

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES
Faculté de Génie Electrique
Département d'Electrotechnique

Thèse présentée par :

BENAISSA Mohammed Omar

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences

Spécialité : Electrotechnique

Option : Réseaux électriques

Intitulé de la thèse :

Contribution à l'étude du transfert d'énergie dans les systèmes photovoltaïques

Présentée devant le jury composé de :

Pr. BRAHAMI Mostefa	Professeur	Président	UDL-SBA
Pr. HADJERI Samir	Professeur	Directeur de thèse	UDL-SBA
Pr. ALLALI Ahmed	Professeur	Examineur	USTO-Oran
Dr. LAKDJA Fatiha	Maître de Conférences (A)	Examineur	UTM-Saida

Soutenue le : / /2018

Avant-propos

AVANT-PROPOS

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du laboratoire ICEPS (Intelligent Control and Electrical Power Systems), rattaché à la faculté de génie électrique de l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbés.

Mes remerciements vont tout premièrement à dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a donné durant toutes ces années d'études.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur **HADJERI Samir** (Directeur de thèse), Professeur à l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbés, pour la qualité du sujet de recherche qu'il m'a proposé, ses conseils, ses remarques toujours constructives, sa correction judicieuse, ainsi que ses qualités humaines et ses compétences qui m'ont permis de mener à bien ce travail malgré sa charge.

Je remercie très vivement Monsieur **BRAHAMI Mostefa** Professeur à l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbés, pour sa gentillesse sa disponibilité et sa rigueur scientifique, je suis très sensible à l'honneur qu'il me fit en acceptant de présider le jury.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements aux membres du jury examinateurs :

- Monsieur **ALLALI Ahmed**, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran.
- Madame **LAKDJA Fatiha**, Maître de Conférences « classe A » à l'Université Tahar Moulay de Saida.

Pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Je remercie **Mes Parents** pour tout ce qu'ils ont fait pour moi. Ils se sont beaucoup sacrifiés pour m'offrir toutes les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis. Ma reconnaissance envers eux est inexprimable.

Enfin, je remercie du plus profond de mon cœur, ma chère fiancée « **AHLEM** », qui a toujours su m'épauler, trouver les mots justes et me rassurer de manière exemplaire tout au long de ces travaux.

Merci aux **Lecteurs** de cette thèse.

Sommaire

SOMMAIRE

Introduction générale	1
------------------------------------	----------

Chapitre 1 :

ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES PHOTOVOLTAÏQUES

1.1. Introduction	5
1.2. Un peu d'histoire	6
1.3. Les enjeux de l'utilisation de l'énergie solaire.....	9
1.4. Etat de l'utilisation de l'énergie solaire.....	9
1.4.1. Dans le monde	9
1.4.2. En Algérie.....	10
1.5. La conversion Photovoltaïque.....	12
1.5.1. Principe de la conversion photoélectrique.....	12
1.5.2. Polarisation de la jonction PN	17
1.5.3. Jonction PN sous éclairement.....	17
1.6. Modélisation d'un générateur photovoltaïque.....	19
1.6.1. Modélisation électrique d'une cellule photovoltaïque.....	19
1.6.2. Paramètres de la cellule solaire.....	23
1.6.2.1. Courant de court-circuit	23
1.6.2.2. Tension de circuit ouvert	23
1.6.2.3. Facteur de suffisance.....	24
1.6.2.4. Rendement de la cellule	24
1.6.3. Modélisation d'un panneau photovoltaïque.....	24
1.6.3.1. Rendement d'un panneau PV	24
1.6.3.2. L'influence de l'éclairement sur le fonctionnement du panneau PV	26
1.6.3.3. L'influence de la température sur le fonctionnement du panneau PV	27
1.6.4. Générateur photovoltaïque.....	30
1.6.5. Protections classiques d'un GPV	31
1.7. Les différents types de systèmes photovoltaïques.....	33
1.7.1. Système PV autonome.....	33
1.7.2. Système PV connecté directement au réseau.....	34

1.8. Conclusion.....	34
----------------------	----

Chapitre 2 :

SYNTHESE DES DIFFERENTES MPPT RENCONTREES DANS LA LITTERATURE

2.1.Introduction	36
2.2.L'intelligence artificielle	37
2.3.Les réseaux hybrides neuro-flous.....	37
2.3.1.Définition du système neuro-flou	37
2.3.2.Modèles d'hybridation neuro-flou.....	38
2.3.2.1.Systèmes neuro-flous concurrents	38
2.3.2.2.Réseaux neuronaux-flous.....	39
2.3.2.3.Systèmes neuro-flous en coopération	39
2.3.2.4.Systèmes neuro-flous hybrides	39
2.3.3.Les modèles neuro-flous hybrides	40
2.3.3.1.Les modèles de réseaux neutron-flous à apprentissage supervisé	40
2.3.3.2.Les modèles de réseaux neuro-flous à apprentissage par renforcement	45
2.4.Connexion directe générateur photovoltaïque-charge.....	46
2.5.Connexion indirecte GPV-charge par le biais d'un étage d'adaptation:	47
2.6.Etages d'adaptations.....	49
2.6.1.Convertisseur Boost.....	49
2.6.2.Convertisseur Buck.....	52
2.6.3.Convertisseur Buck-Boost	53
2.6.4.Convertisseur Cuk	54
2.6.5.Convertisseur Sepic	55
2.6.6.Récapitulatif d'analyse et choix du convertisseur	57
2.7.Bilan sur les différents types d'algorithmes MPPT existants dans la littérature.....	58
2.8.Etat de l'art sur les techniques MPPT dans les applications photovoltaïques.....	59
2.9.Conclusion.....	63

Chapitre 3 :

