOVOLTAÏQUE

La technologie de pompage solaire de l'eau peut être considérée comme une alternative prometteuse aux systèmes de pompage à base d'électricité, de diesel ou d'essence, car elle est rentable et respectueuse de l'environnement. Les systèmes de pompage solaire permettent de collecter l'eau d'une source (rivière, bassin, puits...) même si aucune source d'énergie n'est présente sur le site. Souvent utilisés pour fournir de l'eau potable, pour l'irrigation ou pour remplir des réservoirs, ces systèmes permettent d'accéder à l'eau dans les zones les plus reculées[27].

Les systèmes de pompage d'eau photovoltaïques convertissent le rayonnement solaire en électricité via des panneaux photovoltaïques pour alimenter des pompes électriques. L'énergie électrique produite par les modules PV est utilisée pour alimenter des moteurs à courant continu ou pour la convertir en courant alternatif par l'onduleur. Selon l'installation, l'énergie peut être stockée dans des batteries. Cependant, il n'est pas toujours nécessaire de stocker l'énergie produite car installer un réservoir en sortie de pompe permet de stocker l'eau et ainsi d'avoir une réserve utilisable même sans soleil [27].

Systèmes photovoltaïques peuvent être utilisés non seulement pour l'irrigation, mais aussi pour l'approvisionnement en eau potable, la purification de l'eau et le dessalement. L'accès à l'eau potable est essentiel et, certaines régions des pays en développement dans le monde, n'ont pas toujours ce privilège. Par ailleurs, de nombreuses communes rurales ne sont pas connectées à un système centralisé d'approvisionnement en eau potable. Dans ces cas, la technologie de pompage d'eau solaire PV pourrait être une option appropriée[26].

1.8.1 Les différents types d'installation du groupe motopompe :

La figure 1.16 représente différents types d'installations courantes de systèmes photovoltaïques de pompage [33].

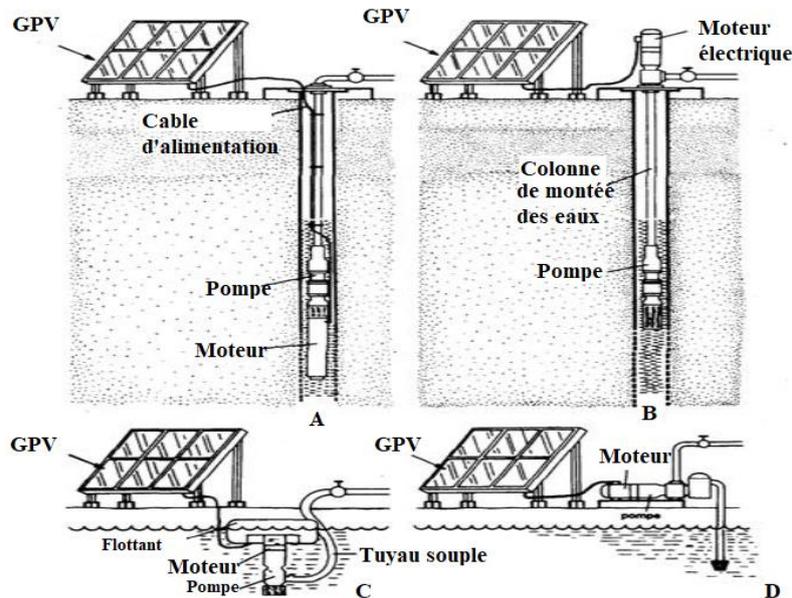


Figure 1.16. Exemples d'installations de pompes solaires

- A. groupe motopompe immergé
- B. pompe immergée avec moteur en surface
- C. groupe motopompe flottant
- D. moteur et pompe installés en surface.

1.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons commencé par la production mondiale d'électricité à partir de sources renouvelables. Nous avons ensuite présenté l'engagement de l'Algérie à promouvoir de manière significative les investissements dans les énergies renouvelables, et les objectifs programmés à atteindre sur deux périodes (2015-20 et 2021-30) fixés en matière d'ER. Troisièmement nous avons présenté la production d'énergie photovoltaïque, nous avons détaillé le concept générateur photovoltaïque en expliquant l'effet photovoltaïque de l'interface du semi-conducteur et le principe de fonctionnement d'une cellule solaire. Par la suite, nous présentons le gisement solaire et les instruments utilisés pour mesurer le rayonnement solaire. Enfin, nous avons parlé du pompage de l'eau, les notions hydrauliques de base et du pompage photovoltaïque en particulier.

Dans ce qui suit, nous étudierons dans le chapitre 2, la modélisation du système de pompage photovoltaïque.

CHAPITRE 2 : MODELISATION DU SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAIQUE

2.1 INTRODUCTION

Le système de pompage photovoltaïque consiste à collecter de l'énergie solaire via des panneaux photovoltaïques pour produire de l'électricité et alimenter une pompe électrique pour assurer le pompage de l'eau. Un ou plusieurs convertisseurs statiques, permet de transformer les grandeurs électriques continues en grandeurs adaptées à la charge. Le système de pompage étudié est composé d'un GPV associé à une technique de poursuite de point de puissance maximale, d'un convertisseur de puissance et d'un système de motopompe.

Dans ce chapitre, nous modélisons chaque partie de la chaîne de pompage photovoltaïque. Dans la première partie, nous commençons par la modélisation du générateur photovoltaïque, nous présentons les simulations de ces caractéristiques (courant-tension) et (puissance-tension) sous MATLAB-Simulink en fonction de ces deux entrées qui sont la variation des paramètres météorologique (la température et l'éclairement). La deuxième partie est consacrée à la modélisation d'un onduleur de tension triphasé et à la présentation de sa commande MLI, nous présentons le principe de deux techniques MLI: la MLI (sinusoïdale-triangulaire) et la MLI vectorielle spatiale (MLIVS). Par la suite, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension. Enfin, nous présentons la modélisation de la pompe centrifuge choisie à entraîner le moteur asynchrone.

2.2 MODELE MATHEMATIQUE ET FORMULATION

2.2.1 Conception de structure globale

Les différents niveaux du système de pompage photovoltaïque proposé sont illustrés à la figure 2.1. La structure générale comprend principalement: un générateur photovoltaïque associé à une technique MPPT, un onduleur de tension permet de transformer la tension optimale continue délivrée par le GPV en une tension alternative, et une pompe centrifuge entraînée par un moteur asynchrone triphasé.

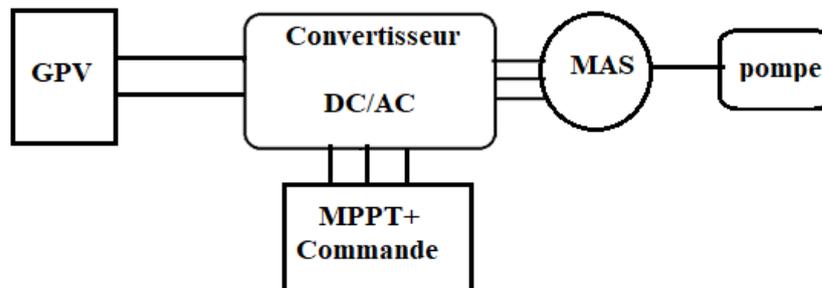


Figure 2.1. Conception globale de la structure de pompage photovoltaïque

2.2.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

La cellule photovoltaïque est représentée par le modèle « standard » à une diode. Ce modèle comporte une diode en moins par rapport au modèle à deux diodes [23], [34], et [35].

La figure 2.2 illustre le modèle à une diode de la cellule photovoltaïque

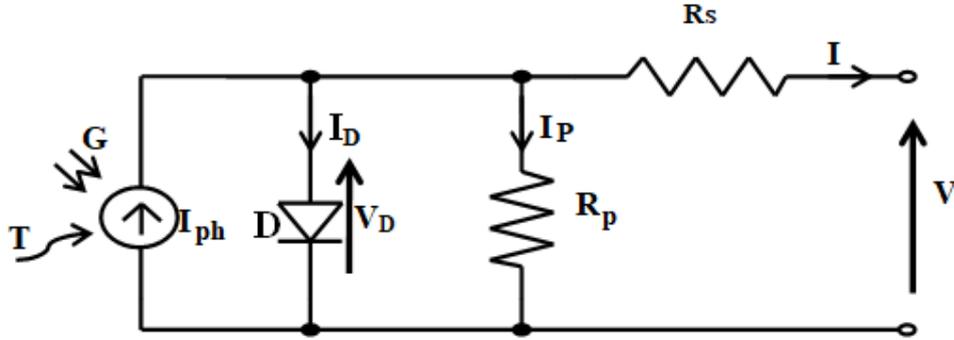


Figure 2.2 Modèle électrique équivalent à une diode de la cellule photovoltaïque.

L'expression du courant I devient alors :

$$I = I_{ph} - I_s \left(e^{\left(\frac{q(V+R_s I)}{nKT} \right)} - 1 \right) - \frac{V+I R_s}{R_p} \quad (2.1)$$

La résistance parallèle (R_p) est très grande par rapport à la résistance série (R_s), La résistance parallèle représente généralement le courant de fuit de la jonction, étant généralement très importante, on peut la négliger sur le schéma équivalent. Ce modèle, qui est largement utilisé, devient plus simple à étudier. La figure 2.3 illustre le modèle simplifié de la cellule photovoltaïque [36], [37], [38].

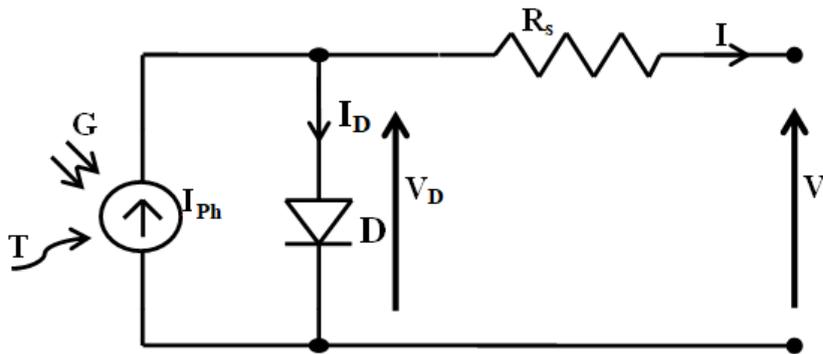


Figure 2.3 Modèle électrique équivalent simplifié de la cellule photovoltaïque.

L'équation (2.1) qui représente la relation liant le courant et la tension d'une photopile est la suivante :

$$I = I_{ph} - I_s \left(e^{\left(\frac{q(V+R_s I)}{nKT} \right)} - 1 \right) \quad (2.2)$$

On commence par calculer I_{ph} (I_{ph} : Photo courant, proportionnel à l'éclairement G) à une température T de la cellule [3], [39] :

$$I_{ph} = I_{cc}(T_1) \times [1 + K_0 \times (T - T_1)] \quad (2.3)$$

$I_{cc}(T_1)$ Est le courant de court-circuit à la température de référence T_1 , donné par la fiche technique du constructeur (mesuré sous un ensoleillement de 1000 W/m^2)

T_1 : Température de référence ($T_1 = 25^\circ\text{C} = 298^\circ\text{K}$).

G_0 : La valeur nominale de l'ensoleillement, généralement 1000 W/m^2

K_0 : Coefficient de variation du courant en fonction de la température est donnée dans la fiche technique du constructeur et calculé par :

$$K_0 = \frac{I_{cc}(T_2) - I_{cc}(T_1)}{T_2 - T_1} \quad (2.4)$$

Le courant de court-circuit I_{cc} est proportionnel à l'intensité de l'ensoleillement, sa valeur pour un ensoleillement donné (G) sera donc :

$$I_{cc}(G) = I_{cc}(G_0) \times \left(\frac{G}{G_0}\right) \quad (2.5)$$

Le courant inverse de saturation I_s de la diode à la température de référence T_1 est donné par :

$$I_s(T_1) = \frac{I_{cc}(T_1)}{e^{\left(\frac{qV_{co}(T_1)}{nkT}\right) - 1}} \quad (2.6)$$

I_s : Le courant inverse de saturation I_s pour une température (T) donnée est calculé par l'expression suivante :

$$I_s(T) = I_s(T_1) * \left(\frac{T}{T_1}\right)^{3/n} e^{\left(\frac{-q.V_g}{n.K}\right)\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_1}\right)} \quad (2.7)$$

L'équation de la résistance R_s pour la tension à circuit ouvert est :

$$R_s = -\frac{dV}{dI(V_{co})} - \frac{nKT/q}{I_s(T_1) \cdot e^{\frac{qV_{co}}{nKT}}} \quad (2.8)$$

2.2.2.1 Modélisation sous Simulink

Afin d'avoir un modèle simple à utiliser, nous avons procédé à la mise en œuvre d'un modèle de panneau photovoltaïque sous Matlab-Simulink qui sera utilisé dans la suite de nos travaux. Le modèle, basé sur l'équation (2.2), a deux paramètres d'entrée (température et ensoleillement) et deux paramètres de sortie (tension et courant). La figure (2.4) illustre le modèle du panneau photovoltaïque.

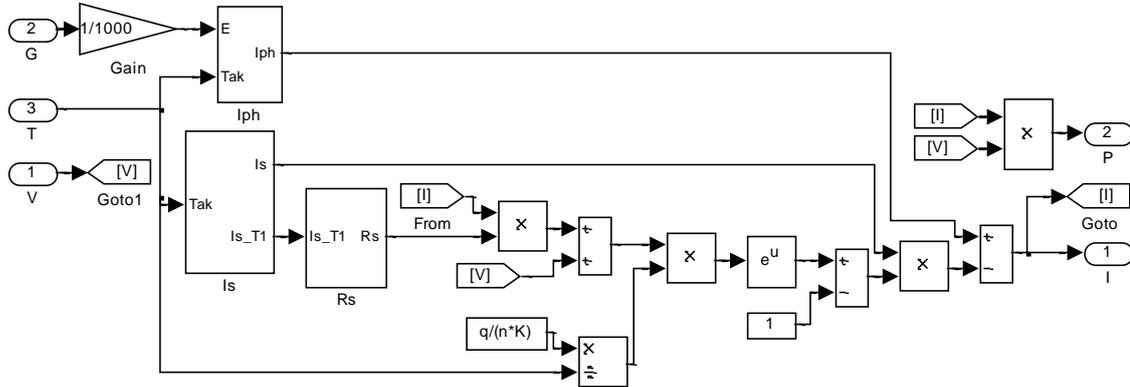


Figure 2.4. Cellule du module TE500

Dans notre étude, le panneau TE500 est choisi comme modèle de simulation sous MATLAB dont les paramètres sont cités dans l'annexe (A). Le module est constitué de 36 cellules solaires en silicium multi-cristallin en série et fournit 60W de puissance maximale nominale.

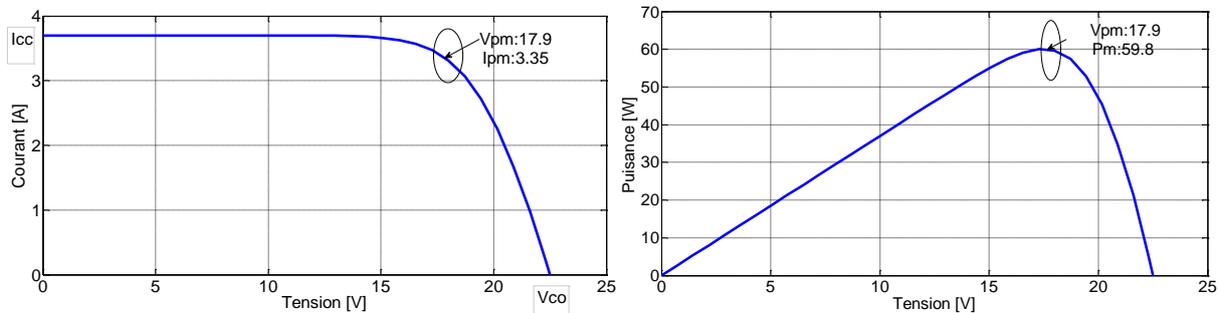


Figure 2.5 Caractéristique I(V) & P(V) du panneau TE500

La caractéristique $I(V)$ représente trois zones essentielles :

La première zone où le courant reste constant quelle que soit la tension, pour cette région, le générateur photovoltaïque fonctionne comme un générateur de courant avec une valeur approximativement égal au courant de court-circuit (I_{cc}). La deuxième zone correspond au coude de la caractéristique, elle représente la région préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal (caractérisé par une puissance maximale) peut être déterminé. On constate que la puissance maximale délivrée par le panneau TE500 est de 59.8W, cette dernière est obtenue lorsque $\frac{dP}{dV} = 0$. À mesure que la tension augmente, le courant commence à diminuer de façon exponentielle jusqu'à la

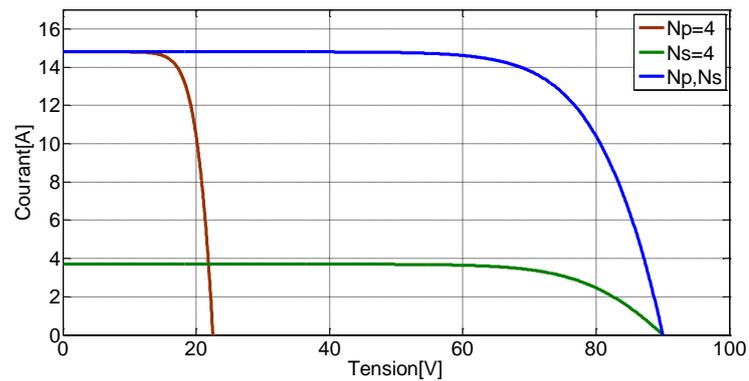
valeur zéro, où la tension est égale à la tension de circuit ouvert (V_{co}) (une variation de courant correspondant à une tension presque constante), dans ce cas le générateur est assimilable à un générateur de tension, nous sommes dans la troisième zone.

La caractéristique $P(V)$ montre qu'un module ne peut être assimilé à aucun générateur classique (générateur de courant ou générateur de tension), un panneau PV est alors considéré comme une source d'alimentation (source de puissance).

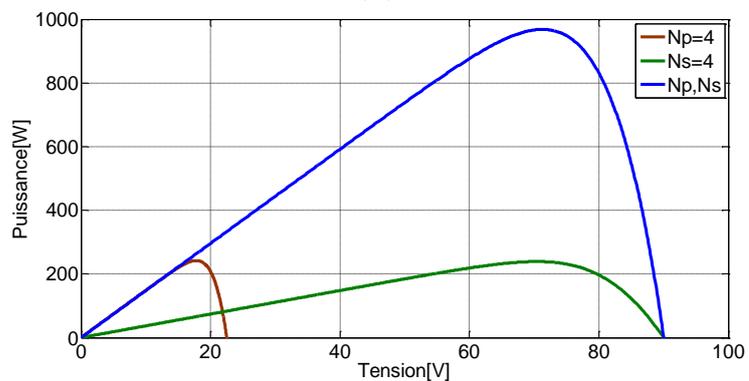
2.2.2.2 Le générateur photovoltaïque

La différence importante entre les panneaux de câblage en série ou en parallèle est qu'il affecte électriquement la tension et l'ampérage du circuit résultant. Dans un circuit en série, on additionne la tension de chaque panneau pour obtenir la tension globale du circuit. Cependant, l'ampérage de l'ensemble du circuit reste le même.

Avec les panneaux connectés en parallèle, la tension de l'ensemble du circuit reste la même que celle de chaque panneau, mais l'intensité du circuit total correspond à la somme de l'intensité de chaque panneau solaire.



(A)



(B)

Figure 2.6. Caractéristique I(V) & P(V) pour le groupement série/parallèle des panneaux à température et éclairement fixes : $G = 1 \text{ kW/m}^2$ et $T = 25^\circ\text{C}$

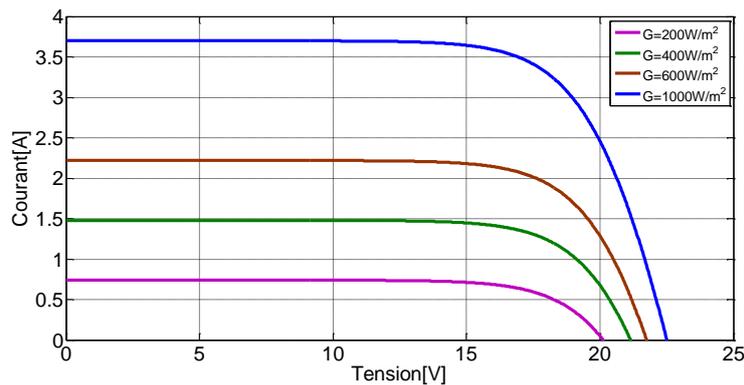
2.2.2.3 Caractéristique courant-tension (I-V) et puissance-tension (P-V) à ensoleillement et température variables

Pour des utilisations pratiques, les cellules solaires ne fonctionnent pas dans des conditions standard (1 kW/m^2 , spectre AM1,5 global, 25°C). Deux effets importants à prendre en compte sont dus à la température variable et au niveau d'ensoleillement.

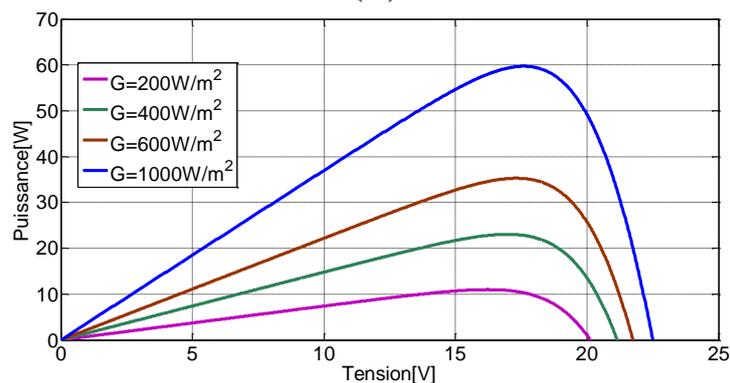
A- Influence de l'éclairement

La figure 2.7 est tracée pour démontrer l'influence d'éclairement sur les caractéristiques de la cellule. Comme le montre la figure 2.7, la tension de circuit ouvert augmente de façon logarithmique en augmentant le rayonnement solaire, tandis que le courant de court-circuit augmente de façon linéaire.

Les courbes $I(V)$ se décalent vers les valeurs croissantes permettant au module de produire une puissance électrique plus importante.



(A)

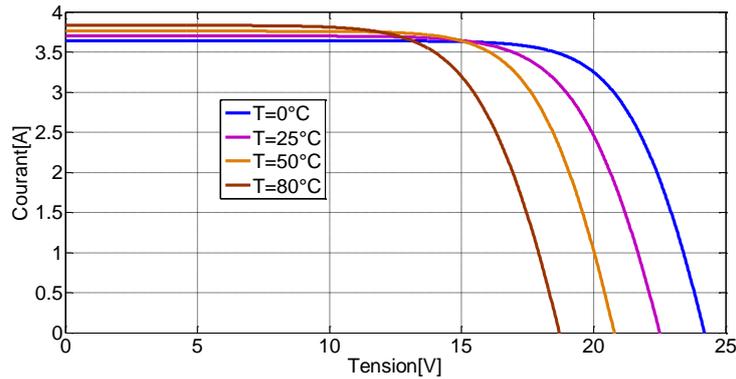


(B)

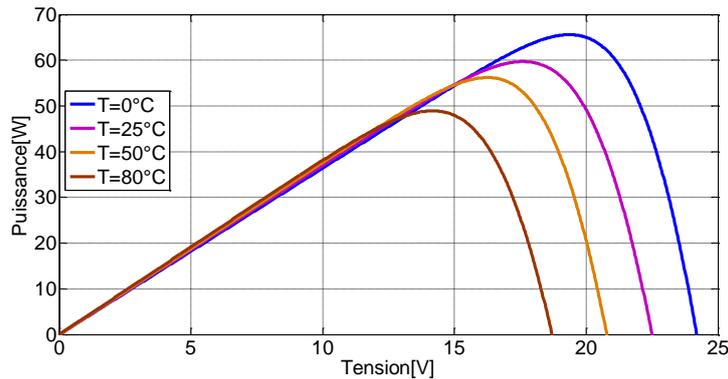
Figure 2.7. Courbes (I-V) et (P-V) pour un ensoleillement variable et une température de 25°C

B- Influence de la température

La température est un paramètre important dans le comportement des modules photovoltaïques à cause de leur exposition au flux énergétique solaire. En effet, la température de la cellule peut parfois dépasser les 70°C à midi. Cette augmentation de la température va engendrer une diminution de la largeur de la bande interdite de la jonction PN qui se traduit par une légère augmentation du courant, et une diminution significative de la tension dû à une forte augmentation du courant direct de la diode[3].



(A)



(B)

Figure 2.8. Courbes (I-V) et (P-V) pour une température variable et un ensoleillement de $1KW/m^2$

2.2.2.4 Influence des différents paramètres

A- Influence de la résistance série

Pour une température ($T=25^{\circ}C$) et un éclairement ($G=1KW/m^2$), l'effet de la résistance série sur la caractéristique $I(V)$ et $P(V)$ est présenté sur la figure 2.9.

La résistance série n'affecte pas la cellule solaire à la tension de circuit ouvert, car le courant total passe à travers la cellule solaire et donc à travers la résistance série est nul. Cependant, près de la tension à vide (dans la zone de fonctionnement maximale et dans la zone où le panneau fonctionne

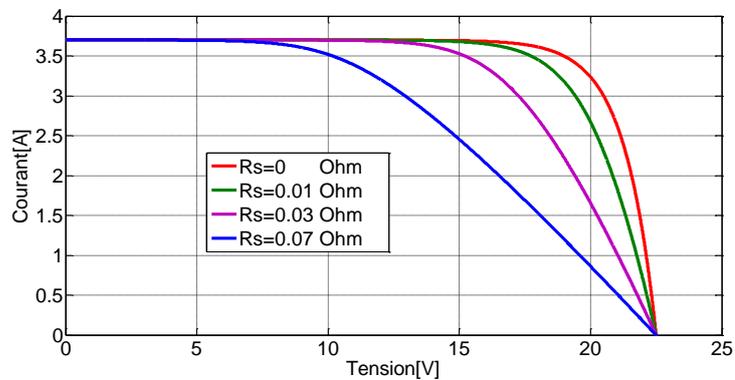
comme source de tension), la courbe I(V) est fortement affectée par la résistance série, donc on observe une diminution de la puissance max délivrer par le panneau.

L'impact principal de la résistance série est la réduction du facteur de remplissage, bien que des valeurs excessivement élevées puissent également réduire le courant de court-circuit. Le courant de court-circuit (I_{CC}) n'est pas affecté par la résistance série jusqu'à ce qu'elle soit très grande.

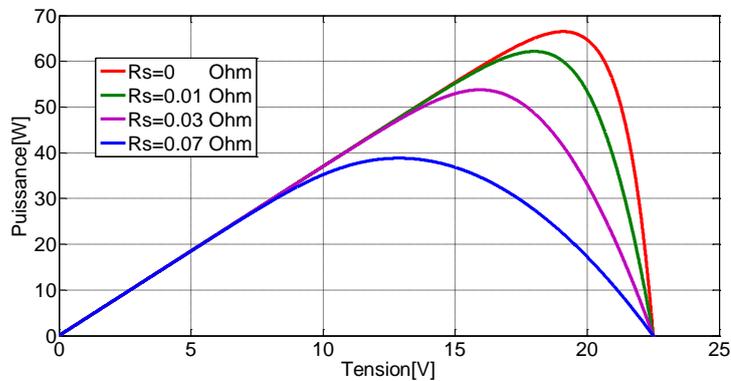
L'influence de la résistance série sur le facteur de forme ou sur le facteur de remplissage peut être écrit comme [3]:

$$FF = FF_0 (1 - r_s) \quad (2.9)$$

$$Ou \quad r_s = R_s \frac{I_{CC}}{V_{Co}}$$



(A)

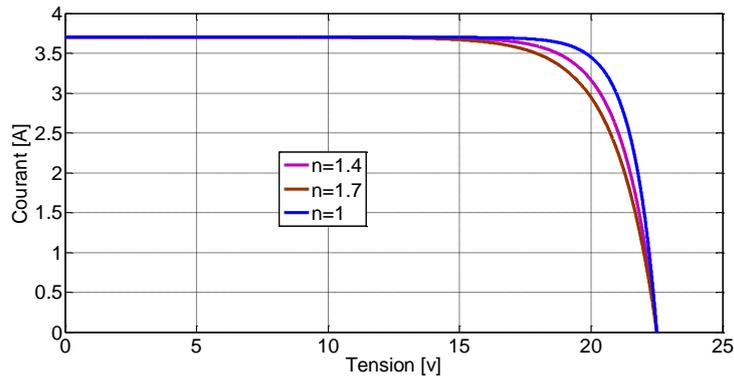


(B)

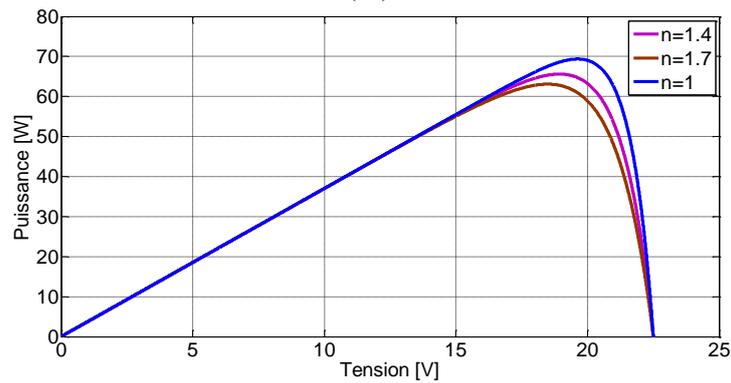
Figure 2.9 Influence de la résistance série sur la caractéristique I(V) & P(V)

B- Influence de facteur de qualité 'n'

Pour une température ($T = 25^\circ c$) et un éclairement ($G = 1KW/m^2$), La figure 2.10 montre que l'augmentation du facteur de qualité de la diode influe inversement sur le point de puissance maximale et cela se traduit par une baisse de puissance au niveau de la zone de fonctionnement.



(A)



(B)

Figure 2.10 Influence de facteur de qualité n sur la caractéristique $I(V)$ et $p(v)$

2.2.3 Modélisation du convertisseur DC/AC

Pour alimenter une charge à courant alternatif à partir d'un GPV, un onduleur doit être utilisé comme étage d'adaptation. En effet, un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance qui permet de délivrer une tension alternative de fréquence et amplitudes variables à partir d'une source de tension ou de fréquence continue. La structure d'un onduleur est généralement constituée d'interrupteurs électroniques tels que les IGBT, transistors de puissance ou thyristors [3], [40].

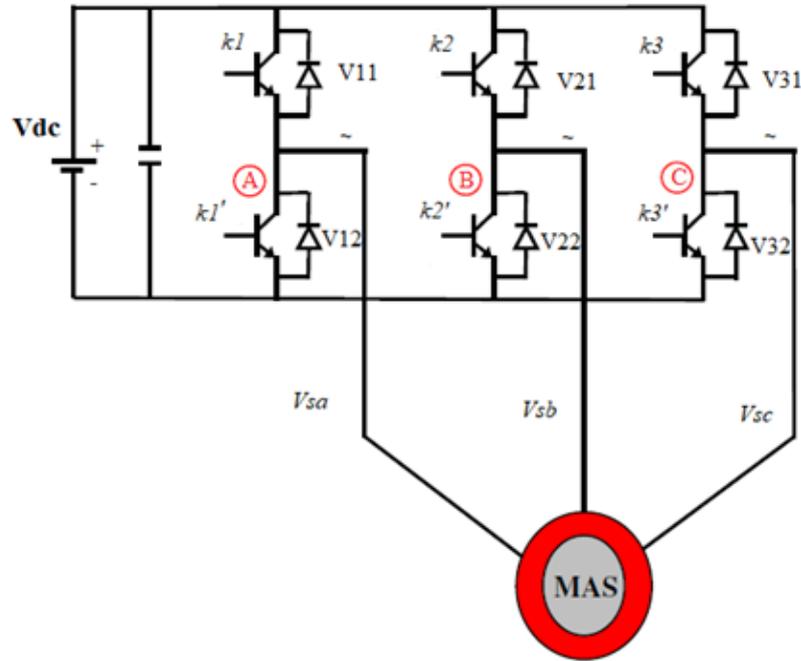


Figure 2.11 Onduleur à IGBT triphasé fournissant la puissance à une machine asynchrone

L'onduleur utilisé à IGBT commandés par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). La topologie standard d'un onduleur triphasé est montrée sur la Figure 2.11, trois bras chacune comporte deux interrupteurs, $k1$ et $k1'$, $k2$ et $k2'$, et $k3$ et $k3'$ ne peuvent pas être fermés en même temps, parce que ceci engendrera le court circuit de la source de tension continue. Dans ce cas, chaque cellule est assimilée à un interrupteur contrôlable à l'ouverture et à la fermeture.

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul). [40], [41]

2.2.3.1 Fonction de connexion

$$\text{Soit : } \begin{cases} i = 1, 2, 3 \\ j = 1, 2 \end{cases}$$

On associe à chaque interrupteur une fonction C_{ij} dite de connexion (les signaux de commande des bras k de l'onduleur) telle que :

$$C_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{lorsque l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert} \\ 0 & \text{lorsque l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé} \end{cases}$$

On a alors :

$$V_{ij} = (1 - C_{ij})V_{dc} \quad (2.10)$$

V_{ij} : représente la tension traversant le semi-conducteur

2.2.3.2 Fonction de conversion composée

Soit $V_{sab}, V_{sbc}, V_{sca}$ tels que :

$$\begin{aligned} V_{sab} &= V_{21} - V_{11} \\ V_{sbc} &= V_{31} - V_{21} \\ V_{sca} &= V_{11} - V_{31} \end{aligned} \quad (2.11)$$

A partir de l'équation (2.10), on peut écrire que :

$$\begin{aligned} V_{21} &= (1 - C_{21})V_{dc} \\ V_{31} &= (1 - C_{31})V_{dc} \\ V_{11} &= (1 - C_{11})V_{dc} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Alors :

$$\begin{aligned} V_{sab} &= (C_{11} - C_{21})V_{dc} \\ V_{sbc} &= (C_{21} - C_{31})V_{dc} \\ V_{sca} &= (C_{31} - C_{11})V_{dc} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sab} \\ V_{sbc} \\ V_{sca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11} \\ C_{21} \\ C_{31} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} C_{ab} \\ C_{bc} \\ C_{ca} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Les fonctions de conversion composées sont donc :

$$\begin{bmatrix} C_{ab} \\ C_{bc} \\ C_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} - C_{21} \\ C_{21} - C_{31} \\ C_{31} - C_{11} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

L'hypothèse est que la charge connectée à l'onduleur est équilibrée. Alors V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} forment un système triphasé équilibré c'est à dire : $(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0)$.

A partir de l'équation (2.15), on peut obtenir les fonctions de conversion simple, Où V_{sabc} est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= V_{sab} - V_{sca} \\ V_{sb} &= V_{sbc} - V_{sab} \\ V_{sc} &= V_{sca} - V_{sbc} \end{aligned}$$

Sous forme matricielle :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{ab} \\ C_{bc} \\ C_{ca} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

En multipliant les tensions simples aux tensions composées, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sab} \\ V_{sbc} \\ V_{sca} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11} \\ C_{21} \\ C_{31} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

On obtient alors :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11} \\ C_{21} \\ C_{31} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

2.2.3.3 Fonction de conversion simple

Les fonctions de conversion simples sont donc :

$$\begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2C_{11} & -C_{21} & -C_{31} \\ -C_{11} & 2C_{21} & -C_{31} \\ -C_{11} & -C_{21} & 2C_{31} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

2.2.3.4 Modulation de largeur d'impulsion MLI (PWM)

Les onduleurs à modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation) sont parmi les circuits électroniques de puissance les plus utilisés dans des applications pratiques. Les onduleurs PWM sont très couramment utilisés dans les charges d'entraînement de moteur à courant alternatif à vitesse réglable où nous devons alimenter le moteur avec une tension variable, et à fréquence variable. Pour une large variation de vitesse d'entraînement, la fréquence de la tension alternative appliquée doit être variée sur une large plage. La tension appliquée doit également varier presque linéairement avec la fréquence.

Il existe différentes techniques MLI, (sinusoïdale -triangulaire, optimisée, calculée, avec injection d'harmoniques homopolaires, modulation vectorielle etc...) [5]. Cependant, dans toutes ces techniques,

le but est de générer une tension de sortie sinusoïdale de bonne qualité du fondamental avec une fréquence et une amplitude souhaitées.

Dans notre travail, nous avons comparé les deux techniques MLI : MLI sinusoïdale –triangulaire et MLI vectorielle spatiale.

A- MLI sinusoïdale –triangulaire (MLIS)

La techniques MLI (sinusoïdale-triangulaire) ou la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (MLIS) est caractérisée par des impulsions d'amplitude constante avec différents cycles de travail pour chaque période. La largeur de ces impulsions est modulée pour obtenir un contrôle de la tension de sortie de l'onduleur, et réduire son contenu en harmoniques [42].

Dans la technique MLIS, trois ondes sinusoïdales et une onde porteuse triangulaire haute fréquence sont utilisées pour générer le signal MLI. Les ondes sinusoïdales sont appelées signal de référence et ont une différence de phase de 120° entre elles. La fréquence de ces ondes sinusoïdales est choisie en fonction de la fréquence de sortie requise du moteur (50/60 Hz). L'onde triangulaire de la porteuse est généralement une onde haute fréquence (plusieurs KHz).

Le signal de commutation est généré en comparant les ondes sinusoïdales à l'onde triangulaire. Le comparateur émet une impulsion lorsque la tension sinusoïdale est supérieure à la tension triangulaire et cette impulsion est utilisée pour déclencher les commutateurs inverseurs respectifs. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Cette technique de commande est caractérisée par les deux paramètres suivants:

- **Le coefficient de réglage** est égal au rapport de l'amplitude de l'onde de référence (l'onde modulante) V_m à celle de l'onde porteuse V_p ($r = \frac{V_m}{V_p}$). Il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion, on cherche à obtenir une valeur de « r » la plus élevée possible.
- **L'indice de modulation** est égal au rapport de la fréquence de l'onde porteuse f_p à celle de la fréquence de l'onde modulante f_m . ($m = \frac{f_p}{f_m}$). On choisit généralement les valeurs de « m » supérieures à l'unité afin de déplacer les harmoniques vers les fréquences élevés. Par simulation, on constate que les valeurs très élevées de « m » provoquent une augmentation des déchets de tension, on sera donc amené à optimiser la valeur de « m » [42]. La modulation est synchrone, ca signifie que f_p est un multiple entier de f_m .

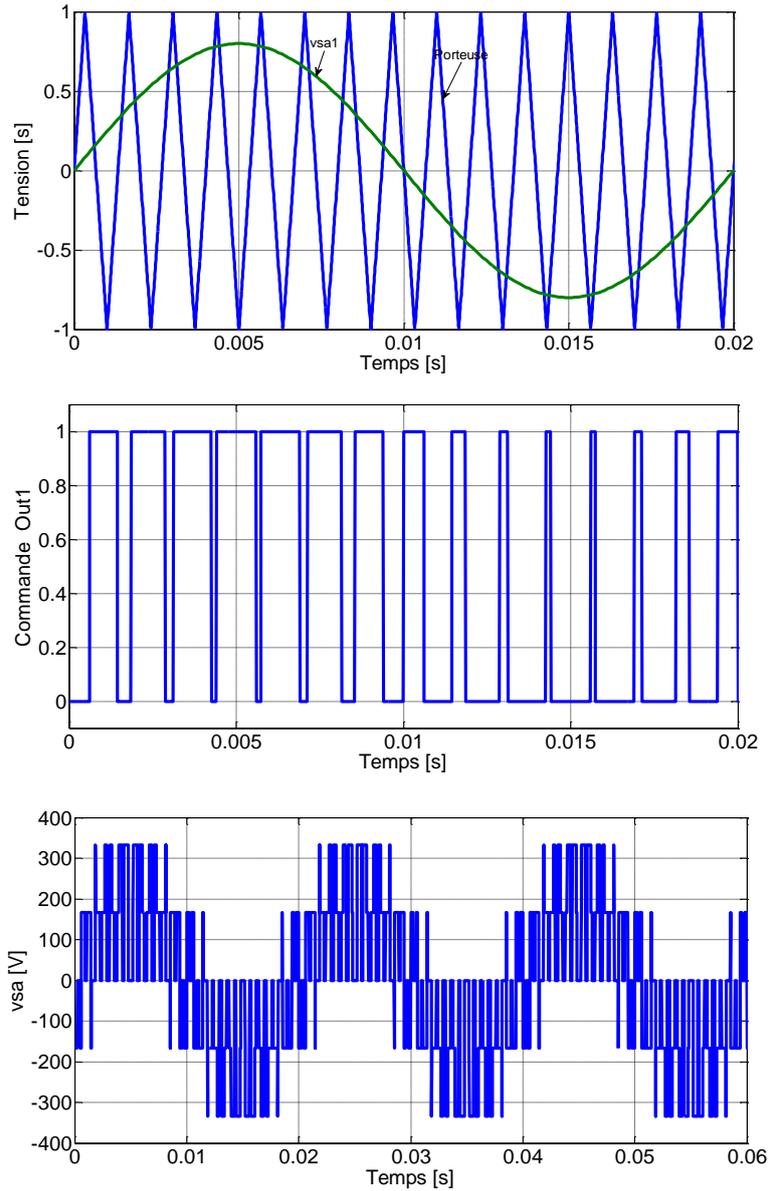


Figure 2.12 Signaux d'une phase pour MLIS

La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (MLIS) est un excellent moyen d'obtenir une forme d'onde de tension de sortie de l'onduleur avec un faible contenu harmonique. Les harmoniques résiduelles sont des fréquences élevées commençant à ou près de la fréquence de découpage de modulation, ceux-ci sont assez faciles à filtrer avec des filtres L-C relativement petits. Mais la fréquence élevée de commutation signifie que des pertes de commutation accrues et les nombreux d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs par cycles provoquent un dégagement de chaleur considéré comme perte d'énergie et qui influe sur le rendement de l'onduleur.

B- La MLI vectorielle spatiale (MLIVS)

1- Introduction

La modulation vectorielle spatiale (MVS) a été initialement développée comme approche vectorielle de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour les onduleurs triphasés. C'est une technique plus sophistiquée pour générer une onde sinusoïdale qui fournit une tension plus élevée au moteur avec une distorsion harmonique totale plus faible. Le but principal de toute technique de modulation est d'obtenir une sortie variable ayant une composante fondamentale maximale avec des harmoniques minimales. La méthode MLI vectorielle spatiale (MLIVS) ou (Space Vector PWM (SVPWM)) est certainement la méthode de modulation la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones, elle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé globalement et approximé sur une période de modulation par un vecteur tension moyenne. Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls \bar{V}_0 et \bar{V}_7 [5], [43],[44].