LES SYSTEMES PHOTOVOLTAÏQUES AUTONOMES: APPLICATION EN SITE ISOLE

3.1. Introduction	64
3.2. Modélisation du moteur asynchrone	65
3.2.1. Hypothèses simplificatrices	65
3.2.2. Mise en équations	65
3.2.3. Equations magnétiques	66
3.2.4. Transformation de Park	68
3.3. Modèle de la machine.....	69
3.3.1. Equations électriques	69
3.3.2. Equations magnétiques	70
3.3.3. Expression sous forme d'état	70
3.4. Modélisation de l'onduleur	73
3.4.1. La technique de modulation (STPWM).....	74
3.4.2. La technique de modulation vectorielle (SVPWM)	75
3.4.2.1. Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence) :.....	76
3.4.2.2. Détermination des périodes T1 et T2.....	79
3.5. Modélisation de la pompe centrifuge	79
3.6. Dimensionnement et simulation d'un PV système alimentant un moteur de 6 MW dédié aux applications de pompage	81
3.6.1. Problématique	81
3.6.2. Solution du problème :	82
3.6.3. Estimation de la puissance requise par la charge l'ensemble (moteur-comp).....	82
3.6.4. Dimensionnement du générateur photovoltaïque	83
3.6.5. Description du système.....	86
3.6.6. Résultats de simulation et discussions.....	86
3.7. Commande vectorielle classique	89
3.7.1. Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande.....	90
3.7.2. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique	92
3.7.3. Commande vectorielle directe	94
3.7.4. Estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté	94

3.8. Etude par simulation d'un système photovoltaïque alimentant une machine asynchrone à base des régulateurs flous.....	95
3.8.1. Description du système.....	98
3.8.2. Résultats de simulation et discussions.....	98
3.9. Conclusion.....	101

Chapitre 4 : LES SYSTEMES FACTS

4.1.Introduction	102
4.2.Définition des FACTS.....	102
4.3.Bénéfices offerts par la technologie FACTS.....	103
4.4.Classification des dispositifs FACTS.....	103
4.4.1.Dispositifs FACTS Shunts.....	104
4.4.1.1.Dispositifs shunts à base de thyristor.....	104
4.4.1.2.Dispositifs shunts à base de GTO thyristors	106
4.4.2.Dispositifs séries.....	109
4.4.2.1.Dispositifs séries à base de thyristor	109
4.4.2.2.Dispositifs séries à base de GTO thyristors	111
4.4.3.Dispositifs hybrides série - parallèle.....	112
4.4.3.1.Dispositifs hybrides à base de thyristors.....	112
4.4.3.2.Dispositifs hybrides à base de GTO thyristors	113
4.5.Synthèse dans le choix des FACTS.....	115
4.6.Coût des dispositifs FACTS	117
4.7.Conclusion.....	117

Chapitre 5 : LES SYSTEMES PV-STATCOM RACCORDES AU RESEAU

5.1. Introduction	119
5.2. Les systèmes photovoltaïques raccordés aux réseaux.....	120
5.3. Développement de la commande PV-STATCOM.....	120
5.4. Les modes de fonctionnement d'un STATCOM	123
5.4.1. Le mode inductif d'un STATCOM.....	123
5.4.2. Le mode capacitif d'un STATCOM.....	124
5.4.3. Le mode d'équilibre d'un STATCOM.....	124

5.5. Modélisation du STATCOM.....	124
5.5.1. La structure du STATCOM.....	125
5.5.2. Mise en équation du système	125
5.5.3. Modèle topologique.....	126
5.5.4. Modèle topologique du STATCOM dans le repère (d, q).....	130
5.5.4.1. Description et relations fondamentales du repère (d, q).....	131
5.5.4.2. Application au STATCOM	132
5.6. La compensation de la puissance réactive.....	134
5.7. Impact d'un compensateur PV-STATCOM sur un réseau test IEEE-14 nœuds.....	134
5.7.1. Description du système	134
5.7.2. Le système photovoltaïque.....	135
5.7.3. La stratégie de contrôle du MPPT à base d'ANFIS	137
5.7.4. Résultats de simulation et discussions.....	138
5.8. Conclusion.....	141
Conclusion générale	142
Annexe A	144
Annexe B : La logique floue	147
B.1. Principe et définition	147
B.2. Théorie des sous-ensembles flous et logique floue	147
B.2.1. Théorie des sous-ensembles flous.....	147
B.2.2. Variable linguistique	148
B.2.3. Opérations sur les ensembles flous	149
B.2.3.1. Union (disjonction)	149
B.2.3.2. Intersection (conjonction)	149
B.2.3.3. Complémentation	149
B.2.3.4. Produit cartésien.....	150
B.2.3.5. Egalité.....	150
B.2.3.6. Inclusion	150
B.2.3.7. Relation floue	150
B.2.4. Fonction d'appartenance	150
B.2.5. Propositions floues.....	151
B.2.5.1. Proposition floues élémentaires	151

B.2.5.2. Proposition floues générales	152
B.2.6. Raisonnement en logique floue.....	152
B.2.6.1. Implication floue	152
B.2.6.2. Inférence floue.....	153
B.2.6.3. Agrégation des règles	155
Annexe C	156
Références bibliographiques	157

Liste des Figures

LISTE DES FIGURES

Chapitre 1 :

Figure 1.1. Incendie de la flotte romaine lors du siège de Syracuse en -212.	6
Figure 1.2. Le concentrateur à lentilles de Lavoisier (1774).	7
Figure 1.3. Variation globale de l'ensoleillement dans le monde en kWh/m ²	10
Figure 1.4. Irradiation globale journalière reçue sur plan horizontal aux mois de Juillet et Décembre.....	11
Figure 1.5. Normes de mesures du spectre d'énergie lumineuse émis par le soleil, notion de la convention AM.	13
Figure 1.6. Spectres Solaires relevés dans plusieurs conditions selon la convention AM.....	13
Figure 1.7. Schéma de principe de la conversion photoélectrique.	14
Figure 1.8. Caractéristiques I(V) d'une cellule photovoltaïque soumise à différents éclairagements.....	16
Figure 1.9. Caractéristique d'une jonction PN polarisée.	17
Figure 1.10. Caractéristique d'une jonction PN sous éclairement.	18
Figure 1.11. Caractéristique d'une cellule photovoltaïque idéale.....	18
Figure 1.12. Modèle simplifié d'une cellule PV.	19
Figure 1.13. Modèle à une diode d'une cellule PV.....	20
Figure 1.14. Modèle à deux diodes d'une cellule PV.	21
Figure 1.15. Caractéristique courant-tension (I-V) d'une cellule solaire.....	22
Figure 1.16. Modèle du générateur PV.	25
Figure 1.17. Effet de l'éclairement sur la caractéristique I-V et P-V.....	26
Figure 1.18. Effet de la température sur la caractéristique I-V et P-V.....	28
Figure 1.19. Caractéristiques I=f (V) des modules en série aux conditions standards.....	29
Figure 1.20. Caractéristiques I=f (V) de différents modules parallèles pour des cellules à une température et un ensoleillement constant.	29
Figure 1.21. Champ photovoltaïque	30
Figure 1.22. Influence simultanée de G et T sur les caractéristiques de la cellule PV : (a). Caractéristiques courant-tension, (b). Caractéristiques puissance-tension.	31
Figure 1.23. Exemples d'association sécurisée de deux modules PV commerciaux en parallèles avec leurs diodes de protections.	32
Figure 1.24. Effet de la diode by-pass sur la caractéristique d'un GPV.	32
Figure 1.25. Installation photovoltaïque autonome.....	33

Figure 1.26. Installation photovoltaïque couplée au réseau	34
--	----

Chapitre 2 :

Figure 2.1. Réseau neuro-flou réalisé en parallèle	38
Figure 2.2. Réseau neuro-flou réalisé en série.	39
Figure 2.3. Réseau neuro-flou hybride.....	40
Figure 2.4. Fuzzification avec la fonction de Gauss.	41
Figure 2.5. Model ANFIS.	42
Figure 2.6. Fonction Gaussienne.....	42
Figure 2.7. Le modèle NEFCON.	45
Figure 2.8. Connexion directe GPV-Charge par le biais d'une diode anti-retour.....	47
Figure 2.9. Points de fonctionnement d'un GPV en connexion directe pour différentes charges DC.....	47
Figure 2.10. Principe de l'adaptation d'impédance par MPPT	48
Figure 2.11. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost.	49
Figure 2.12. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé.....	50
Figure 2.13. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert.....	50
Figure 2.14. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck.	52
Figure 2.15. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-Boost.	54
Figure 2.16. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Cuk.....	54
Figure 2.17. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Sepic.....	56
Figure 2.18. Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique des convertisseurs	57
Figure 2.19. Evolution du gain en tension en tenant compte des éléments parasites des convertisseurs.....	57
Figure 2.20. Classification des différentes méthodes de poursuite du PPM.	59

Chapitre 3 :

Figure 3.1. Modèle généralisé de la machine asynchrone triphasée.	65
Figure 3.2. Passage du repère triphasé au repère biphasé.	68
Figure 3.3. Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale.	74
Figure 3.4. Définition du vecteur	75
Figure 3.5. Décomposition d'un vecteur de tension de référence V_{ref}	78
Figure 3.6. Coupe de la construction de base d'une pompe centrifuge	80
Figure 3.7. Caractéristiques I-V et P-V d'un seul module à 25°C et un éclairement variable	85

Figure 3.8. Champ PV type: Suntech STP270S-24_vb, composé de 108 panneaux en série, et 225 panneaux en parallèle.	85
Figure 3.9. Schéma synoptique du système de compression envisagé.	86
Figure 3.10. Le model de simulation global.....	87
Figure 3.11. Profile de l'éclairement (W/m^2).....	88
Figure 3.12. La tension de sortie du convertisseur Boost (Volt).....	88
Figure 3.13. La puissance électrique absorbée par le groupe moteur-compresseur (Watt)	88
Figure 3.14. La vitesse rotorique (rad/sec).....	88
Figure 3.15. La tension de sortie de l'onduleur (Volt).....	89
Figure 3.16. Le courant absorbé par la charge (A).....	89
Figure 3.17. Le spectre d'harmonique du courant statorique avec THD	89
Figure 3.18. Position du système d'axes (d, q).	91
Figure 3.19. Bloc de régulateur de vitesse par la méthode directe.....	95
Figure 3.20. Structure de base de la commande floue	96
Figure 3.21. Degrés d'appartenances	97
Figure 3.22. Surface floue	97
Figure 3.23. Schéma synoptique du système PV alimentant un moteur asynchrone	98
Figure 3.24. Le model de simulation globale.....	99
Figure 3.25. La tension de sortie du Boost(V)	99
Figure 3.26. La vitesse du rotor (rad/sec).....	99
Figure 3.27. Rotor Flux , (Weber).....	100
Figure 3.28. Le couple électromagnétique (N.m)	100
Figure 3.29. Les performances de la commande FOC : (a) Les courants statoriques suivant les axes dq,(b) Le spectre d'harmonique du courant statorique avec THD.	100

Chapitre 4 :

Figure 4.1. Modèle du SVC	105
Figure 4.2. Caractéristiques d'un SVC.....	105
Figure 4.3. Schéma de base du STATCOM.....	107
Figure 4.4. Présentation d'un STATCOM.	107
Figure 4.5. Diagramme Vectorielle du STATCOM.....	108
Figure 4.6. Caractéristique Statique du STATCOM.	108
Figure 4.7. Structure du : (a) TCSC, et (b) TSSC	109
Figure 4.8. Réactance équivalente	110