2- Analyse des vecteurs spatiaux de l'onduleur de tension triphasée

Le Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine est présenté dans la figure 2.11

Chaque état de tension de sortie conduit à un vecteur de commutation dans un plan complexe donnant huit états de commutation ayant six vecteurs non nuls et deux vecteurs correspondant à un état zéro. Ces six vecteurs non nuls sont également appelés vecteurs spatiaux. L'expression vectorielle complexe de ces huit vecteurs peut être définie par :

$$\bar{V}_K = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} e^{\frac{j(k-1)\pi}{3}} & \text{if } k = 1,2,3,4,5,6 \\ 0 & \text{if } k = 0,7 \end{cases} \quad (2.21)$$

Pendant ce temps, deux vecteurs zéro (\bar{V}_0 et \bar{V}_7) sont à l'origine et appliquent une tension nulle à la charge. Les IGBT en hauts $k1$, $k2$, et $k3$ peuvent uniquement être utilisés pour déterminer la tension de sortie. Les règles suivantes sont respectées dans l'espace vectorielle selon le principe d'équivalence :

$$\bar{V}_1 = -\bar{V}_4 \quad , \quad \bar{V}_2 = -\bar{V}_5 \quad , \quad \bar{V}_3 = -\bar{V}_6 \quad , \quad \bar{V}_0 = \bar{V}_7 = 0 \quad , \quad \bar{V}_1 + \bar{V}_3 + \bar{V}_5 = 0$$

La relation entre le vecteur de variable de commutation $[C11, C21, C31]$ et le vecteur de tension de ligne à ligne $[V_{ab} V_{bc} V_{ca}]$ est donnée par l'équation (2.14)

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11} \\ C_{21} \\ C_{31} \end{bmatrix}$$

La relation entre le vecteur de variable de commutation $[C_{11}, C_{21}, C_{31}]$ et le vecteur de tension de phase $[V_{sa} V_{sb} V_{sc}]$ est donnée par l'équation(2.19)

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11} \\ C_{21} \\ C_{31} \end{bmatrix}$$

La sortie de l'onduleur ayant huit états de commutation, sa représentation en code binaire nécessite donc trois bit ($2^3 = 8$). Soit «1» représente l'état ON et «0» représente l'état OFF du commutateur. La figure suivante montre les huit états

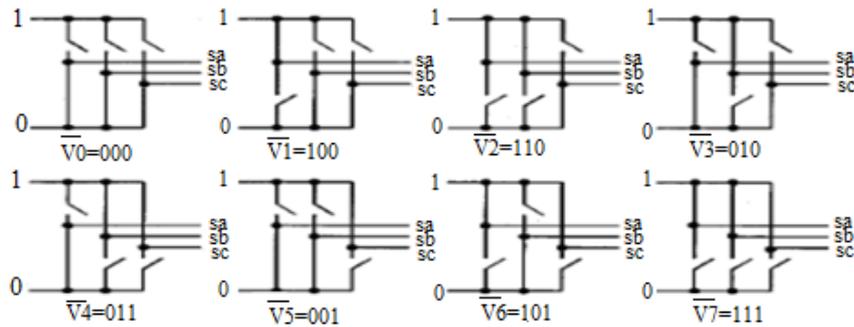


Figure 2.13 Huit états de commutation de l'onduleur

3- La génération des tensions triphasées équilibrées

Le vecteur spatial MLIVS (SVPWM) fait référence à une séquence de commutation spéciale des trois IGBT de puissance en haut d'un onduleur triphasé. La fonction principale de SVPWM consiste à approximer le vecteur tension de référence (\vec{V}_{ref}) à l'aide du modèle de commutation visible de l'onduleur. Cette approximation est obtenue en générant une tension de sortie de l'onduleur pendant une courte période d'échantillonnage, identique à celle de \vec{V}_{ref} pendant la même période. Ce vecteur de tension \vec{V}_{ref} a un mouvement discret dans un plan complexe entre les positions divisées en secteurs de 60 degrés forme donc une trajectoire hexagonale. La décomposition de ce vecteur sur les axes réel et imaginaire indique qu'il coïncide avec le vecteur de commutation qui l'a généré. La figure suivante représente la relation entre \vec{V}_{ref} et les secteurs de tension [5].

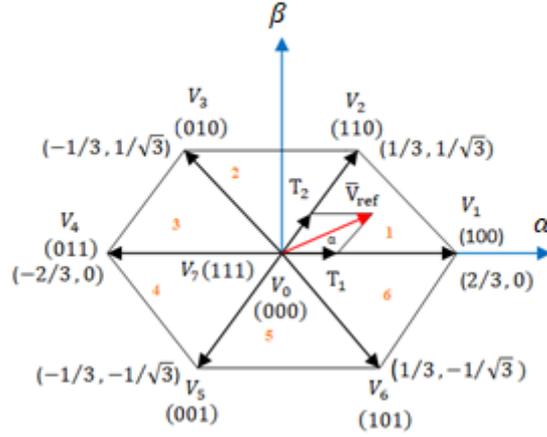


Figure 2.14 La relation entre \bar{V}_{ref} et les secteurs de tension.

Les étapes suivantes sont suivies pour la mise en œuvre de la MLIV (SVPWM) :

- **Déterminer $V_\alpha, V_\beta, V_{ref}$, et l'angle**

La Relation entre le repère de référence abc et le repère α - β est illustrée dans la figure suivante

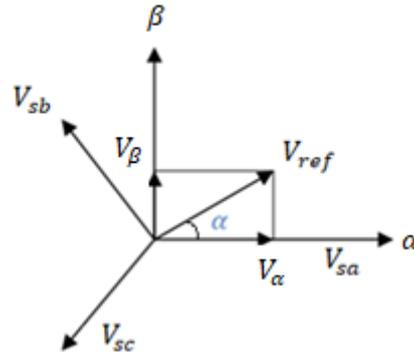


Figure 2.15 Relation entre le repère de référence abc et le repère stationnaire α - β

Le vecteur spatial est défini par

$$\bar{V}_{ref} = \frac{2}{3} \left(V_{sa} + V_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.22)$$

Ou, V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} sont les tensions instantanées. Par conséquent, un vecteur spatial a une amplitude et un angle. Pour les tensions triphasées équilibrées V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} , les tensions dans le repère α - β stationnaire correspondant peuvent être exprimées par :

$$V_\alpha = V_{sa} - V_{sb} \cos 60 - V_{sc} \cos 60 \quad , \text{ ou } V_\alpha = V_{sa} - \frac{1}{2} V_{sb} - \frac{1}{2} V_{sc} \quad (2.23)$$

$$V_\beta = 0 + V_{sb} \cos 30 - V_{sc} \cos 30 \quad , \text{ ou } V_\beta = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sc} \quad (2.24)$$

Ainsi, V_α & V_β peuvent être écrits sous forme de matrice

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Donc, dans le repère α - β stationnaire le vecteur spatial peut être exprimé comme :

$$\bar{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta, \text{ ou } V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (2.26)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (2.27)$$

Figure 2.14 représente les valeurs de chaque vecteur de tension en termes de V_α , V_β en utilisant les équations (2.26) et (2.27)

Pour la position du vecteur de référence montré dans la figure 2.14, l'équation pour la valeur moyenne correspondante est :

$$\frac{1}{T_z} \int_{nT_z}^{(n+1)T_z} \bar{V}_{ref} dt = \frac{1}{T_z} (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2) \quad (2.28)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, \text{ ou } T_1 + T_2 \leq T_z$$

Assumant que la période MLI (T_z), est petite et la variation de V_{ref} est relativement lente par rapport à la période MLI. À partir de (2.28), on obtient :

$$\int_{nT_z}^{(n+1)T_z} \bar{V}_{ref} dt = T_z \bar{V}_{ref} = (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2) \quad (2.29)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, \text{ ou } T_1 + T_2 \leq T_z$$

Du fait que $T_1 + T_2 \leq T_z$, l'onduleur a besoin d'avoir un modèle \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 pour le reste de la période MLI pour créer des tensions nulles pour toutes les phases. Par conséquent, on peut écrire :

$$T_z \bar{V}_{ref} = (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2 + T_0) \quad (2.30)$$

Où T_0 est l'intervalle de temps pour les vecteurs spatiaux de commutation \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 , et

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_z \quad (2.31)$$

➤ **Détermination du secteur**

Pour déterminer le temps et la séquence de commutation, il est nécessaire de savoir dans quelle sortie de référence de secteur se situe. L'identification du secteur est faite où se trouve le vecteur de référence.

En fonction des tensions de référence V_α et V_β , l'angle du vecteur de référence peut être utilisé pour déterminer le secteur : secteur 1 pour $0^\circ < \alpha < 60^\circ$, Secteur 2 pour $60^\circ < \alpha < 120^\circ$, Secteur 3 for $120^\circ < \alpha < 180^\circ$, Secteur 4 pour $180^\circ < \alpha < 240^\circ$, Secteur 5 pour

$240^\circ < \alpha < 300^\circ$, and Secteur 6 pour $300^\circ < \alpha < 360^\circ$.

➤ **Déterminer la durée de T_1 , T_2 et T_0**

$$T_1 = \frac{\bar{V}_{ref} \sin(60-\alpha) T_z}{\frac{2}{3} V_{dc} \sin 60} \quad (2.32)$$

$$T_2 = \frac{\bar{V}_{ref} \sin \alpha T_z}{\frac{2}{3} V_{dc} \sin 60} \quad (2.33)$$

L'expression générale pour changer le temps dans n'importe quel secteur peut être exprimée comme suit:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_z \bar{V}_{ref} (\sin n \cdot 60 \cdot \cos \alpha - \cos 60 \cdot \sin \alpha)}{V_{dc}} \quad (2.34)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_z \bar{V}_{ref} (-\cos \alpha \cdot \sin(n-1)60 + \sin \alpha \cdot \cos(n-1)60)}{V_{dc}} \quad (2.35)$$

Où, $n = 1$ à 6 (c'est-à-dire les secteurs 1 à 6).

➤ **Déterminer le temps de commutation de chaque commutateur**

Il est nécessaire d'organiser la séquence de commutation de manière à minimiser la fréquence de commutation de chaque branche de l'onduleur. Pour minimiser les pertes de commutation, seuls deux vecteurs actifs adjacents et deux vecteurs zéro sont utilisés dans un secteur. Pour réaliser cela une condition optimale doit être satisfaite, chaque période de commutation commence par un vecteur nul et se termine par un autre vecteur nul pendant la période d'échantillonnage T_z . Les représentations binaires de deux vecteurs de base adjacents ne diffèrent que par un bit. Le tableau suivant présente la séquence de commutation asymétrique [43].

Tableau 2.2 séquences de commutations

Secteur	Segment de commutation						
	1	2	3	4	5	6	7
1	\vec{V}_0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_7	\vec{V}_2	\vec{V}_1	\vec{V}_0
2	\vec{V}_0	\vec{V}_3	\vec{V}_2	\vec{V}_7	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_0
3	\vec{V}_0	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_7	\vec{V}_4	\vec{V}_3	\vec{V}_0
4	\vec{V}_0	\vec{V}_5	\vec{V}_4	\vec{V}_7	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_0
5	\vec{V}_0	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_6	\vec{V}_5	\vec{V}_0
6	\vec{V}_0	\vec{V}_1	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_0

Les durées ou les périodes relatives d'application de vecteur \vec{V}_{ref} ne sont pas directement exploitables pour piloter l'onduleur, il est plus pratique de considérer les durées relatives T_{aon} , T_{bon} , T_{con} (rapports cycliques) pendant lesquelles les grandeurs booléennes de commande C_{11} , C_{21} et C_{31} [43].

Les trois rapports cycliques nécessaires pour chaque secteur sont :

$$\begin{cases} T_{aon} = \frac{T_z - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_i \\ T_{con} = T_{bon} + T_{i+1} \end{cases} \quad (2.36)$$

La détermination des signaux de commande (C_{11} , C_{21} et C_{31}) en fonction des signaux modulants est donnée par le tableau suivant :

Tableau 2. 3 signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur

Secteur	1	2	3	4	5	6
C_{11}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}
C_{21}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
C_{31}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

4- Simulation de l'algorithme MLI vectorielle

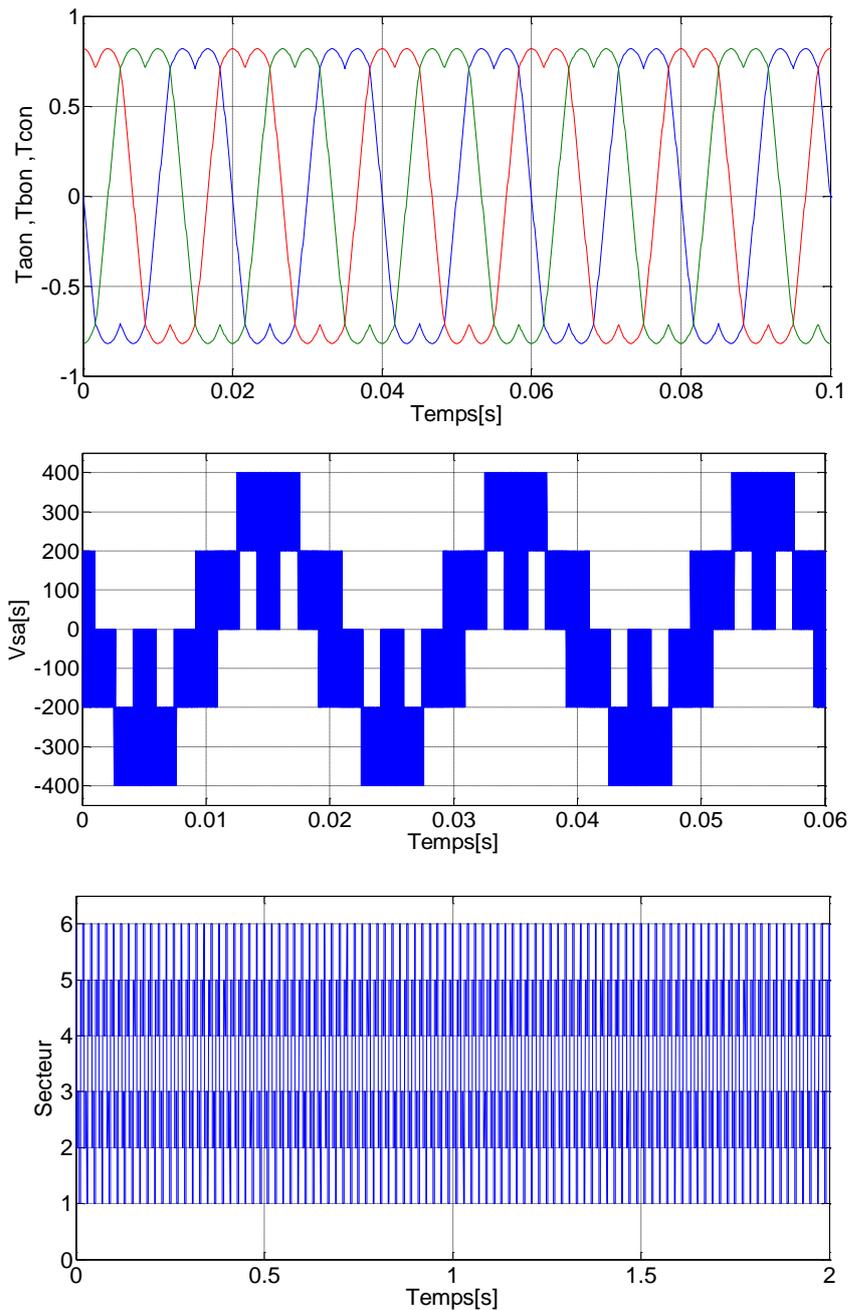


Figure 2.16 Tension d'une phase pour MLIV

La MLIV se réfère à une technique spéciale pour déterminer les séquences de commutation des IGBT de puissance d'un onduleur triphasé alimenté en tension. Seulement un vecteur de tension de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales.

Cette MLIV génère moins de distorsion d'harmoniques dans les tensions de sortie, et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15% en comparaison avec la technique de modulation à porteuse sinusoïdale directe MLIS[44].

La MLIV prévoit un usage plus efficace du bus de tension DC comparativement avec la technique de modulation à porteuse sinusoïdale directe [5].

2.2.4 Modélisation de la machines asynchrone

La machine asynchrone (MAS) est largement utilisée dans les applications industrielles. En effet, de par sa conception, elle a un coût assez bas comparé au coût des autres machines. Elle a une grande robustesse électromécanique et il y a une bonne standardisation entre les divers producteurs. Néanmoins, la relative simplicité de conception de la machine cache une complexité fonctionnelle assez grande, dès lors qu'elle vise à contrôler la conversion électromécanique effectuée.

Pour ne pas compliquer inutilement la commande et l'observation de la machine, La mise en équation est effectuée en adoptant les hypothèses simplificatrices suivant : [45]

- L'entrefer de la machine est supposé constant et symétrique,
- La densité du courant est uniforme dans les sections des conducteurs,
- Le circuit magnétique est supposé non saturé au stator et au rotor,
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température,
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices est supposée sinusoïdale le long de l'entrefer,
- Le rotor est à cage et décrit par un enroulement triphasé équivalent.

2.2.4.1 Équations physiques de la machine asynchrone dans le référentiel (a, b, c)

A- Équations électriques dans le référentiel (a, b, c)

La loi d'Ohm appliquée aux circuits du stator et du rotor s'écrit sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = 0 = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (2.37)$$

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T$$

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^T$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}]^T$$

$$[V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^T$$

$$[I_r] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^T$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \quad \Phi_{rb} \quad \Phi_{rc}]^T$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

B- Équations magnétiques dans le référentiel (a, b, c)

Les hypothèses simplificatrices conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants qui peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante :

Au stator :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (2.38)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Au rotor :

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (2.39)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}, [M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

Où :

θ : Représente l'angle électrique que fait l'axe de la phase A du rotor avec celui de la phase A du stator.

$[M_0]$: Représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances et des mutuelles entre phases statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances et des mutuelles entre phases rotorique.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.

$L_r = l_r - m_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

$L_s = l_s - m_s$ Inductance propre cyclique du stator.

$M = \frac{3}{2}M_0$: La mutuelle inductance cyclique stator-rotor.

Alors les équations (2.37) deviennent alors :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [[L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]] \\ [V_r] = 0 = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [[L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s]] \end{cases}$$

C- Équation mécanique dans le référentiel (a, b, c)

Par application du principe fondamental de la dynamique au rotor, on obtient

$$T_e - T_r = J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega \quad (2.40)$$

Selon le théorème de Ferrari, on obtient :

$$T_e = -pM([I_s] \times [I_r]) \quad (2.41)$$

Ce qui implique :

$$T_e = p \frac{M}{L_r} ([\Phi_r] \times [I_s]) \quad (2.42)$$

2.2.4.2 Modélisation en régime transitoire : Modèle de Park

Les coefficients des Équations différentielles $[V_{sabc}]$, $[V_{rabc}]$ varient en fonction du temps par l'intermédiaire de l'angle θ . La résolution analytique de ce système est donc difficile, mais ils existent plusieurs transformations, telle que la transformation de Park, qui permettent de résoudre ce problème et aboutir à un système différentiel non linéaire à coefficients constants [46], [47].

La transformation de Park s'agit d'une transformation des grandeurs alternatives d'un référentiel triphasé (a, b, c) à un référentiel diphasé (d, q) tournant avec le champ statorique. Cette transformation va nous permettre d'avoir des grandeurs continues, elle comprend généralement les deux étapes suivantes:

- **La transformation de Concordia**

En utilisant la transformation de Concordia pour transférer des grandeurs d'un référentiel triphasé (a, b, c) à un référentiel diphasé (α, β) stationnaire (fixe au stator). Il est à noter que le choix d'utiliser la transformation de Concordia plutôt que celle de Clarke revient au fait que la première assure la conservation de la puissance instantanée tant dis que la deuxième assure la conservation des modules (les amplitudes) ce qui n'est pas approprié pour la commande.

D'où :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = K_T [C_0] [X_{abc}]$$

X_0 : Composante homopolaire nulle (système triphasé équilibré).

Avec:

$$K[C_0] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$[C_0]$: Matrice de Concordia.

L'introduction de K_T mène à $[C_0]^{-1} = [C_0]^T$ ce qui garantit la conservation de la puissance instantanée.

- **La transformation de Park**

En utilisant la transformation de Park pour transférer le système stationnaire à un système de rotation.

D'où

$$[X_{dq0}] = [P(\theta_s)][X_{abc}] \tag{2.43}$$

Avec :

$$[P(\theta_s)] = [R(\theta_s)][C_0], \quad [R(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s & 0 \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Donc :

$$P(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\sin(\theta_s + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

La figure suivante montre la transformation de Concordia.(Référentiel fixe (α, β)), ainsi que le passage à la transformation de Park(référentiel tournant (d, q)).

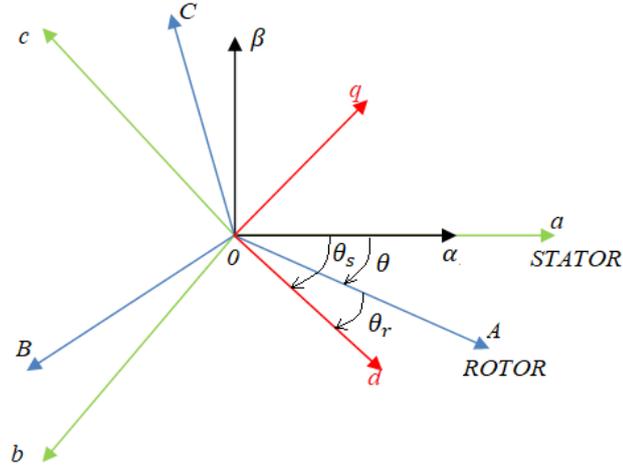


Figure 2.17 Les trois Référentiels : triphasé (a,b,c)- fixe (α, β) -tournant (d, q)

Par application de la transformation de Park aux équations des flux et des tensions de la machine asynchrone, on obtient dans le référentiel (d, q) les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (2.45)$$

Le rotor de la machine étant en court-circuit, on peut écrire que $V_{rd} = V_{rq} = 0$.

Quand $\omega_s = 0$, les équations (2.45) retournent aux formes stationnaires (α, β) .

On voit clairement dans le système d'équations (2.45), que le passage au référentiel (d, q) introduit des termes decouplage entre les axes d et q .

Avec les équations de flux statorique et rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \end{cases} \& \begin{cases} \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (2.46)$$

L'équation mécanique (2.40), (2.42) devient :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) - T_r - F\Omega \right] \quad (2.47)$$

2.2.4.3 Mise sous forme d'état

Les équations différentielles obtenues précédemment peuvent être regroupées sous la forme d'une représentation d'état:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(x) + [B]V \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.48)$$

Avec :

V : Vecteur des entrées du système, $V = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}$

x : Vecteur d'état du système

y : Vecteur des sorties du système

Il existe plusieurs façons pour choisir le vecteur d'état et de sortie. Cela dépendra de l'objectif tracé. En effet, le choix du vecteur d'état est lié au pilotage et à l'observation de la machine asynchrone. Le choix du vecteur des sorties est lié directement aux objectifs de commande.

Nous adoptons les choix suivants :

$$x^T = [I_{sd} I_{sq} \Phi_{rd} \Phi_{rq}] \quad , \quad y^T = [T_e \Phi_r^2].$$

À partir des équations de tension (2.45) et de flux (2.46), dans un repère lié au champ tournant ($\theta_s = \theta + \theta_r$) \Rightarrow ($\omega_s = \omega + \omega_r$) : le modèle du moteur asynchrone mis sous forme d'état est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{K}{T_R} \Phi_{rd} + \omega K \Phi_{rq} \\ -\gamma I_{sq} - \omega_s I_{sd} + \frac{K}{T_R} \Phi_{rq} - \omega K \Phi_{rd} \\ \frac{M}{T_R} I_{sd} - \frac{\Phi_{rd}}{T_R} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{M}{L_r} I_{sq} - \frac{\Phi_{rq}}{T_R} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$T_e = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (2.50)$$

Tel que :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \text{Coefficient de dispersion de Blondel.}$$

$$T_R = \frac{L_r}{R_r}, R_t = R_s + R_r \left(\frac{M}{L_r}\right)^2, \gamma = \frac{R_t}{\sigma L_s}, K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \Phi_r^2 = \Phi_{rd}^2 + \Phi_{rq}^2$$

Modéliser la machine de cette manière permet de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine [48], [49]. En effet, seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

Le moteur asynchrone choisi pour les études de simulation a des paramètres qui sont cités dans l'annexe (A). Ce dernier est alimenté directement par le réseau triphasé équilibré de fréquence $f=50\text{Hz}$ et tensions simples V_a, V_b, V_c ou :

$$V_a = V_{max} \sin(\omega t)$$

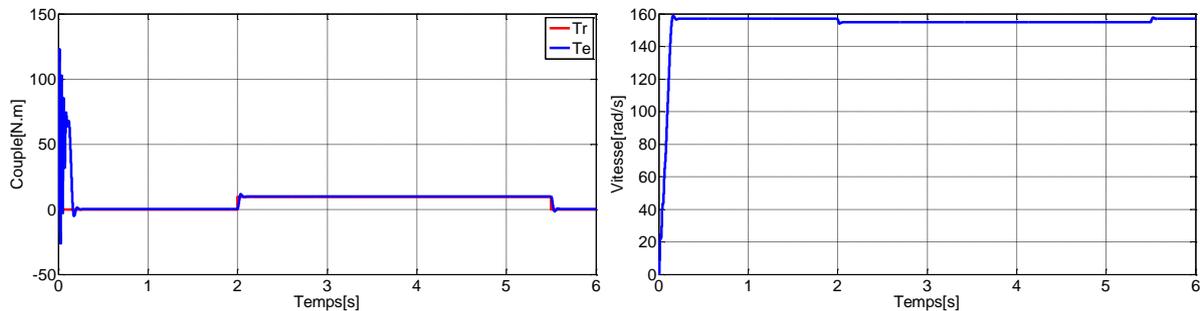
$$V_b = V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_c = V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Avec :

$$V_{max} = 220 * \text{sqrt}(2), \omega = 2\pi f$$

Les résultats de la simulation pour le couple électromagnétique, la vitesse, et les courants statoriques sont présentés ci-dessous :



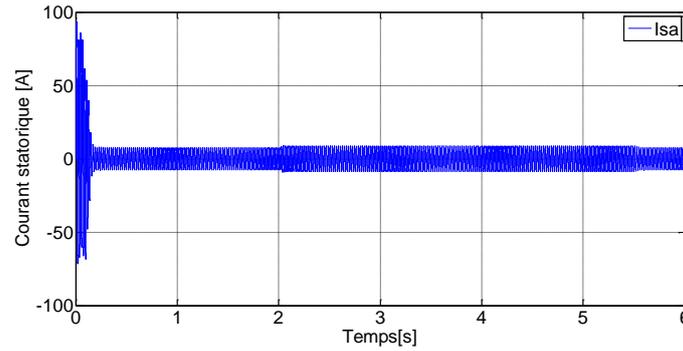


Figure 2.18 Résultats de simulation de la MAS

Les courbes de la figure 2.18 représentent les résultats de simulation d'un démarrage à vide de la machine asynchrone suivi d'un démarrage en charge à $t=2s$ jusqu'à $t = 5.5s$.

On remarque qu'il y a un fort couple durant la zone de démarrage avec des oscillations (fort appel de courant au démarrage), puis se rétablit et atteint la valeur du couple résistant $c_r = 0$. À $t = 2$ on a appliqué un couple de charge $c_r = 9.6 Nm$. Le couple électromagnétique atteint la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée.

A vide, le moteur asynchrone démarre avec un régime transitoire puis se stabilise à la valeur de synchronisme $156 rad/s$ qui correspond ($1500 tr/min$) en régime permanent. À $t = 2s$ on applique un couple de charge, la vitesse se dégrade au dessous de sa valeur nominale avec des oscillations puis revient à son régime stable, ceci est dû au fait qu'il n'y a pas de régulation.

Au démarrage le courant statorique présente des oscillations successives qui disparaissent rapidement, après disparition du régime transitoire il reste un courant sinusoïdal d'amplitude constante (en régime permanent). À $t = 2s$, le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

2.2.5 Modélisation de la pompe centrifuge

L'expression générale de la puissance hydraulique en Watt est donnée comme suit [29], [30] :

$$P_H = \rho \cdot g \cdot Q \cdot H \quad (2.51)$$

Où ρ : La masse volumique de l'eau étant de $1000 kg/m^3$

g : Accélération de la pesanteur ($9,81 m^2/s$)

Q : Débit d'eau;

H : Hauteur manométrique totale.

La pompe centrifuge applique un couple de charge proportionnel au carré de la vitesse de rotation du moteur : [50]

$$T_r = k_r \omega^2 + C_s \quad (2.52)$$

Avec : k_r coefficients de proportionnalité [$Nm/(rad \cdot s^{-1})^2$]

C_s : Le couple statique, très petite.

La puissance mécanique $P_{méc}$ que doit recevoir la pompe pour assurer la puissance hydraulique est exprimée en kW et dépend du rendement η_p de la pompe.

$$P_{méc} = \frac{P_H}{\eta_p} \quad (2.53)$$

L'équation de la puissance mécanique de la pompe est aussi déterminée en fonction de la vitesse, et donnée par la relation suivante :

$$P_{méc} = k_p \omega^3 \quad (2.54)$$

k_p : Constante de la canalisation

Par substitution, on a le débit d'eau :

$$Q = \frac{P_H}{\rho \cdot g \cdot H} = \frac{k_p \omega^3 \cdot \eta_p}{\rho \cdot g \cdot H} \quad (2.54)$$

La courbe de la figure 2.19 représente la courbe caractéristique de la pompe (Débit – Vitesse), nous remarquons que le débit d'eau varie en proportion de la vitesse de rotation du moteur, il augmente très rapidement en fonction de cette vitesse.

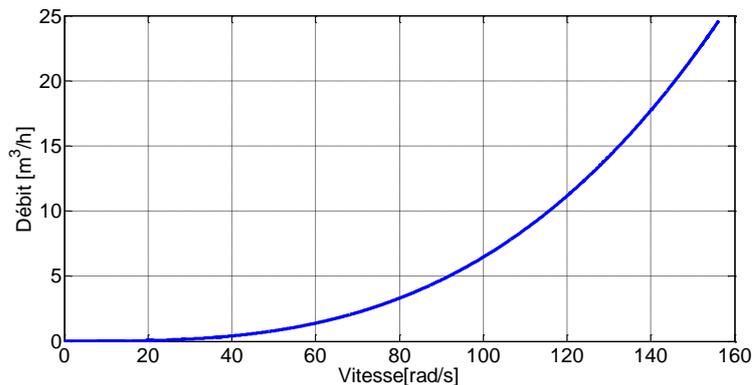


Figure 2.19 La simulation de La courbe caractéristique de la pompe (Débit – Vitesse)

2.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons commencé par la modélisation d'une cellule solaire. Ensuite, nous avons présenté la simulation du panneau photovoltaïque sous Matlab/Simulink. Nous avons, par la suite, présenté le comportement électrique du générateur photovoltaïque. En effet, les simulations des caractéristiques principales de ce générateur, à savoir les caractéristiques courant-tension et puissance-tension, ont bien montré l'influence des conditions de fonctionnement (éclairage, température, facteur de qualité, résistance série) sur son comportement électrique, Nous avons ensuite fait la modélisation de l'onduleur de tension a deux niveaux et nous présentons sa commande MLI(nous avons comparé les deux techniques MLI : MLI sinusoïdale –triangulaire et MLI vectorielle spatiale),Du point de vue conceptuel, on peut remarquer que la commande MLI vectorielle spatiale est la meilleur en termes de : méthode de détermination des séquences de commutation des interrupteurs, génère moins de distorsion d'harmoniques dans les tensions de sortie et par conséquent dans le courant

dans les enroulements de la machine, augmente le rendement de l'onduleur et elle prévoit un usage plus efficace du bus de tension DC. Troisièmement nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone dans les deux repères triphasé et diphasé pour simplifier les équations mathématiques de la machine et les rendre dans un modèle facile à appliquer dans MATLAB-Simulink. Et enfin nous avons modélisé la pompe centrifuge afin de formuler une relation entre sa puissance et sa vitesse d'entraînement.

Dans ce qui suit, nous étudierons dans le chapitre 3, la technique de commande adoptée pour la charge. Nous comparerons au niveau des performances et de robustesse deux commandes de la machine asynchrone : la version indirecte de la commande standard dite commande vectorielle à flux rotorique, et la commande mode glissant.

CHAPITRE3 : COMMANDE EN VITESSE AU MODE ALTERNATIF

3.1 INTRODUCTION

Les moteurs asynchrones (MAS) ont remplacé les moteurs à courant continu (DC) en raison de leurs bonnes performances : fiabilité, robustesse, faible coût et maintenance simple. En revanche, le contrôle des moteurs asynchrones est très complexe. Cette complexité est principalement due aux raisons suivantes : le modèle analytique de la MAS est non linéaire, multi variable et fortement couplé, c'est ce que nous avons montré dans la modélisation de la machine (chapitre 2).

Plusieurs techniques de contrôle non linéaires ont été proposées pour le contrôle du moteur asynchrone et le rendre similaire a un moteur a courant continu, telles que, linéarisation entrée-sortie, Backstepping, et le contrôle en mode glissant. Nous nous intéressons principalement par l'application de la commande mode glissant, qui se caractérise par la simplicité de construction et la robustesse aux perturbations externes et interne.

Dans ce chapitre, nous commençons par l'application de la commande standard ou de base dite commande vectorielle à flux rotorique orienté, nous présentons sa version indirecte en raison des avantages qu'elle comporte. Dans la première partie nous apprenons à connaître le principe et la structure générale de cette commande ainsi que les éléments qui la composent. Dans la deuxième partie nous présentons les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte dans les deux cas ou l'onduleur est commandé par la technique MLIV et le cas où il est commandé par la technique MLS. La troisième partie est consacrée à la présentation de la commande mode glissant, nous apprenons à connaître son principe, ainsi que la méthode de mise en application de cette commande.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation des résultats de simulation de la commande mode glissant afin de la comparer avec la commande IFOC au niveau des performances et de la robustesse aux perturbations paramétriques vis à vis de la variation du couple de charge et de la variation du profil de la vitesse.

3.2 COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE DU MOTEUR ASYNCHRONE

3.2.1 Principe

Les techniques de la commande vectorielle ont commencé à se développer vers 1970 [52].

Quel que soit le type de la commande vectorielle, ils sont tous soumis à imiter un moteur à courant continu a excitation séparée, dans lequel le couple électromagnétique et le flux magnétique peuvent être contrôlés indépendamment. Pour différentes applications, On peut choisir une orientation de flux différente pour certaines demandes spéciales. Cependant, seule la commande vectorielle à flux rotorique orienté permet d'obtenir un système découplé complet, et elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique [46],[47], [52].

Cependant, l'objectif principal de la commande vectorielle est d'arriver à découpler orthogonalement le flux et le couple, d'une manière astucieuse, non au niveau de la machine mais au niveau de sa commande. Ces performances de type DC ne sont possibles que si la composante courant I_{sd} est orientée (ou alignée) dans la direction du flux, et l'autre composante du courant I_{sq} est établie perpendiculairement à elle (principe de commande d'orientation de flux). Cela signifie que nous pouvons contrôler le courant statorique I_{sq} sans affecter le flux, et de même, lorsque le flux est contrôlé par I_{sd} , la composante q du courant I_{sq} n'est pas effectuée [53].

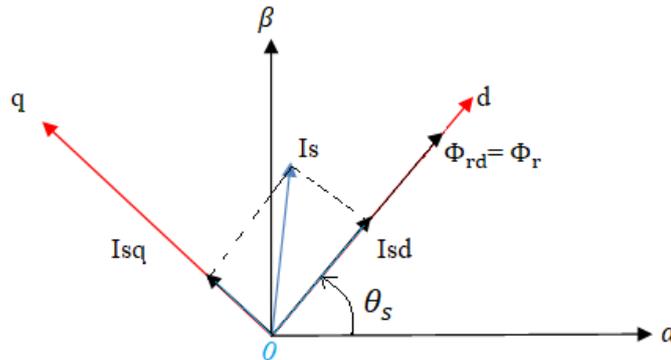


Figure 3.1. Orientation du flux rotorique

Nous avons vu que l'expression de couple s'exprime dans le repère $d - q$ comme un produit croisé de courants ou de flux (équation 2.50).

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($\Phi_{rq}I_{sd}$), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC.

$$T_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) \quad (3.1)$$

L'expression du couple est alors simplifiée et n'est fonction que du flux et du courant en quadrature. Donc, garder le flux à une valeur constante. Le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique I_{sq} .

La commande vectorielle à flux orienté peut être classée directe ou indirecte en fonction de la manière d'obtenir l'orientation du flux rotorique.

La commande vectorielle à flux orienté directe réalise l'orientation du flux mutuel en installant un capteur à effet Hall à l'intérieur du moteur asynchrone. Cependant, l'utilisation de ces types de capteurs est coûteuse et peu pratique, car des modifications spéciales doivent être apportées afin de

Placer les capteurs de flux. De plus, il est impossible de détecter le flux rotorique, nous devons donc détecter le flux mutuel directement et ensuite calculer les informations du flux rotorique.

D'autre part, la commande vectorielle indirecte est basée sur l'estimation de l'orientation du flux rotorique. Le flux dans ce cas n'est pas régulé, elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor [54]. En utilisant les signaux provenant des bornes du moteur tels que les courants triphasés et la vitesse de rotation du rotor, l'orientation du flux rotorique peut être estimée à l'aide d'équations du moteur dans le référentiel tournant. La commande vectorielle indirecte n'a pas les problèmes de la commande vectorielle directe, ce qui la rend populaire dans la plupart des applications.

Dans notre étude, nous nous intéressent à présenter la version indirecte de la commande vectorielle.

3.2.2 COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE INDIRECTE

La commande vectorielle indirecte en anglais Indirect field orientation control (IFOC) a été proposée par K. Hasse [55]. Au lieu d'utiliser les capteurs de flux, IFOC calcul l'angle d'orientation du flux rotorique θ_s à partir de certaines variables intermédiaires, comme la pulsation mécanique ω et la pulsation de glissement ω_r .

La pulsation de glissement s'écrit :

$$\omega_r = \omega_s - \omega \quad (3.2)$$

Avec la pulsation mécanique :

$$\omega = p\Omega \quad (3.3)$$

Donc la pulsation statorique ω_s s'écrit:

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad (3.4)$$

On peut avoir :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int (\omega_r + \omega) dt \quad (3.5)$$

Le Flux Φ_r étant orienté sur l'axe d , donc $\Phi_{rq} = 0 \Rightarrow \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = 0$ et $\Phi_{rd} = \Phi_r$, d'après les deux équations 2.45 et 2.46 on a :

$$\begin{cases} R_r I_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} = 0 \\ L_r I_{rq} + M I_{sq} = 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

On aura :

$$\omega_r = \left(\frac{M}{T_R} \right) \frac{I_{sq}}{\Phi_r} \quad (3.7)$$

En combinant les deux pulsations ω_r et ω , nous pouvons calculer l'angle de flux à partir de l'équation 3.5. C'est le concept de base de l'IFOC.

$$\omega_s = \left(\frac{M}{T_R} \right) \frac{I_{sq}}{\Phi_r} + \omega \quad (3.8)$$

Alors l'angle d'orientation du flux rotorique θ_s s'écrit:

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(\left(\frac{M}{T_R} \right) \frac{I_{sq}}{\Phi_r} + p\Omega \right) dt \quad (3.9)$$

Ou la constante de temps du rotor: $T_R = \frac{L_r}{R_r}$

Pour éviter le problème d'utiliser les composantes des courants mesurés qui peuvent être perturbés par les bruits de mesure et par le contenu harmonique des courants de phase, la commande IFOC consiste à imposer aux courants de la machine à suivre les courants de référence I_{sd}^* et I_{sq}^* afin d'assurer le découplage [5].

Le schéma bloc suivant peut présenter le découplage entre le flux et le couple obtenu des équations précédentes.

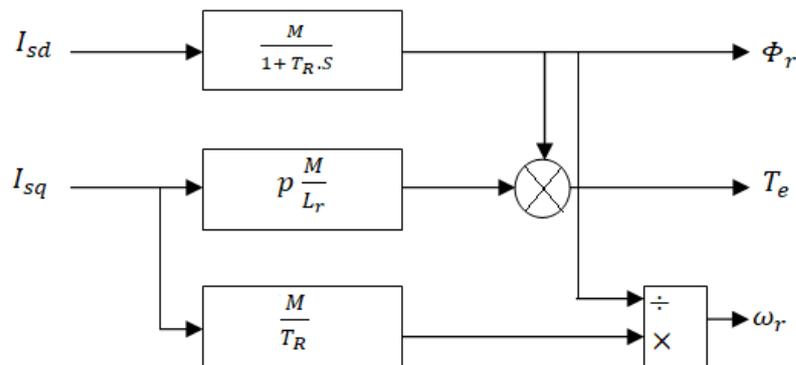


Figure 3.2. Modèle courant

La figure 3.3 montre le schéma bloc de la commande IFOC de moteur asynchrone basé sur le calcul d'angle d'orientation du flux rotorique.

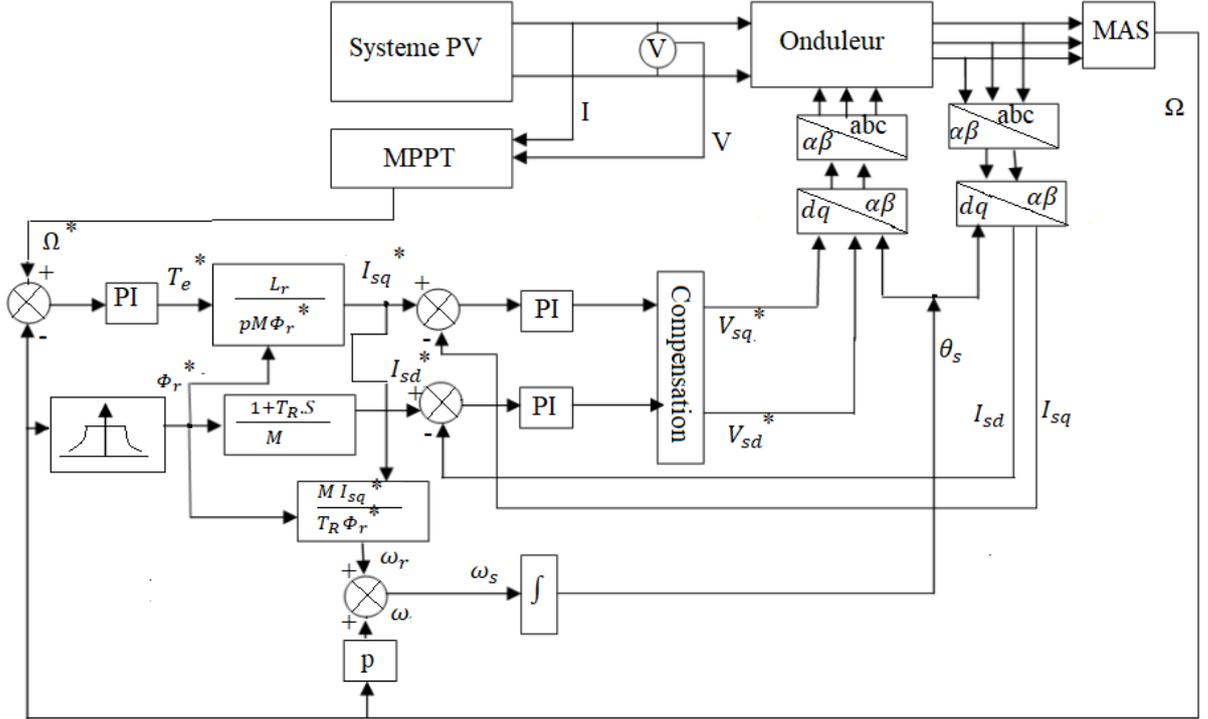


Figure 3.3. Le schéma bloc de la commande IFOC de moteur asynchrone

3.2.2.1 Boucles de régulations des courants

Pour effectuer la synthèse des régulateurs des courants statoriques d'axes d et q , nous allons utiliser les équations statoriques de la machine dans un référentiel lié au champ tournant avec $\Phi_{rq} = 0 \Rightarrow \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = 0$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (3.10)$$

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec une alimentation en tension de la machine, n'est pas tout à fait découplée. Il est nécessaire de réaliser un découplage entre les tensions (V_{sd}, V_{sq}) permettant de contrôler, de manière indépendante, le couple par la composante (I_{sq}) et le flux rotorique par la composante (I_{sd}) [46], [47], [56].

En supposant que le module du flux rotorique ne varie que très lentement par rapport aux courants (I_{sd}, I_{sq}) , le système précédent se réduit à des équations différentielles de premier ordre, qui s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (3.11)$$

Par introduction de l'opérateur de Laplace « S » = d/dt , l'équation (3.11) représentées schématiquement par la figure 3.4.

$$\text{Avec } T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

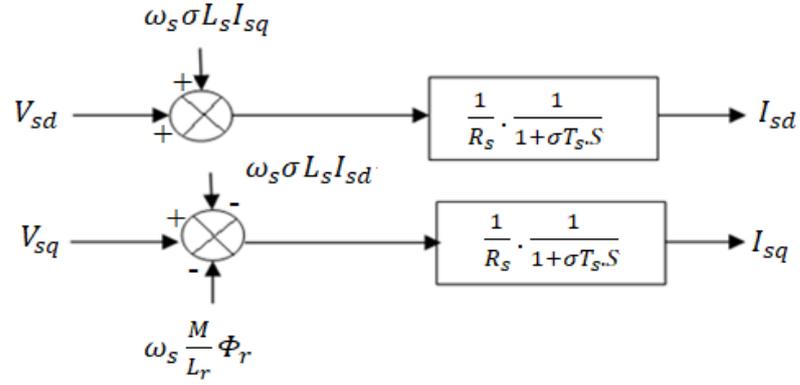


Figure 3.4. Termes de couplages dans les équations statoriques

Nous appliquons la méthode classique de découplage, dite de compensation. Cette méthode consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure 3.5 [46].

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = V_{sq1} + \omega_s \sigma L_s I_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \\ V_{sq1} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (3.13)$$

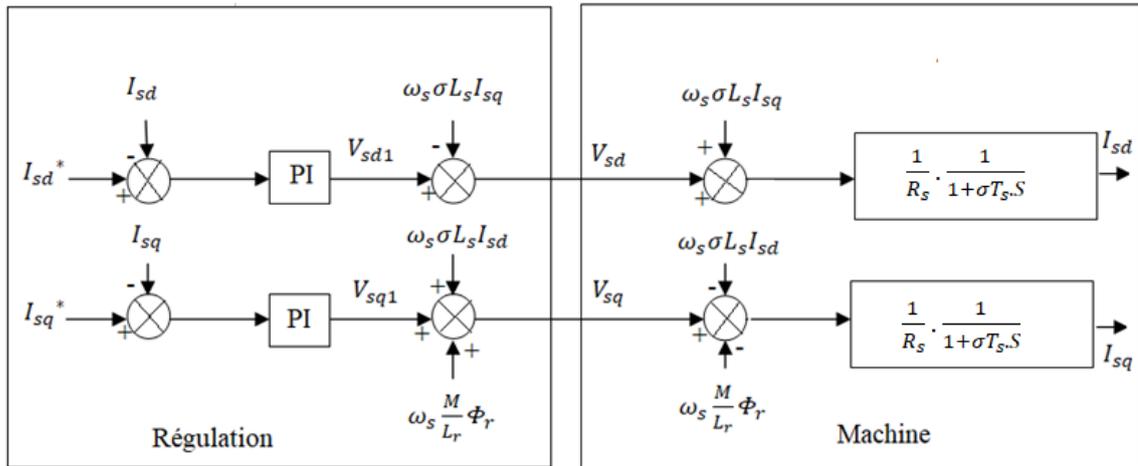


Figure 3.5. Compensation des termes de couplage

Pour les courants : direct et de quadrature, nous mettons en évidence deux boucles de régulation symétriques munit de régulateurs classiques de type Proportionnel Intégral (*PI*) dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine. Le régulateur (*PI*) comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité et la stabilité de boucle de courant et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique.

La fonction de transfert d'un régulateur *PI* est donnée par la forme suivante :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.14)$$

Ou :

K_p : Constante de proportionnalité.

K_i : Constante d'intégration.

$K_i = \frac{K_p}{T_i}$, T_i : La constante de temps associée au régulateur *PI*, est choisie d'une manière à satisfaire un compromis stabilité-rapidité.

Nous avons d'après la figure 3.6, la boucle de courant après découplage :

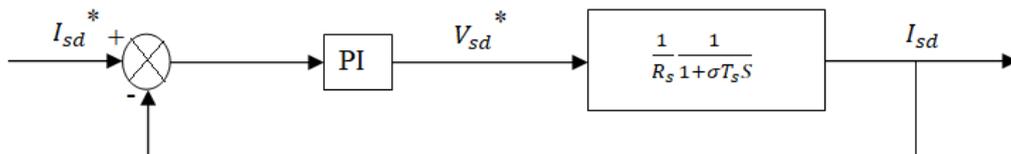


Figure 3.6. Schéma en boucle fermée de régulation du courant

D'après le schéma, on peut déduire la fonction de transfert en boucle ouvert :

$$FTBO = (K_{pd} + \frac{K_{id}}{S}) \cdot (\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma T_s \cdot S}) \quad (3.15)$$

$$FTBO = K_{pd} \frac{S + \frac{K_{id}}{K_{pd}}}{S} \cdot \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{S + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (3.16)$$

L'élimination des zéro de système impose que :

$$S + \frac{K_{id}}{K_{pd}} = S + \frac{R_s}{\sigma L_s} \Rightarrow \frac{K_{id}}{K_{pd}} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$$

Alors :

$$FTBO = \frac{K_{pd}}{S} \cdot \frac{1}{\sigma L_s} \quad (3.17)$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{\frac{K_{pd}}{S} \cdot \frac{1}{\sigma L_s}}{1 + \frac{K_{pd}}{S} \cdot \frac{1}{\sigma L_s}} \quad (3.18)$$

Après calcul et développement on trouve :

$$FTBF = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_{pd}} S + 1} = \frac{1}{\tau_i \cdot S + 1} \quad (3.19)$$

Avec la constante de temps des courants: $\tau_i = \frac{\sigma L_s}{K_{pd}}$

On choisit la dynamique de la boucle de courant qui est rapide par rapport à celle de la vitesse.

On trouve :

$$K_{pd} = \frac{\sigma L_s}{\tau_i} \quad \text{Et} \quad K_{id} = \frac{R_s}{\tau_i} \quad (3.20)$$

Les coefficients obtenus peuvent être étendus à l'axe q par simple changement d'indices.

3.2.2.2 Boucle de régulation de vitesse

Nous avons d'après l'équation 2.47, et on a : $\Phi_{rq} = 0 \Rightarrow \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = 0$ et $\Phi_{rd} = \Phi_r$. Le Schéma de régulation de la vitesse avec un régulateur classique (PI) est représenté sur la figure suivante:

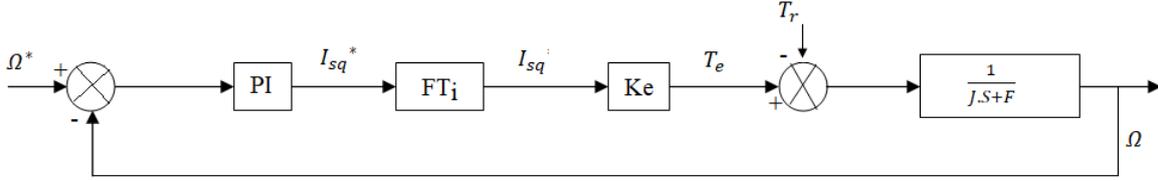


Figure 3.7. Schéma en boucle fermée de régulation de la vitesse

FT_i : Fonction de transfert de la boucle de courant.

$K_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r^*$: Constante du couple électromagnétique.

Nous avons d'après la figure 3.7 :

$$\Omega = \frac{1}{J.S+F} (T_e - T_r) \quad (3.21)$$

Nous avons négligé la dynamique de la boucle de courant qui est rapide par rapport à celle de la vitesse. Nous obtenons alors :

La fonction de transfert en boucle ouverte du système $T_r(S) = 0$ est :

$$FTBO = \frac{\Omega}{(\Omega^* - \Omega)} = \frac{1}{J.S+F} (K_p + \frac{K_i}{S}) \quad (3.22)$$

$$FTBO = \frac{\Omega}{\Delta\Omega} = \frac{(K_p/K_i)s+1}{(J/K_i)s^2+(F/K_i)s} \quad (3.23)$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} = \frac{(K_p/K_i)s+1}{\left(\frac{J}{K_i}\right)s^2+\left(\frac{K_p+F}{K_i}\right)s+1} \quad (3.24)$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est:

$$\left(\frac{J}{K_i}\right)s^2 + \left(\frac{K_p+F}{K_i}\right)s + 1 \quad (3.25)$$

En identifiant cette équation à la forme canonique $\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right)s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right)s + 1$, nous avons à résoudre le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{J}{K_i} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + F}{K_i} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = 2\xi J\omega_n - F \end{cases} \quad (3.26)$$

Avec

ξ : Coefficient d'amortissement.

ω_n : Pulsation propre non amortie.

Si nous fixons $\xi = 1$, nous aurons une relation qui lie ω_n à la constante de temps en boucle fermée τ , ce qui permet de fixer librement la dynamique :

$$\omega_n = \frac{1}{\tau} \quad (3.27)$$

On choisit convenablement τ donc ω_n , on déduit les coefficients du régulateur par simple identification.

3.2.2.3 Bloc de défluxage

Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple durant la zone de démarrage ou la vitesse est inférieure à la vitesse de base et le flux correspond à sa valeur nominale. Au-delà de cette zone, il est nécessaire de défluxer de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures et offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermiques imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur [52].

Le défluxage est défini par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \Phi_r^* &= \Phi_{r_{nom}} & \text{Pour} & & |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \Phi_r^* &= \frac{\Phi_{r_{nom}} \cdot \Omega_{nom}}{|\Omega|} & \text{Pour} & & |\Omega| > \Omega_{nom} \end{aligned}$$

Avec :

Φ_r^* : Flux rotorique de référence.

$\Phi_{r_{nom}}$: Flux rotorique nominal.

Ω_{nom} : vitesse nominale de rotation.

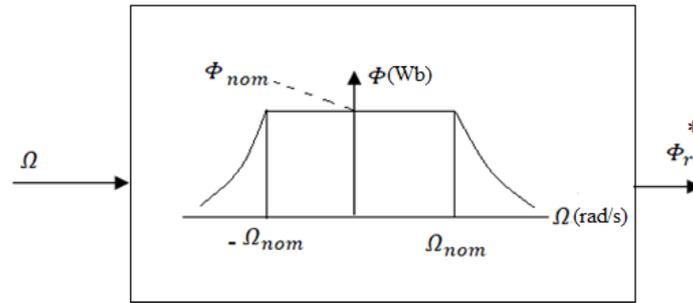


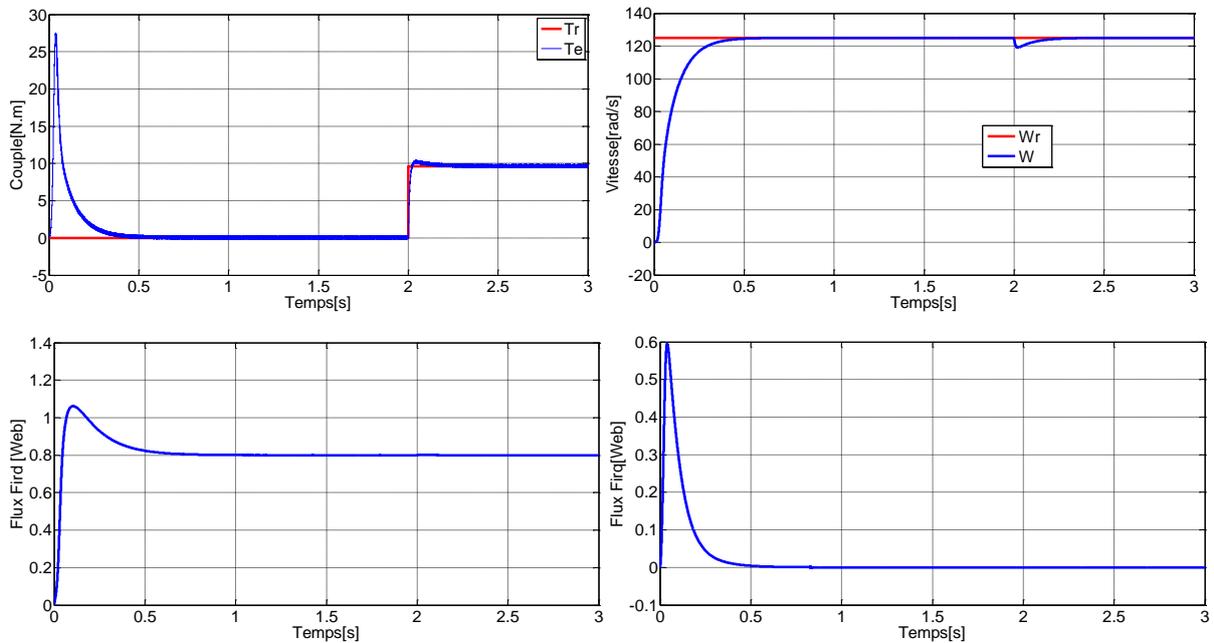
Figure 3.8. Bloc de fluxage.

3.2.3 DISCUSSION DES RESULTATS

Nous avons simulé le système lors d'un démarrage à vide, suivi d'une application d'un couple de charge égale à 9.6 Nm à $t = 2\text{s}$, pour une consigne de vitesse de 125 rad/s . Le flux de référence est mis à 0.8 Wb .

Où l'on note que les seuls paramètres de réglage sont les paramètres des régulateurs (*PI*) de courants et de vitesse.

1- Les caractéristiques de la MAS commandé par IFOC dans le cas où l'onduleur est commandé par la technique MLIV.



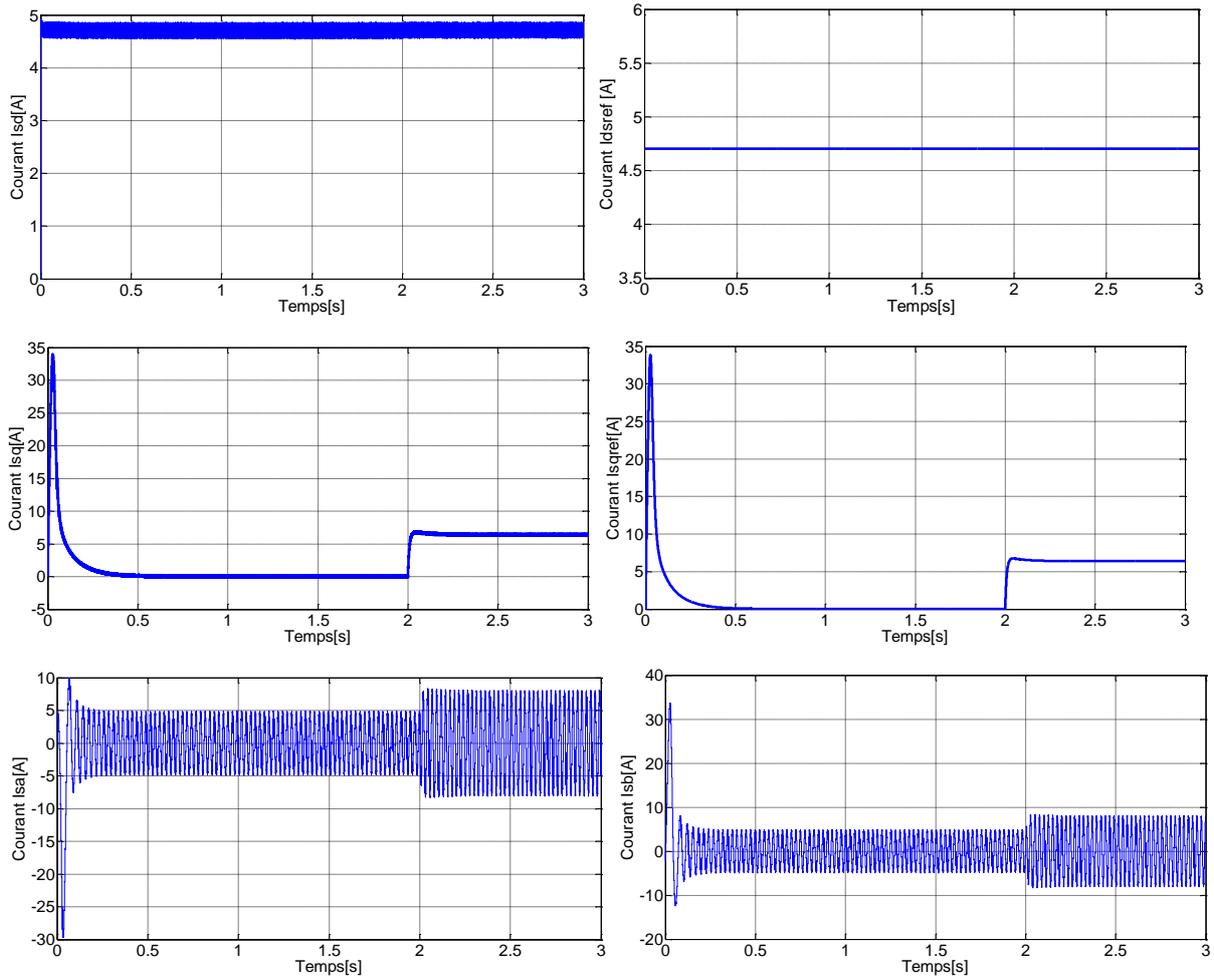
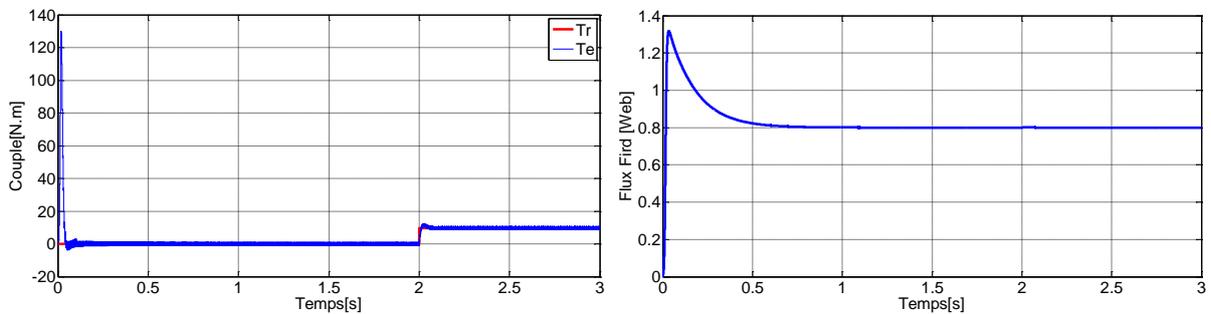


Figure 3.9. Les caractéristiques de la MAS commandé par IFOC dans le cas où l'onduleur est commandé par MLIV.

2- Les caractéristiques de la MAS commandé par IFOC dans le cas où l'onduleur est commandé par la technique MLIS.



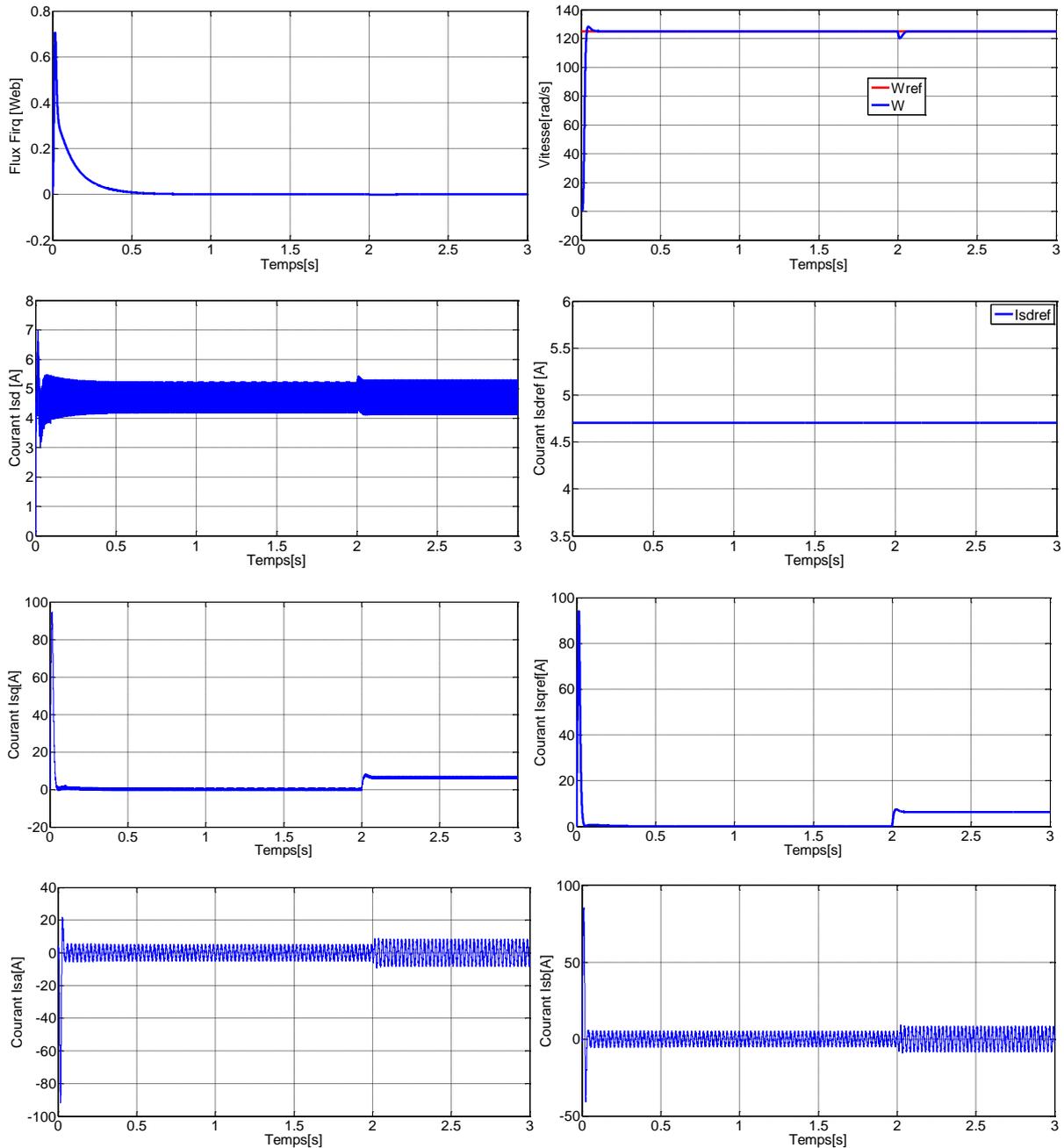


Figure 3.10. Les caractéristiques de la MAS commandé par IFOC dans le cas où l'onduleur est commandé par MLIS.

D'après les figures ci-dessus, on peut constater que :

-La vitesse suit parfaitement sa consigne sans dépassement (sans erreur statique). On voit à $t = 2s$ un pic important de vitesse suite à l'application d'un couple de charge. Cela montre que cette méthode de commande (IFOC) est peu robuste.

-Le principe du flux rotorique orienté est bien illustré sur l'allure des flux rotoriques, en remarque que sa composante Φ_{rq} est nulle et sa composante Φ_{rd} est constante.

- Le couple au régime transitoire admet une forte valeur (couple de démarrage) et suit parfaitement sa référence puis se rétablit. A $t = 2s$, Nous avons appliqué un couple de charge, le couple électromagnétique atteint sa valeur finale $T_e = 9.6 Nm$. Un pic léger de couple suite à l'application d'un couple de charge. Cela montre aussi que cette méthode de commande (IFOC) est peu robuste.

- Pour assurer le découplage il faut contrôler le couple par la composante (I_{sq}) et le flux rotorique par la composante (I_{sd}). On remarque que le courant I_{sq} est l'image du couple suit également sa référence, par contre sa composante sur l'axe d reste constante suit sa référence.

- Les courants statorique sont une allure sinusoïdale et présentent au démarrage un pic de courant.

❖ La différence entre les deux résultats (Figure. 3.9 et Figure. 3.10) est que :

Lorsque l'onduleur est commandé par la technique MLI vectorielle, on peut voir que le courant de démarrage est faible par rapport à celui lorsqu'il est commandé par la technique MLI à porteuse sinusoïdale directe, mais le temps de réponse dans le cas de la technique MLIS est plus rapide que dans le cas de la technique MLIV.

La MLIV génère moins d'oscillations dans le courant (I_{sd}) dans les enroulements de la machine en comparaison avec la technique MLIS.

Comme la différence de temps de réponse est petite entre les deux techniques MLI, et le plus important est de réduire le couple de démarrage (le courant de démarrage) et les oscillations dans le courant dans les enroulements de la machine, on considère alors que les résultats de la figure 3.8 relatifs à l'application de la commande IFOC et la technique MLIV est la plus efficace.

La méthode IFOC est très sensible aux paramètres du moteur [57]. Ces paramètres dépendent largement des conditions de fonctionnement (saturation, échauffement, fréquence...). Par conséquent, la constante de temps du rotor doit être connue avec précision pour réaliser un contrôle découplé entre le flux et le couple. Lorsque la constante de temps rotorique n'est pas réglée correctement, le contrôleur est dit désaccordé et la performance sera dégradée.

3.3 COMMANDE PAR MODE GLISSANT EN CASCADE

3.3.1 Nécessité d'un contrôleur robuste

Réaliser le découplage est l'objectif principal de la commande vectorielle. Le découplage idéal ne sera pas obtenu, si les paramètres rotoriques utilisés dans la loi de commande de découplage ne peuvent pas suivre les vraies valeurs. En raison du désaccord des paramètres du rotor, l'efficacité de l'entraînement du moteur est dégradée en raison de la réduction de la capacité de génération de couple et de la saturation magnétique causée par une surexcitation. Les caractéristiques de contrôle dynamique sont également dégradées. L'adaptation des paramètres pour réaliser le découplage est possible, mais très difficile et complexe à traiter. Pour réduire les effets des variations des paramètres du rotor, diverses techniques de contrôle ont été proposées [58].

Une technique de contrôle robuste est une bonne solution pour le problème de variation des paramètres du rotor. Il y a aussi d'autres problèmes associés au moteur asynchrone qui nécessitent une technique de contrôle robuste. Ce sont des perturbations du couple résistant, approximations dans le modèle utilisé dans l'analyse et la conception du contrôleur, et nécessité de suivre des trajectoires complexes, pas seulement des changements d'étape. Dans ces conditions, une technique de contrôle robuste est essentielle. La technique Mode glissant en cascade (Cascade sliding mode) est l'une de ces techniques de commande.

3.3.2 Introduction

Dans la théorie du contrôle, le contrôle en mode glissant est une forme de contrôle à structure variable (CSV). C'est une méthode de contrôle non linéaire qui modifie la dynamique d'un système non linéaire par l'application d'une commande de commutation haute fréquence. Les structures de contrôle multiples sont conçues de sorte que les trajectoires se dirigent toujours vers une condition de commutation, et donc la trajectoire ultime ne sera pas existante entièrement au sein d'une structure de contrôle. Au lieu de cela, la trajectoire ultime glissera le long des limites des structures de contrôle. Le mouvement du système lorsqu'il glisse le long de ces limites est appelé un mode glissant.

Pour un système dynamique, la commande de mode glissant utilise un gain pratiquement infini pour forcer les trajectoires à glisser le long du sous-espace restreint de mode glissant. Le principal point fort de la commande en mode glissant est sa robustesse. Parce que le contrôle peut être aussi simple qu'une commutation entre deux états (par exemple, "on"/"off" ou "forward"/"reverse"), il n'a pas besoin d'être précis et ne sera pas sensible aux variations de paramètres qui entrent dans le canal de contrôle. De plus, parce que la loi de commande n'est pas une fonction continue, le mode glissant peut être atteint en temps fini (c'est-à-dire mieux que le comportement asymptotique). Le contrôle en mode glissant est une méthode de contrôle robuste appropriée pour les systèmes, où des imprécisions de modélisation, des variations de paramètres et des perturbations sont présentes. Il est simple de calcul par rapport aux contrôleurs adaptatifs avec estimation des paramètres. Le moteur asynchrone avec contrôle de mode glissant fonctionne bien dans les applications d'asservissement, où l'actionneur doit suivre des trajectoires complexes. Parfois, le contrôle du mode glissant a un démerite chattering (broutement) de la variable de contrôle et de certains états du système [58].

3.3.3 Contrôle par mode glissant (Sliding mode controller)

Avec le contrôleur en mode glissant, le système est contrôlé de telle manière que l'erreur dans les états du système se déplace toujours vers une surface de glissement. La surface de glissement est définie avec l'erreur de suivi de l'état et son taux de changement en tant que variables. La distance de la trajectoire d'erreur de la surface de glissement et son taux de convergence sont utilisés pour décider de l'entrée de commande(u) au système. Le signe de l'entrée de commande doit changer à l'intersection des trajectoires d'erreur de suivi avec la surface de glissement. De cette façon, la trajectoire d'erreur est toujours forcée de se déplacer vers la surface de glissement.

Les deux composantes de la commande sont alors définies par [59]:

3.3.3.1 Condition de convergence

À partir de la condition initiale, $E(0) = 0$, la tâche de suivi, $x \rightarrow x^*$, ce qui signifie que x doit suivre x^* avec une précision prédéfinie, est considérée comme résolue, si le vecteur d'état E reste dans la surface de glissement $S(t)$ pour tout $t \geq 0$ et implique également que la quantité scalaire $S(x)$ est maintenue à zéro. Une condition suffisante pour ce comportement est de choisir la loi de commande u

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction.

$$\dot{V}(x) < 0$$

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande u telle que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.28)$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (3.29)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$$

L'équation (3.28) indique que la distance au carré à la surface de glissement, telle que mesurée par $S^2(x)$ diminue le long de toutes les trajectoires du système. Ainsi, il contraint les trajectoires à pointer vers la surface $S(t)$, comme le montre la figure ci-dessous [60], [61].

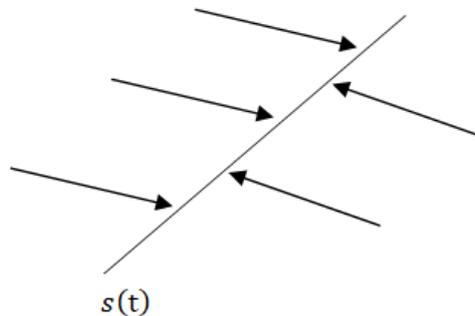


Figure 3.11. La condition de glissement

L'équation (3.29) est la « condition de glissement ». $S(t)$ est appelée surface de glissement, et le comportement du système, une fois en surface, est appelé « mode glissant ».

L'interprétation graphique d'équation (3.28) est illustrée à la Figure 3.12

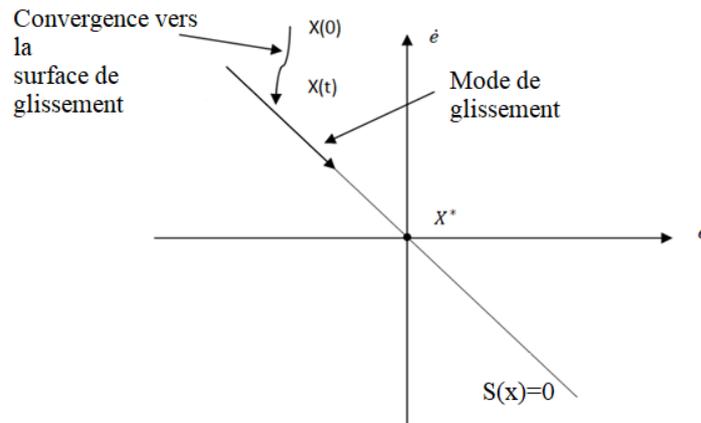


Figure 3.12. Interprétation graphique d'équations (3.28)

A partir de n'importe quelle condition initiale, la trajectoire d'état atteint la surface de glissement en un temps fini, puis glisse le long de la surface vers x^* exponentiellement. Dans le mode glissant, le comportement du système est invariant malgré des imprécisions de modélisation, variation des paramètres et les perturbations externes. Cependant, le mode glissant provoque des changements drastiques dans la variable de contrôle, ce qui est un inconvénient majeur du système.

3.3.3.2 Dérivation de la loi de commande

Deux parties doivent être distinguées dans la procédure de conception du contrôle. La première concerne l'attractivité de la trajectoire d'état à la surface de glissement et la seconde représente la réponse dynamique du point représentatif en mode de glissement. Pour cela, la structure d'un contrôleur de mode glissant comprend deux termes :

Le contrôle équivalent u_{eq} est utilisé lorsque l'état du système est en mode glissant. Il est calculé à partir de $\dot{S}(x) = 0$ [58].

La commande discontinue (discrète) u_n , est donnée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement. Ce dernier est atteint par la condition de convergence suivant :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (3.30)$$

On a:

$$\dot{x}(t) = A(x, t)x + B(x, t)u(t)$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs :

$$u(t) = u_{eq} + u_n$$

Par substitution on a :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x, t)x + B(x, t)u_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)u_n \quad (3.31)$$

Pendant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est égale à zéro, la commande discontinue (discrète) u_n et la dérivée de la surface sont aussi nulles, nous obtenons :

$$\begin{cases} u_n = 0 \\ \dot{S}(x, t) = 0 \end{cases} \quad (3.32)$$

L'expression de la commande équivalente peut donc être donnée par :

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot A(x, t) \cdot x \quad (3.33)$$

Durant le mode convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface $\dot{S}(x, t)$:

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)u_n \quad (3.34)$$

On obtient :

$$S(x, t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)u_n < 0 \quad (3.35)$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de u_n soit opposé à celui de $S(x, t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)$. Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante :

$$u_n = k \cdot \text{Sign}(S(x)) \quad (3.36)$$

Où : $\text{Sign}(S(x))$ est la fonction définie par :

$$\text{Sign}(S(x)) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < 0 \\ 1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases}$$

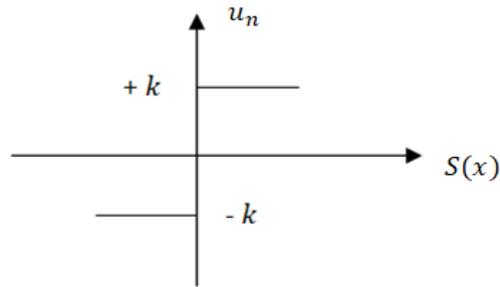


Figure 3.13. Fonction *Sign*

Où le facteur $S(x, t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)$ est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons. En remplaçant l'expression (3.35) par :

$$S(x, t) \cdot \dot{S}(x, t) = S(x, t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) k \cdot \text{Sign}(|S(x)|) < 0$$

Le gain du contrôleur k est déterminé à partir de la quantité maximale d'imperfection dans le processus d'estimation et du bruit maximal dû aux variations de paramètres et aux perturbations (couple de charge). Si l'imperfection de modélisation et la variation des paramètres sont grandes, la valeur de k doit être grande. Ensuite, le composant discontinu ou de commutation $k \cdot \text{Sign}(S(x))$ a un rôle dominant mais il conduit de broutement (phénomène de chattering). A l'inverse, une meilleure connaissance du modèle du système et des valeurs des paramètres réduit le gain k et se traduit par une réponse de contrôle lisse.

3.3.4 Réduction du broutement (chattering)

Dans un système, où l'imperfection de la modélisation, les variations de paramètres sont plus importantes, la valeur de k doit être grande pour obtenir une performance de suivi satisfaisante avec un contrôleur en mode glissant. Mais une valeur plus élevée de k conduit à plus de broutement (phénomène de chattering) de la variable de contrôle et des états du système. Une couche limite de largeur définie des deux côtés de la ligne de commutation est introduite pour réduire le broutement. Si ϕ est la largeur de la couche limite de part et d'autre de la ligne de commutation, comme montré dans la figure 3.14, l'équation (3.36) est modifiée comme [59], [62] :

$$u_n = k \cdot \text{Sat}\left(\frac{S(x)}{\phi}\right) \quad (3.37)$$

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction «Sign» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

Où :

$$Sat\left(\frac{S(x)}{\phi}\right) = \begin{cases} \frac{s(x)}{\phi} \text{ if } |s(x)| \leq \phi \\ \text{Sign}(S(x)) \text{ if } |s(x)| > \phi \end{cases}$$

Cela explique une réduction du gain de contrôle à l'intérieur de la couche limite et se traduit par un signal de contrôle lisse.

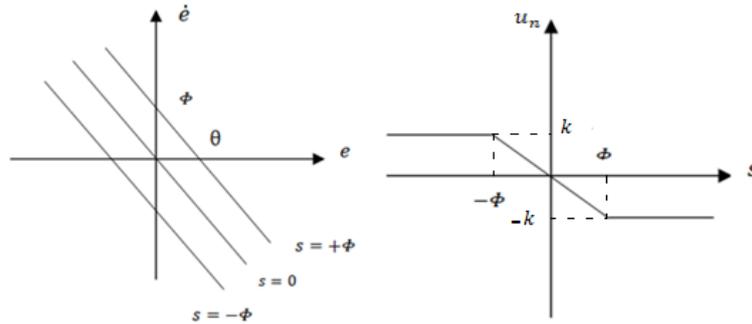


Figure 3.14. Fonction *Sat*

3.3.5 Réglage en cascade de la vitesse par mode glissant

Le réglage de la vitesse se fait par une structure de commande en cascade. La boucle interne permet le contrôle du courant I_{sq} , ayant une dynamique plus rapide, tandis que la boucle externe permet le contrôle de la vitesse.

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r=1$ est :

$$S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (3.38)$$

On a:

$$\Omega = \omega/p \quad (3.39)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (3.40)$$

Ou l'équation mécanique de la vitesse est donnée par :

$$\dot{\Omega} = \left[\frac{1}{J} [T_e - T_r - F\Omega] \right] \quad (3.41)$$

Avec :

$$T_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd}^* I_{sq}$$

La dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \left[\frac{1}{J} \left[p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd}^* I_{sq} - T_r - F\Omega \right] \right] \quad (3.42)$$

En remplaçant le courant I_{sq} par le courant de commande I_{sq}^*

$$I_{sq}^* = I_{sqeq} + I_{sqn}$$

L'équation (3.42) devient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \left[\frac{1}{J} p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd}^* I_{sqeq} + \frac{1}{J} p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd}^* I_{sqn} - \frac{1}{J} T_r - \frac{1}{J} F\Omega \right] \quad (3.43)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a : $S(\Omega)=0$ et par conséquent $\dot{S}(\Omega)=0$ et $I_{sqn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente I_{sqeq} a partir de l'équation (3.43)

$$I_{sqeq} = \left(\dot{\Omega}^* + \frac{1}{J} T_r + \frac{1}{J} F\Omega \right) \frac{J L_r}{p M \Phi_{rd}^*} \quad (3.44)$$

On remplace (3.44) dans (3.43) :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{1}{J} \frac{p M}{L_r} \Phi_{rd}^* I_{sqn} \quad (3.45)$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0$ doive être vérifiée, on prend :

$$I_{sqn} = k_{Isq} \cdot \text{Sign}(S(\Omega)) \quad (3.46)$$

Afin d'atténuer tout dépassement possible du courant de référence I_{sq}^* , il est souvent utile de rajouter un limiteur de courant qui s'exprime par :

$$I_{sq}^{lim} = I_{sq}^{Max} \cdot \text{Sign}(S(\Omega)) \quad (3.47)$$

3.3.6 Réglage en cascade de flux rotorique par mode glissant :

Le réglage de flux se fait à structure en cascade, la boucle interne permet le contrôle du courant I_{sd} , tandis que la boucle externe permet le contrôle de flux.