Figure 4.9. Structure du TCSR.....	110
Figure 4.10. Schéma de base du SSSC.....	111
Figure 4.11. Caractéristique statique du SSSC.	111
Figure 4.12. Schéma du TCPAR.	112
Figure 4.13. Diagramme vectoriel du TCPAR.....	113
Figure 4.14. Schéma de base de l'IPFC.	113
Figure 4.15. Schéma de base de l'UPFC.....	114
Figure 4.16. L'influence de différents systèmes FACTS sur la puissance active	115
Figure 4.17. Paramètres contrôlés par les différents dispositifs FACTS	116

Chapitre 5 :

Figure 5.1. Schéma de principe d'une installation photovoltaïque raccordée au réseau électrique	120
Figure 5.2. Commande en cascade du système PV-STATCOM.	121
Figure 5.3. Le schéma fonctionnel de la boucle externe de la tension.....	121
Figure 5.4. Le schéma fonctionnel de la boucle interne du courant.....	122
Figure 5.5. Le mode inductif d'un STATCOM.	123
Figure 5.6. Le mode capacitif d'un STATCOM.	124
Figure 5.7. Schéma de l'onduleur étudié.....	125
Figure 5.8. Tension de réseau et la fonction de commutation	127
Figure 5.9. Formes d'onde de u_1 , u_2 , V_{12} et V_1	128
Figure 5.10. Position des interrupteurs pour l'état 1.....	129
Figure 5.11. Représentation du repère (d, q).....	131
Figure 5.12. Diagramme schématique monophasé du PV-STATCOM connecté au réseau test IEEE-14 bus.....	135
Figure 5.13. Caractéristiques I-V et P-V d'un seul module à 25 °C et un éclairement variable.	136
Figure 5.14. Array type: Sun Power SPR-315E-WHT-D, 5 modules en série, 64 chaînes en parallèles.....	136
Figure 5.15. Structure de la commande MPPT à base d'ANFIS.	137
Figure 5.16. Les fonctions d'appartenances des entrées de la méthode ANFIS :	137
Figure 5.17. Surface entre deux entrées et une sortie.....	138
Figure 5.18. Les variations de la température et de l'irradiation pendant les simulations.	138
Figure 5.19. Les tensions 3-phases AC du réseau au niveau du PCC sans compensation.....	138

Figure 5.20. Les tensions 3-phases AC du réseau au niveau du PCC avec une compensation PV-STATCOM.....	138
Figure 5.21. Courant réactif (pu).....	138
Figure 5.22. Puissance réactive totale injectée.....	139
Figure 5.23. Index de modulation du VSC.....	139
Figure 5.24. Puissance active totale injectée.....	139
Figure 5.25. Rapport cyclique de l'hacheur (Boost).	139
Figure 5.26. Tension de sortie DC de l'hacheur (Boost).....	139
Figure 5.27. Courant actif (pu).....	139

Annexe A :

Figure A.1. Provenance et utilisation actuelle du gaz R200.	144
Figure A.2. Photo réelle du moteur asynchrone de 6MW adopté (Constructeur JOUMONT SCHNEIDER / type TPCB 900Z4).	144
Figure A.3. Coefficient de correction de latitude et température.....	146

Annexe B :

Figure B.1. Exemple de fonction d'appartenance : (a). Logique classique, (b). Logique Floue.	148
Figure B.2. Formes usuelles des fonctions d'appartenance.	151

Liste des Tableaux

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre 1 :

Tableau 1.1. Potentiel solaire en Algérie	11
---	----

Chapitre 2 :

Tableau 2.1. Récapitulatif des caractéristiques des convertisseurs continu-continu.....	58
---	----

Chapitre 3 :

Tableau 3.1. Table de vérité d'un onduleur triphasé.....	76
Tableau 3.2. Vecteurs d'états pour les différents secteurs.	79
Tableau 3.3. Caractéristiques du module Suntech STP270S-24_vb.....	85
Tableau 3.4. Table de vérité pour une commande par logique floue	96

Chapitre 4 :

Tableau 4.1. Bénéfices techniques des dispositifs FACTS	116
---	-----

Chapitre 5 :

Tableau 5.1. Table des valeurs du vecteur de commutation.	129
Tableau 5.2. Caractéristiques du module SunPower SPR-315E-WHT-D.	136

Annexe A :

Tableau A.1. Les paramètres du moteur asynchrone de 6 MW.	145
Tableau A.2. Paramètres de la pompe centrifuge.....	145
Tableau A.3. Les paramètres du moteur asynchrone de 1.5 KW.....	146

Annexe B :

Tableau B.1. Conditions d'utilisation de Modus Ponens généralisé.....	153
Tableau B.2. Les règles sous forme symbolique.....	154

Acronymes
&
Symboles

ACRONYMES

AC:	Alternating Current
AM:	Air Mass
ANFIS:	Adaptive Network Fuzzy Inference System
ANN:	Artificial Neural Network
ARIC:	Approximation Reasoning-based Intelligent Control
DC:	Direct Current
FACTS:	Flexible Alternating Current Transmission Systems
FLC:	Fuzzy Logic Controller
FRN:	Fuzzy Rule Net
GPV:	Générateur Photovoltaïque
GTO:	Gate Turn-Off Thyristor
IGBT:	Insulated Gate Bipolar Transistor
IPFC:	Interline Power Flow Controller
I-V:	Courant-Tension
LTC:	Load Tap Changer
MAS:	Machine Asynchrone
MLI :	Modulation de Largeurs d'Impulsions
MOSFET:	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPPT:	Maximum Power Point Tracking
NEFCON:	Neuro-Fuzzy Controller
NEFCLASS:	Neuro-Fuzzy Classification
NEFPROX:	Neuro-Fuzzy Function Proximity
NNDFR:	Neuronal Network Driven Fuzzy Reasoning
PCC:	Point of Common Coupling
PI:	Régulateur Proportionnel Intégral
PLL:	Phase Locked Loop
P&O:	Perturb and Observe
PPM:	Point de Puissance Maximal
PV :	Photovoltaïque
P-V:	Puissance-Tension