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\Phi_r) = \Phi_r^* - \Phi_r \quad (3.48)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* - \dot{\Phi}_r \quad (3.49)$$

Ou l'équation du flux rotorique est donnée par :

$$\dot{\Phi}_r = \frac{M}{T_R} I_{sd} - \frac{\Phi_r}{T_R} \quad (3.50)$$

La dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* - \frac{M}{T_R} I_{sd} + \frac{\Phi_r}{T_R} \quad (3.51)$$

En remplaçant le courant I_{sd} par le courant de commande I_{sd}^*

$$I_{sd}^* = I_{sdeq} + I_{sdn}$$

L'équation (3.51) devient :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* - \left[\frac{M}{T_R} I_{sdeq} + \frac{M}{T_R} I_{sdn} \right] + \frac{\Phi_r}{T_R} \quad (3.52)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a : $S(\Phi_r)=0$ et par conséquent $\dot{S}(\Phi_r)=0$ et $I_{sdn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente I_{sdeq} à partir de l'équation (3.52)

$$I_{sdeq} = \frac{T_R \cdot \dot{\Phi}_r^* + \Phi_r}{M} \quad (3.53)$$

On remplace (3.53) dans (3.52) :

$$\dot{S}(\Phi_r) = -\frac{M}{T_R} I_{sdn} \quad (3.54)$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $S(\Phi_r) \cdot \dot{S}(\Phi_r) < 0$ doive être vérifiée, on prend :

$$I_{sdn} = k_{I_{sd}} \cdot \text{Sign}(S(\Phi_r)) \quad (3.55)$$

Afin d'atténuer tout dépassement possible du courant de référence I_{sd}^* , il est souvent utile de rajouter un limiteur de courant qui s'exprime par :

$$I_{sd}^{lim} = I_{sd}^{Max} \cdot \text{Sign}(S(\Phi_r)) \quad (3.56)$$

3.3.7 Réglage des courants statoriques I_{sd} et I_{sq} de la MAS par mode glissant

1- Réglage de courants statoriques I_{sd}

On prend la surface suivante:

$$S(I_{sd}) = I_{sd}^* - I_{sd} \quad (3.57)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^* - \dot{I}_{sd} \quad (3.58)$$

Où L'équation du courant \dot{I}_{sd} est donnée par l'équation (2.49) :

$$\dot{I}_{sd} = -\gamma I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{K}{T_R} \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd}$$

Alors, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^* - (-\gamma I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{K}{T_R} \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd}) \quad (3.59)$$

En remplaçant la tension V_{sd} par la tension de commande V_{sd}^*

$$V_{sd}^* = V_{sdeq} + V_{sdn}$$

L'équation(3.59)devient :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^* - (-\gamma I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{K}{T_R} \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sdeq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sdn}) \quad (3.60)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a : $S(I_{sd})=0$ et par conséquent $\dot{S}(I_{sd})=0$ et $V_{sdn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente V_{sdeq} a partir de l'équation(3.60)

$$V_{sdeq} = (\dot{I}_{sd}^* + \gamma I_{sd} - \omega_s I_{sq} - \frac{K}{T_R} \Phi_{rd}) \sigma L_s \quad (3.61)$$

On remplace (3.61) dans (3.60) :

$$\dot{S}(I_{sd}) = -\frac{1}{\sigma L_s} V_{sdn} \quad (3.62)$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $S(I_{sd}) \cdot \dot{S}(I_{sd}) < 0$ doive être vérifiée, on prend :

$$V_{sdn} = k_{v_{sd}} \cdot \text{Sign}(S(I_{sd})) \quad (3.63)$$

2- Réglage des courants statoriques I_{sq}

On prend la surface suivante :

$$S(I_{sq}) = I_{sq}^* - I_{sq} \quad (3.64)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sq}^* - \dot{I}_{sq} \quad (3.65)$$

Ou L'équation du courant \dot{I}_{sq} est donnée par l'équation (2.49) :

$$\dot{I}_{sq} = -\gamma I_{sq} - \omega_s I_{sd} - \omega K \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq}$$

Alor, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sq}^* - (-\gamma I_{sq} - \omega_s I_{sd} - \omega K \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq}) \quad (3.66)$$

En remplaçant la tension V_{sq} par la tension de commande V_{sq}^*

$$V_{sq}^* = V_{sreq} + V_{sqn}$$

L'équation (3.66) devient :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sq}^* - \left(-\gamma I_{sq} - \omega_s I_{sd} - \omega K \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sreq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sqn} \right) \quad (3.67)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a : $S(I_{sq})=0$ et par conséquent $\dot{S}(I_{sq})=0$ et $V_{sqn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente V_{sreq} a partir de l'équation (3.67)

$$V_{sreq} = (\dot{I}_{sq}^* + \gamma I_{sq} + \omega_s I_{sd} + \omega K \Phi_{rd}) \sigma L_s \quad (3.68)$$

On remplace (3.68) dans (3.67) :

$$\dot{S}(I_{sq}) = -\frac{1}{\sigma L_s} V_{sqn} \quad (3.69)$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $S(I_{sq}) \cdot \dot{S}(I_{sq}) < 0$ doive être vérifiée, on prend :

$$V_{sqn} = k_{vsq} \cdot \text{Sign}(S(I_{sq})) \quad (3.70)$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, tous les gains suivants k_{Isd} , k_{Isq} , k_{vsd} , k_{vsq} devraient être choisis positifs.

La figure 3.15 montre le schéma bloc de la commande par mode glissant sur le moteur asynchrone

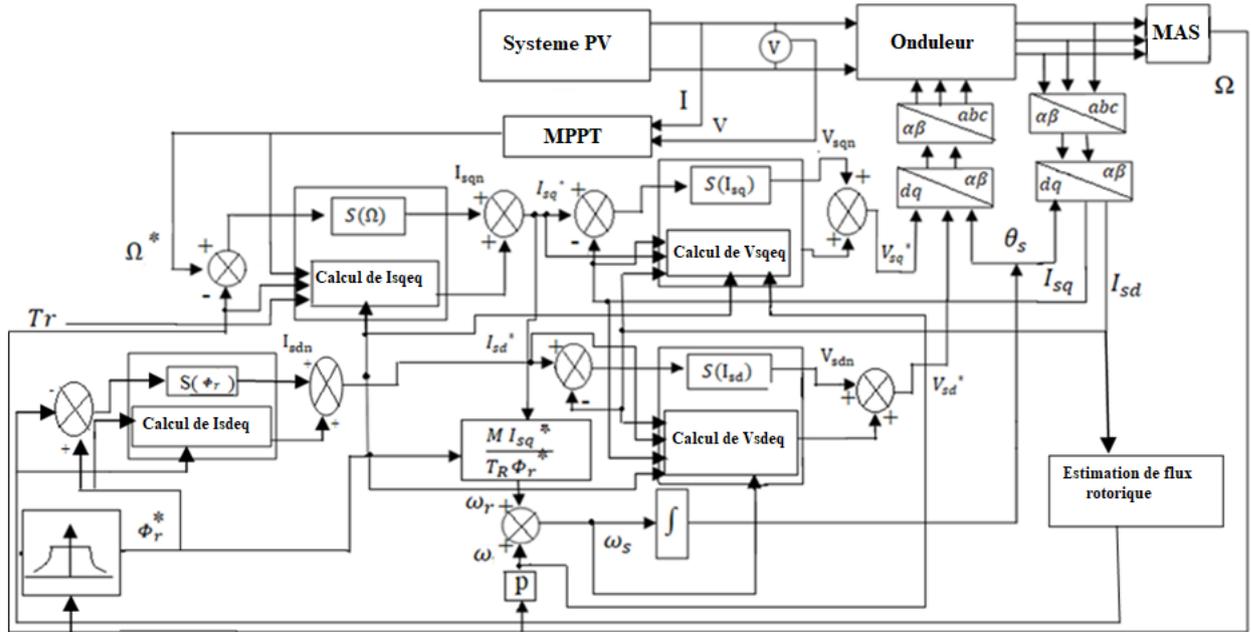
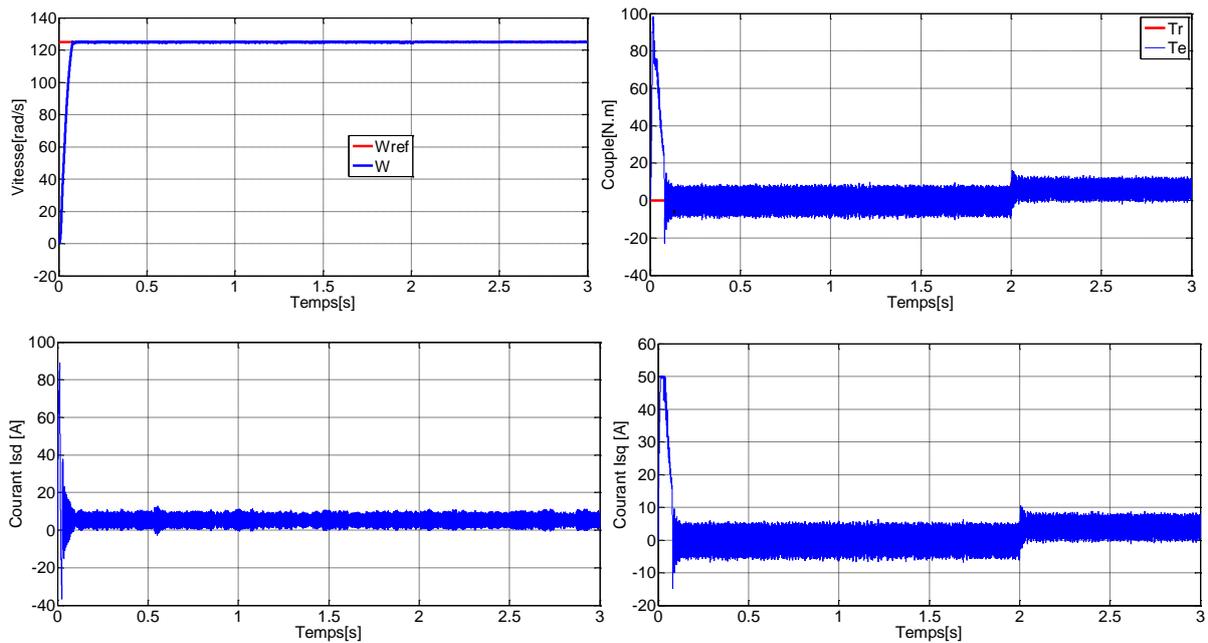


Figure 3.15. Schéma bloc global de la commande par mode glissant de la MAS.

3.3.8 Discussion des résultats

Nous avons simulé le système lors d'un démarrage à vide, suivi d'une application d'un couple de charge égale à 9.6 Nm à $t=2\text{s}$, pour une consigne de vitesse de 125 rad/s . Le flux de référence est mis à 0.8 Wb .

Les caractéristiques de la MAS avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant ou l'onduleur est commandé par MLIV est illustrée à la figure 3.16



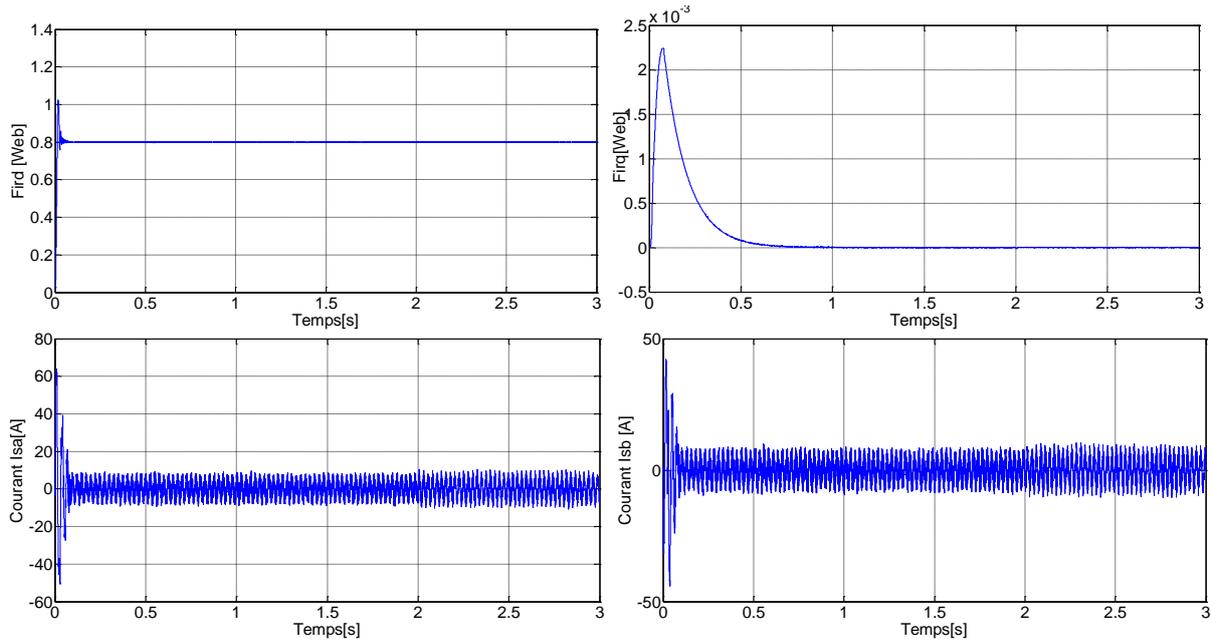


Figure 3.16. Les caractéristiques de la MAS avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.

D'après les figures ci-dessus, on peut constater que :

-La vitesse augmente linéairement en fonction de temps, à $t=0.13s$, elle suit parfaitement la vitesse de consigne sans dépassement (sans erreur statique). À $t=2s$, lorsque nous appliquons un couple de charge, on remarque que la vitesse reste égale à $125rad /s$, cela montre que la commande par mode glissant est robuste.

- Le couple au régime transitoire admet une forte valeur (couple de démarrage) ainsi que des oscillations(fluctuations) nuisibles à la machine, et qui engendrent des bruits et des vibrations sur l'axe de l'arbre de la machine jusqu'à sa dégradation. Ce phénomène est appelé « effet chattering ». A $t=2s$, le couple électromagnétique atteint instantanément sa valeur finale $9.6 Nm$ sans dépassement. Cela montre aussi que cette méthode de commande est robuste.

-Le principe du flux rotorique orienté est bien illustré sur l'allure des flux rotoriques, on remarque un excellent contrôle du flux rotorique.

-Les courant statorique sont une allure sinusoïdale et présentent au démarrage un pic de courant.

- Conformément à la théorie, le courant I_{sq} évolue d'une façon identique à celui du couple de charge, et sa composante sur l'axe d reste constante.

❖ Nous avons testé aussi la robustesse de la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant par rapport à l'inverse de la vitesse de rotation, et par rapport à la variation paramétrique (augmentation du moment d'inertie ainsi que la résistance rotorique).

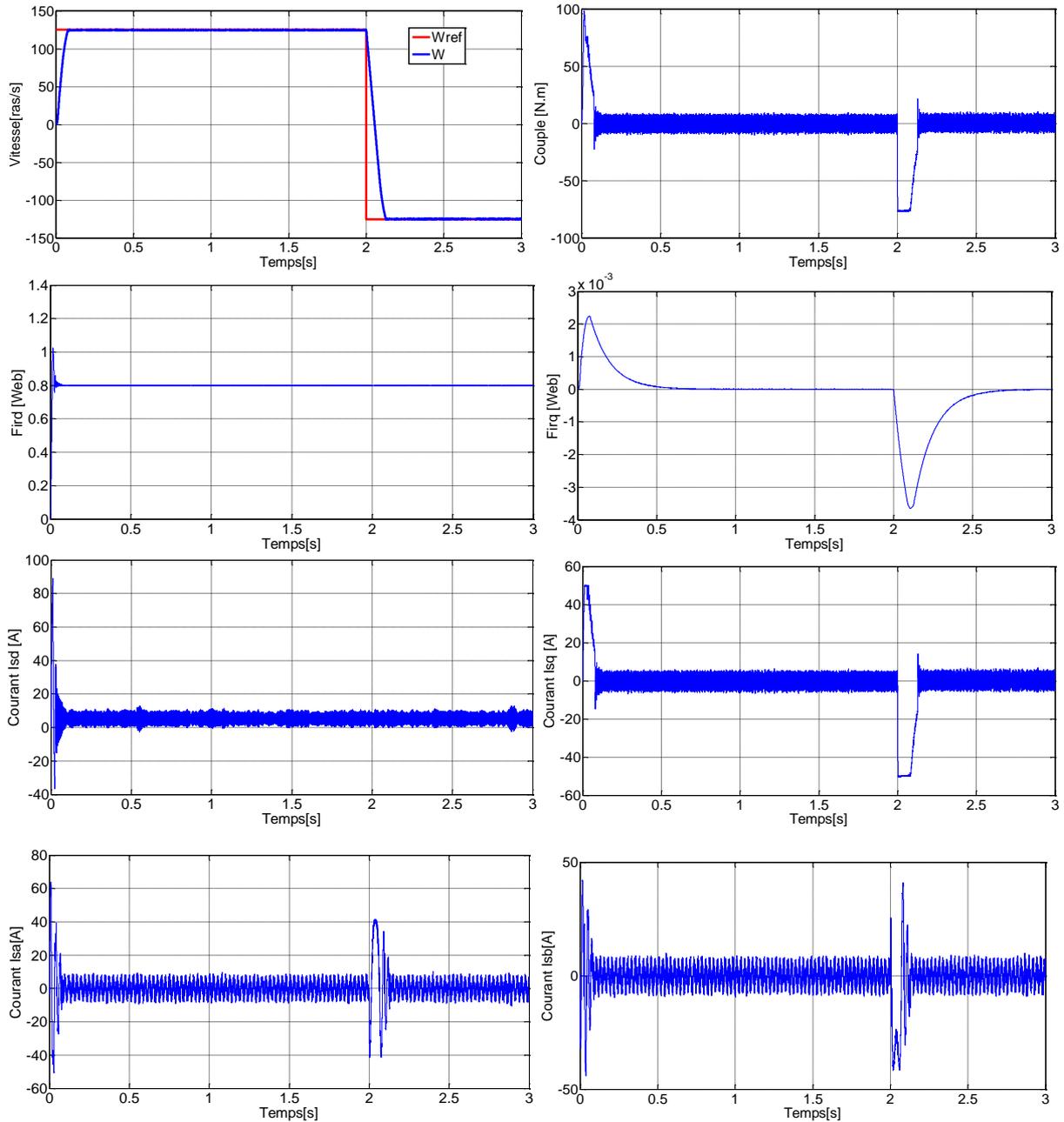


Figure 3.17. Les caractéristiques de la MAS avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant avec une inversion du sens de rotation.

-A partir des résultats ci-dessus (figure 3.17) qui consiste à inverser la vitesse de rotation de 125rad/s à -125rad/s à l'instant $t = 2\text{s}$, nous pouvons constater que la vitesse suit sa référence. L'inversion de vitesse conduit à un couple négatif pendant l'intervalle d'inversion de vitesse, puis il oscille autour de zéro lorsque la vitesse atteint -125rad/s . Le flux rotorique Φ_{rq} suit sa consigne avec une légère perturbation pendant le temps de l'inversion de la vitesse.

-L'inversion de la vitesse génère une augmentation du courant statorique, mais il conserve sa forme sinusoïdale.

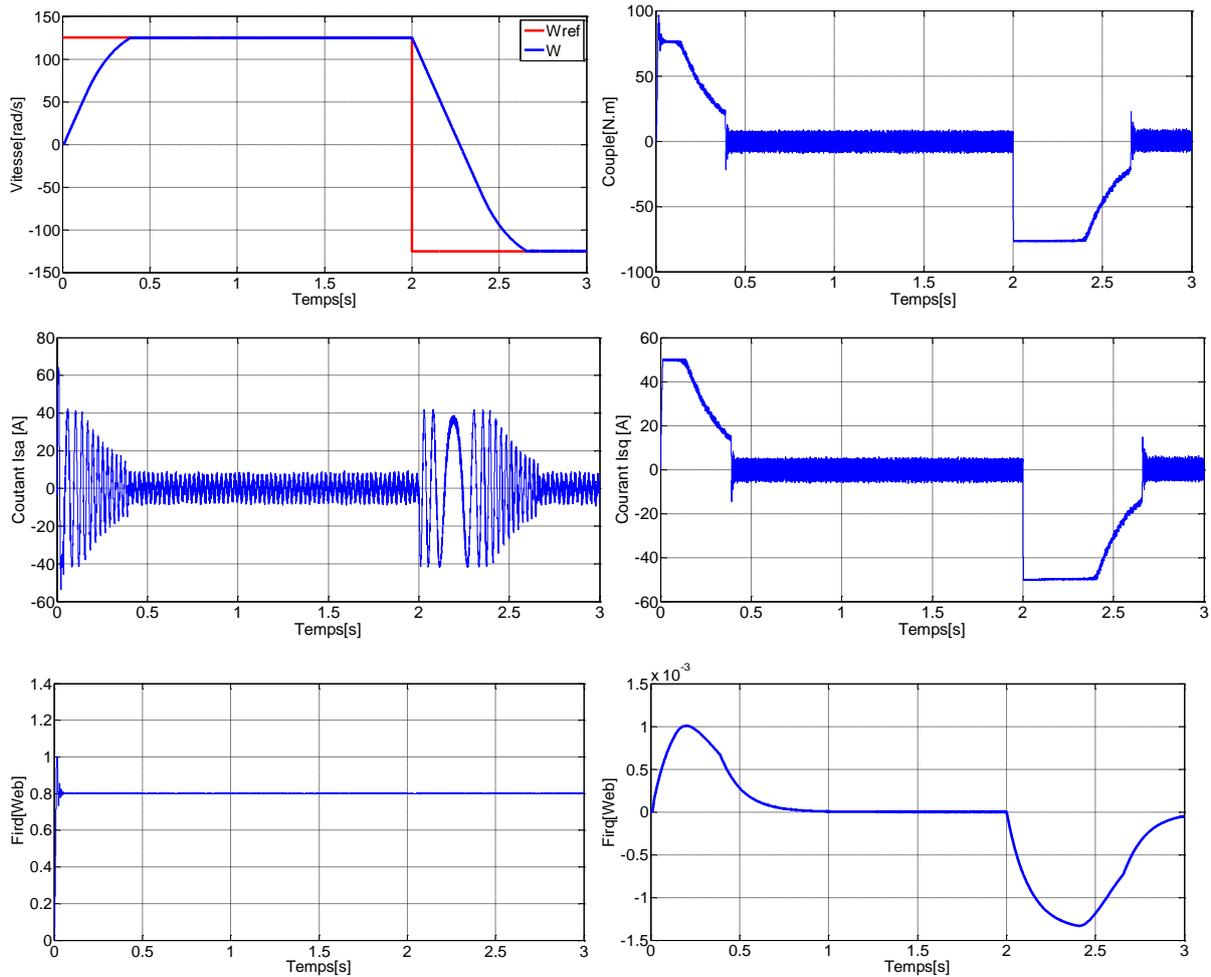
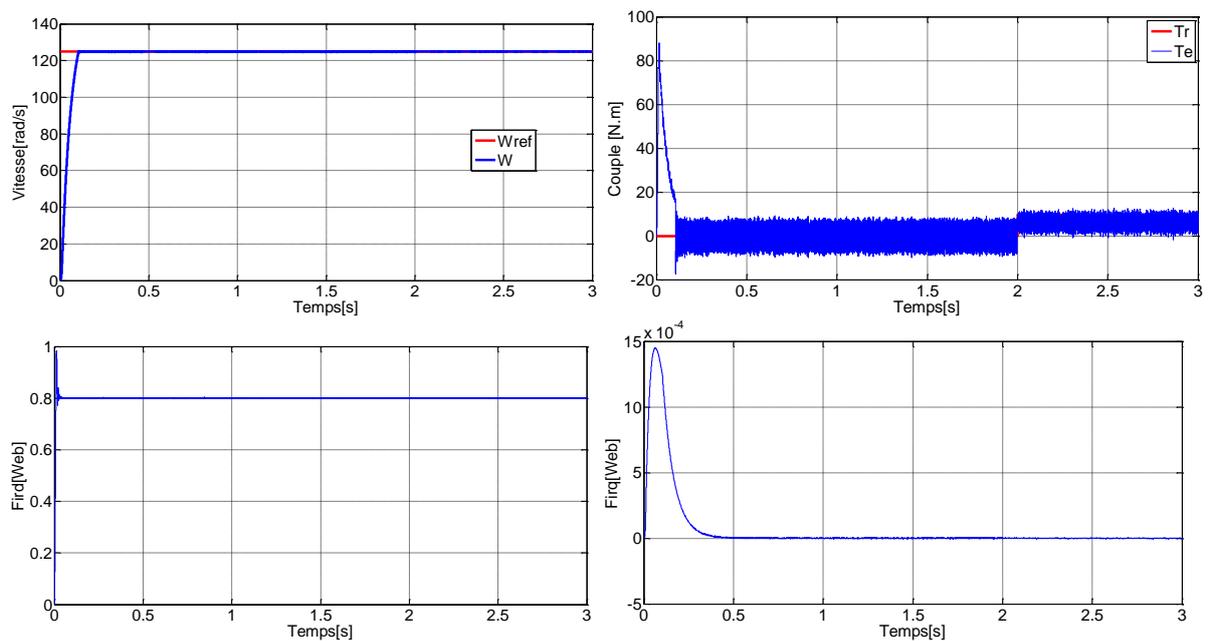


Figure 3.18. Comportement de la MAS vis-a-vis l'augmentation du moment d'inertie ($J = 5J_n$ a $t=2$ s)

- A partir de la figure 3.18, on ne voit aucune influence de l'augmentation du moment d'inertie sur le comportement de système, sauf l'augmentation du temps d'inversion de la vitesse.



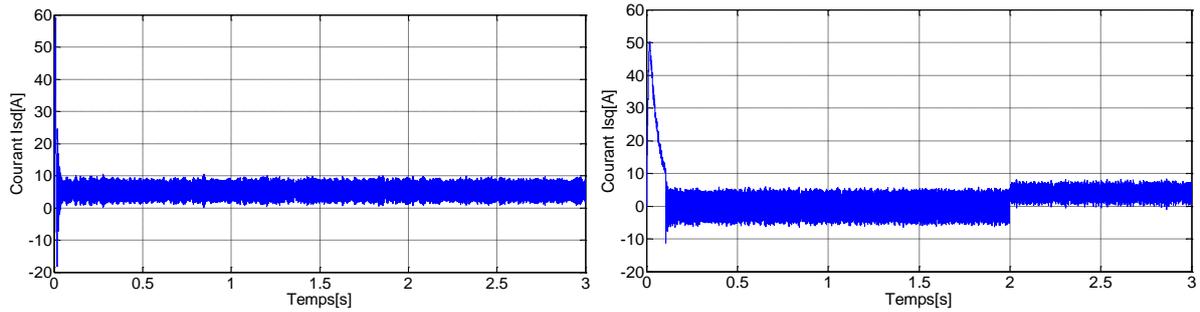


Figure 3.19. Comportement de la MAS vis-à-vis l'augmentation de la résistance rotorique ($R_r = 2R_{rn}$ à $t=2s$)

-A partir des résultats de la figure 3.19 qui consiste augmenter la résistance rotorique, on ne voit aucune influence sur le comportement de système.

Donc la commande par mode glissant est robuste en présence des perturbations externes et internes.

3.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre une étude comparative au niveau des performances et de robustesse vis à vis de la variation du couple de charge et de la variation du profil de vitesse entre les deux méthodes de commande présentées précédemment de la machine asynchrone ont été proposées. Les résultats de la simulation, nous ont permis de distinguer la supériorité de la commande par mode glissant en termes de régulation, poursuite, et rejet de perturbation.

La commande par mode glissant est plus simple et plus facile à mettre en œuvre, et présente des propriétés multiples : haute précision, bonne stabilité, robustesse en présence des perturbations externes et internes. Cela lui permet d'être approprié pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Le contrôle par mode glissant a un démerite chattering (broutement), qui est caractérisé par des oscillations (fluctuations) du couple, nuisibles à la machine et qui engendrent des bruits et des vibrations sur l'axe de l'arbre de la machine.

Dans ce qui suit, nous étudierons au chapitre 4, les problèmes de transfert de puissance entre la source photovoltaïque et la charge lors d'une connexion directe et la nécessité d'introduire un algorithme de suivi du point de puissance maximale (MPPT) associé au panneau solaire. Ensuite, Dans ce contexte, nous comparerons au niveau du comportement dynamique et précision plusieurs types de techniques de suivi du point de puissance maximale.

CHAPITRE 4 : OPTIMISATION DU SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE

4.1 INTRODUCTION

Les puissances de sortie des systèmes photovoltaïques (PV) dépendent essentiellement de deux facteurs variables, à savoir les températures de la cellule et les irradiances solaires. Dans le couplage direct du système de pompage avec le GPV, le point de fonctionnement est parfois très éloigné du point de puissance maximale (PPM), en particulier pour un faible éclairement. Une méthode pour utiliser efficacement le PV est connue sous le nom de méthode de poursuite ou de suivi de point de puissance maximale (MPPT). Cette méthode consiste à extraire la puissance maximale disponible du module PV, et faire fonctionner le système de pompage avec cette puissance.

Dans ce sens, et dans le but d'optimiser la puissance fournie par le GPV, une commande MPPT doit avoir un bon comportement dynamique et assurer que la recherche du nouveau PPM, suite aux changements d'éclairement ou de température, soit faite le plus rapidement possible.

Au cours des dernières décennies, de nombreuses méthodes de recherche du PPM ont été développées et publiées, telles que : Hill-Climbing, Perturbe & Observe (P&O), Incrément de Conductance (Inc-Conductance)), la commande MPPT basée sur des relations de proportionnalité comme (la commande en régulation de tension et la commande en régulation de courant), la commandes MPPT basée sur les réseaux de neurones, et la commande MPPT basée sur le principe de la logique floue. Ces techniques diffèrent dans de nombreux aspects tels que leur principe de fonctionnement, leur précision et leur rapidité de recherche.

Dans ce chapitre, et dans la première partie, nous commençons par parler des problèmes de transfert de puissance entre la source et la charge lors d'une connexion directe. La deuxième partie est consacrée à la nécessité d'introduire une technique de suivi du point de puissance maximale (MPPT) associé au panneau solaire. Dans ce contexte nous avons étudié plusieurs types de techniques de suivi : la technique (Perturbe & Observe), la technique Hill-Climbing, la technique Inc-Conductance, la technique en régulation de tension (Fraction de V_{co}), et la technique MPPT Floue. Ensuite, Nous comparerons entre ces types d'MPPT combinées à un contrôle par mode glissant du moteur asynchrone associé à la pompe.

4.2 COUPLAGE DE LA CHAÎNE DE POMPAGE AVEC LE GÉNÉRATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

4.2.1 Couplage direct :

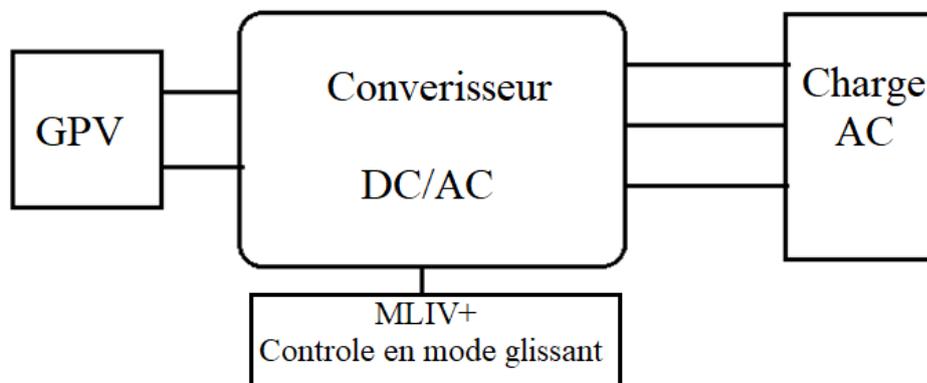


Figure 4.1 Couplage direct d'un système de pompage photovoltaïque.

Le point de fonctionnement du système se résulte de l'intersection entre la caractéristique I-V du GPV et la caractéristique I-V de la charge (groupe moteur-pompe).

La figure 4.2 illustre trois cas de perturbations. Suivant le type de perturbation, le point de fonctionnement bascule du point de puissance maximal PPM1 vers un nouveau point P1 de fonctionnement plus ou moins éloigné de l'optimum. Pour une variation d'ensoleillement (cas a), il suffit de réajuster la valeur du rapport cyclique pour converger vers le nouveau point de puissance maximum PPM2. Pour une variation de charge (cas b), on peut également constater une modification du point de fonctionnement qui peut retrouver une nouvelle position optimale grâce à l'action d'une commande. Dans une moindre mesure, un dernier cas de variation de point de fonctionnement peut se produire lié aux variations de température de fonctionnement du GPV (cas c). Bien qu'il faille également agir au niveau de la commande, cette dernière n'a pas les mêmes contraintes temporelles que les deux cas précédents [6], [7].

Dans le cas réel, cette variation est due aux trois cas précédents en même temps.

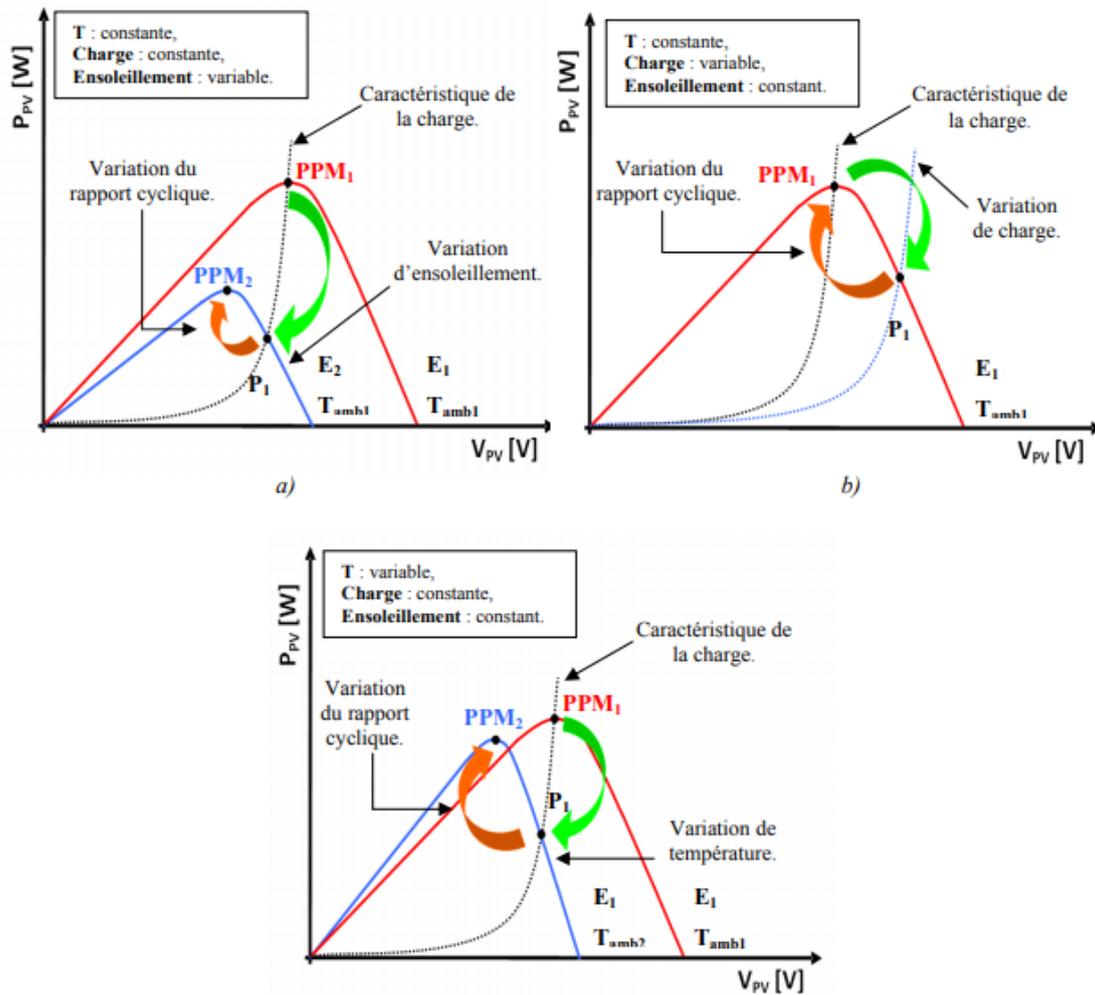


Figure 4.2 : Recherche et recouvrement du point de puissance Maximal

- Suite a une variation d'ensoleillement,
- Suite a une variation de charge
- Suite a une variation de température.

Pour des différentes variations, la figure 4.2 montre que les points de fonctionnement ne correspondent pas aux puissances maximales admissibles, ainsi le transfert de la puissance maximale disponible aux bornes du GPV vers la charge n'est pas donc garanti. La différence de puissance sera donc perdue et dissipée dans le générateur sous forme de chaleur.

En résumé, le suivi du PPM est réalisé au moyen d'une commande spécifique nommée MPPT qui agit essentiellement sur le rapport cyclique du convertisseur statique pour rechercher et atteindre le PPM du GPV.

4.2.2 Couplage avec optimisation :

Comme expliqué précédemment l'algorithme MPPT est nécessaire pour obtenir le maximum de puissance d'un générateur solaire en gardant une bonne adaptation entre le générateur et sa charge pour assurer le transfert de la puissance maximale.

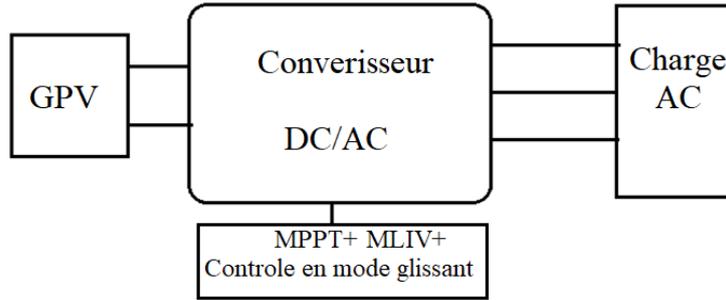


Figure 4.3 Couplage avec optimisation d'un système de pompage photovoltaïque.

Le but de la commande par mode glissant étudiée au chapitre 3 est d'obliger le moteur asynchrone à tourner à la vitesse optimale (vitesse de référence de la machine), cette vitesse est en fonction des caractéristiques du générateur photovoltaïque qui varie avec l'éclairement et la température. Cependant on doit déterminer, pour un éclairement et une température donnée, la caractéristique $I(V)$ du générateur et le point de puissance maximale (V_{pm}, I_{pm}, P_{pm}) à travers l'algorithme MPPT. Ensuite, nous déterminerons la vitesse optimale de référence en fonction de ce point de puissance maximale.

L'équation de la puissance mécanique que doit recevoir la pompe pour assurer la puissance hydraulique est donnée par (2.54) :

$$P_{méc} = k_p \cdot \omega^3$$

Si on suppose que le rendement de l'accouplement est égal à 1, alors la puissance mécanique du moteur (utile) est égale à la puissance absorbée par la pompe.

La puissance mécanique du moteur (utile) est donnée par :

$$P_u = \eta_m \cdot P_a \quad (4.1)$$

η_m : Rendement du moteur

P_a : Puissance électrique absorbée par le moteur est égale à la puissance à la sortie du convertisseur (P_{uc})

Où :

$$P_{uc} = \eta_c \cdot P_{ac} = \eta_c \cdot V_{pm} \cdot I_{pm} \quad (4.2)$$

Où :

$P_{ac} = P_{pvm}$: est la puissance maximale du générateur photovoltaïque.

Par substitution on a :

$$k_p \omega^3 = \eta_m \cdot \eta_c \cdot V_{pm} \cdot I_{pm} \quad (4.3)$$

Alors la vitesse optimale ou de référence en fonction du point de puissance maximale du module photovoltaïque est donnée par :

$$\omega_{opt} = \sqrt[3]{\frac{\eta_m \cdot \eta_c \cdot V_{pm} \cdot I_{pm}}{k_p}} \quad (4.4)$$

4.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE MPPT P&O :

Le principe de la commande Perturbe & Observe consiste à provoquer une perturbation de faible valeur sur la tension V_{pv} , ce qui engendre une variation de la puissance. La figure 4.4 montre que si une augmentation de la tension provoque un accroissement de la puissance, le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM, si au contraire la puissance décroît, il est à droite. De la même manière, on peut faire un raisonnement pour une diminution de la tension. En résumé, pour une perturbation de la tension, si la puissance augmente, la direction de la perturbation est maintenue. Si non, elle est inversée pour que le point de fonctionnement converge vers le PPM [23], [34], [7].

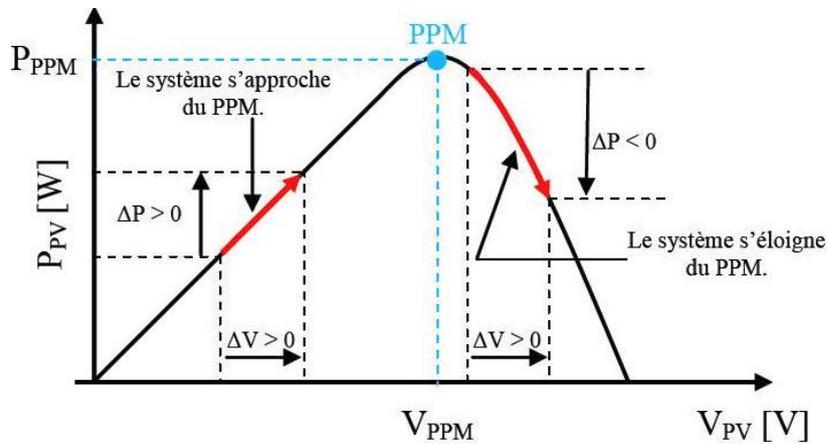


Figure 4.4 La commande MPPT (P&O) sur la caractéristique P_{pv} (V_{pv}) d'un panneau photovoltaïque.

Ce type de commande est une approche largement répandue dans la recherche du MPPT parce qu'elle est simple et exige seulement des mesures de tension et du courant du panneau photovoltaïque V_{pv} , et I_{pv} respectivement (deux capteurs nécessaires), elle peut repérer le point maximum de puissance même lors des variations de l'éclairement et la température. Comme son nom l'indique, la méthode P&O fonctionne avec la perturbation de la tension V_{pv} , et l'observation de l'impact de ce changement sur la puissance de sortie du panneau PV. La figure 4.5 représente l'algorithme de la méthode « P&O ». À chaque cycle, V_{pv} et I_{pv} sont mesurés pour calculer $P_{pv}(k)$. Cette valeur de $P_{pv}(k)$ est comparée à la valeur $P_{pv}(k - 1)$ calculée au cycle précédent [30].