PWM:	P ulse W idth M odulation
SSSC:	Static Synchronous Serie C ompensator
STATCOM:	S tatic Synchronous C ompensator
STC:	Standard T est C ondition
SVC:	Static Var C ompensator
TCPAR:	Thyristor C ontrolled P hase A ngle R egulator
TCR:	Thyristor C ontrolled R eactor
TCSR:	Thyristor C ontrolled S eries R eactor
TSC:	Thyristor S witched C apacitor
TSSR:	Thyristor S witched S eries R eactor
UPFC:	U nified P ower F low C ontroller
VSC:	V oltage S ource C onverter

SYMBOLES

✓ Symboles spécifiques au système photovoltaïque:

h :	La constante de Planck
c :	La vitesse de la lumière
λ :	La longueur d'onde
I_d :	Courant direct traversant une jonction PN
I_{sat} :	Courant de saturation
T :	Température de jonction
T_0 :	Température de référence, égale à 298
A :	Facteur d'idéalité de la diode
q :	Charge élémentaire de l'électron, égale à $1,602.10^{-19}$
K :	Constante de Boltzmann, égale à $1,381.10^{-23}$
G :	Eclairement
V_{PV} :	Tension aux bornes du générateur photovoltaïque
I_{PV} :	Courant délivré par le générateur photovoltaïque
I_{ph} :	Photo-courant pour un éclairement donné
I_{ph0} :	Photo- Courant généré par la diode à 25 °C

I_s :	Courant de saturation de la diode dépendant de la température
I_{s0} :	Courant de saturation de la diode à 25 °C
R_s :	Résistance série d'un générateur photovoltaïque
R_{sh} :	Résistance shunt d'un générateur photovoltaïque
E_g :	Energie de gap du semi-conducteur
N_s :	Nombre de cellules photovoltaïque en série
N_p :	Nombre de cellules photovoltaïque en parallèle
V_{co} :	Tension du circuit ouvert d'une cellule photovoltaïque
V_{sco} :	Tension de l'assemblage de n_s cellule en série
V_{pco} :	Tension de l'assemblage de n_p cellule en parallèle
I_{cc} :	Courant de court-circuit d'une cellule
I_{scc} :	Courant de court-circuit du regroupement de n_s cellule en série
I_{pcc} :	Courant de court-circuit du regroupement de n_p cellule en parallèle
FF :	Facteur de suffisance de la cellule solaire
A :	Surface Active du panneau
V_{mpp} :	Tension au point maximum de puissance
I_{mpp} :	Courant au point maximum de puissance
P_{mpp} :	Puissance au point maximum de puissance
$\eta_{cellule}$:	Rendement de la cellule
η_{diode} :	Rendement de la diode
η_{mppt} :	Rendement de la commande MPPT
V_{opt} :	Tension optimale d'un générateur photovoltaïque
I_{opt} :	Courant optimal d'un générateur photovoltaïque
R_{opt} :	Resistance optimale d'un générateur photovoltaïque
P_{opt} :	Puissance optimale d'un générateur photovoltaïque
$P_{PVG,MAX}$:	Puissance maximale délivré par le générateur photovoltaïque
$P_{Module,PV}$:	Puissance maximale délivré par un seul module photovoltaïque

✓ **Symboles spécifiques à la chaîne de conversion :**

L, C_1, C_2 :	Inductance, condensateur d'entrée, condensateur de sortie
ΔV_s :	L'ondulation de la tension de sortie
ΔI_L :	L'ondulation du courant dans l'inductance
f :	Fréquence de découpage
T_d :	Période de découpage
α :	Rapport cyclique
m :	Indice de modulation
r :	Taux de modulation
f_p :	Fréquence de la porteuse
f_{ref} :	Fréquence de la référence
η_{CONV} :	Rendement du convertisseur DC/DC (Boost)
η_{INV} :	Rendement de l'onduleur
η_{MPPT} :	Rendement de l'algorithme MPPT
U_{refm} :	Amplitude de la tension de référence
U_{pm} :	Valeur crête de la porteuse
T_0 :	Temps alloué aux deux vecteurs $\vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$
T_k :	Intervalle de temps alloué au vecteur $\vec{V}_k$
T_{k+1} :	Intervalle de temps alloué au vecteur $\vec{V}_{k+1}$
T_e :	Période d'échantillonnage

✓ **Paramètres de modélisation de la MAS :**

R_s :	La résistance d'une phase statorique
R_r :	La résistance d'une phase rotorique
L_s :	Inductance cyclique statorique par phase
L_r :	Inductance cyclique rotorique par phase
M_s :	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
M_r :	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques

σ : Coefficient de dispersion

p : Nombre de paires de pôles

j : Moment d'Inertie

f_r : Coefficient de frottement visqueux

C_e : Couple électromagnétique

C_r : Couple de charge

T_s : Constante de temps statorique

T_r : Constante de temps rotorique

✓ **Grandeurs mécaniques :**

ω : Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation

ω_n : Pulsation électrique correspondante à la vitesse nominale de rotation

ω_s : Pulsation électrique des grandeurs statoriques

ω_{gl} : Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (Pulsation de glissement)

g : Glissement de la vitesse de rotation

Ω : Vitesse mécanique de rotation, $\Omega = \frac{\omega}{p}$

✓ **Grandeurs électriques au stator :**

$V_{s,a,b,c}$: Tension statoriques triphasées

$V_{s,\alpha,\beta}$: Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β)

$V_{s,d,q}$: Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q)

$I_{s,a,b,c}$: Courants statoriques triphasés

$I_{s,\alpha,\beta}$: Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère (α, β)

$I_{s,d,q}$: Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère (d, q)

✓ **Grandeurs électriques au rotor :**

$V_{r,a,b,c}$: Tension rotoriques triphasées

$V_{r,\alpha,\beta}$: Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β)

$V_{r,d,q}$: Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q)

$I_{r,a,b,c}$: Courants rotoriques triphasées

$I_{r,\alpha,\beta}$: Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β)

$I_{r,d,q}$: Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère (d, q)

✓ **Grandeurs magnétiques au stator :**

$\Phi_{s,a,b,c}$: Les flux totaux à travers ces enroulements statoriques

$\Phi_{s,\alpha,\beta}$: Les flux totaux statoriques diphasé dans le repère (α, β)

$\Phi_{s,d,q}$: Les flux totaux statoriques diphasé dans le repère (d, q)

✓ **Grandeurs magnétiques au rotor :**

$\Phi_{r,a,b,c}$: Les flux totaux à travers ces enroulements rotoriques

$\Phi_{r,\alpha,\beta}$: Les flux totaux rotoriques diphasé dans le repère (α, β) ,

$\Phi_{r,d,q}$: Les flux totaux rotoriques diphasé dans le repère (d, q)

✓ **Paramètres de modélisation de la Pompe centrifuge :**

F : Force sur l'élément fluide à la périphérie de la roue à aubes

M : Masse du fluide

v : Vitesse périphérique de la roue à aubes

r : Rayon de la roue à aubes

Q : Débit de la pompe

P_H : Puissance hydraulique

H : Hauteur

η_p : Rendement de la pompe

ρ : Masse volumique

C_H : Couple exercé par la pompe

k : Facteur de proportionnalité

C_0 : Couple statique (résistant)

Ω : Vitesse de rotation

✓ **Transformation** :

S : Opérateur de Laplace,

$[P]$: Matrice de transformation directe de Park,

$[P]^{-1}$: Matrice de transformation inverse de Park.

✓ **Repères** :

(s_a, s_b, s_c) : Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statorique

(r_a, r_b, r_c) : Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques

(d, q) : Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)

(α, β) : Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator)

$\theta(rad)$: Position angulaire du rotor par rapport au stator

$\theta_s(rad)$: Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d)

$\theta_r(rad)$: Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d)

✓ **Autres Symboles** :

t : Temps

x : Entrée d'un réseau de neurones

$x(t)$: Vecteur d'état

$x_d(t)$: Etat désirée

y : Sortie d'un réseau de neurones ou d'une fonction

w_{ij} : Poids de connexion d'un réseau de neurones

b_i : Le seuil interne du neurone

σ : Largeur d'une fonction Gaussienne

$u(t)$: Vecteur des entrées commandables

e : Erreur de suivi

μ : Degrés d'appartenance d'une variable floue

α : L'angle de retard à l'amorçage des thyristors

P : Puissance Active

Q : Puissance réactive

Liste des Publications

Les travaux de recherche consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications internationales :

Communications Internationales

[1] **M. O. Benaissa**, S. Hadjeri, S.A. Zidi

« Modeling and Simulation of Grid Connected PV Generation System Using Matlab/Simulink », The First International Conference on Solar Energy and Materials (ICSEMA'2016), 21-23 March 2016, Marrakech, Morocco.

[2] Ml. Chergui, **M. O. Benaissa**

« Strategy Photovoltaic Pumping System in Scattered Area », 4th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA'2015), 22-25 November 2015, Palermo, Italy.

[3] **M. O. Benaissa**, S. Hadjeri, S.A. Zidi

« Impact of PSS and SVC on Power System Transient Stability », International Conference On Modelling, Identification Control (ICMIC'2016), 15-17 November 2016, Medea and Algiers, Algeria.

[4] **M. O. Benaissa**, S. Hadjeri, S.A. Zidi

« Sizing Modeling and Simulation of PV Generation System Feeding a 6 MW Induction Motor by SVM 3-phase SVI in Sahara of Algeria », International Conference on Progress in Applied Science (ICPAS'2017), 04-06 January 2017, Istanbul, Turkey.

[5] **M. O. Benaissa**, S. Hadjeri, S.A. Zidi

« High Performance Fuzzy Logic Control of Induction Motor Drives Powered by Photovoltaic Panel Using Fuzzy MPPT Controller », International Conference on Progress in Applied Science (ICPAS'2017), 04-06 January 2017, Istanbul, Turkey.

[6] **M. O. Benaissa**, S. Hadjeri, S.A. Zidi, Y. I. Djilani Kobibi

« A Comparative Investigation of maximum Power Point Tracking Techniques for Grid Connected PV System under Various weather Conditions », 5th International Conference on Electrical Engineering – Boumerdes (ICEE-B), 29-31 October 2017, Boumerdes, Algeria.

[7] Y. I. Djilani.Kobibi, S. Hadjeri, S.A. Zidi, **M. O. Benaissa**

« Continuation Power Flow Analysis of the Power Systems Including the UPFC for Voltage Stability Improvement », 5th International Conference on Electrical Engineering–Boumerdes (ICEE-B), 29-31 October 2017, Boumerdes, Algeria.

Publications Internationales

1. M. O. Benaissa, S. Hadjeri, S.A. Zidi

« Modeling and Simulation of Grid Connected PV Generation System Using Matlab/Simulink », International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), ISSN 2088-8694, Vol. 8, No. 1, pp. 392-401, March 2017.

2. M. O. Benaissa, S. Hadjeri, S.A. Zidi

« Impact of PSS and SVC on the Power System Transient Stability », Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal (ASTESJ), ISSN 2415-6698, Vol. 2, No. 3, pp. 562-568, June 2017.