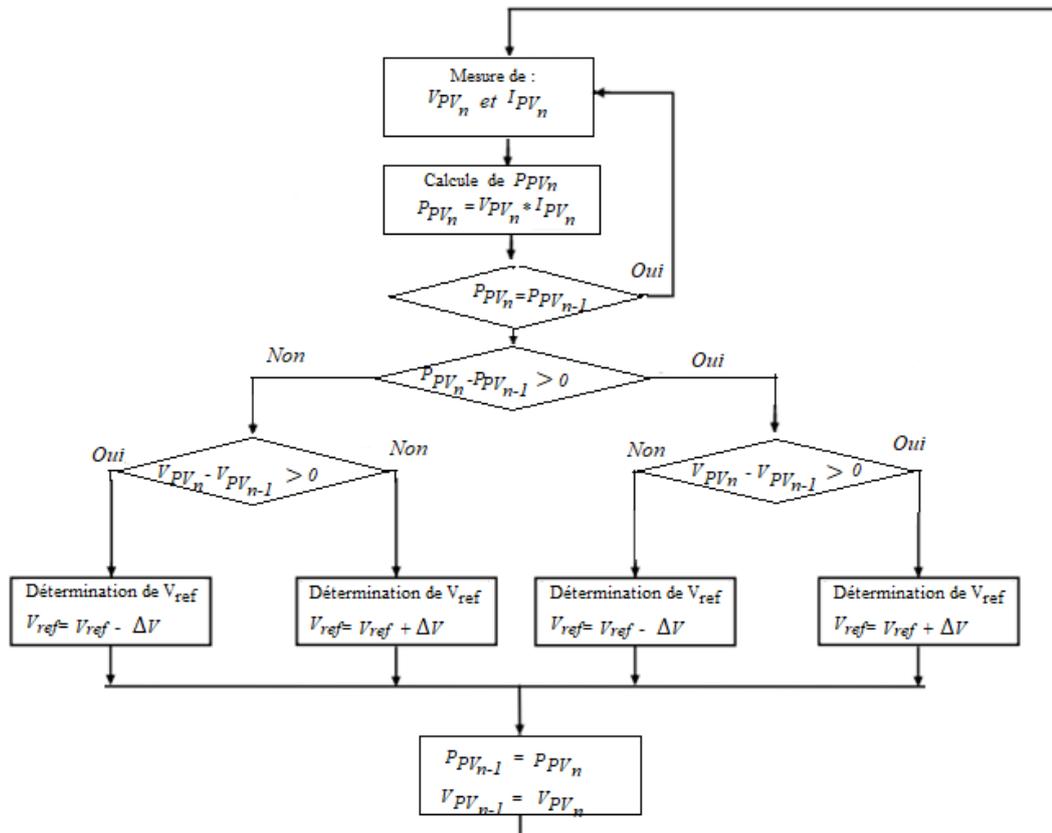


Figure 4.5 Organigramme de la commande MPPT (P&O).

La méthode P&O est aujourd’hui largement utilisée à cause de sa facilité d’implémentation, cependant elle présente quelques problèmes liés aux oscillations autour du PPM qu’elle engendre en régime établi car la procédure de recherche du PPM doit être répétée périodiquement, obligeant le système à osciller en permanence autour du PPM, une fois ce dernier atteint. Ces oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation. Cependant, une faible valeur d’incrément ralentit la recherche du PPM, il faut donc trouver un compromis entre précision et rapidité. Ce qui rend cette commande difficile à optimiser [7].

En effet, il est connu que ce type de commande permet d’obtenir un rendement plus important durant une journée relativement ensoleillée, où le PPM évolue lentement et proportionnellement au soleil. L’inconvénient de ce type de commande est celui en cas de changement rapide des conditions atmosphériques tel qu’un nuage mobile, cette commande présente plus de pertes, engendrées par le temps de réponse de la commande pour atteindre le nouveau PPM.

En plus, et pour des variations brusques des conditions climatiques ou/et de la charge, cette méthode présente parfois des erreurs d’interprétation dans la direction qu’il faut suivre pour atteindre le PPM, comme c’est expliqué sur la figure 4.6.

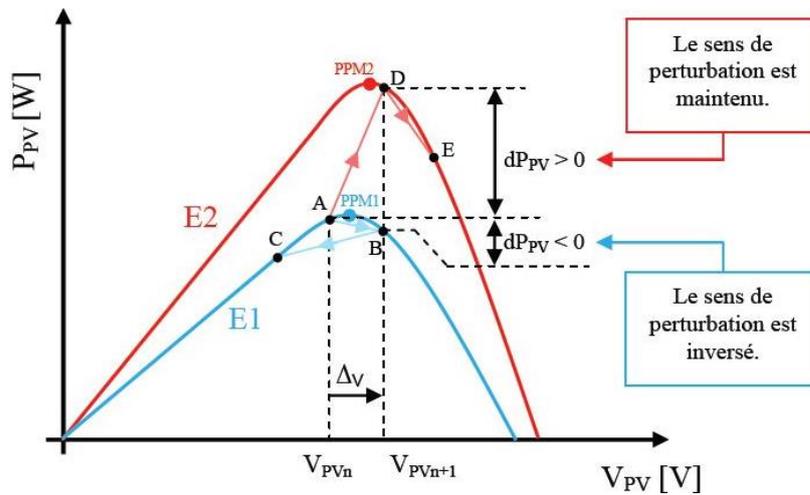


Figure 4.6 Divergence de la commande P&O lors de variations d'irradiation.

Pour comprendre, prenons l'exemple d'un éclairage donné, noté E1, avec un point de fonctionnement se situant en A. Suite à une perturbation de tension de valeur ΔV , cette dernière bascule en B, impliquant, dans un fonctionnement sans variation d'éclairage, une inversion du signe de la perturbation due à la détection d'une dérivée de la puissance négative entraînant en régime d'équilibre, des oscillations autour du PPM causées par la trajectoire du point de fonctionnement entre les points B et C. On peut noter que des pertes de transfert de la puissance seront plus ou moins importantes en fonction des positions respectives des points B et C par rapport à A. Lors d'un changement d'irradiation (évolution des caractéristiques $P(V)$ du module d'E1 à E2), le point de fonctionnement se déplace alors de A vers D, qui est interprété dans ce cas-là, par une variation positive de la puissance. Le système n'ayant pas la possibilité de voir l'erreur de trajectoire lié au changement de caractéristique, le signe de la perturbation ne change pas et le système s'éloigne momentanément du PPM en direction du point E. Au mieux, ceci occasionne une non-optimisation de la puissance momentanée. Cependant, dans le pire des cas, le système de recherche peut se perdre et se retrouver en butée, soit en circuit ouvert soit en court-circuit entraînant une perte définitive du PPM. Ceci entraînant, en cas de conditions météorologiques défavorables de fortes lacunes au niveau de la commande [63].

4.4 PRINCIPE DE LA COMMANDE HILL CLIMBING :

Les techniques Hill Climbing sont les méthodes MPPT les plus populaires en raison de leur facilité de mise en œuvre et de leur bonne performance lorsque l'irradiation est constante.

La technique de commande « Hill Climbing » consiste à donner une perturbation sur le rapport cyclique qui se traduit par un déplacement du point de fonctionnement le long de la caractéristique puissance-rapport cyclique du générateur photovoltaïque. Théoriquement, la recherche doit s'arrêter lorsque le point de puissance maximale est atteint [36], [7].

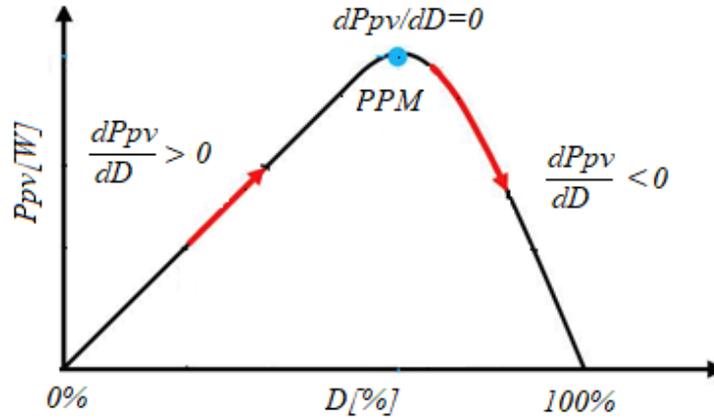


Figure 4.7 Relation entre la puissance et le rapport cyclique.

La figure 4.7 montre que si une incrémentation positive du rapport cyclique crée un accroissement de la puissance, le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM, la direction de la perturbation est donc maintenue. Si au contraire, il est donc à droite du PPM et la perturbation est inversée pour reprendre la convergence vers le PPM.

L'algorithme de cette méthode est illustré dans la figure 4.8. La variable '*slope*' prend la valeur « 1 » ou « -1 » suivant la direction que l'on doit donner à la recherche pour augmenter la puissance en sortie du panneau. Tandis que '*a*' représente le pas d'incrément du rapport cyclique, qui est un nombre constant entre 0 et 1.

La puissance actuelle est comparée à sa valeur calculée lors de l'itération précédente et selon le résultat de la comparaison, le signe de la valeur '*slope*' soit complété, soit reste inchangé. Ensuite, le rapport cyclique est modifié en conséquence jusqu'à ce que le point de fonctionnement oscille autour de PPM, rejoignant alors les compromis à faire entre rapidité et précision comme la méthode précédente et les pertes liées à ces oscillations.

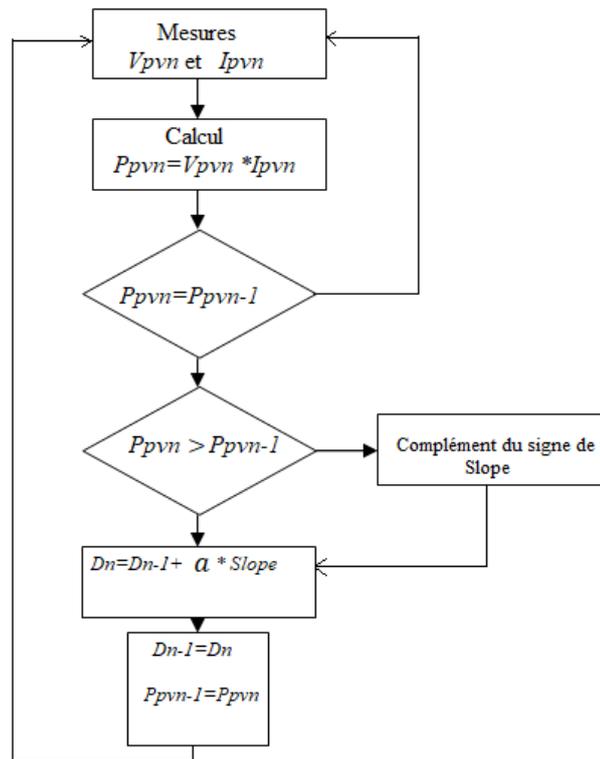


Figure 4.8 Algorithme de la commande Hill Climbing.

La technique de poursuite Hill climbing est simple et flexible pour suivre correctement la direction du point de puissance max, mais elle possède les mêmes inconvénients que la méthode P&O concernant des oscillations autour du PPM en régime établi et une perte occasionnelle de la recherche du PPM lors de changement rapide des conditions climatiques.

4.5 PRINCIPE DE LA COMMANDE INCREMENT DE CONDUCTANCE (INC-COND)

Cette technique est basée sur la variation de la conductance du GPV et son influence sur la position du point de fonctionnement.

La méthode d'incrément de la conductance a été proposée pour éviter les inconvénients de la méthode P&O de recherche du MPPT. Elle est basée sur le fait que la dérivée de la puissance de sortie P_{pv} par rapport à la tension de panneau V_{pv} est égale à zéro au point maximum de puissance.

La caractéristique P(V) du panneau PV sur la figure 4.9 montre que cette dérivée est positive à gauche du point maximum de puissance et négative à droite du point maximum de puissance [64].

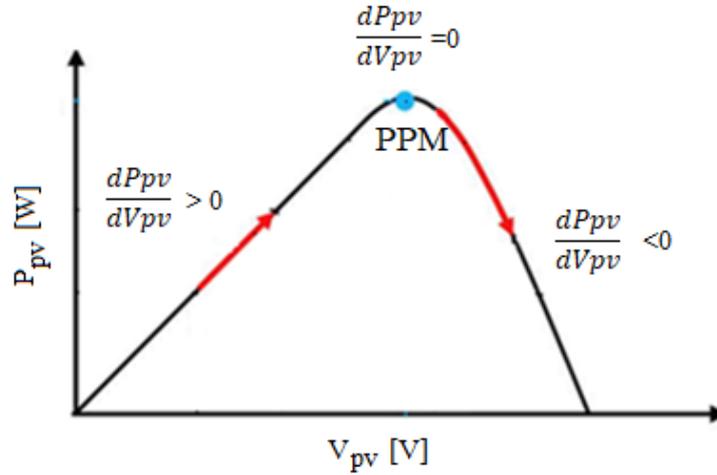


Figure 4.9 Signe de dérivée de la courbe P(V)

Ceci mène à l'ensemble d'équations suivantes :

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = 0 \quad \text{au PPM} \quad (4.5)$$

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} > 0 \quad \text{au gauche du PPM} \quad (4.6)$$

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} < 0 \quad \text{au droite du PPM} \quad (4.7)$$

Ces équations peuvent être écrites comme :

$$\begin{cases} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{au PPM} \\ \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} > -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{Au gauche du PPM} \\ \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} < -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{À la droite du PPM} \end{cases} \quad (4.8)$$

Il semble que l'équation (4.8) fournit suffisamment d'informations pour déterminer l'emplacement relatif de PPM en mesurant la conductance incrémentielle et instantanée $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}}$ et $\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$ respectivement. Le fonctionnement détaillé de l'algorithme INC-COND est montré sur la figure 4.10.

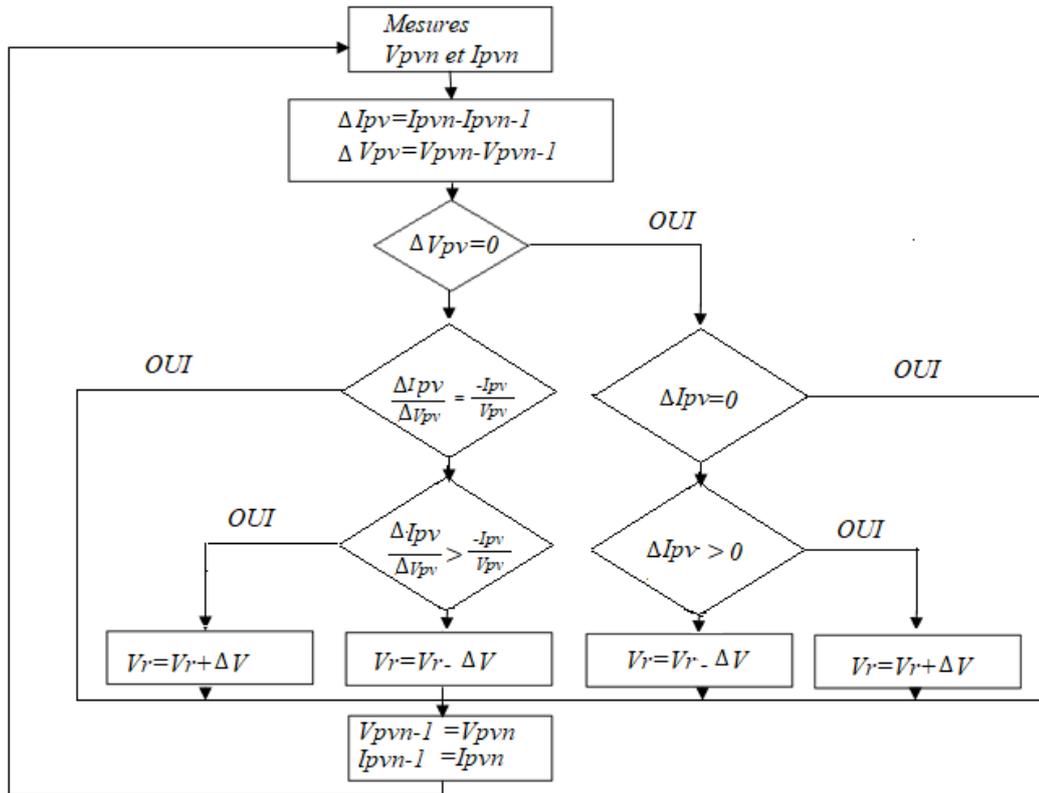


Figure 4.10 Algorithme de la méthode Incrément de conductance.

L'objectif principal de cet algorithme INC-COND MPPT est de rendre le point de fonctionnement à ne pas osciller autour du PPM. En théorie, les conditions de $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$ et $\Delta I = 0$ fournissent suffisamment d'informations pour contourner l'étape de perturbation et maintenir une tension de fonctionnement constante (V_r) lorsque le PPM est trouvé. Par contre, les expériences montrent qu'il y avait toujours des oscillations dans des conditions environnementales stables, car la condition de puissance maximale $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$ (équivalente à $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$) n'est rarement survenue.

L'algorithme INC-COND est plus complexe que celui du P&O, ce qui engendre un temps d'exécution plus long. De ce fait, l'intervalle de temps entre deux échantillons de tension et de courant est augmenté engendrant un retard sur la détection des variations climatiques [64].

4.6 PRINCIPE DE LA COMMANDE MPPTBASEE SUR DES RELATIONS DE PROPORTIONNALITE

Ces commandes sont basées sur des relations de proportionnalité entre les valeurs optimales du point de puissance maximale (V_{opt} et I_{opt}) et les paramètres à vide et en court-circuit du module PV (V_{co} et I_{cc}). Suivant le paramètre contrôlé, on parle alors de commande en régulation de courant ou de tension [65].

4.6.1 Tension de référence variant avec la mesure de la tension en circuit ouvert du réseau (Fraction de V_{co})

Cette méthode consiste à comparer la tension délivrée par le panneau V_{pv} avec la tension optimale V_{opt} considérée comme référence. L'erreur entre les deux tensions est alors utilisée pour ajuster la perturbation dans le but d'avoir une tension égale à celle de référence.

La tension de référence est obtenue à partir de la relation linéaire entre V_{opt} et V_{oc} du module PV :

$$V_{opt} = k_v * V_{co} \quad (4.9)$$

Où k_v est un facteur de tension qui dépend du GPV utilisé et de la température de fonctionnement. Généralement, pour des GPV en Silicium, k_v est compris entre 0.71 et 0.78 [65].

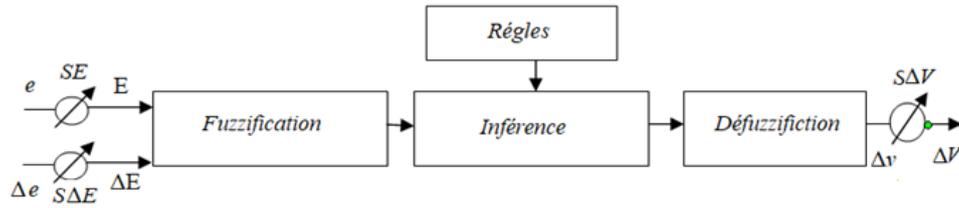
Cette méthode est très facile à mettre en œuvre car seule une simple mesure de tension est nécessaire. Par contre, il y a plusieurs inconvénients de cette implémentation :

- a- La tension réelle du réseau en circuit ouvert est mesurée en interrompant momentanément le fonctionnement normal du réseau et du MPPT. L'énergie non transférée par l'échantillonnage de la tension en circuit ouvert est gaspillée en raison de la conversion de puissance en pente.
- b- Si le vieillissement et l'accumulation de poussière sur la surface de la cellule sont pris en compte, le pourcentage fixé (k_v) ne peut pas être vrai. Les pertes sont causées par l'imprécision dans la recherche du MPP réel.

4.7 PRINCIPE DE LA COMMANDE MPPT-FLOUE

Les commandes basées sur la logique floue ou Fuzzy Logic sont de plus en plus utilisées suite à l'évolution des micros contrôleurs. L'avantage de ces techniques est qu'elles peuvent fonctionner avec des valeurs d'entrées peu précises et qu'elles n'ont pas besoin de modèle mathématique de grande précision. De plus, elles peuvent traiter des non linéarités [66].

Ces méthodes permettent de formuler un ensemble de décisions en termes linguistiques, utilisant les ensembles flous pour décrire les amplitudes de l'erreur, de sa variation et de la commande appropriée. En combinant ces règles, nous pouvons tracer des tables de décision permettant de donner les valeurs de la sortie du contrôleur ΔV (perturbation) correspondant aux situations d'intérêt [68]. La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par MAMDANI pour le système mono-entrée / mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure suivante [68], [69], [70], [71] :



$SE, S\Delta E$: Gains d'entrées, $S\Delta V$: Gain de sortie.

Figure 4.11 Structure générale d'un contrôleur flou

Le système est composé :

- D'un bloc de calcul de l'erreur et sa variation au cours du temps ($E, \Delta E$)
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la variation de sortie doivent être choisis sur la base de l'étude du système de telle sorte que, lors des petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour l'erreur et sa variation ne soient pas dépassés.
- D'un bloc de fuzzification désigne le processus de détermination du degré d'appartenance à chaque partition floue. Durant la fuzzification, les variables d'entrées numériques sont converties en variables linguistiques.

➤ **ECART E :**

L'écart E est défini comme étant l'écart entre $\frac{dP}{dV}$ et la valeur recherchée $\frac{dP}{dV} = 0$. Cette dernière valeur correspond à l'unique extremum de la courbe $P(V)$. Cet extremum est un maximum. Plus E est positif, plus la valeur de P croît. Inversement, plus E est négatif, plus la valeur de P décroît. Enfin, quand E tend vers 0, la valeur de P tend vers son maximum, le PPM.

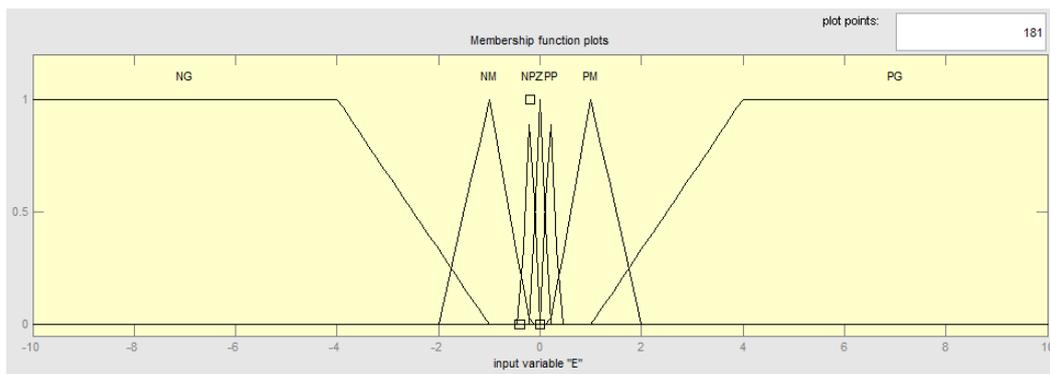


Figure 4.12 Les fonctions d'appartenances de l'erreur E

Les intervalles des fonctions d'appartenance sont définis comme suit :

- Univers du discours = $[-10, 10]$
- Décroit très fortement (NG) = $(-10, -10, -4, -1)$
- Décroit fortement (NM) = $(-2, -1, -0.2)$
- Décroit (NP) = $(-0.4, -0.2, 0)$

- Stable(Z)= $(-0.2, 0, 0.2)$
- Croit (PP)= $(0, 0.2, 0.4)$
- Croit fortement (PM)= $(0.2, 1, 2)$
- Croit très fortement (PG)= $(1, 4, 10, 10)$

➤ **Variation de L'ECART ΔE**

La variation de l'écart ΔE indique dans quel sens et dans quelle proportion l'écart se modifie à mesure que l'algorithme suit son parcours. Ainsi, lorsque ΔE tend vers 0, le système se stabilise (mais pas nécessairement au MPP).

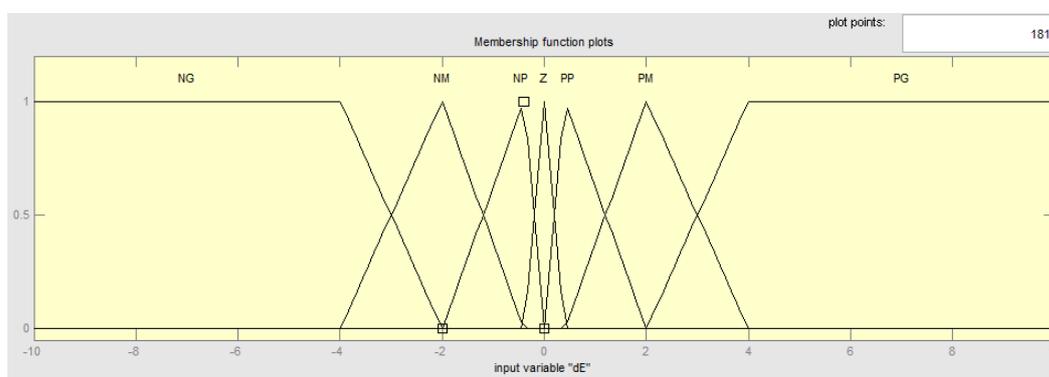


Figure 4.13 Les fonctions d'appartenances de La variation de l'erreur ΔE

Les intervalles des fonctions d'appartenance sont définis comme suit :

- Univers du discours= $[-10, 10]$
- Décroit très fortement (NG)= $(-10, -10, -4, -2)$
- Décroit fortement (NM) = $(-4, -2, -0.4)$
- Décroit (NP)= $(-2, -0.4, 0)$
- Stable(Z)= $(-0.4, 0, 0.4)$
- Croit (PP)= $(0, 0.4, 2)$
- Croit fortement (PM)= $(0.4, 2, 4)$
- Croit très fortement (PG)= $(2, 4, 10, 10)$

De la même manière que pour E , nous avons utilisé des fonctions linéaires car celles-ci sont les plus sûres lorsque l'on ne connaît pas exactement le comportement du sous-ensemble flou.

➤ **Définition du critère de sortie (perturbation):**

La perturbation ou l'incrément correspond à la valeur d'ajustement additionnée à la tension à chaque itération de l'algorithme. Nous avons défini sept classes d'incrément allant du grand incrément négatif au grand incrément positif.

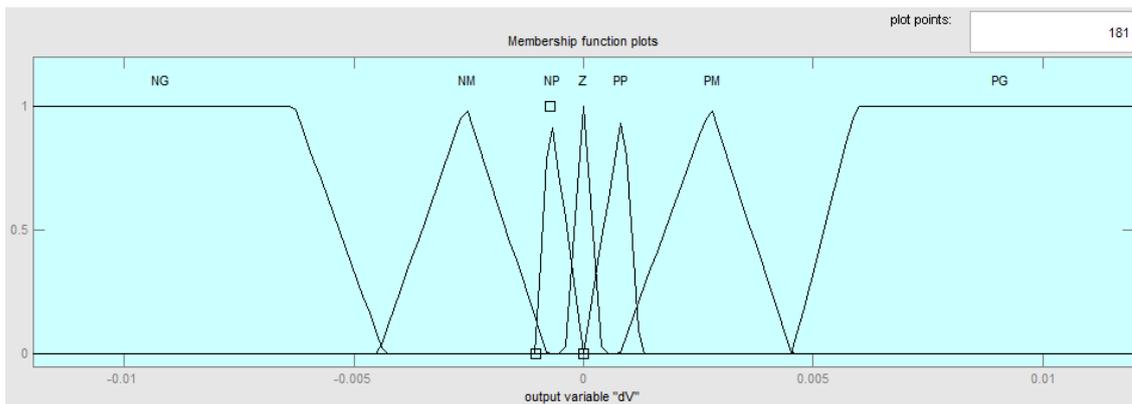


Figure 4.14 Les fonctions d'appartenances de la sortie (la perturbation)

Les intervalles des fonctions d'appartenance sont définis comme suit :

- Univers du discours= $[-10, 10]$
- Décroit très fortement (NG)= $(-0.012, -0.012, -0.0063, -0.004348)$
- Décroit fortement (NM) = $(-0.004476, -0.002574, -0.000792)$
- Décroit (NP)= $(-0.001048, -0.000732, 0)$
- Stable(Z)= $(-0.0004128, 0, 0.0004128)$
- Croit (PP)= $(0, 0.000858, 0.001238)$
- Croit fortement (PM)= $(0.000792, 0.00276, 0.00454)$
- Croit très fortement (PG)= $(0.004544, 0.005936, 0.012, 0.012)$

Nous avons utilisé des fonctions linéaires car celles-ci sont les plus sûres lorsque l'on ne connaît pas exactement le comportement du sous-ensemble flou.

- Des règles floues (Inférence) désignent l'utilisation des règles déclenchées par les différentes entrées fuzzifiées.

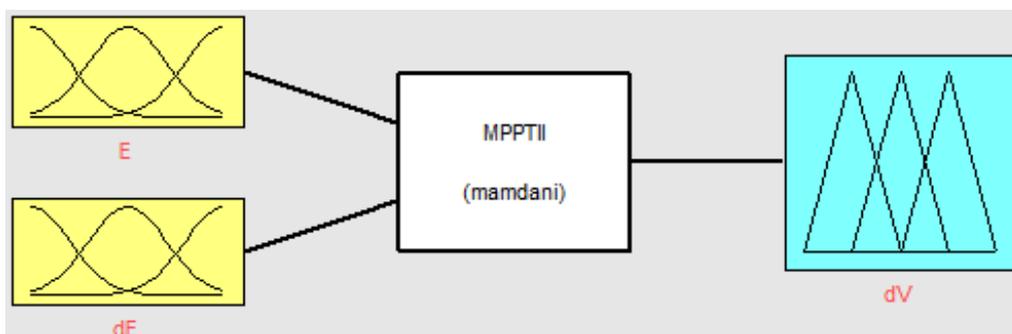


Figure 4.15 Schéma de fonctionnement d'un contrôleur flou

Les règles floues permettent de déterminer et relient le signal de sortie du régulateur aux signaux d'entrée par des conditions linguistiques prenant en compte l'expérience ou le savoir-faire acquis par un opérateur humain. Nous avons défuzzifié par une méthode barycentrique « centroid ».

➤ **TABLEAU DES REGLES**

Tableau. 4.1 Règles flou [68]

E ΔE	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP
NP	NG	NG	NM	NP	Z	PP	PM
Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG
PM	NP	Z	PP	PM	PG	PG	PG
PG	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Après avoir effectué quelques essais en faisant varier le nombre de classes de la sortie ainsi que la répartition des règles, nous obtenons le tableau de règles ci-dessus. La variable linguistique assignée à ΔV , dépend des différentes combinaisons entre E et ΔE . Par exemple, si les variables d'entrée (E et ΔE), ont comme valeur PG et Z correspondant à un point de fonctionnement très éloigné du PPM, d'après la table de vérité la valeur donnée à la variable de sortie ΔV est PG, ce qui implique une forte variation positive du ΔV pour atteindre le PPM. En résumé, la perturbation ΔV dépend de la différence de position entre le point de fonctionnement et un PPM. Ainsi, dès que ce dernier s'approche du PPM, les incréments appliqués à ΔV s'affinent jusqu'à atteindre le PPM [7], [68].

- D'un bloc de Défuzzification consiste à convertir cette fois, une variable linguistique en variable numérique.

- D'un bloc sommateur sert à additionner la valeur finale avec son état précédent.

Dans le cas du réglage par la logique floue, on utilise en général, des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance. Bien qu'ils n'existent pas de règles précises pour la définition des fonctions d'appartenance, quelques directives générales sont données, afin de conduire à un choix convenable :

- En ce qui concerne les variables d'entrée, il faut éviter des lacunes ou un chevauchement insuffisant entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet, ce la provoque des zones de non-intervention du régulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus souvent à une instabilité du régulateur. De même, on évite un chevauchement trop important surtout, avec $\mu=1$, entre deux ensembles voisins.

- Pour la variable de sortie, la présence des lacunes entre les fonctions d'appartenance admissibles, même souhaitées, cela aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité.

4.7.1 Architecture du système

L'architecture sous Matlab-Simulink du système MPPT PV est le suivant :

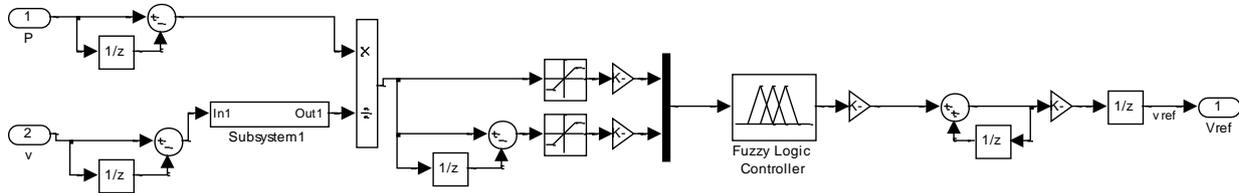


Figure 4.16 Architecture du système photovoltaïque + MPPT floue sous Matlab-Simulink

Les deux valeurs E et ΔE passent par un filtre de saturation pour s'assurer que E et ΔE seront bien compris dans l'univers du discours défini dans les partitions floues (il s'agit de l'intervalle $[-10,10]$ dans les deux cas). Les critères entrent dans le contrôleur flou, ce dernier produit un incrément ΔV à ajouter à la valeur V de l'entrée.

Au cours de l'élaboration de la MPPT, nous avons rencontré un problème de division par 0 dans la détermination de $\frac{dP}{dV}$. En effet, V est nul au départ et par conséquent dV aussi. La solution choisie est présentée dans le schéma de la figure 4.17.

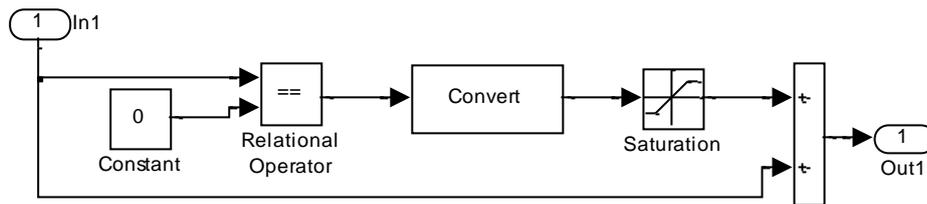


Figure 4.17 Architecture du système pour résoudre le problème de division par zéro

Nous vérifions une condition qui renvoie une valeur binaire. Nous avons donc été amenés à ajouter un « Convert ».

Ainsi, lorsque $dV = 0$, la condition est vérifiée donc la sortie est 1. Cela va au convertisseur qui le retransforme en nombre. Il est ensuite saturé à une valeur de 0,00000011 (presque 0) et ajouté à la valeur $dV = 0 + 0.00000011 \approx dV$. D'autre part, si dV est différent de 0 alors la sortie est 0. Comme dans l'autre cas, elle est saturée à 0,00000011 et ajoutée à dV . Au final, on a $dV = dV + 0.00000011 \approx dV$.

Si $dV=0$, donc on l'augmente de 0.000 000 1 (= $1.10^{-7} A$). Cette élévation infinitésimale n'affecte que très peu la précision de l'algorithme tout en évitant le problème de la division par 0.

4.8 DIMENSIONNEMENT DU SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE

➤ Dimensionnement de la Motopompe :

Le moteur qui entraîne la pompe peut être dimensionné selon la quantité d'eau demandée. Le débit d'eau lié à la puissance mécanique absorbée par la pompe est donné par la relation Suivante :

$$Q = \frac{P_{méc} \cdot \eta_p}{\rho \cdot g \cdot H}$$

Où ρ : La masse volumique de l'eau étant de 1000 kg/m^3

g : Accélération de la pesanteur ($9,81 \text{ m}^2/\text{s}$)

Q : Débit d'eau.

H : Hauteur manométrique totale.

$P_{méc}$: Puissance mécanique du moteur.

Si on suppose que le rendement de l'accouplement est égal à 1, alors la puissance mécanique du moteur (utile) est égale à la puissance absorbée par la pompe.

Connaissant le rendement du moteur, la puissance électrique absorbée par le moteur est :

$$P_a = \frac{P_u}{\eta_m}$$

η_m : Rendement du moteur

P_a : Puissance électrique absorbée par le moteur

P_u : Puissance électrique délivré par le moteur

Dans notre étude, la puissance mécanique de la pompe est 1.48 Kw . Ce qui veut dire que la puissance mécanique du moteur doit être supérieure ou égale à 1480 W . Dans notre cas, on a choisi un moteur asynchrone à cage dont la puissance mécanique est 1500 W .

Le rendement du moteur est estimé à 0.92 [72] :

$$P_a = \frac{P_u}{\eta_m} = \frac{1500}{0.92} = 1630.4347 \text{ w}$$

Le rendement du convertisseur est de l'ordre de 0.95 :

$$P_{ac} = \frac{P_{uc} = P_a}{\eta_c}$$
$$P_{ac} = \frac{1630.4347}{0.95} = 1716.2471w$$

➤ **Dimensionnement du générateur photovoltaïque**

La puissance que doit fournir le générateur photovoltaïque sera déterminée par la puissance nominale demandée par l'ensemble motopompe. L'onduleur de tension nécessite une tension de 600V pour fournir 220 V a la motopompe. La machine asynchrone nécessite un courant de 3.1 A. On doit dimensionner le générateur PV, c'est-à-dire déterminer le nombre de modules qui le constituent pour alimenter le moteur.

Ainsi, le nombre de modules en série est $N_s = 36$ et le nombre de modules en parallèle est $N_p = 1$.

4.9 DISCUSSION DES RESULTATS

Nous avons simulé le système de pompage photovoltaïque pour une consigne de vitesse optimale (en fonction du point de puissance maximale du module photovoltaïque) variable avec le changement d'éclairement. Et avec un couple de charge proportionnel au carré de la vitesse de rotation du moteur et un flux de référence est mis à 0.8 Wb .

Une étude comparative entre les méthodes MPPT présentées précédemment combinées à un contrôle en mode glissant ou l'onduleur de tension est commandé par une modulation à largeur d'impulsion vectorielle (MLIV) ont été proposées.

Le changement de l'éclairement est montré dans la figure suivante :

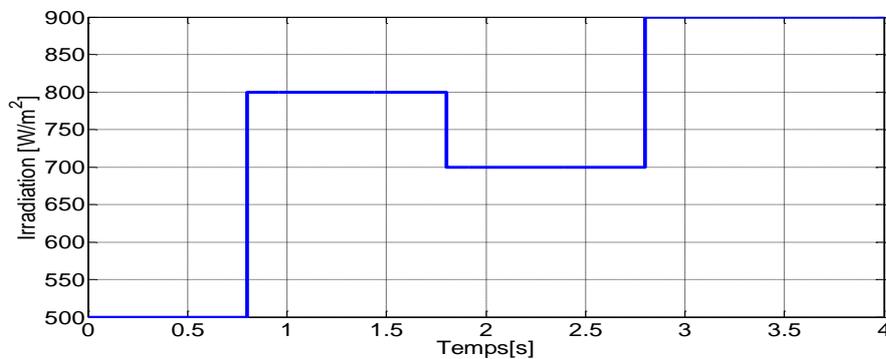
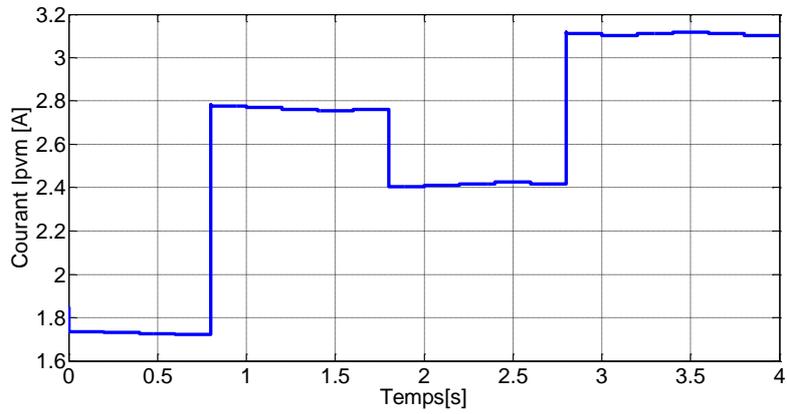
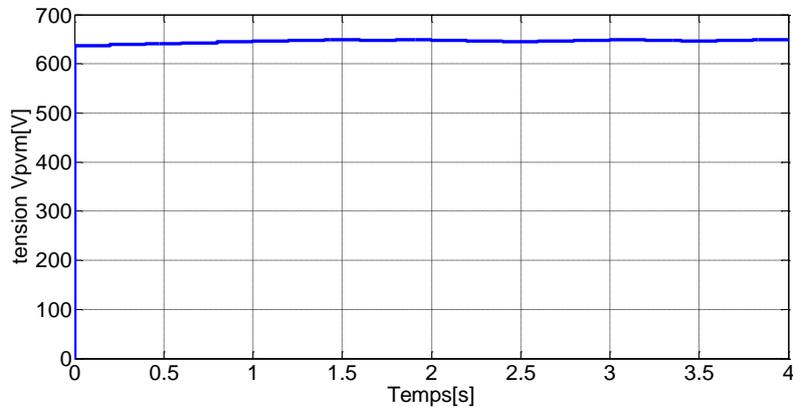


Figure 4.18 variation de l'éclairement

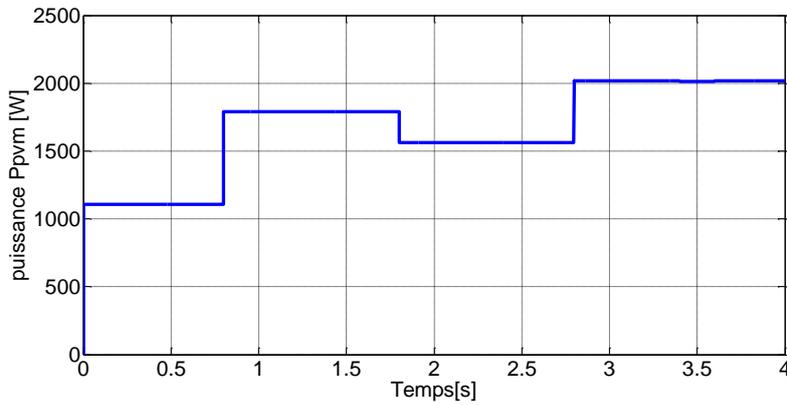
A- Par la technique (P&O) :



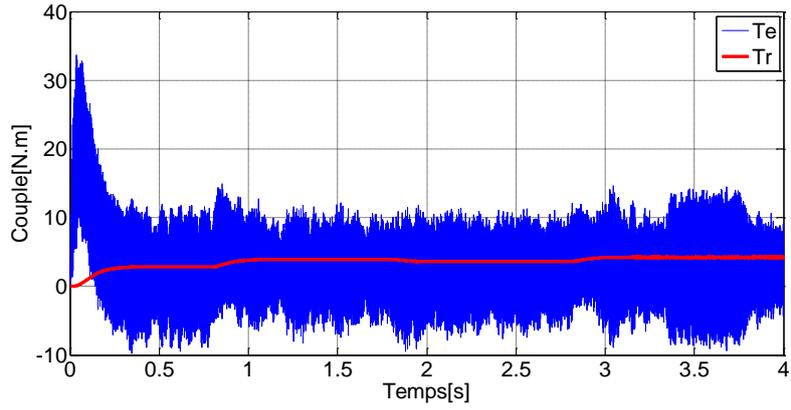
(A)



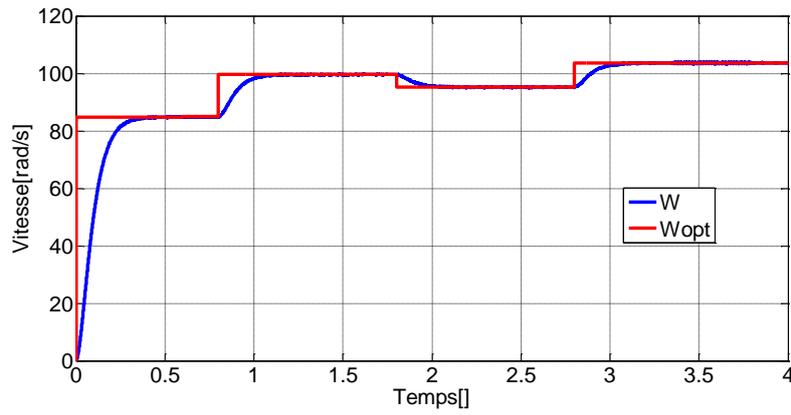
(B)



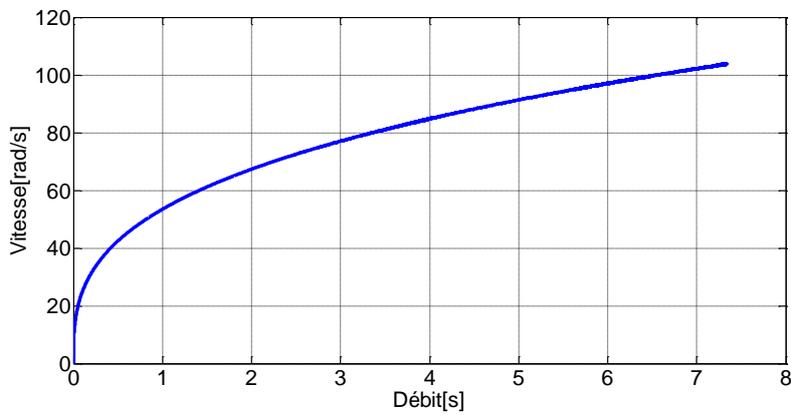
(C)



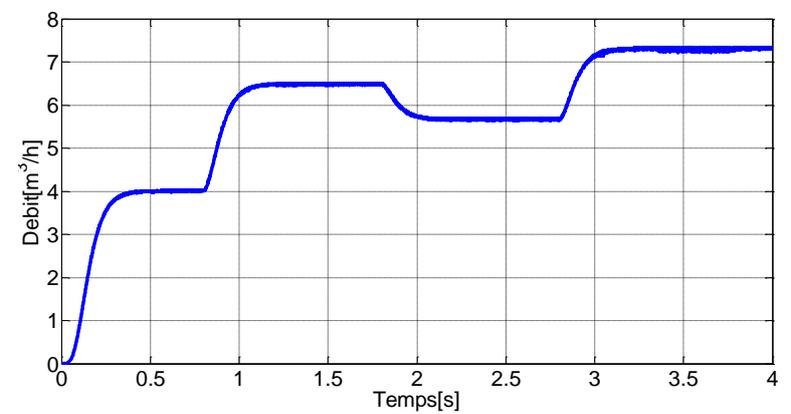
(D)



(E)



(F)



(G)

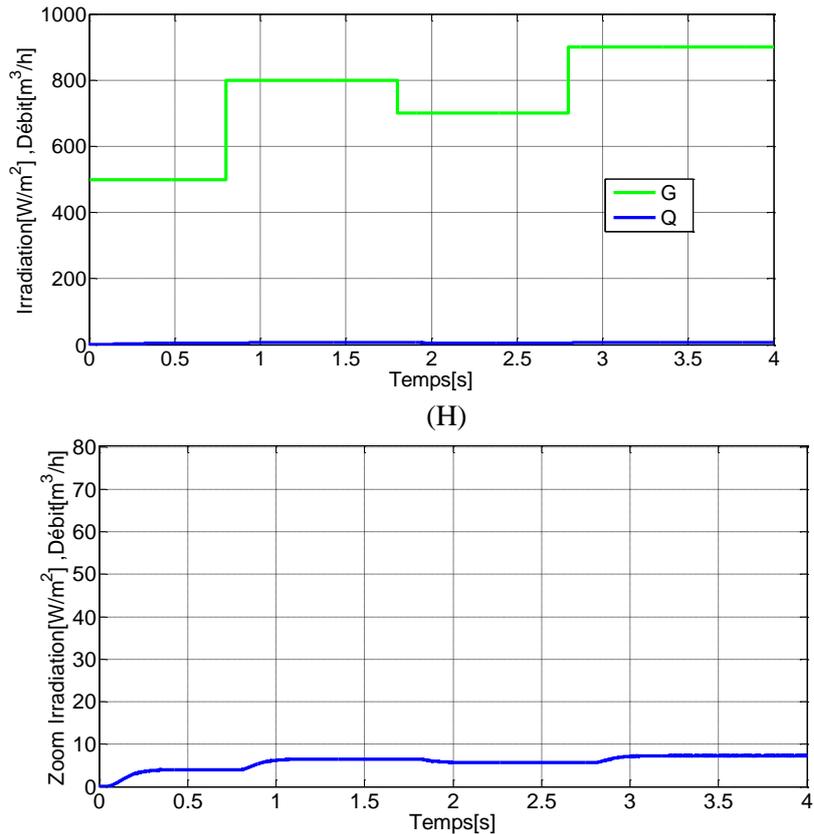


Figure 4.19 Performances du système de pompage PV avec rayonnement variable, ou la technique d'optimisation utilisée est MPPT (P&O).

Conformément à la figure 2.8 où nous avons étudié l'influence de l'éclairement sur les caractéristiques de la cellule. La figure 4.18.A montré que le courant varie linéairement avec la variation du rayonnement solaire, tandis que la figure B montre que la tension varie de manière logarithmique, permettant au module de produire d'énergie électrique (la puissance optimale P_{PVm} varie de la même façon que le courant I_{PVm}).

L'équation 4.4 montre que la vitesse optimale (référence de la boucle de régulation de vitesse pour la commande en mode glissant) est proportionnelle avec la puissance optimale délivrée par le panneau PV, on remarque qu'à chaque changement d'éclairement. La vitesse optimale change et par conséquent la puissance absorbée par le système motopompe, c'est ce qui est montré sur la figure (H), ou lorsque l'éclairement change, le débit d'eau change.

A partir des figures ci-dessus (D) à (E), on distingue l'efficacité du contrôle en mode glissant combiner à une technique de poursuite (MPPT P&O). Les résultats montrent un bon suivi de la vitesse jusqu'à sa référence avec une stabilité, ainsi qu'une robustesse vis-à-vis des changements des conditions climatiques.

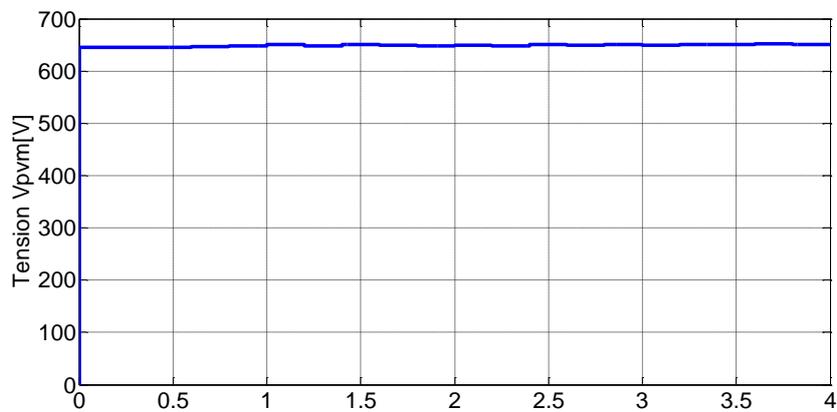
La courbe caractéristique de la pompe (Débit – Vitesse) qui est représenté par la figure (F), montre que le débit d'eau varie proportionnellement à la vitesse de rotation du moteur.

A partir des figures (A) à (C), nous vérifions les performances de la technique MPPT (P&O) utilisée. La technique P&O est basée sur l'application d'une perturbation à la tension (positive ou négative) pour d'atteindre le point de puissance maximale, c'est pourquoi nous remarquons des oscillations de tension et de courant en régime permanent et une perte occasionnelle de la recherche du

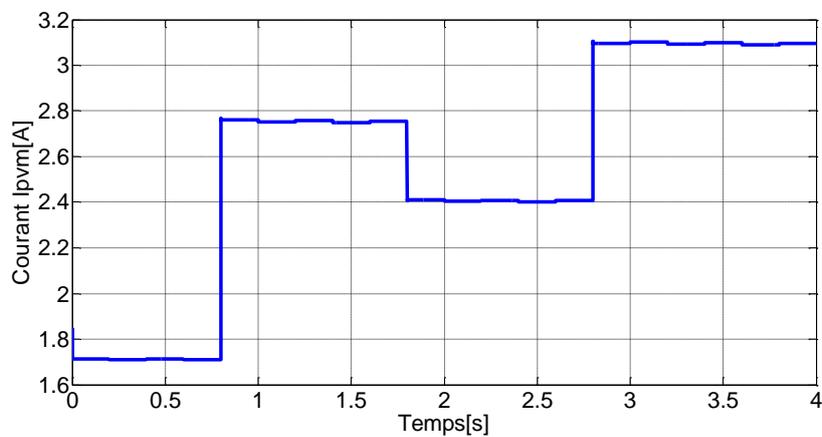
PPM lors de changement rapide de l'éclairement. Le système motopompe fonctionne donc avec une puissance qui oscille autour de sa valeur optimale.

La difficulté de cette technique réside dans la détermination du pas de perturbation ΔV (elle est fixe). Il faut donc choisir une valeur qui garantisse précision et rapidité (pour atteindre rapidement le point maximum il faut appliquer une grande perturbation, mais cela provoque des ondulations, contrairement à l'application de petite perturbation gagne de la précision mais avec un temps de réponse très long), ce qui rend cette commande difficile à optimiser.

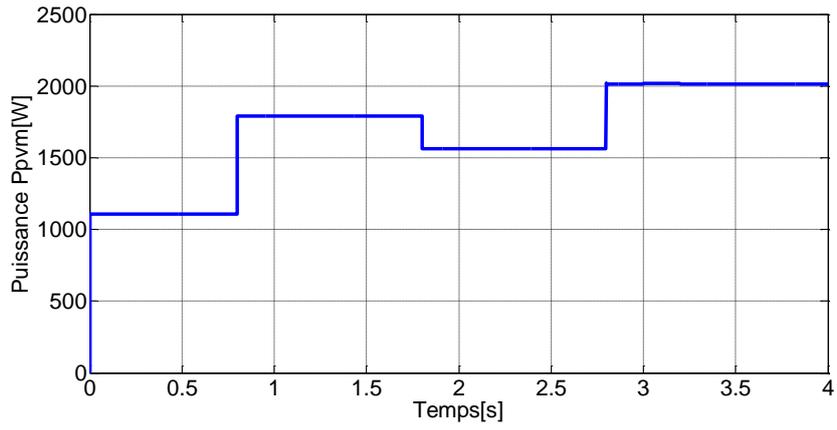
B- Par la technique Hill Climbing :



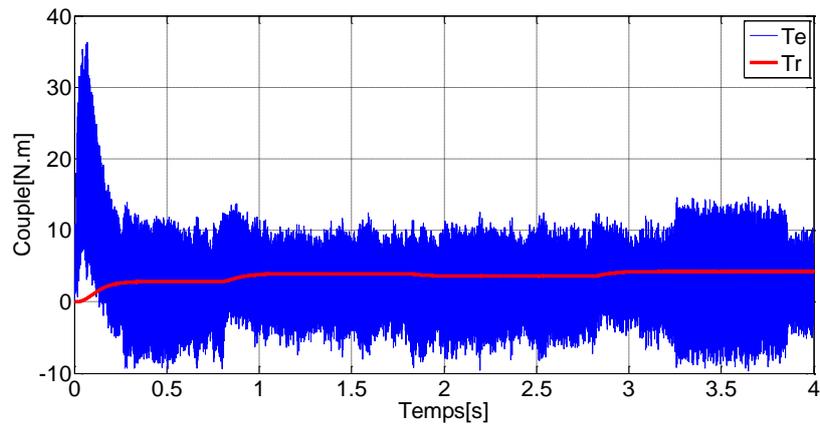
(A)



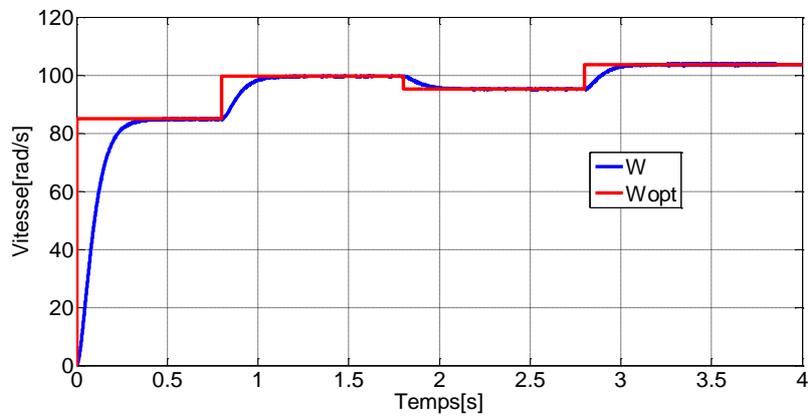
(B)



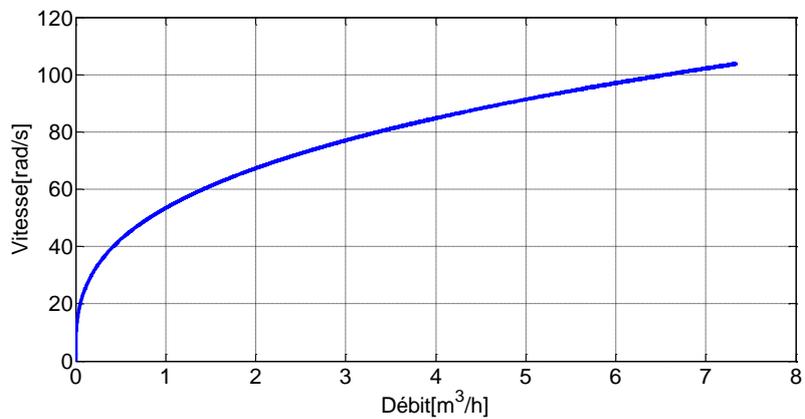
(C)



(D)



(E)



(F)

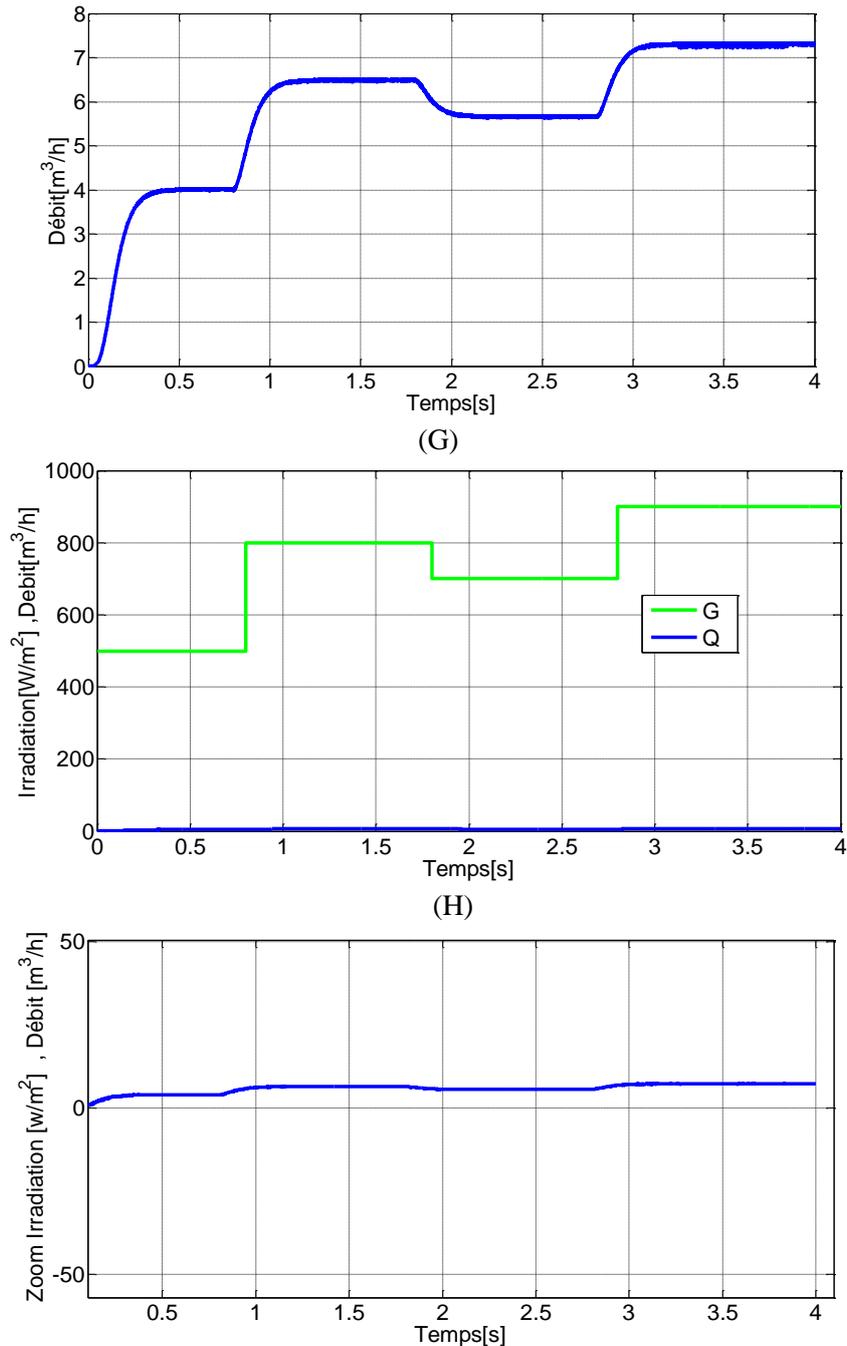


Figure 4.20 Performances du système de pompage PV avec rayonnement variable, ou la technique d'optimisation utilisée est MPPT (Hill Climbing).

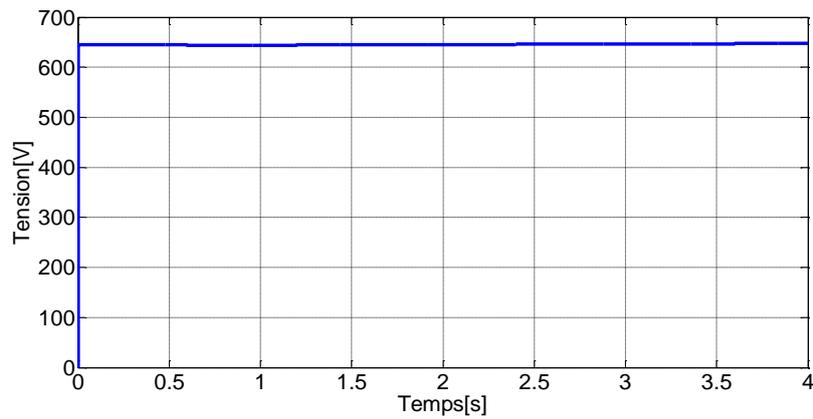
Pour un pas d'incrémentation relativement important de $a = 1.15\%$, les figures (A) à (C) présentent les performances de la technique Hill Climbing utilisée. Ces résultats de simulation montrent de bonnes performances avec moins d'ondulations lorsque l'ensoleillement est constant 'en régime permanent' par rapport à la technique P&O. Malgré cette amélioration, le système de pompage photovoltaïque reste fonctionné à une puissance qui fluctue autour de sa valeur maximale.

L'inconvénient de cette technique est qu'une incrémentation faible du rapport cyclique ($< 1.15\%$) montre de très bonnes performances lorsque l'ensoleillement est constant (Très petits

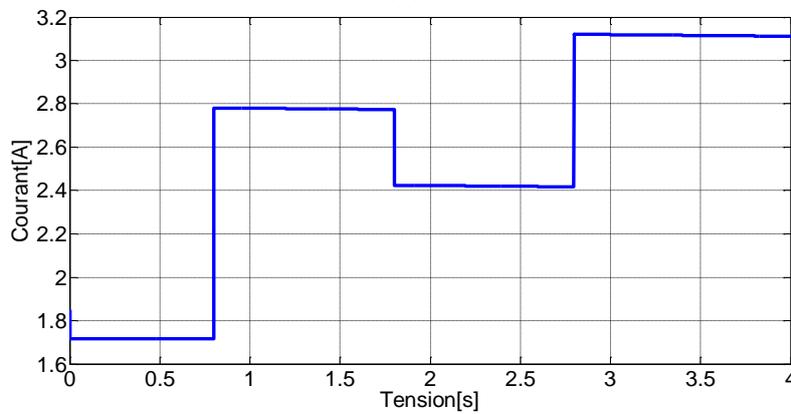
ondulations) mais une réponse dynamique relativement faible lors de changements d'éclairements brusques.

A partir des figures (D) à (H), on remarque que les évolutions des différentes courbes sont presque les mêmes que dans la Figure 4.18 avec moins d'ondulation de vitesse et du couple, ce qui confirme l'efficacité du contrôle en mode glissant combiné à une technique de poursuite de point de puissance maximale Hill-Climbing, Sauf que le couple de démarrage est plus grand par rapport au couple de démarrage lors de l'optimisation avec la technique P&O.

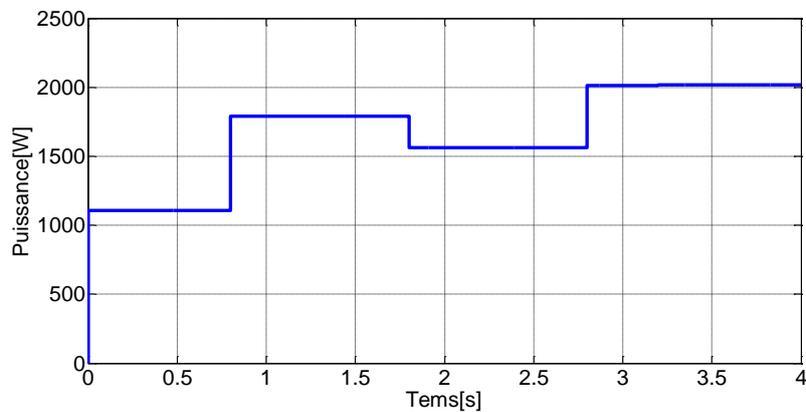
C- Par la Technique incrément de conductance (INC-COND) :



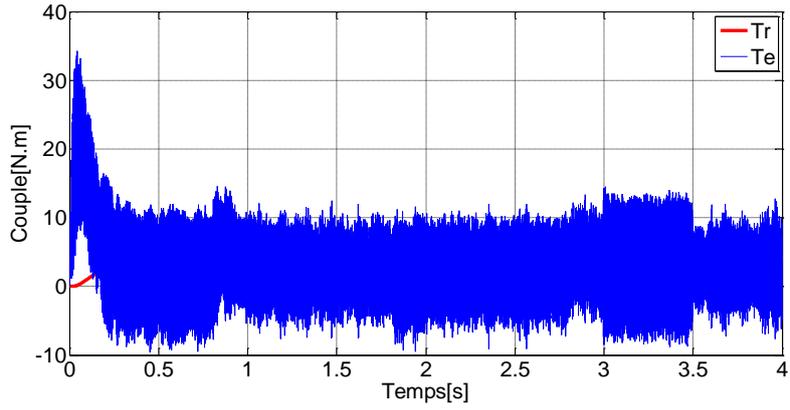
(A)



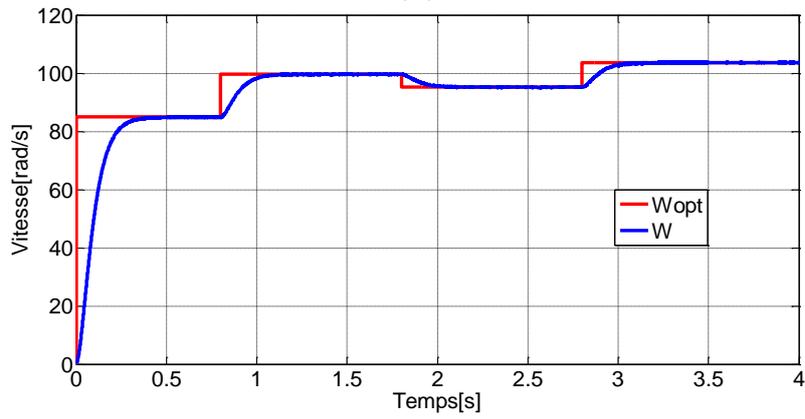
(B)



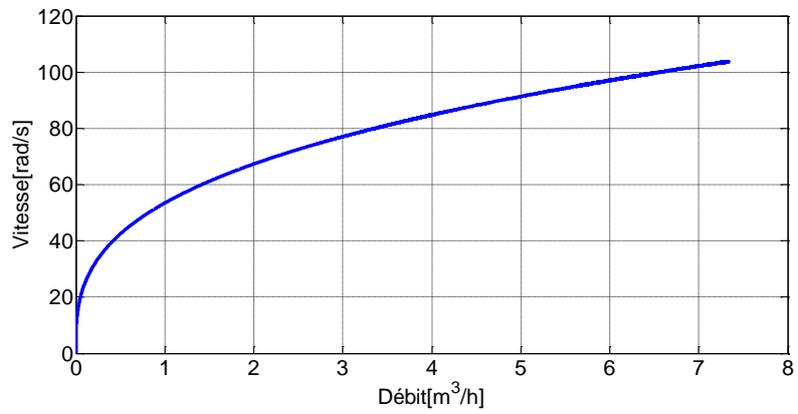
(C)



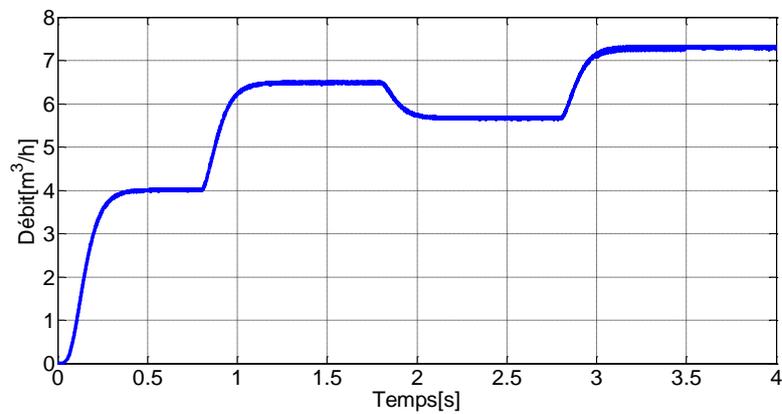
(D)



(E)



(F)



(G)

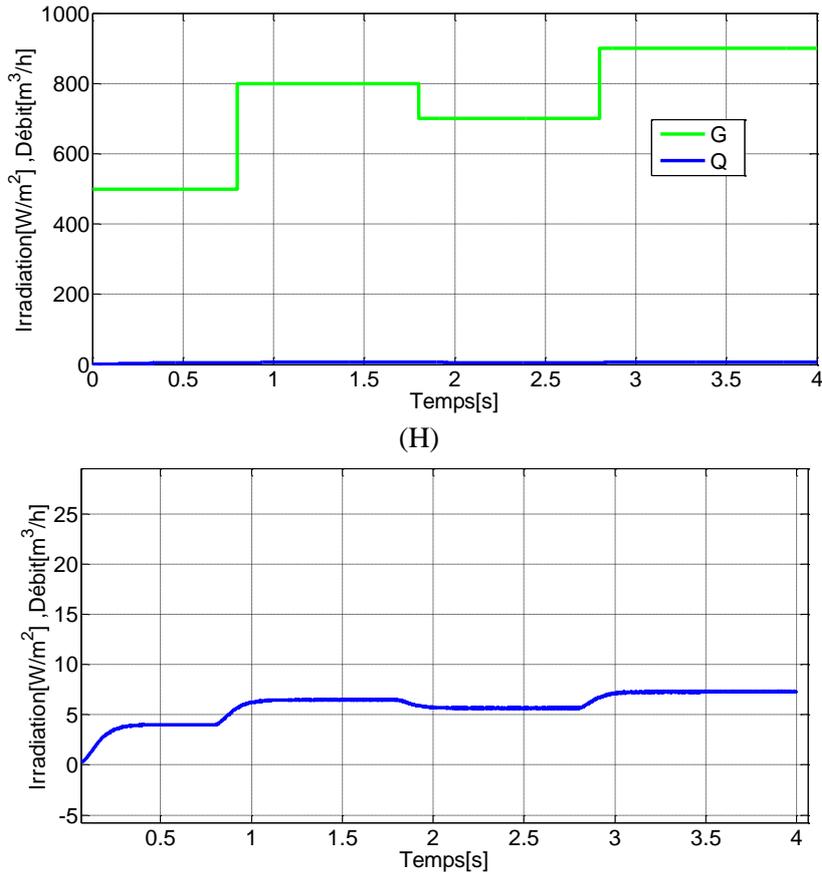


Figure 4.21 Performances du système de pompage PV avec rayonnement variable, où la technique d'optimisation utilisée est MPPT (INC-COND).

A partir des figures (A) à (C), nous vérifions les performances de la technique INC-COND utilisée. Les résultats montrent de très bonnes performances (très petites oscillations en régime permanent).

La présence des petites oscillations autour du PPM en régime permanent, à cause de la difficulté au système de bien analyser si la condition de puissance maximale $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$ (équivalente à $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$) est bien remplie ou non. Ainsi, en réalité, cette condition n'étant jamais obtenue, le système est toujours en train de rechercher de PPM.

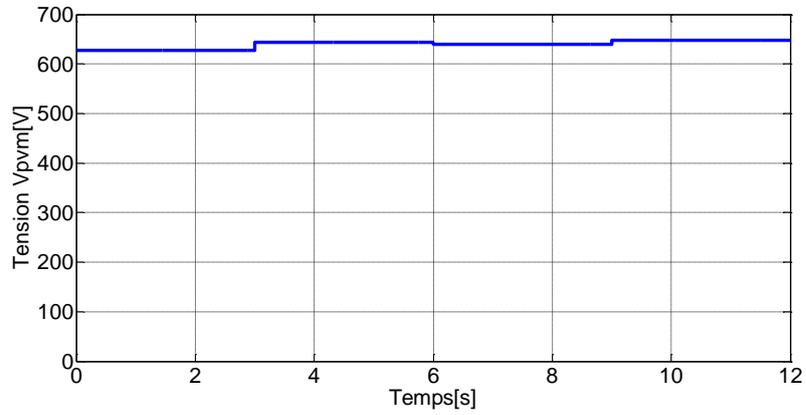
L'inconvénient de cette technique est que Le temps d'exécution de L'algorithme INC-COND est plus long car ce dernier est complexe et La largeur de l'étape de perturbation choisie (ΔV) est difficile avec la prise en compte du compromis entre performances d'état d'équilibre et réponse dynamique rapide.

A partir des figures (D) à (H), on remarque que les évolutions des différentes courbes sont presque les mêmes que sur la Figure 4.20. Et le couple de démarrage est presque égale le couple de démarrage lors de l'optimisation avec la technique P&O.

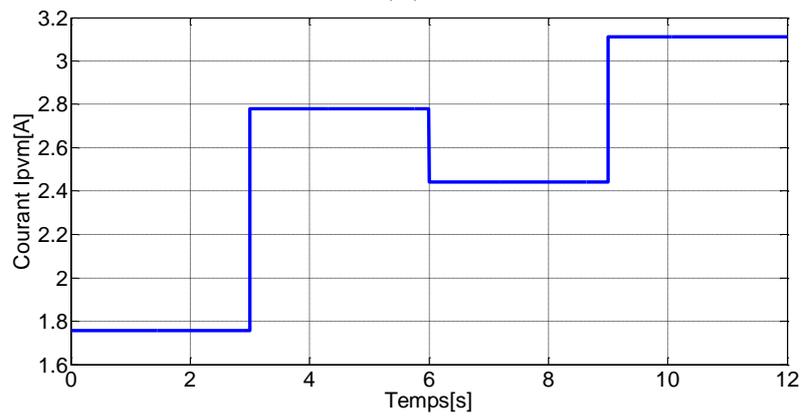
❖ Les différentes méthodes de recherche PPM **basées sur des algorithmes performants** ne sont pas trop éloignées dans leur fonctionnement, ni sur les compromis à faire entre précision et rapidité au niveau de la valeur de la variable d'incrément. Les résultats obtenus ne permettent pas de dire

qu'un mode de recherche est plus performant qu'un autre car les valeurs de la variable d'incrémentacion ne sont pas similaires.

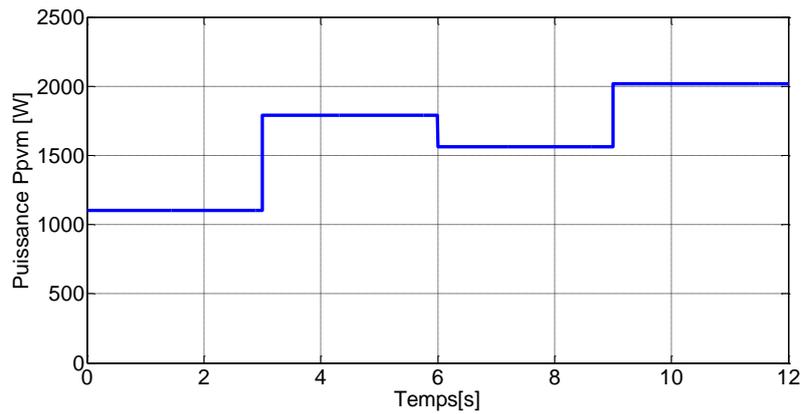
D- Par la technique (Fraction de V_{co})



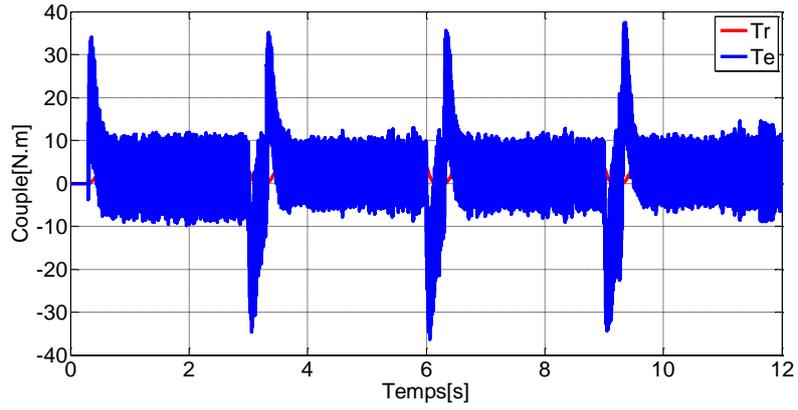
(A)



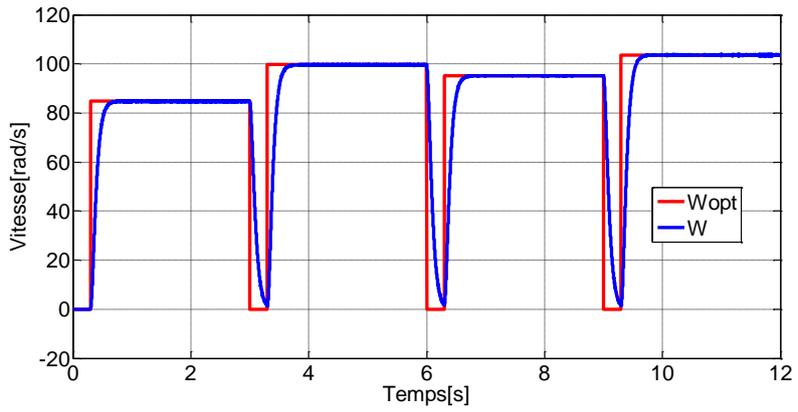
(B)



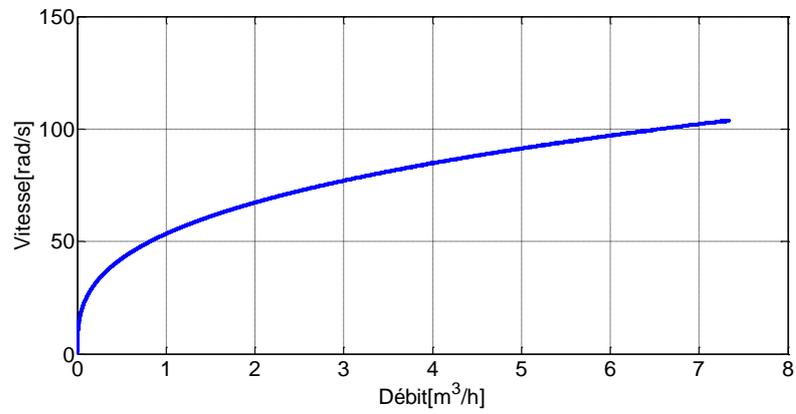
(C)



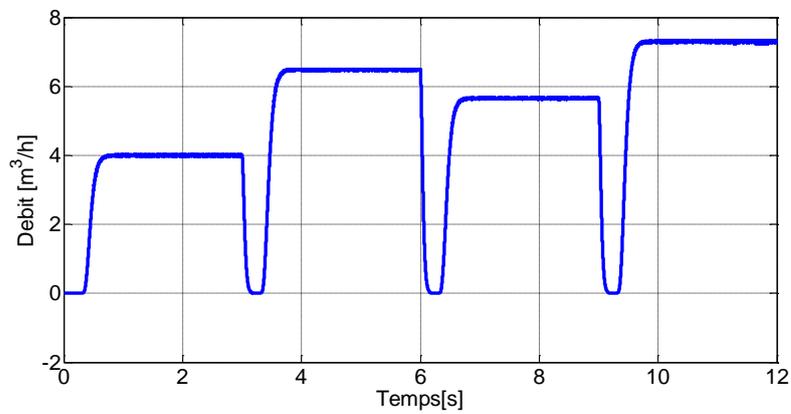
(D)



(E)



(F)



(G)

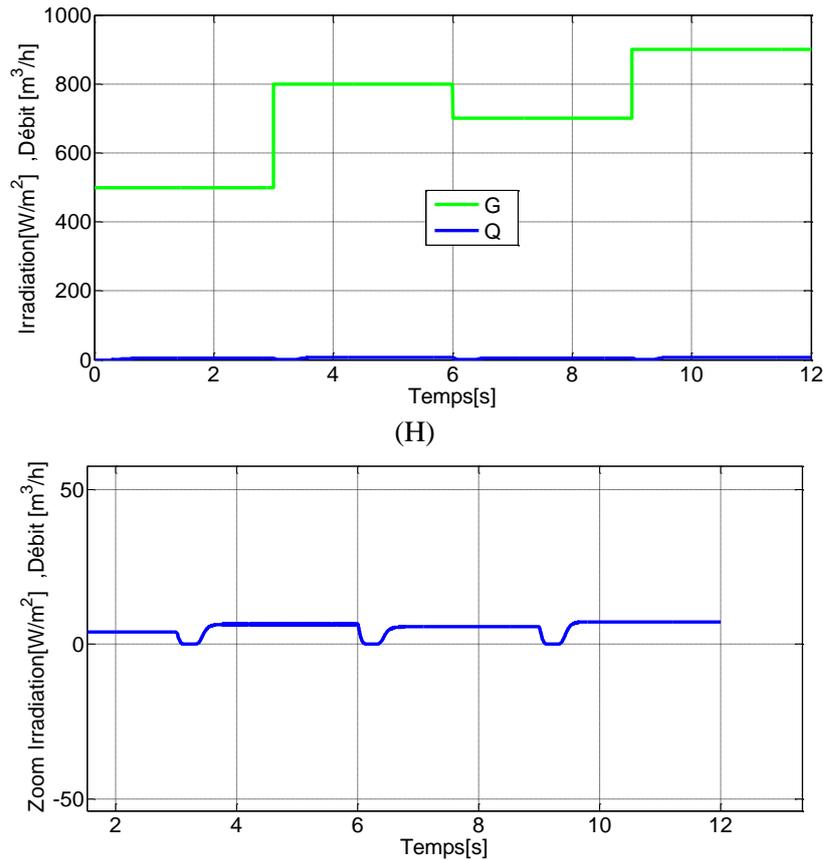


Figure 4.22 Performances du système de pompage PV avec rayonnement variable, ou la technique d'optimisation utilisée est MPPT basée sur des relations de proportionnalité (fraction de V_{co})

D'après les figures (A) à (C), on vérifie les performances de la technique MPPT (fraction de V_{co}) utilisée. En régime permanent le système est fonctionné par le PPM calculé, mais il y a une imprécision dans la recherche du PPM réel en raison du processus d'estimation de V_{opt} (donc en réalité le système de pompage photovoltaïque ne fonctionne pas à la puissance réelle maximale).

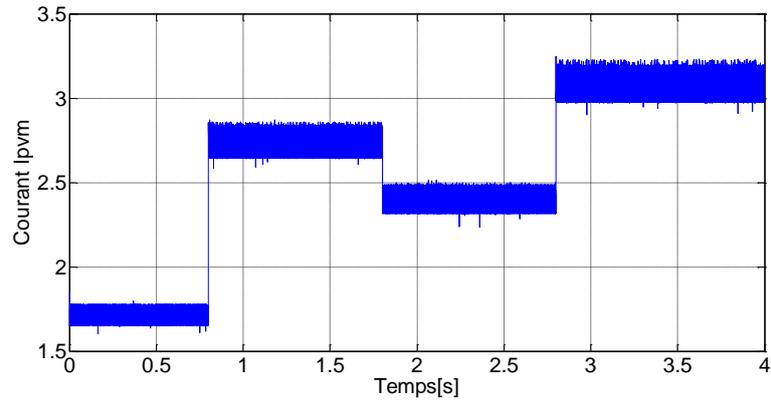
A chaque mesure de tension V_{co} , un arrêt de transfert de puissance est obligatoire (c'est ce qu'est montré sur les figures (D) à (H)). Et donc des pertes énergétiques non négligeables au cours d'une journée.

A partir des figures ci-dessus, on distingue l'efficacité du contrôle en mode glissant combiner à une technique de poursuite de point de puissance basée sur des relations de proportionnalité (Fraction de V_{co}). La figure (E) montre un bon suivi de la vitesse jusqu'à sa référence avec une grande stabilité au régime permanent, ainsi qu'une bonne robustesse vis-à-vis de changement d'éclairement.

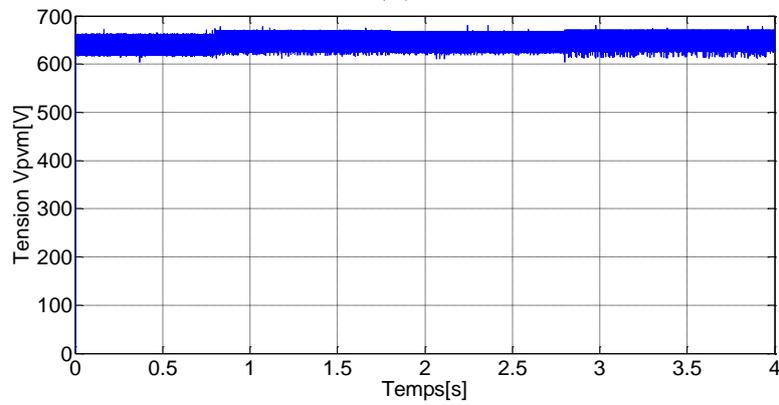
On remarque que cette technique d'optimisation réduire les ondulations de la vitesse et du couple.