3. M. O. Benaissa, S. Hadjeri, S.A. Zidi

« Sizing Modeling and Simulation of PV Generation System Feeding a 6 MW Induction Motor Dedicated to Pumping Applications », Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies (LEJPT), ISSN 1583-1078, Vol. 30, No. 1, pp.161-176, June 2017.

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Problématique :

La consommation mondiale d'énergie ne cesse de croître, posant des questions cruciales sur le problème du réchauffement climatique, dû au gaz à effet de serre, et sur l'épuisement prochain des ressources fossiles. Suite à cette prise de conscience, un développement économique respectueux de l'environnement s'avère absolument nécessaire.

Un recours systématique aux carburants fossiles, tels que le pétrole, le charbon et le gaz naturel pour les plus répandus, permet d'avoir des coûts de production faibles mais conduit à un dégagement massif de gaz polluant. Ainsi, la production électrique à partir de combustibles fossiles est à l'origine de 40 % des émissions mondiales de CO₂ [1, 2].

Souvent, la révolution des énergies renouvelables est avancée comme un dénouement à tous nos problèmes de production d'énergie électrique. Mais il serait plus raisonnable de voir ces nouvelles solutions techniques comme un simple frein au réchauffement climatique à condition que notre consommation énergétique ne continue pas d'augmenter exponentiellement. D'abord les énergies renouvelables se définissent comme étant des sources d'énergies dont le renouvellement naturel est assez rapide pour qu'elles puissent être considérées comme inépuisables à l'échelle du temps humain. Elles proviennent de phénomènes naturels cycliques ou constants induits par les astres (soleil surtout pour la chaleur et la lumière), mais aussi la lune (marée) et la terre (géothermie). Sa renouvelabilité dépend d'une part de la vitesse à laquelle la source est consommée, et d'autre part de la vitesse à laquelle elle se régénère.

Pendant la plus grande partie de son histoire, l'humanité n'a disposé que d'énergies renouvelables pour couvrir ses besoins énergétiques. Jusqu'au moyen âge les seules énergies disponibles étaient la force musculaire humaine et l'énergie de la biomasse utilisable grâce au feu, mais de nombreux progrès ont permis d'utiliser ces énergies avec une efficacité grandissante (inventions d'outils de plus en plus performants), le progrès le plus significatif a été l'invention de la traction animale.

Selon les prévisions 2013 de l'agence internationale de l'énergie, la production d'électricité d'origine renouvelable devait atteindre 24 % de la production électrique en 2020 contre 20 % en 2011, dépasser en 2018 la part du gaz naturel et produire deux fois plus d'électricité que le nucléaire. Dans la production totale d'énergie, les renouvelables devaient

passer de 13 % en 2011 à 14 % en 2020. Mais dans le monde, le charbon restera dominant. L'agence internationale d'énergie présentait un scénario "New Policies" évaluant l'effet que pourraient avoir des politiques plus déterminées de lutte contre le réchauffement climatique : la part des renouvelables atteindrait 15 % en 2020 et 18 % en 2035 dans l'énergie primaire, 26 % en 2020 et 31 % en 2035 dans la production d'électricité.

Presque toutes les énergies renouvelables sont des dérivées de l'énergie solaire, le vent, le rayonnement solaire, la force de l'eau sont des produits directs ou indirects de l'activité solaire, seule la géothermie échappe à cet inventaire. Le soleil envoie chaque année à la surface de la terre à peu près 10 000 fois plus d'énergie que la planète en consomme. Il est donc légitime d'essayer d'en tirer profit [3]. Dans ce scénario, les énergies renouvelables participent pour près de la moitié à l'augmentation de la production électrique mondiale jusqu'en 2035 et les sources intermittentes, à savoir le solaire photovoltaïque et l'éolien, comptent pour 45% de la croissance des énergies renouvelables [4].

Revenant à l'énergie solaire qui est notre sujet de base en effet, Le rayonnement solaire constitue la ressource énergétique la mieux partagée sur la terre et la plus abondante. La quantité d'énergie libérée par le soleil (captée par la planète terre) pendant une heure pourrait suffire à couvrir les besoins énergétiques mondiaux pendant un an [5]. Dans le temps présent, cette utilisation doit être encouragée par des mesures appropriées et une politique énergétique des états. Dans les pays industrialisés, les lois sur les énergies renouvelables ont permis de booster fortement le marché du photovoltaïque. L'Algérie, pays du soleil et de l'espace, peut s'inspirer de ces programmes pour une exploitation à grande échelle de l'énergie solaire. Elle a les moyens humains et financiers à la mesure de ces programmes. L'enjeu est grand, et vital. L'Algérie est dans le monde l'un des pays de fort potentiel d'exportation de l'énergie électrique solaire. Le gisement solaire en Algérie est le plus important au niveau mondial, surtout dans le grand sud où toutes les applications solaires peuvent voir le jour. C'est pour cela que l'Algérie amorce une dynamique d'énergie verte en lançant un programme ambitieux de développement des énergies renouvelables.

Le champ d'utilisation des systèmes photovoltaïques est large avec beaucoup de configurations autonomes et reliées au réseau de distribution. Les applications de l'énergie solaire incluent le pompage d'eau, réfrigération, climatisation, sources lumineuses, véhicules électriques, centrales photovoltaïques, utilisation militaire, domaine spatial, et dans les systèmes hybrides [6].

Dans ce contexte plusieurs critères d'optimisation de l'efficacité des systèmes photovoltaïques ainsi que des techniques ont été appliquées afin d'avoir une bonne adaptation

et un rendement élevé. Parmi ces techniques, on trouve la technique de “Poursuite de Point de Puissance Maximale” où “Maximum Power Point Tracker (MPPT)” [7- 9].

❖ Structure de la thèse

De ce fait, la présente thèse est subdivisée en cinq chapitres dont le contenu est succinctement résumé ci-dessous.