On remarque qu'à chaque changement d'éclairement. La vitesse de rotation change et par conséquent le débit d'eau change proportionnellement avec d'elle. C'est ce qui est montré sur les figures (F) et (G)

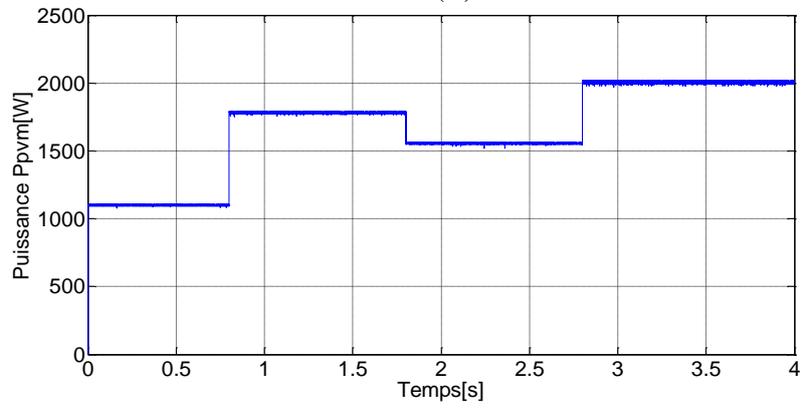
E- Par la technique MPPT FLOUE :



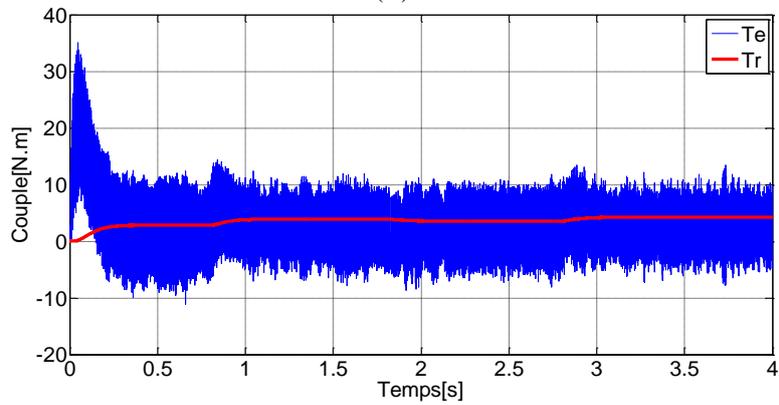
(A)



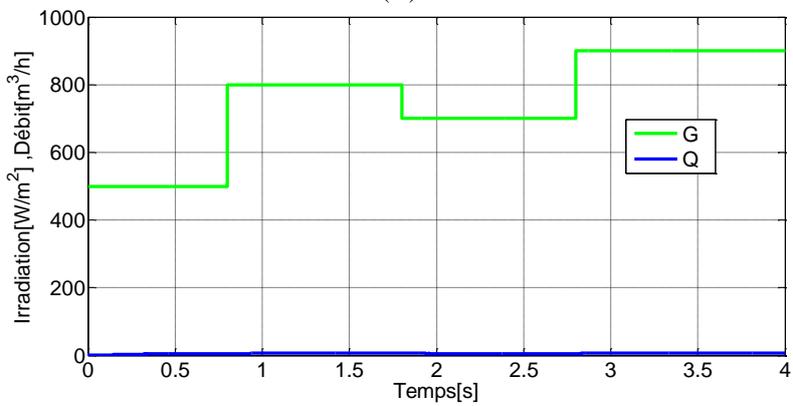
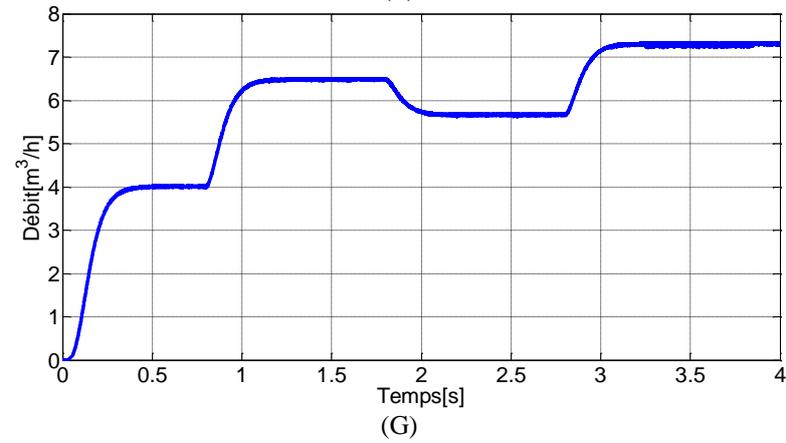
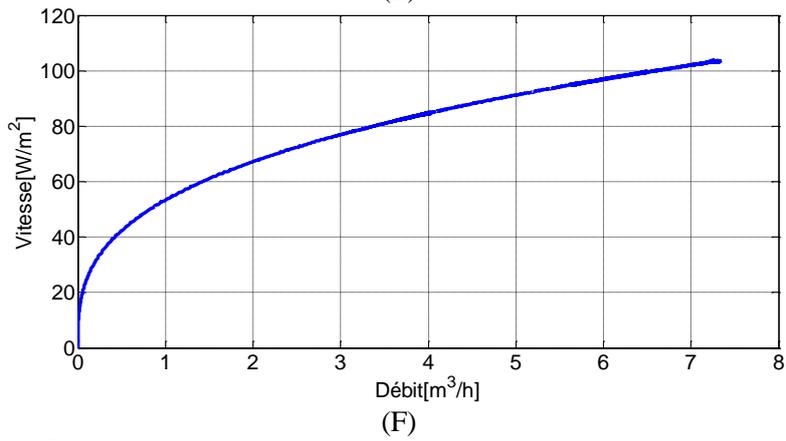
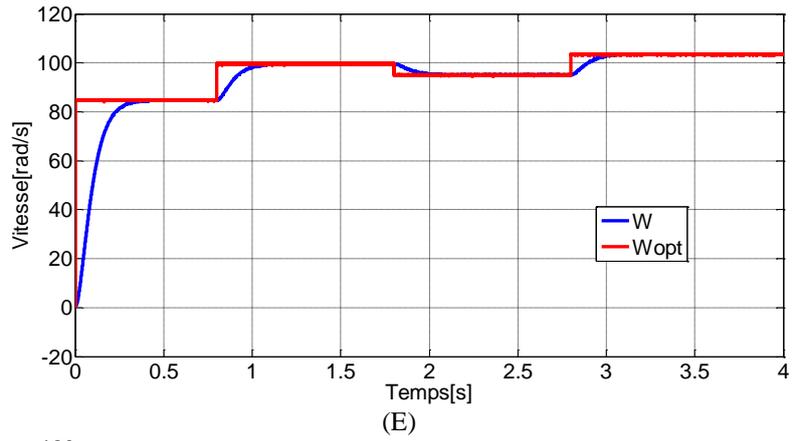
(B)



(C)



(D)



(H)

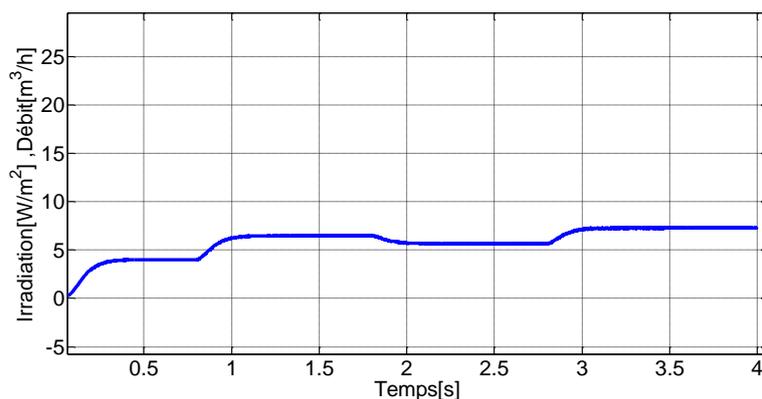


Figure 4.23 Performances du système de pompage PV avec rayonnement variable, ou la technique d'optimisation utilisée est MPPT floue.

A partir des figures (A) à (C), nous vérifions les performances de la technique MPPT floue utilisée. Les courbes A et B montrent une grande stabilité en régime permanent avec un régime transitoire plus court que dans les MPPTs classique lors d'un changement brusque d'éclairement, car le pas de perturbation ΔV est adapté par le système flou en fonction de la variation des entrées jusqu'à atteindre le PPM., Ainsi, cette technique d'optimisation atteint précision et rapidité.

A partir des figures ci-dessus (D) à (H), on peut distinguer l'efficacité du contrôle par mode glissant combiné à une technique de poursuite intelligente (MPPT floue). Les résultats obtenus montrent un très bon suivi de la vitesse jusqu'à sa référence avec une très grande stabilité au régime permanent. Ainsi, cette technique d'optimisation réduit les ondulations de la vitesse et du couple.

Le débit d'eau varie proportionnellement à la vitesse de rotation du moteur, et donc à l'évolution des conditions climatique.

On remarque que le couple de démarrage n'est pas très grand par rapport à la technique MPPT P&O appliquées.

❖ Les résultats de simulation précédentes montrés la supériorité de la technique MPPT Floue par rapport aux autres techniques en termes de :

- La rapidité de recherche du PPM
- La précision
- Réduire les ondulations de la vitesse du couple et de la tension.
- Le contrôle par mode glissant combiné à une technique de poursuite intelligente (MPPT floue) réduit le couple de démarrage et réduit ainsi le courant de démarrage.

4.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons détaillé les problèmes de transfert de puissance entre la source et la charge lors d'une connexion directe. Pour cela, une solution proposée pour optimiser la puissance générée a été réalisée, consistant à introduire une technique de poursuite du point de puissance maximale associé au panneau solaire, dans le but d'assurer un fonctionnement aux valeurs maximales du courant et de la tension. Cela reste valable avec un changement aléatoire de l'éclairement de la façon suivante :

Nous avons déterminé pour un éclairement et une température donnée, la caractéristique $I(V)$ du générateur et le point de puissance maximale (V_{pm}, I_{pm}, P_{pm}) par la technique MPPT.

- 1- Nous avons déterminé la vitesse optimale de référence de la machine en fonction de ce point de puissance maximale.
- 2- Nous avons modélisé la pompe centrifuge afin de formuler une relation entre sa puissance et sa vitesse d'entraînement.

Une étude comparative au niveau du comportement dynamique, des performances et de la robustesse vis à vis de la variation de l'éclairement entre les méthodes MPPT présentées précédemment combinées à un contrôle en mode glissant a été proposée.

Des simulations sont présentées pour distinguer l'efficacité du contrôle par mode glissant combiné à une technique de suivi du point de puissance maximale (MPPT) par rapport aux conditions météorologiques changeantes, à savoir l'ensoleillement. Par conséquent, l'avantage de la MPPT floue par rapport à d'autres techniques d'MPPT est d'adapter la perturbation par le système flou en fonction de la variation des entrées pour optimiser le temps de réponse (rapidité) avec précision.

CONCLUSION GENERALE

Les travaux effectués dans le cadre de cette thèse concernent l'optimisation et le contrôle de la chaîne de pompage photovoltaïque en mode alternatif pour assurer un fonctionnement à puissance maximale et des performances de robustesse vis à vis les variations paramétriques et les changements de conditions météorologiques.

La surconsommation mondiale du stock de ressources naturelles due au développement démographique et industriel, diminue les réserves de ce type d'énergie de manière dangereuse, et augmente la pollution et la destruction de l'environnement. Pour résoudre ce problème, les producteurs d'énergie se sont intéressés au développement de sources non polluantes basées sur les énergies renouvelables. Parmi celles-ci, l'énergie solaire, elle est disponible en abondance sur toute la surface de la terre. Cependant, l'utilisation de cette énergie pour le pompage de l'eau souffre souvent d'une mauvaise adaptation en mode de connexion directe en raison de la variation des conditions météorologiques, de plus le contrôle des moteurs asynchrones est très complexe pour plusieurs raisons (le modèle analytique de MAS est non linéaire, multi variable et fortement couplé). Ces problèmes doivent être pris en compte lors de la conception d'un système de pompage photovoltaïque.

Dans ce cadre, nous avons d'abord commencé par présenter la production d'électricité à partir de sources renouvelables dans le monde et en Algérie, puis nous avons étudié le contexte de l'énergie solaire photovoltaïque utilisée pour le pompage de l'eau. Dans le chapitre 1, puis, dans le deuxième chapitre, une modélisation d'un système de pompage photovoltaïque sous l'environnement Matlab-Simulink a été présentée. Une étude comparative entre deux types de MLI : MLI sinusoïdal-triangulaire et MLI vectoriel spatial pour commandé l'onduleur a été réalisée. Les résultats de la simulation ont confirmé l'efficacité de la commande vectorielle spatiale en termes : méthode de détermination des séquences de commutation des interrupteurs (Seulement un vecteur de tension de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales), génère moins de distorsion harmonique dans les tensions de sortie et par conséquent dans le courant des enroulements de la machine, prévoit un usage plus efficace du bus de tension DC.

La méthode de contrôle dans le cadre d'une orientation de flux rotorique pour la commande en vitesse du moteur asynchrone est utilisée dans le troisième chapitre. Nous avons commencé par la version indirecte de la commande vectorielle classique (IFOC), Nous avons ensuite abordé le problème d'une commande performante et robuste aux perturbations paramétrique vis à vis de la variation du couple de charge et de la variation du profil de la vitesse. La solution proposée a utilisée un outil puissant du domaine de l'automatique, qui est la commande non linéaire dite ' mode glissant', tout en gardant la même structure globale de la commande vectorielle, et en préservant les deux boucles internes de régulation des courants. Les résultats de simulation ont permis de distinguer l'efficacité de la commande par mode glissant en termes de régulation, poursuite, et rejet de perturbation par rapport à la commande vectorielle classique.

Une étude sur les problèmes de transfert de puissance entre la source et la charge lors d'une connexion directe a été présentée dans le quatrième chapitre. La solution proposée pour fonctionner le système de pompage photovoltaïque dans les conditions optimales a été réalisée, consistant à introduire une technique de poursuite du point de puissance maximale associé au panneau solaire qui a pour rôle de déterminer le point de puissance maximale pour un éclairement et une température donnés, et oblige le système à fonctionner précisément sur ce point grâce à la commande sliding mode qui force le moteur

asynchrone à tourner à une vitesse optimale qui est en fonction des valeurs maximales du courant et de tension. Dans notre étude, nous avons étudié plusieurs types de techniques de suivi du PPM : la technique (Perturbe & Observe), la technique Hill-Climbing, la technique Inc-Conductance, la technique en régulation de tension (Fraction de V_{co}) et la technique MPPT Floue. Nous avons d'abord modélisé la pompe centrifuge afin de formuler une relation entre sa puissance et sa vitesse d'entraînement. Ensuite, la deuxième partie de ce chapitre est consacrée à une étude comparative entre ces différents types d'MPPT. Les résultats de simulation ont montrés la supériorité de la technique MPPT Floue par rapport aux autres techniques en termes de la rapidité de recherche du PPM (un régime transitoire plus court que dans les MPPTs classique lors d'un changement brusque d'éclairement), de la précision (le pas de perturbation ΔV est adapté par le système flou en fonction de la variation des entrées), Réduire les ondulations de la vitesse du couple et de la tension.

❖ Les travaux effectués dans le cadre de cette thèse nous ont permis d'identifier plusieurs suggestions et perspectives qui pourront faire l'objet d'études futures :

- Exploiter les observateurs et les estimateurs construits pour traiter les problèmes de la variation paramétrique, au non mesurabilité du flux, au couplage entre flux et couple, et à l'observation de la vitesse pour améliorer la qualité du contrôle et de l'observation de la machine asynchrone.
- Exploitation d'algorithmes génétiques pour optimiser les différents points de puissance maximale du système PV.
- L'installation de la chaîne de pompage photovoltaïque étudiée sur des sites réels.

ANNEXE

1- Annexe A

Paramètre du panneau

Le tableau ci dessous montre ses caractéristiques électriques fournies par la fiche technique du fabricant.

Tableau 1 : Paramètre du panneau TE500.

<i>Puissance maximal</i>	P_m	60 W
<i>Tension à puissance maximal</i>	V_{pm}	17.9 V
<i>Courant à puissance maximal</i>	I_{pm}	3.35 A
<i>Courant de court-circuit</i>	I_{cc}	3.7 A
<i>Tension de circuit ouvert</i>	V_{co}	22.5 V
<i>Coefficient de température (I_{cc})</i>	K_0	$(0.065 \pm 0.015) \%/^{\circ}C$
<i>Tension maximal de système</i>	V_m	600 V

Ces données représenter la performance typique du panneau TE500 qui mesuré à ces bornes de sortie, et non inclure l'effet d'équipement supplémentaire comme les diodes et les câbles. Les données sont basées sur les mesures dans les conditions standards SRC (Standard Reporting Conditions, savoir aussi : STC ou Standard Test Conditions) lesquels :

- ✓ Un éclairage de $1 \text{ kW}/\text{m}^2$ (1 sun) à un spectre AM 1.5 ;
- ✓ Une température de cellule de $25^{\circ}C$.

PARAMETRES DU MOTEUR ASYNCHRONE [72]

Tableau 2: Paramètre de la MAS

<i>Résistance rotorique</i>	R_r	3.805 Ω
<i>Résistance statorique</i>	R_s	4.85 Ω
<i>Inductance Mutuelle</i>	M	0.258 H
<i>Inductance statorique</i>	L_s	0.274 H
<i>Inductance rotorique</i>	L_r	0.274 H

<i>Inertie rotorique</i>	J	0.031 Kg/m ²
<i>Paire de pôles</i>	P	2
<i>Coefficient de frottements</i>	F	0.008 (Nm/m ²)
<i>Puissance mécanique</i>	P_{max}	1.5 KW
<i>Tension nominale</i>	U_n	220 V
<i>Courant nominal</i>	I_{sn}	3.1 A
<i>Vitesse nominale mécanique</i>	Ω_{mn}	1500 tr/min

CARACTERISTIQUE DE LA POMPE CENTRIFUGE [73]

Tableau 3 : Caractéristique de la pompe centrifuge

<i>La densité(ρ)</i>	1000
<i>gravitation (g)</i>	9.81 m/s ²
<i>Hauteur (H)</i>	12 m
<i>Volume de réservoir (V)</i>	70 m ³
<i>Débit nominal (Q)</i>	25m ³ /h
<i>Rendement (η_p)</i>	55%

2- ANNEXE B

LES PARAMETRES DU REGULATEUR PI DE LA COMMANDE IFOC

1- Ou l'onduleur est commandé par MLIS

ξ	0.7
ω_n	10
τ_i	0.38×10^{-2}

2- Ou l'onduleur est commandé par MLIV

ξ	0.7
ω_n	10
τ_i	0.57×10^{-5}

LES PARAMETRES DU CONTROLEUR SLIDING MODE

k_{Isq}	300
k_{Isd}	400
k_{Vsd}	500
k_{Vsq}	500

3- ANNEXE C

LE SYSTEME FLOU

1- INTRODUCTION

L'inspiration principale derrière l'introduction de la théorie des ensembles flous était la nécessité de modéliser les phénomènes du monde réel, qui sont par nature vagues et ambigus. Les connaissances humaines sur les problèmes complexes peuvent être représentées avec succès en utilisant les termes imprécis du langage naturel. Les théories des ensembles flous et de la logique floue fournissent des outils formels pour la représentation mathématique et le traitement efficace de ces informations.

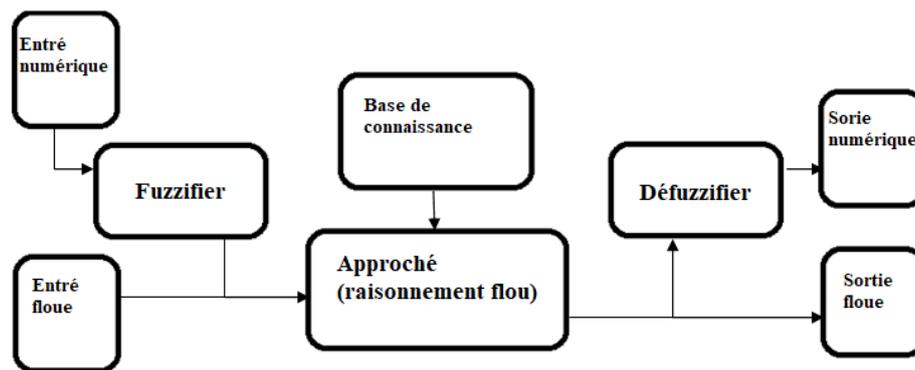


Figure C.1. La structure typique d'un système flou

Via ce que l'on appelle les entrées et les sorties. Les systèmes flous sont des structures basées sur des techniques floues orientées vers le traitement de l'information, où l'utilisation de la théorie des ensembles et la logique binaire est impossible ou difficile. Dans la littérature, des termes tels que système flou, modèle flou, système basé sur des règles floues, contrôleur flou ou mémoire associative floue sont utilisés de manière interchangeable selon le type d'application [74]. Leur caractéristique principale implique la représentation symbolique des connaissances sous la forme de règles conditionnelles floues (si-alors).

La structure typique d'un système flou (figure 1) se compose de quatre blocs fonctionnels : le fuzzifier, le moteur d'inférence floue, la base de connaissances et le défuzzifier. Les valeurs linguistiques (définies par des ensembles flous) et les données nettes (numériques) peuvent être utilisées comme entrées pour un système flou. Si des données nettes sont appliquées, le processus d'inférence est précédé d'une fuzzification, qui attribue l'ensemble flou approprié à l'entrée non floue. Les valeurs des variables d'entrée sont mappées en valeurs linguistiques de la variable de sortie au moyen de la méthode appropriée de raisonnement approximatif (moteur d'inférence) utilisant des connaissances expertes, qui sont représentées comme un ensemble de règles conditionnelles floues (base de connaissances). En plus des valeurs linguistiques, les données numériques peuvent être requises comme sortie du système flou. Dans de tels cas, des méthodes de défuzzification sont utilisées, qui attribuent les données nettes représentatives à l'ensemble flou de sortie résultant.

Les applications pratiques des systèmes flous incluent les problèmes pour lesquels la description mathématique complète n'est pas disponible, ou lorsque l'utilisation du modèle précis (non flou) n'est pas économique ou très peu pratique. La capacité à traiter des informations inexacts fait d'un système flou un excellent outil, par exemple, pour les processus de contrôle [75, 76], l'identification du système [77, 78], l'aide à la décision et le traitement du signal et de l'image [79, 80].

2- RÈGLES CONDITIONNELLES FLOUES

L'un des concepts fondamentaux de la théorie des ensembles flous est une variable linguistique [81]. Ses valeurs sont les énoncés du langage naturel (termes), qui sont les étiquettes (descriptions) d'ensembles flous définis sur un univers (espace) de discours donné. Formellement, une variable linguistique est définie comme [82] :

$$X = (\mathcal{N}, \mathcal{L}(G), \mathbb{X}, G, S) \quad (\text{C.1})$$

Où \mathcal{N} est un nom de la variable linguistique $\mathcal{L}(G)$, désigne la famille de valeurs de la variable linguistique étant une collection d'étiquettes des ensembles flous définis sur l'univers \mathbb{X} , G est l'ensemble des règles syntaxiques définies par une grammaire déterminant tout termes dans $\mathcal{L}(G)$, et S représente la sémantique de la variable X , qui définit la signification de toutes les étiquettes.

À titre d'exemple, nous pouvons utiliser une variable linguistique décrivant (la vitesse, la température...). Le nom de la variable peut être défini comme $\mathcal{N} = \text{"La vitesse"}$. l'ensemble des valeurs linguistiques possibles est un ensemble de trois étiquettes décrivant la vitesse comme : $\mathcal{L} = \{\text{"lente", "moyenne", "rapide"}\}$. A chacune des étiquettes on peut affecter un ensemble flou $A_i : i = 1, 2, 3$ défini sur \mathbb{X} qui représente la plage de la vitesse. Les exemples de fonctions d'appartenance $\mu_{A_i}(x)$ des ensembles flous A_i sont représentés sur la figure C.2

Une déclaration élémentaire pour la variable linguistique X est l'expression floue :

$$X = L_A \tag{C.2}$$

où L_A est une étiquette de la collection $\mathcal{L}(G)$, définie par un ensemble flou A sur l'univers \mathbb{X} . La valeur logique de l'expression est déterminée à partir de la fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ de l'ensemble flou A . Dans l'exemple précédent, une instruction élémentaire est :

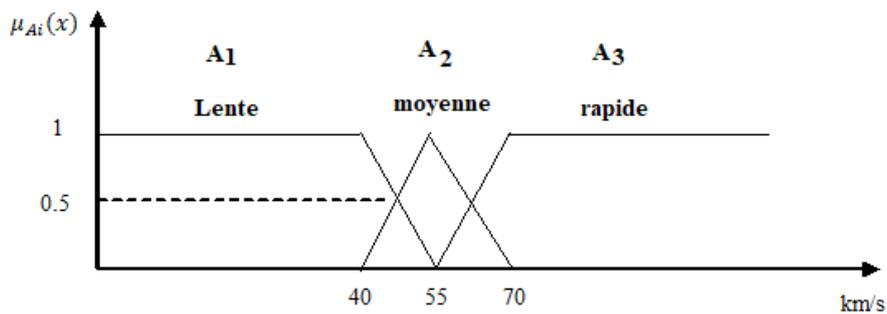


Figure C.2. Exemples de fonctions d'appartenance d'ensembles flous définissant les valeurs de la variable linguistique $X = \text{Vitesse}$

"La vitesse" est "moyenne", dont la valeur pour la mesure 47.5 Km/s est égale à $\mu_{A_2}(x) = 0,5$ (voir figure C.2). Une expression floue plus complexe peut être obtenue en combinant deux ou plusieurs expressions élémentaires.

Il peut être présenté à la conjonctive :

$$X_1 \text{ est } L_{A_1} \text{ Et } X_2 \text{ est } L_{A_2} \tag{C.3}$$

Ou la forme disjonctive :

$$X_1 \text{ est } L_{A_1} \text{ Ou } X_2 \text{ est } L_{A_2} \tag{C.4}$$

Où X_1, X_2 sont des variables linguistiques d'étiquettes L_{A_1}, L_{A_2} définies par les ensembles flous $A_1, \text{ et } A_2$, respectivement, sur les univers $\mathbb{X}_1 \text{ et } \mathbb{X}_2$.

La valeur d'une expression floue complexe pour $x_1 \in \mathbb{X}_1$ et $x_2 \in \mathbb{X}_2$ est déterminée à partir des fonctions d'appartenance des ensembles flous A_1 et A_2 [74] :

$$\mu_{A_1}(x_1) \star_T \mu_{A_2}(x_2) \quad (\text{C.5})$$

Pour la forme conjonctive, et

$$\mu_{A_1}(x_1) \star_S \mu_{A_2}(x_2) \quad (\text{C.6})$$

Pour la forme disjonctive, où \star_T désigne une norme-t, et \star_S une norme-s.

Un énoncé flou élémentaire peut aussi s'exprimer sous la forme d'une implication formant une règle si-alors floue (énoncé conditionnel flou) :

$$\text{Si } (X \text{ est } L_A) \text{ alors } (Y \text{ est } L_B) \quad (\text{C.6})$$

Définir une relation entre des variables linguistiques. L'énoncé « X est L_A » est appelé l'antécédent (prémisse) et l'énoncé « Y est L_B » est appelé le conséquent (conclusion).

Une forme généralisée de l'instruction conditionnelle floue peut être définie comme une implication d'expressions floues complexes. Pour la forme conjonctive, cela peut s'écrire :

$$\text{Si } (X_1 \text{ est } L_{A1}) \text{ et } (X_2 \text{ est } L_{A2}) \text{ et } \dots \text{ et } (X_N \text{ est } L_{AN}) \quad (\text{C.7})$$

$$\text{Alors } (Y_1 \text{ est } L_{B1}), (Y_2 \text{ est } L_{B2}), \dots, (Y_M \text{ est } L_{BM}) \quad (\text{C.8})$$

Et pour la forme disjonctive :

$$\text{Si } (X_1 \text{ est } L_{A1}) \text{ Ou } (X_2 \text{ est } L_{A2}) \text{ Ou } \dots \text{ Ou } (X_N \text{ est } L_{AN}) \quad (\text{C.9})$$

$$\text{Alors } (Y_1 \text{ est } L_{B1}), (Y_2 \text{ est } L_{B2}), \dots, (Y_M \text{ est } L_{BM}) \quad (\text{C.10})$$

où X_1, X_2, \dots, X_N sont les variables linguistiques d'entrée, Y_1, Y_2, \dots, Y_M sont les variables linguistiques de sortie ; $L_{A1}, L_{A2}, \dots, L_{AN}$ et $L_{B1}, L_{B2}, \dots, L_{BM}$ sont leurs valeurs linguistiques, définies avec des ensembles flous A_1, A_2, \dots, A_N et B_1, B_2, \dots, B_M sur les univers $\mathbb{X}_1, \mathbb{X}_2, \dots, \mathbb{X}_N$ et $\mathbb{Y}_1, \mathbb{Y}_2, \dots, \mathbb{Y}_M$ respectivement.

Les deux implications sont les règles floues si-alors avec plusieurs entrées et plusieurs sorties (MIMO). La règle floue MIMO peut être décomposée en l'ensemble correspondant de règles floues canoniques si-alors [74], qui sont le type MISO (entrées multiples et sortie unique) d'instructions conditionnelles floues avec antécédent conjonctif :

$$\text{Si } \bigwedge_{n=1}^N (X_n \text{ est } L_{A_n}), \text{ alors } Y \text{ est } L_B \quad (\text{C.11})$$

Les instructions conditionnelles floues canoniques sont les bases de la représentation des connaissances expertes dans un système flou. En utilisant la notation pseudo-vectorielle, la règle canonique floue si-alors peut être écrite comme suit :

$$\text{Si } (X \text{ et } L_A) \text{ , alors } (Y \text{ et } L_B) \quad (\text{C.12})$$

Qui est une relation floue [81] :

$$R = ((A_1 \times A_2 \times \dots \times A_N) \Rightarrow B) = (A \Rightarrow B) \quad (\text{C.14})$$

défini sur $\mathbb{X}_1 \times \mathbb{X}_2 \times \dots \times \mathbb{X}_N \times \mathbb{Y}$, avec la fonction d'appartenance :

$$\mu_R(x_1, \dots, x_N, y) = \Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{C.15})$$

où $y = [X_1, \dots, X_N]^T \in \mathbb{X}_1, \mathbb{X}_2, \dots, \mathbb{X}_N$, $y \in \mathbb{Y}$, et selon l'interprétation de la règle floue si-alors, $\Phi(.,.)$ dénote une norme- t (une interprétation conjonctive) [83, 74] ou implication floue (interprétation logique) [83, 84, 74].

Si la conjonction « et » dans les antécédents des règles floues si-alors est représentée par une norme- t T alors :

$$\mu_A(X) = \mu_{A_1}(x_1) \star_T \dots \star_T \mu_{A_N}(x_N) \quad (\text{C.16})$$

Où $A_1 \times A_2 \times \dots \times A_N$ sont des ensembles flous représentant les valeurs des variables linguistiques dans l'antécédent de la règle floue canonique. Ainsi, pour l'interprétation conjonctive, nous obtenons

$$\begin{aligned} \mu_R(X, Y) &= \mu_R(x_1, \dots, x_N, y) = \mu_A(X) \star_{T_r} \mu_B(y) = \\ &\mu_{A_1}(x_1) \star_T \mu_{A_2}(x_2) \star_T \dots \star_T \mu_{A_N}(x_N) \star_{T_r} \mu_B(y) \end{aligned} \quad (\text{C.17})$$

Où \star_{T_r} est une norme- t représentant la règle floue si-alors, alors que pour l'interprétation logique :

$$\begin{aligned} \mu_R(X, Y) &= \mu_R(x_1, \dots, x_N, y) = \psi(\mu_A(X), \mu_B(y)) = \\ &\psi(\mu_{A_1}(x_1) \star_T \mu_{A_2}(x_2) \star_T \dots \star_T \mu_{A_N}(x_N), \mu_B(y)) \end{aligned} \quad (\text{C.18})$$

Où $\psi(.,.)$ = dénote une implication floue.

L'implication floue est généralement introduite en utilisant une approche axiomatique [84], où elle est définie comme une fonction continue $\psi : [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$ qui pour chaque $a, b, c \in [0,1]$ remplit cinq conditions (générales) nécessaires :

P_1 : Si $a \leq c$, alors $\psi(a, b) \geq \psi(c, b)$

P_2 : Si $b \leq c$, alors $\psi(a, b) \leq \psi(c, b)$

P_3 : $\psi(0, b) = 1$

P_4 : $\psi(a, 1) = 1$

P_5 : $\psi(1, 0) = 0$

Et huit conditions (spécifiques) recommandées [79]. Les propriétés P_3 , P_4 et P_5 sont respectivement appelées fausseté, neutralité et booléenne [79, 85]. Comme exemples, nous pouvons utiliser Lukasiewicz :

$$\psi(0, b) = 1 \quad (\text{C.19})$$

$$\psi(a, b) = \min(1 - a + b, 1) \quad (\text{C.20})$$

Reichenbach:

$$\psi(a, b) = 1 - a + ab \quad (\text{C.21})$$

Et l'implication floue de Zadeh:

$$\psi(a, b) = \max(1 - a, \min(a, b)) \quad (\text{C.22})$$

Une règle floue unique décrit une relation locale entre les variables d'entrée et de sortie du système flou dans les limites définies par le domaine des ensembles flous dans l'antécédent de la règle. Le mappage entrée-sortie complet est représenté par l'ensemble des règles floues si-alors de la base de connaissances (règles). Pour de plus amples considérations, nous supposons une base constituée de règles I sous la forme :

$$\mathfrak{R} = \{R^{(i)}\}_{i=1}^I = \left\{ \text{Si } \prod_{n=1}^N (X_n \text{ et } L_{A_n}^{(i)}), \text{ alors } Y \text{ et } L_B^{(i)} \right\}_{i=1}^I \quad (\text{C.23})$$

Une base de règles floues bien définie doit être complète, cohérente et continue [86]. La complétude signifie que pour chaque valeur de l'espace d'entrée au moins une règle est activée, $\exists_{i=1,2,\dots,I} \mu_{A^{(i)}}(X) \neq 0$. La base de connaissances est cohérente s'il y a pas de règles avec le même antécédent mais des conséquents différents. Et enfin, la base de connaissances est continue s'il n'y a pas de règles voisines, pour lesquelles le résultat de l'intersection des ensembles flous dans leurs conséquents est un ensemble vide. La base de connaissances est construite d'abord en acquérant des connaissances sur le phénomène modélisé, puis en le représentant sous forme de règles conditionnelles floues. En pratique, il existe trois méthodes de base pour créer une base de règles floues [74] :

- en utilisant les connaissances d'un expert humain ou en s'appuyant sur les lois physiques décrivant le phénomène.
- en extrayant automatiquement les règles basées sur des données numériques représentant la relation entre les entrées et les sorties du phénomène.
- mixte, où une partie de la connaissance est issue d'un expert humain et l'autre d'une extraction automatisée.

Les applications possibles d'un système flou dépendent, cependant, non seulement de la base de connaissances correctement définie, mais aussi de la conception appropriée d'un moteur d'inférence.

3- RAISONNEMENT APPROXIMATIF

Les méthodes d'inférence issues de la logique classique sont basées sur des règles dites d'inférence. Une règle d'inférence est un modèle de raisonnement qui explique comment une conclusion peut être logiquement dérivée d'une prémisse donnée précédemment supposée vraie. Un des la règle d'inférence la plus couramment utilisée est la règle de détachement, souvent appelée modus ponendo ponens ("la manière qui affirme en affirmant"). Modus ponendo ponens (MPP) repose sur deux prémisses. Le premier est l'énoncé conditionnel $p \Rightarrow q$, à savoir que « p implique q ». La seconde suppose que l'antécédent p de l'énoncé conditionnel est vrai. De ces deux prémisses, on peut conclure que le q conséquent est vrai. La règle MPP peut être écrite comme [79].

$$\begin{array}{l} \text{Prémisse I (fait): } p \\ \text{Prémisse II (règle): } p \Rightarrow q \\ \hline \text{Conclusion: } q \end{array} \quad (\text{C.24})$$

Ou symboliquement :

$$(p \wedge (p \Rightarrow q)) \Rightarrow q \quad (\text{C.25})$$

La logique binaire ne suppose que deux possibilités : la conformité totale ou la non-conformité totale du fait avec l'antécédent d'implication. En revanche, les moteurs d'inférence floue utilisent un raisonnement approximatif basé sur les règles généralisées d'inférence. Le modus ponendo ponens généralisé (MPPG) peut s'écrire [81] :

$$\begin{array}{l} \text{Prémisse I (fait): } p' \\ \text{Prémisse II (règle): } p \Rightarrow q \\ \hline \text{Conclusion: } q' \end{array} \quad (\text{C.26})$$

Ou

$$[p' \wedge (p \Rightarrow q)] \Rightarrow q' \quad (\text{C.27})$$

Où les déclarations p' et q' sont similaires, respectivement, à p et q .

Une règle floue conditionnelle peut être définie comme une relation floue et, par conséquent, les déclarations dans les antécédents et les conséquents comme des ensembles flous. L'énoncé X est L_A est un fait, où L_A désigne l'étiquette d'une variable linguistique X définie par un ensemble flou A sur l'univers \mathbb{X} . La connaissance est représentée par la règle conditionnelle floue « si X est L_A , alors Y est L_B », où L_A et L_B sont les valeurs linguistiques des variables linguistiques X et Y , définies par les ensembles flous A et B , sur les univers \mathbb{X} et \mathbb{Y} , respectivement. Par conséquent, le schéma d'inférence de GMPP prend la forme :

$$\begin{array}{l} \text{Prémisse I (fait): } X \text{ et } L_A' \\ \text{Prémisse II (règle): } \textit{Si } X \text{ et } L_A, \text{ Alors } Y \text{ et } L_B \\ \hline \text{Conclusion: } Y \text{ et } L_B' \end{array} \quad (\text{C.28})$$

Ou

$$[(X \text{ et } L_{A'}) \wedge (X \text{ et } L_A \Rightarrow Y \text{ et } L_B)] \Rightarrow Y \text{ et } L_{B'} \quad (\text{C.29})$$

L'ensemble flou B' est déterminé en utilisant la règle d'inférence compositionnelle de Zadeh [34]

3-1 RÈGLE D'INFÉRENCE COMPOSITIONNELLE

La règle d'inférence compositionnelle (RIC), également connue sous le nom de composition supremum-star [81], est une généralisation d'une opération de détermination de la valeur de la fonction. La première étape de RIC consiste à construire une extension cylindrique d'un ensemble flou $A'(x)$ à partir de l'univers X, Y, Z :

$$\forall_{(x,y) \in X \times Y} \mu_{C_e(A')}(x,y) = \mu_{A'}(x) \quad (\text{C.30})$$

Deuxièmement, une intersection (produit logique) de l'extension cylindrique $C_e(A')$ et de la relation floue R est construite en utilisant la norme-t T :

$$\forall_{(x,y) \in X \times Y} \mu_{C_e(A') \cap R}(x,y) = \mu_{C_e(A')}(x,y) *_{T} \mu_R(x,y) \\ = \mu_{A'}(x) *_{T} \mu_R(x,y) \quad (\text{C.31})$$

Le résultat final de RIC est le résultat du $C_e(A') \cap R$ projection sur Y :

$$\forall_{y \in Y} \sup \mu_{B'}(y) = \sup_{x \in X} [\mu_{A'}(x) *_{T} \mu_R(x,y)] \quad (\text{C.32})$$

L'ensemble flou B' peut également être présenté comme une composition d'un ensemble flou A' , qui est une relation floue unaire, la règle floue conditionnelle R étant une relation floue binaire :

$$B' = A' \circ R \quad (\text{C.33})$$

Où \circ est l'opérateur de la composition norme-t –supremum

Le GMPP pour la i ème règle si-alors floue canonique (C.23) peut être écrit comme [74] :

$$B'^{(i)} = A' \circ R^{(i)} = A' \circ (A^{(i)} \Rightarrow B^{(i)}) \quad (\text{C.34})$$

Où

$A' = A'_1 \times A'_2 \dots \dots \times A'_N$ est un ensemble flou multidimensionnel qui définit la valeur de la variable linguistique d'entrée multidimensionnelle sur l'espace $\underline{X} = X_1 \times X_2 \dots \dots \times X_N$

La fonction d'appartenance de la conclusion $A'^{(i)}$ est calculée comme suit.

$$\mu_{B'(i)}(y) = \sup_{x \in \underline{X}} [\mu_{A'}(x) \star_{T_s} \mu_{R^{(i)}}(x, y)] =$$

$$\sup_{x \in \underline{X}} [\mu_{A'_1}(x_1) \star_T \mu_{A'_2}(x_2) \star_T \dots \star_T \mu_{A'_N}(x_N) \star_{T_s} \mu_{R^{(i)}}(x_1, \dots, x_N, y)] \quad (C.35)$$

Où T_s est une norme $-t$ de la composition de la norme $-t$ –supremum. Dans le cas de l'interprétation conjonctive (C.17) on peut écrire :

$$\mu_{B'(i)}(y) = \sup_{x \in \underline{X}} [\mu_{A'}(x) \star_{T_s} \mu_{A^{(i)}}(x) \star_T \mu_{B^{(i)}}(y)]$$

$$\sup_{x \in \underline{X}} [(\mu_{A'_1}(x_1) \star_T \mu_{A'_2}(x_2) \star_T \dots \star_T \mu_{A'_N}(x_N)) \star_{T_s}$$

$$(\mu_{A^{(i)}_1}(x_1) \star_T \mu_{A^{(i)}_2}(x_2) \star_T \dots \star_T \mu_{A^{(i)}_N}(x_N)) \star_{T_r} \mu_{B^{(i)}}(y)] \quad (C.36)$$

Et pour l'interprétation logique (C.18) on obtient :

$$\mu_{B'(i)}(y) = \sup_{x \in \underline{X}} [\mu_{A'}(x) \star_{T_s} \psi(\mu_{A^{(i)}}(x), \mu_{B^{(i)}}(y))] =$$

$$\sup_{x \in \underline{X}} [(\mu_{A'_1}(x_1) \star_T \mu_{A'_2}(x_2) \star_T \dots \star_T \mu_{A'_N}(x_N)) \star_{T_s}$$

$$\psi(\mu_{A^{(i)}_1}(x_1) \star_T \mu_{A^{(i)}_2}(x_2) \star_T \dots \star_T \mu_{A^{(i)}_N}(x_N), \mu_{B^{(i)}}(y))] \quad (C.37)$$

Sous certaines conditions [87], l'interprétation logique et conjonctive des règles conditionnelles floues conduit à des résultats d'inférence équivalents. Les équations (C.36) et (C.37) définissent la fonction d'appartenance d'un ensemble flou représentant la conclusion résultante d'une inférence utilisant une seule règle floue si-alors. Pour une base de connaissances composée de nombreuses déclarations conditionnelles floues, il est nécessaire de combiner les conclusions de toutes les règles individuelles.

3-2 Raisonnement approximatif avec base de connaissances

Généralement, il existe deux méthodes de raisonnement approché qui peuvent être appliquées pour déterminer l'ensemble flou de résultats B' sur la base d'un ensemble de règles floues si-alors [79] :

- l'inférence basée sur la composition (first aggregate then infer: FATI), où une combinaison de toutes les règles de la base de connaissances est d'abord construite, puis une inférence utilisant la composition supremum-star est effectuée,
- inférence basée sur des règles individuelles (first infer then aggregate: FITA), dans laquelle la première étape implique l'inférence en utilisant la composition supremum-star pour chacune des règles individuellement, puis une combinaison des résultats d'inférence est effectuée.

Le processus FATI de combinaison des règles, ainsi que l'étape du schéma FITA de détermination de la conclusion résultante, est appelé agrégation [88]. L'agrégation peut être définie par l'introduction du concept d'opérateur d'agrégation [74], qui pour l valeurs $x_1, x_2, \dots, x_l \in [0,1]$ représente une application $\oplus : [0,1]^l \Rightarrow [0,1]$

$$x = \bigoplus_{i=1}^I x_i = \bigoplus (x_1, x_2, \dots, \dots, x_1) \quad (C.37)$$

Il existe différentes définitions de l'opérateur d'agrégation, notamment la somme logique, représentée par une norme—s (combinaison de Mamdani [76]), le produit logique, représenté par une norme—t (combinaison de Gödel [74]), ainsi que des opérations floues non monotones qui permettent mener l'inférence même si une partie de la connaissance est manquante [89]. La plupart d'entre eux peuvent être définis comme des cas particuliers de l'opérateur moyen généralisé [79] :

$$\Psi_{(\alpha)} (x_1, \dots, \dots, x_I) = \bigoplus_{i=1}^I x_i = \left[\frac{1}{I} \sum_{i=1}^I (x_i)^\alpha \right]^{\frac{1}{\alpha}} x_1 \quad (C.38)$$

Pour $\alpha \in \mathbb{R} \setminus \{0\}$

Par conséquent, la première étape de la méthode FATI peut être définie comme :

$$\mathcal{R} = \bigoplus_{i=1}^I R^{(i)} \quad (C.39)$$

Où $R^{(i)}$ est la i ème relation floue.

Ensuite, l'ensemble flou de résultat B_{FATI}' est déterminé pour un ensemble flou d'entrée A' à l'aide du GMPP :

$$B'_{FATI} = A' \circ \mathcal{R} = A' \circ \left[\bigoplus_{i=1}^I R^{(i)} \right] \quad (C.40)$$

Dont la fonction d'appartenance est définie comme

$$\begin{aligned} \mu_{B'_{FATI}}(y) &= \sup_{x \in \underline{X}} [\mu_{A'}(x) \star_{T_s} \mu_{\mathcal{R}}(x, y)] \\ &= \sup_{x \in \underline{X}} \left\{ \mu_{A'}(x) \star_{T_s} \left[\bigoplus_{i=1}^I \mu_{R^{(i)}}(x, y) \right] \right\} \end{aligned} \quad (C.41)$$

Dans le cas de la méthode FITA, la conclusion de chaque règle floue si-alors est d'abord déterminée :

$$\forall_{i=1,2,\dots,I} B'^{(i)} = A' \circ R^{(i)} \left\{ \mu_{A'}(x) \star_{T_s} \left[\bigoplus_{i=1}^I \mu_{R^{(i)}}(x, y) \right] \right\} \quad (C.42)$$

Dont la fonction d'appartenance s'écrit :

$$\mu_{B'^{(i)}} = \sup_{x \in \underline{X}} [\mu_{A'}(x) \star_{T_s} \mu_{R^{(i)}}(x, y)] \quad (C.43)$$

Au cours de l'étape suivante, ces résultats partiels de l'inférence sont agrégés pour former l'ensemble flou des résultats :

$$B'_{FITA} = \bigoplus_{i=1}^I (A' \circ R^{(i)}) \quad (C.44)$$

Défini par la fonction d'appartenance :

$$\mu_{B'_{FITA}}(y) = \bigoplus_{i=1}^I \sup_{x \in \underline{X}} [\mu_{A'}(x) \star_{T_s} \mu_{\mathcal{R}^{(i)}}(x, y)] \quad (C.45)$$

Il peut être prouvé [90], que les résultats de la méthode FATI sont un sous-ensemble de ceux obtenus en utilisant la procédure FITA :

$$B'_{FATI} \subseteq B'_{FITA} \quad (C.46)$$

$$C' \text{ est } \forall_{y \in \mathbb{Y}} \mu_{B'_{FITA}}(y) \leq \mu_{B'_{FITA}}(y) \quad (C.47)$$

Habituellement, pour simplifier les calculs, le B'_{FATI} est utilisé à la place du B'_{FITA} , sous l'hypothèse que la différence est insignifiante [79]

3-3 FUZZIFICATION ET DÉFUZZIFICATION

Dans de nombreuses applications, les entrées des systèmes flous sont définies comme des données numériques nettes. Cependant, le raisonnement approximatif nécessite que les entrées soient représentées sous forme d'ensembles flous. Le processus de mappage des valeurs réelles $X_0 = [x_{01}, x_{01}, \dots, x_{0n}]^T \in \underline{X} \subset \mathbb{R}^N$ à un ensemble flou à N dimensions A' défini sur \underline{X} est appelée fuzzification. La fuzzification peut s'exprimer symboliquement comme une transformation de l'espace à N dimensions en une multitude d'ensembles flous [74] :

$$\underline{X} \Rightarrow \mathfrak{F}(\underline{X}) \quad (C.47)$$

En utilisant les fonctions d'appartenance, nous pouvons écrire :

$$\underline{X} \Rightarrow \{\mu_{A'}(X) \mid X \in \underline{X}, \mu_{A'}(X) \in [0,1]\} \quad (C.48)$$

Parmi de nombreuses définitions d'un opérateur de fuzzification, le fuzzifier singleton peut être distingué :

$$\mu_{A'}(X) = \delta_{X, X_0} = \begin{cases} 1, & X = X_0 \\ 0, & X \neq X_0 \end{cases} \quad (C.49)$$

Pour laquelle les deux méthodes de raisonnement approché (FATI et FITA) fournissent des résultats d'inférence équivalents [87].

Le résultat du raisonnement approché est un ensemble flou $B'(y)$, qui peut être associé à une étiquette linguistique spécifique. Cependant, certaines applications nécessitent un résultat d'inférence numérique précis. Le processus de calcul d'une sortie numérique représentative $y_0 \in \mathbb{Y}$ à partir de l'ensemble flou résultant $B'(y)$ sur \mathbb{Y} est appelé défuzzification. La défuzzification est une application d'une multitude d'ensembles flous définis sur l'espace \mathbb{Y} à une seule valeur numérique de \mathbb{Y} [74]:

$$\mathbb{Y} \Rightarrow \mathfrak{F}(\mathbb{Y}) \quad (C.50)$$

En utilisant les fonctions d'appartenance, nous obtenons :

$$\{\mu_{B'}(y) \mid y \in \mathbb{Y}, \mu_{B'}(y) \in [0,1]\} \rightarrow \mathbb{Y} \quad (\text{C.51})$$

En raison des différents critères pour déterminer quel élément y_0 de l'ensemble flou $B'(y)$ doit être considéré comme le plus représentatif, il existe de nombreuses définitions de la procédure de défuzzification [86, 92,95]. L'une des plus populaires est la méthode du centre de gravité (COG), qui spécifie le résultat comme le centre de la zone sous la fonction d'appartenance $\mu_{B'}(y)$:

$$y_0 = \frac{\int y \mu_{B'}(y) dy}{\int \mu_{B'}(y) dy} \quad (\text{C.52})$$

4- TYPES DE BASE DES SYSTÈMES FLOUS

En raison d'un large éventail d'applications possibles, il existe de nombreux types différents de systèmes flous qui ont été proposés dans la littérature jusqu'à présent [74, 79, 80, 85, 86]. Mais de nouvelles solutions caractérisées par une diminution de la complexité des calculs, une amélioration de la qualité de la modélisation ou une plus grande facilité d'interprétation linguistique des résultats d'inférence font toujours l'objet de recherches. Le modèle proposé par E.H. Mamdani et S. Assilan [76] est généralement considéré comme le premier système flou présenté dans la littérature. Actuellement, il peut être considéré comme le fondement de la famille des modèles flous basés sur des règles si-alors avec des ensembles flous dans les antécédents ainsi que dans les conséquents.

4-1 Modèle flou de Mamdani–Assilan

Le système flou Mamdani–Assilan (MAFS) utilise un ensemble de règles floues conditionnelles sous la forme canonique (C.23), qui peuvent être déterminées par un expert humain. Le MAFS est basé sur l'interprétation conjonctive des règles floues, où le "et" conjonctif d'un antécédent de règle est défini avec le minimum de la norme-t (\wedge). Les résultats d'inférence des règles individuelles sont agrégés en appliquant le maximum de la norme-s (\vee). Les entrées numériques $x_0 = [x_{01}, x_{01}, \dots, x_{0n}]^T$ sont mappés en ensembles flous avec le fuzzifier singleton, et le résultat numérique est calculé à l'aide de la méthode COG. Le schéma de raisonnement approximatif est réalisé sur la base de l'équation (C.45), qui prend la forme :

$$\mu_{B'}(y) = \bigvee_{i=1}^I [\mu_{A^{(i)}}(X_0) \wedge \mu_{B^{(i)}}(y)] \quad (\text{C.53})$$

Où

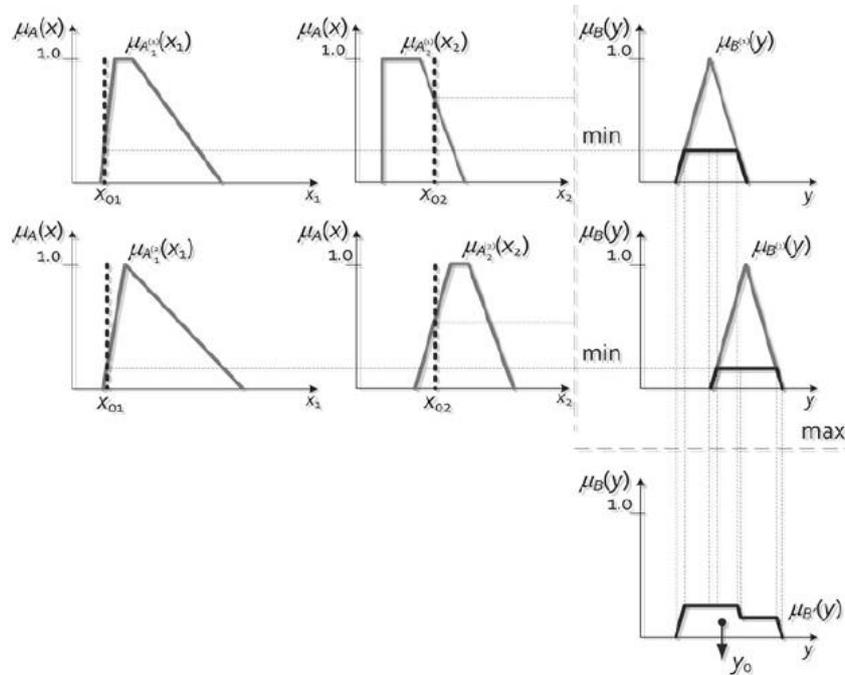
$$\mu_{A^{(i)}}(X_0) = \mu_{A_1^{(i)}}(X_{01}) \wedge \mu_{A_2^{(i)}}(X_{02}) \wedge \dots \wedge \mu_{A_N^{(i)}}(X_{0N}) \quad (\text{C.54})$$

L'équation ci-dessus définit la soi-disant puissance de tir de la i ème règle, notée $F^{(i)}(X_0)$, la formule (C.53) peut également s'écrire sous la forme

$$\mu_{B'}(y) = \bigvee_{i=1}^I [F^{(i)}(X_0) \wedge \mu_{B^{(i)}}(y)] \quad (\text{C.55})$$

En utilisant la défuzzification COG, nous obtenons :

$$y_0 = \frac{\int y \mu_{B'}(y) dy}{\int \mu_{B'}(y) dy} \quad (\text{C.56})$$



La figure C.3 montre un exemple d'inférence floue utilisant MAFS avec deux entrées et la base de connaissances consistant en deux règles floues conditionnelles.

La figure C.3 montre un exemple d'inférence floue utilisant MAFS avec deux entrées et la base de connaissances consistant en deux règles floues conditionnelles.

La défuzzification nécessite une grande complexité de calcul, cependant, certaines simplifications peuvent être appliquées. En utilisant le produit algébrique norme-t et la moyenne arithmétique comme opérateur d'agrégation, nous obtenons un système flou de Larsen, qui est défini comme [74] :

$$\mu_{B'}(y) = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I F^{(i)}(X_0) \mu_{B^{(i)}}(y) \quad (\text{C.57})$$

Par substitution de (C.57) dans (C.56) on obtient :

$$y_0 = \frac{\sum_{i=1}^I F^{(i)}(X_0) \int y \mu_{B^{(i)}}(y) dy}{\sum_{i=1}^I F^{(i)}(X_0) \int y \mu_{B^{(i)}}(y) dy} \quad (\text{C.58})$$

En désignant l'aire sous une fonction d'appartenance de l'ensemble flou $B^{(i)}(y)$ comme

$$\mathcal{A}(B^{(i)}(y)) = \int \mu_{B^{(i)}}(y) d(y) \quad (C.59)$$

Et son centre de gravité comme $y^{(i)}$, on peut écrire :

$$y_0 = \frac{\sum_{i=1}^I F^{(i)}(X_0) \mathcal{A}(\mu_{B^{(i)}}(y)) y^{(i)}}{\sum_{i=1}^I F^{(i)}(X_0) \mathcal{A}(\mu_{B^{(i)}}(y))} \quad (C.60)$$

La solution ci-dessus ne nécessite qu'un seul calcul des aires sous les fonctions d'appartenance et des emplacements des centres de gravité pour toutes les règles floues. En supposant de plus que $\mathcal{A} \mu_{B^{(i)}}(y)$ sont les mêmes pour tous les conséquents I, nous obtenons le modèle flou de Sugeno-Yasukawa [93].

Un raisonnement approximatif sans la nécessité de la défuzzification a été présenté dans les articles de Takagi et Sugeno [94] et Sugeno et Kang [95]. Le modèle proposé, appelé système flou Takagi–Sugeno–Kang (TSKFS), est décrit dans la sous-section suivante.

4-2 Système flou Takagi–Sugeno–Kang

La base de connaissances du TSKFS est constituée de règles floues conditionnelles avec les conséquents sous forme de fonctions classiques dont les arguments sont les données numériques d'entrée :

$$\mathcal{R} = \{R^{(i)}\} = \left\{ \text{si } \bigwedge_{n=1}^N (x_{0n} \text{ et } L^{(i)}_{A_n}), \text{ alors } y = y^{(i)}(X_0) \right\} \quad (C.61)$$

où x_{0n} est un singleton d'entrée, $x_0 = [x_{01}, x_{02}, \dots, x_{0n}]$, et $y^{(i)}(x)$ est la fonction dans le i ème conséquent.

La sortie de chaque règle floue est une donnée numérique précise, et le résultat TSKFS est calculé comme une moyenne pondérée des sorties individuelles :

$$y_0 = \frac{\sum_{i=1}^I F^{(i)}(X_0) y^{(i)}(X_0)}{\sum_{i=1}^I F^{(i)}(X_0)} \quad (C.62)$$

Où

$$F^{(i)}(X_0) = \mu_{A_1}^{(i)}(x_{01}) \star_T \mu_{A_2}^{(i)}(x_{02}) \star_T \dots \star_T \mu_{A_N}^{(i)}(x_{0N}) \quad (C.63)$$

Est la puissance de tir et (comme exemple) et T est une norme-t (généralement un produit minimum ou algébrique). L'équation (C.62) peut être interprétée comme un mélange d'experts, chacun modélisé par une seule règle floue. Chaque règle définit la relation entre les sorties et les entrées du système dans la plage d'entrée correspondante. La moyenne pondérée des déclarations de tous les experts locaux (règles) détermine le résultat du raisonnement. Le poids, Le poids, représenté par la puissance de tir de la règle, spécifie le niveau d'influence d'un seul expert sur le résultat final de l'inférence.

Le conséquent de la i ème règle floue TSKFS peut aussi être compris comme un singleton [79], dont la localisation est déterminée par la fonction $\mu^{(i)}(X)$

$$\mu_{B^{(i)}}(y) = \delta_{y, y^{(i)}} = \begin{cases} 1, & y = y^{(i)}(X_0) \\ 0, & y \neq y^{(i)}(X_0) \end{cases} \quad (\text{C.64})$$

Par conséquent, le TSKFS est généralement appelé le système flou avec des singletons « mobiles ». Le terme « mobile » se rapporte à la relation entre un emplacement de singleton et les données numériques d'entrée. L'amplitude (hauteur) du singleton après le raisonnement approximatif est définie par la force de tir d'une règle.

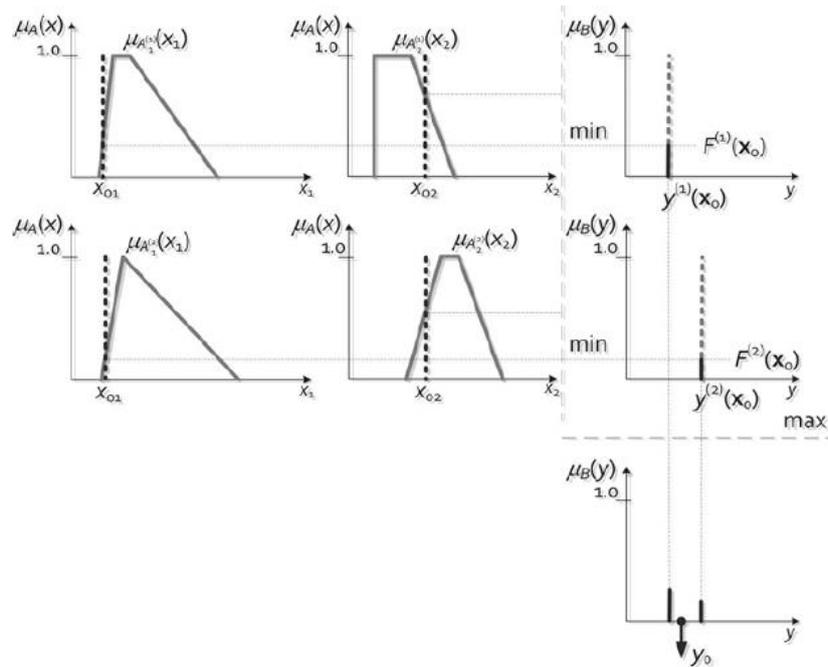
Les conséquents TSKFS sont fréquemment définis comme des fonctions linéaires (polynômes du premier ordre):

$$y^{(i)}(X_0) = (p_0^{(i)} + p_1^{(i)}(x_{01}) + p_2^{(i)}(x_{02}) + \dots + p_N^{(i)}(x_{0N}) = P^{(i)}(X_0') \quad (\text{C.65})$$

Où $P^{(i)}$ est le vecteur de dimensions $(N + 1)$ des paramètres de la fonction $y^{(i)}(X)$, et X_0' désigne le vecteur d'entrée étendu :

$$X_0' = [1 X_0]^T \quad (\text{C.66})$$

Une collection de fonctions linéaires simples $y^{(i)}(X)$, permet de modéliser les relations entrées-sorties les plus complexes. Le chevauchement des zones d'antécédents dans les règles voisines assure une commutation en douceur entre les modèles locaux. Un exemple d'inférence TSKFS avec deux entrées et deux règles floues conditionnelles est illustré à la Figure 4. Le principal avantage du TSKFS est le faible effort de calcul nécessaire pour déterminer la sortie numérique du système car le processus d'inférence n'implique pas de défuzzification. Cependant, il ne permet pas l'application de différentes interprétations des règles floues et de différents types d'opérateurs d'agrégation. Cela est dû à l'application des singletons dans les règles conséquentes. Le système d'inférence flou basé sur un réseau neuronal artificiel (ANNBFIS) [98] est dépourvu de tels inconvénients. L'ANNBFIS combine les avantages de l'utilisation d'un ensemble flou dans la règle conséquente (comme dans le MAFS) ainsi que la dépendance de l'emplacement conséquent sur les entrées du système (comme dans le TSKFS) [74,79, 97].



La figure C.4. Un exemple de raisonnement approximatif avec le système flou Takagi- Sugeno-Kang avec deux entrées et deux règles floues si-alors

Une autre extension du TSKFS est le système flou de **Tsukamoto** (TFS) [98]. La principale différence entre TSKFS et TFS est la méthode de détermination de l'emplacement du singleton dans le conséquent de la règle floue. Dans TFS, il est défini à l'aide d'une fonction monotone ainsi que d'une force de tir de la règle.

4-3 Système flou de Tsukamoto

La base de connaissances de TFS est une collection d'instructions conditionnelles floues sous la forme :

$$R^{(i)} = \left\{ \text{si } \bigwedge_{n=1}^N (x_{0n} \text{ et } L^{(i)}_{A_n}), \text{ alors } y = f_i^{-1}(F^{(i)}(X_0)) \right\} \quad (\text{C.67})$$

Où $f_i(y)$ est une fonction monotone dans l' i ème conséquent.

Pour une force de tir égale à $F^{(i)}(X_0)$ le conséquent est un singleton d'amplitude $F^{(i)}(X_0)$ et de position $y^{(i)}$ tel que $F^{(i)}(X_0) = f_i(y^{(i)})$

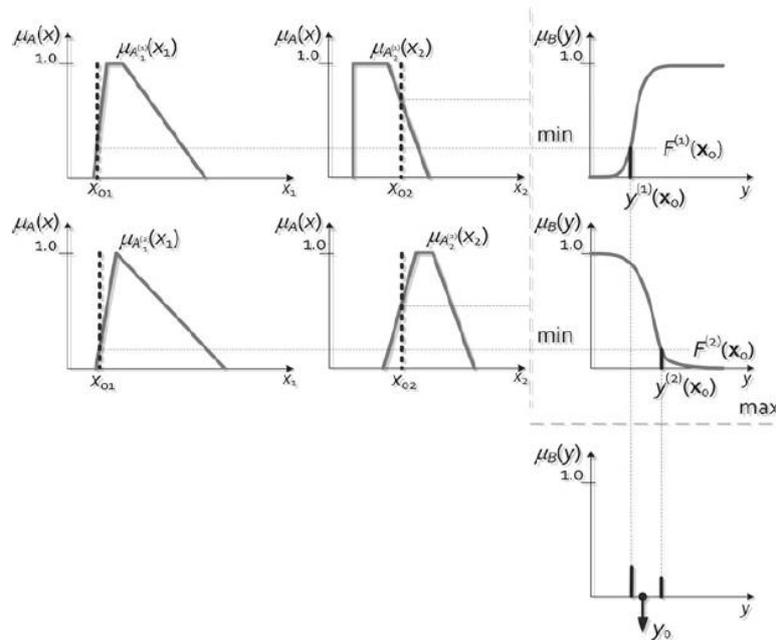
$$\mu_{B^{(i)}}(y) = F^{(i)}(X_0) \quad \delta_{y, y^{(i)}} = \begin{cases} F^{(i)}(X_0) & , y = y^{(i)} \\ 0 & , y \neq y^{(i)} \end{cases} \quad (\text{C.68})$$

Où $y^{(i)} = f_i^{-1}(F^{(i)}(X_0))$

Le résultat d'inférence du TFS est calculé comme une moyenne pondérée des emplacements singleton de toutes les règles, avec des poids définis comme les forces de tir des règles :

$$\mathbf{y}_0 = \frac{\sum_{i=1}^I F^{(i)}(X_0) \mathbf{y}^{(i)}}{\sum_{i=1}^I F^{(j)}(X_0)} = \frac{\sum_{i=1}^I F^{(i)}(X_0) \mathbf{y}_i^{(-1)}(F^{(i)}(X_0))}{\sum_{i=1}^I F^{(j)}(X_0)} \quad (\text{C.69})$$

Un exemple du raisonnement approximatif de Tsukamoto avec deux entrées et deux règles floues si- alors est illustré à la Figure C.5



La figure C. 5. Exemple de raisonnement approximatif de Tsukamoto avec deux entrées et deux si- alors règles flous

Le TFS est rarement utilisé en raison de la difficulté à obtenir les règles floues conditionnelles d'un expert humain sous la forme (C.67). Pour les mêmes raisons, le système flou de Baldwin (BFS) [99, 100] est difficilement applicable en pratique. Le BFS représente une approche différente de la modélisation floue, qui n'est pas basée sur la règle d'inférence compositionnelle de Zadeh mais sur un raisonnement utilisant des restrictions de valeur de vérité floue. La littérature décrit de nombreuses autres propositions intéressantes de modèles flous, y compris celles basées sur ensembles flous à valeurs d'intervalle et ensembles flous de type 2. Un aperçu détaillé peut être trouvé, par exemple, dans [101, 102, 103, 104].

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

1. M. Bhattacharya, S. Churchill, S. Paramati, «The dynamic impact of renewable energy and institutions on economic output and CO2 emissions across regions», *Renewable Energy*, Vol. 111, pp 157-167, October 2017.
2. CEA, « Les Énergies du 21 siècle», MAYA Press, 2010.
3. S. Abouda, «Contribution a la commande des systemes photovoltaïques: application aux systemes de pompage», thèse doctorat en co-tutelle de l'université de reims champagne-ardenne et de l'université de sfax, 14 avril 2015.
4. B. Eker , « Solar powered water pumping systems», *Trakia Journal of Sciences*, Vol. 3, No. 7, pp 7-11, 2005.
5. F. MEHAZZEM, «Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique», Thèse de doctorat en cotutelle, ESIEE Paris, Université Paris Est, 2010.
6. K. Irisawa, T. Saito, I. Takano, and Y. Sawada , « Maximum power point tracking control of photovoltaic generation system under non-uniform insolation by means of monitoring cells », *Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 1707-1710, 2000
7. M. Amarouayache, « Contribution à l'optimisation d'une chaine de conversion d'énergie photovoltaïque», Thèse Doctorat, Université constantine 1, 02 / 03 / 2014.
8. Claudine, « Energies vertes : 2021, une année record selon l'AIE», www.ecoco2.com
9. M. Combe, «Année record, mais insuffisante, pour les énergies renouvelables» www.techniques-ingenieur.fr
10. M. Bouznit, M. del P. Pablo-Romero, A. Sánchez-Braza, «Measures to Promote Renewable Energy for Electricity Generation in Algeria», *Sustainability Journal*, doi : 10.3390/su12041468,2020.
11. Algerian Ministry of Energy. *Energies Nouvelles, Renouvelables et Maitrise de l'Energie*, Algerian Ministry of Energy: Algiers, Algeria, 2019. Available online: <https://www.energy.gov.dz/?rubrique=energies-nouvellesrenouvelables-et-maitrise-de-lrenergie> (accessed on 12 December 2019).
12. Nations Unies—UNECA. *Le Secteur des Énergies Renouvelables en Afrique du Nord. Situation Actuelle et Perspectives*; Nations Unies, Commission Economique pour l'Afrique Bureau pour l'Afrique du Nord (UNECA): Rabat, Morocco, 2012, Available online: https://www.uneca.org/sites/default/files/PublicationFiles/renewable_energy_sector_in_north_africa_fr.pdf (accessed on 4 December 2019).
13. Boulakhras, C. *Rapport Sur Les Projets Réalisés Dans le Cadre du Programme Nationale des Energies Renouvelables*, SKTM, Filiale du Groupe Sonelgaz: Ghardaïa, Algeria,

2018. Available online: <http://www.interieur.gov.dz/images/Projets-raliss-dans-le-cadre-du-programme-national-des-nergies-renouvelables-.pdf> (accessed on 12 December 2019).

14. F. Sahnoune, K. Imessad, «Analysis and impact of the measure to mitigate climate change in Algeria», 136, 494–500, Energy Procedia 2017. [CrossRef]

15. N. Daniault UE libre UBO climat : passé, présent, futur, Chapitre2 « Le rayonnement solaire, le bilan radiatif terrestre et l'effet de ser », 29/09/2008.

16. NASA , «Solarirradiance» ,1janv 2008.

17. T. Mambrini , «Caractérisation de panneaux solaires photovoltaïques en conditions réelles d'implantation et en fonction des différentes technologies», Météorologie, Université Paris Sud – Paris XI, 2014.

18. Jim Dunlop solar. chapitre 2, « solar radiation »,2012.

19. H. ARAR , «Étude de la fiabilité et du vieillissement des panneaux photovoltaïques», Thèse Doctorat, Université des frères mentouri, Constantine, 20/6/2019.

20. Zweibel, Ken, « Harnessing Solar Power: The Photovoltaics Challenge», Plenum Press, New York and London, 1990.

21. A .William Beckman, A.JohnDuffie, « Solar Engineering of Thermal Processes », 2nd Ed, John Wiley and Sons, 1991.

22. A. HegedusLuque, « Handbook of Photovoltaic Science and Engineering», S. John Wiley & Sons, 2002.

23. C. CABAL, « Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque », Thèse de Doctorat, Université Toulouse, 15 Décembre 2008 (Pétion, 2009).

24. M. Angel Cid Pastor, «Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques», Thèse Doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France, 29 septembre 2006.

25. S. VIGHETTI, « Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau », Thèse Doctorat, Université de Grenoble France 2010.

26. J.Izquierdo, E. Blanchard Richard, «Solar Desalination System Design for Irrigation/Drinking Water and Electricity Generation in Desert or Arid Areas», Journal of Sustainability Research. 2020;2(2):e200018. <https://doi.org/10.20900/jsr20200018>

27. Hachemi, « Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système hybride dédié au pompage », Thèse présentée en vue de l'obtention Du diplôme de Doctorat en sciences en : Hydraulique, université Mohamed Khider – Biskra, le 18 février 2017.
28. Babusch, T. Ebert, K. Heinz König, T. Makoschey, A. Millies, M. Oraschewski, B. Rudolph, «Principes fondamentaux de la technologie des pompes»,6ème version révisée et mise à jour, 2016, wilo.cdn.mediamid.com
29. BE Alliance Soleil, «Principe de dimensionnement et étude de cas pompage au fil du soleil», www.alliancesoleil.com
30. BESTH, «Équipement 15/(20) puits de parcours par l'énergie solaire dans la région d'Ouargla», Conservation des Forêts de la wilaya d'Ouargla -2015
31. Bureau of Energy Efficiency ,«Pumps and Pumping System: Efficient system operation, Flow control strategies and energy conservation opportunities», 31 janv. 2013
32. M. NIANG & S. DIO, «Les pompe solaires; Dimensionnement d'une station de pompage en zone maraîcher» Institut Supérieur de Technologie Industrielle-DIT Électrotechnique-Électromécanique-Froid et Climatisation-2008.
33. N. DEBILI, « Etude et optimisation en environnement Matlab/Simulink d'un système de pompage Photovoltaïque », Magister en Electronique , UNIVERSITE CONSTANTINE 1 ,2015.
34. A. Cid Pastor, « Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques », Thèse de doctorat, Université de Toulouse 2006.
35. S. Pétion, « Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques », Thèse de doctorat, université de Toulouse 2009.
36. M. Francisco, L. Gonzalez, «Model of photovoltaic module in matlab» ,CIBELEC, 2005.
37. G. Walker, «Evaluating MPPT converter topologies using a MATLAB PV model», Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC '00, Brisbane, 2000.
38. LISHOU, «Optimisation en temps réel du fonctionnement du générateur photovoltaïque d'une microcentrale énergétique et gestion du transfert d'énergie par processeurs spécialisés», Thèse Doctorat, Université Cheikh ANTA DIOP - Dakar, 18 novembre 1987.
39. L .ZAGHBA, «Etude et Commande Adaptative par les Techniques Intelligentes Des Systèmes Non linéaires Application aux Systèmes Photovoltaïques», Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider- Biskra, 2017.
40. Carlos D.A.M, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi niveaux à fréquence imposée », Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 15 Décembre 2000.

41. F. Labrique, G. Segulier, R. Bausier, « Les convertisseurs d'électronique de puissance », Volume 4 : La conversion continu Alternatif, Lavoisier 1995.
42. C.S. Sharma, T. Nagwani, «Simulation and Analysis of PWM Inverter Fed Induction Motor Drive», International Journal of Science, Engineering and Technology Research (IJSETR),vol 2, Iss 2, February 2013
43. A. KHLAIEF, « contribution à la commande Vectorielle sans capteurMécanique des machines synchrones à Aimants permanents (MSAP) », Thèse doctorat, université Marseille, France, 10/07/2012.
44. G. Segulier, F. Notlet., « Electrotechnique industrielle », Technique et documentation Lavoisier, 1977.
45. M. Arrouf, S. Ghabroub ,«Modelling and simulation of a pumping system fed by photovoltaic generator within the Matlab/Simulink programming environment», Desalination 209 (2007) 23–30.
46. J.P. Caron, J.P. Hautier, «Modélisation et commande de la machine asynchrone», V 7, Editions TECHNIP, France, 1995.
47. C. Canudas de Wit, «Commande des moteurs asynchrones», vol I et II, Série Systèmes automatisés, HERMES, 2000.
48. L. BAGHLI, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques» ,Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université Henri Poincary, Nancy I, en génie électrique -1999
49. S. CHAOUCH « Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteurde vitesse» Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat en science à l'université de Batna – 2005.
50. L. ZAROUR, «étude technique d'un système d'énergie hybride photovoltaïque-éolien hors réseau», Thèse Doctorat, Université Mentouri de Constantine (UMC), Algérie, 2010.
51. F. Blaschke, «The principle of field orientation as applied to the new Transvector closed loop control system for rotating field machines», Siemens Review, vol.34, pp.217-220, May 1972.
52. M.TARBOUCHI, «Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé», Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.Hd) à l'université de Laval. Québec – 1997
53. A. Lokriti, Y. Zidani, «Contribution to stator flux orientation vector control of an induction machine», Conference Paper , April 2009 IEEE.

54. A. KHELDOUN, «Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté». Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université de Boumerdes – 2007.
55. K. Hasse, «Dynamic of adjustable speed drives with converter-fed squirrel cage induction motors», (Germany) Ph. D. Dissertation, Darmstadt, Technische Hochschule, 1969.
56. J. P Caron., J.P .Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone», Edition Technicpub- 1995.
57. R. D. Lorenz, «Field oriented induction motor controller for high performance applications», IEEE Trans, On Industry Applic, vol.IA-22, pp.293-297, 1986.
58. C. C Chan, W. S. Leung, C. W. Nag, «Adaptive decoupling control of induction motor drives», IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 35, no. 1, Feb. 1990,pp.41-47.
59. Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, A. Levant « Sliding Mode Control and Observation », Control Engineering, 2014.
60. M. Mahmoudi, N. Madani , M. Benkhoris, F. Boudjema, «Cascade sliding mode control of field oriented induction machine drive»,The European Physical Journal pp. 217–225,(1999).
61. M. W Dungan, S. Wade, B. W. Williams, X. Xu, «Position control of a vector controlled induction machine using Slotine's sliding mode control approach», IEE Proc. on Elect. Power Appl., vol. 145, no. 3, pp. 231- 238, May 1998,
62. V. Utkin, «Sliding mode control design principles and applications to electric drives», IEEE Transactions on Industrial Electronics 40: 26–36, 1993.
63. D. Sera, T. Kerekes, R. Teodorescu, F. Blaadjern, «Improved MPPT Algorithms for rapidly Changing Environmental Conditions», Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, EPEPEMC2006. 12th International, pp. 1614-1619, Aug. 2006.
64. K.H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, M. Osakada, « Maximum photovoltaic power tracking:an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions », IEE proceedings on Generation, Transmission and Distribution,vol.142,no.1,Jan.1995,pp.59-64.
65. D. Shmilovitz, «On the control of photovoltaic maximum power point tracker via output parameters», IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 152, No. 2, pp 239-248, March 2005
66. K.K. Tse, M.T. Ho, H.S. Chung , S.Y. Ron Hui ,«A comparative study of Maximum-Power-Point Trackers for photovoltaic panels using switching-frequency modulation scheme», IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 51, No. 2, April 2004.
67. P. Borne, J. Rozinoer, J. Y. Dieulot, «Introduction à la commande floue», Edition Technip, 1998.

68. C. Bernard, C. Sebrao, B. Laval, C. Vaudouer, « Panneau photovoltaïque et algorithme MPPT à base de logique floue », Rapport rédigé dans le cadre de l'UV BA04 – Energie renouvelables, 2009
69. L. VERONIQUE, «Réduction de la complexité des contrôleurs flous : application à la commande multi variable», Thèse de doctorat de l'institut national des sciences appliquées de Toulouse, 1997.
70. M. Hatti, «Contrôleur Flou pour la Poursuite du Point de Puissance Maximum d' un Système Photovoltaïque», JCGE08 Lyon, 2008.
71. Z. ZALILA, Cours et TD pour l' UV SY10, UTC, Automne 2009.
72. T. Ben miloud, «Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques», Thèse Doctorat en électrotechnique, 2012.
73. A. LAZIZI, «Modélisation, contrôle et gestion énergétique d'une installation de pompage solaire», Thèse Doctorat en Génie Électrique, 2019.
74. J. Leski, « Neuro-Fuzzy Systems (in Polish) ». WNT, Warsaw (2008)
75. 74. R. Czabanski, M. Jezewski, J. Leski, M. Jezewski, « Introduction to Fuzzy Systems », Chapter 2, In book: Theory and Applications of Ordered Fuzzy Numbers , pp.23-43, 2017
76. T. Bharathi, M. Madhan Kumar « A STUDY ON FUZZY LOGIC CONTROLLER ». International Journal of Engineering Science Invention Research & Development; Vol. 2 Iss. XII, 2016
77. H. Hellendoorn, D. Driankov, « Fuzzy Model Identification: Selected Approaches» , Springer,Berlin (1997)
78. A. Marszalek, T . Burczyński, « Modeling and forecasting financial time series with ordered fuzzy candlesticks ». Information Sciences, Vol.273, pp .144-155, 2014.
79. E. Czogala, J. Leski, « Fuzzy and Neuro-Fuzzy Intelligent Systems », Physica-Verlag, Springer Comp, Heidelberg (2000)
80. L. Rutkowski, « New Soft Computing Techniques for System Modeling, Pattern Classification and Image Processing », Physica-Verlag, Springer Comp, Heidelberg (2004)
81. L. Zadeh, « Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes », IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. Vol 3,no.1, pp.28–44 ,1973
82. L. Zadeh, « The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning »,Information Sciences, Vol.3, pp.199–249 ,1975.
83. D. Dubois, H. Prade, « What are fuzzy rules and how to use them», Fuzzy Sets and Systems. Vol. 84, Iss.2,pp.169–185, 1996.

84. J. Fodor, « On fuzzy implication operators », Fuzzy sets and systems, Vol. 42, Iss. 3, pp. 293-300, 1991.
85. D. Rutkowska, « Neuro-Fuzzy Architectures and Hybrid Learning », Physica-Verlag, Springer Comp., Heidelberg (2002)
86. L.X.Wang, « A Course in Fuzzy Systems and Control », Prentice-Hall, Upper Saddle River 1997
87. E. Czogala, J. Leski, « On equivalence of approximate reasoning results using different interpretations of fuzzy if-then rules », Fuzzy Sets and Systems, Vol. 117, Iss. 2, pp. 279-296, 2001.
88. J. Fodor, M. Roubens, « Fuzzy Preference Modelling and Multicriteria Decision Support ». Kluwer Academic, Dordrecht (1994)
89. R. Yager, D. Filev, « Essentials of Fuzzy Modeling and Control ». Wiley, New York (1994)
90. D. Dubois, H. Prade, « Fuzzy sets in approximate reasoning - part 1: inference with possibility distributions ». Fuzzy Sets and Systems, Vol.40, Iss.1, pp.143-202,1991.
91. W.T. Dobrosielski, J. Szczepanski, H. Zarzycki, « A Proposal for a Method of Defuzzification Based on the Golden Ratio—GR ». Springer International Publishing, pp. 75–84, 2016.
92. W. Leekwijck, E. Kerre, « Defuzzification: criteria and classification », Fuzzy Sets and Systems, Vol.108, Iss. 2, pp 159-178,1999.
93. M. Sugeno, T. Yasukawa, « A fuzzy-logic-based approach to qualitative modeling », IEEE transactions on fuzzy systems. Vol.1, pp.7–31, 1993.
94. T.Takagi, M. Sugeno, « Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control », IEEE Transactions on Systems. Man and Cybernetics. Vol.5,No.1, pp. 116–132,1985
95. M. Sugeno, G.Kang, «Structure identification of fuzzy model ». Fuzzy Sets and Systems.Vol. 28, pp.15–33,1988
96. J. Leski, E. Czogala, «A new artificial neural network based fuzzy inference system with moving consequents in if-then rules and its applications », Fuzzy Sets and Systems. Vol.108,pp. 289–297, 1999
97. J. Leski, « ε -insensitive fuzzy c-regression models: introduction to ε -insensitive fuzzy modeling », IEEE Transactions on Systems. Man and Cybernetics. Part B Cybern.Vol. 34,No.1,pp.4–15,2004
98. R.Yager Ronald « An An approach to inference in approximate reasoning », International Journal of Man-Machine Studies, Vol. 13, Iss. 3,pp 323-338,1980.

99. J. Baldwin, « A new approach to approximate reasoning using a fuzzy logic», Fuzzy Sets and Systems. Vol.2, pp.309–325, 1979
100. J. Baldwin, N.Guild, « Feasible algorithms for approximate reasoning using fuzzy logic». Fuzzy Sets and Systems. Vol.3, pp. 225–251, 1980.
101. N. Karnik, J. Mendel, Q. Liang, « Type-2 fuzzy logic systems ». IEEE transactions on fuzzy systems, Vol. 7, NO. 6, pp.643-658, 1999
102. I. Burhan Türkşen, « Type I and type II fuzzy system modeling ». Fuzzy Sets and Systems, Vol. 106, Iss. 1, pp.11-34, 1999,
103. I. Türk, sen, «Four methods of approximate reasoning with interval-valued fuzzy sets ». International Jouroal of Approximate Reasoning 1989, Vol.3, pp. 121–142 ,1989;
104. Q. Liang, J. Mendel, « Interval type-2 fuzzy logic systems: theory and design ». IEEE transactions on fuzzy systems. Vol.8, No.5, pp. 535–550, 2000