Le premier chapitre, est consacré à l'étude bibliographique pour donner l'état de l'art dans le domaine envisagé, d'abord une attention toute particulière est accordée au Sahara Algérien en termes de potentiel solaire devant permettre de capturer assez d'énergie solaire afin de répondre aux besoins énergétiques de son développement durable à l'agriculture et la repopulation du Sahara outre l'exportation vers l'Europe en utilisant des systèmes solaires à grande échelle. Dans un second temps on passera en revue le modèle mathématique d'un module photovoltaïque permettant de déterminer la caractéristique tension courant ainsi que son principe de fonctionnement et l'influence des paramètres internes et externes sur cette caractéristique (température, ensoleillement, résistance série, facteur de qualité,... etc.).

Le second chapitre traite la problématique d'optimisation énergétique d'un système PV. Il dresse un état de l'art non exhaustif des techniques de l'intelligence artificielle où la technique des réseaux neuro-flous (ANFIS) représente un outil intelligent puissant dans le domaine de la commande des systèmes non linéaire. Cette dernière est un domaine de l'informatique qui fait l'étude des mécanismes d'adaptation. On va donner plus de détails concernant les configurations à savoir coopérative, concurrente et hybride. Par la suite, une analyse de fonctionnement de plusieurs convertisseurs DC/DC non isolés (Buck, Boost, Buck-Boost, Sepic et Cuk) jouant le rôle d'adaptateurs est faite. On termine le chapitre par un compte rendu sur les différents algorithmes de MPPT existants dans la littérature jusqu'à ce jour on cite entre autre l'algorithme perturber et observer (P&O), incrémentale conductance (InCond), la commande à base de la logique floue (FLC) et le réseau de neurones artificiels (ANN) et les réseaux neuro-flous (ANFIS).

Le troisième chapitre est dédié aux systèmes photovoltaïques autonomes, cette source d'énergie convient particulièrement bien aux utilisations en milieu rural où les populations sont réparties dans de petites communautés et la demande énergétique est relativement faible. L'une des applications les plus importantes de l'énergie solaire photovoltaïque (PV) est le système de pompage. En effet l'utilisation du moteur asynchrone est largement dominante dans ces applications de pompage principalement en raison de sa simplicité, de sa robustesse et de son faible coût par rapport au moteur à courant continu. En contrepartie, on a modélisé,

dimensionné et simulé dans l'environnement Matlab/Simulink, un système de compression de gaz naturel, l'ensemble est composé d'un champ photovoltaïque de 24241 panneaux connectés à un moteur de 6 MW à travers un hacheur (Boost) et un onduleur DC/AC commandé par MLI vectorielle. Ensuite une deuxième phase de cette étude a été menée concernant un autre PV système autonome qui alimente un moteur asynchrone soumis à des perturbations sévères fonctionnant à base de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique en vue de corriger la vitesse de fonctionnement, où l'insertion des régulateurs flous contribue considérablement à l'accentuation des performances dynamiques du système.

Le quatrième chapitre est une présentation générale du concept FACTS. Une classification des différents types de FACTS est proposée et les principaux dispositifs de chaque famille sont décrits d'une façon globale avec leurs modèles correspondants.

A travers le dernier chapitre on présentera un nouveau concept de l'utilisation du PV système. Sachant qu'un champ photovoltaïque associé à un onduleur (VSC) est peut être exploité comme étant un STATCOM, d'où, l'ensemble est nommé PV-STATCOM. De ce fait, un intérêt particulier est porté au STATCOM en présentant son modèle mathématique sa structure, ainsi que sa stratégie de contrôle. En dernier lieu un réseau test IEEE-14 nœuds exposé à certains défauts, ensuite compensé par un PV-STATCOM est simulé toujours sous l'environnement Matlab/Simulink. Les résultats obtenus valident l'efficacité du système de compensation proposé.

On clôturera la thèse par une conclusion générale où la finalité de l'objectif est mise en valeur par une description des résultats dont les performances sont jugées très satisfaisantes et prometteuses ainsi que les perspectives à entreprendre dans les futurs travaux.

Chapitre 1

*Etat de l'Art Sur les Systèmes
Photovoltaïques*

ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES PHOTOVOLTAÏQUES

1.1. Introduction

De nos jours, l'homme a sa disposition sur la terre de nombreuses sources d'énergie. Les plus utilisées sont les énergies dites fossiles (charbon, pétrole, gaz) car non renouvelables et issues d'un long processus de transformation de la matière organique, parce qu'elles sont faciles à exploiter, et rentables. Cependant, pour différentes raisons, il s'avère que ces énergies ne peuvent plus être utilisées [10]. Tout d'abord, les réserves d'énergie fossiles commencent à s'amoinrir. Ensuite, en raison de la très forte demande en provenance des pays en voie de développement comme la Chine et l'Inde pour ne pas les citer, les prix de ces énergies ne cessent d'augmenter, les rendant inabordables pour certaines personnes. Et puis, lors de leur utilisation, ces énergies émettent une grande quantité de gaz à effet de serre (dioxyde de carbone), notamment qui participent fortement au réchauffement planétaire, qui devient un problème grandissant pour la terre et les êtres vivants [11].

De nombreuses énergies non polluantes, ou renouvelables, ou abondantes partout à la surface du globe pourraient pourtant être utilisées par l'homme. Entre autres, on distingue l'énergie éolienne, l'énergie nucléaire, l'énergie hydroélectrique et l'énergie solaire. Mais l'énergie éolienne n'est pas assez rentable, au sens qu'elle ne permet pas de produire beaucoup d'énergie par unité de surface. L'énergie nucléaire, même si elle a un fort rendement, produit des déchets très polluants et peu dégradables. De plus elle fait peur en raison des graves accidents qui peuvent se produire (catastrophe de Tchernobyl), et en raison du risque de prolifération nucléaire. L'énergie hydroélectrique a un bon rendement mais, un fort impact écologique et humain, n'est pas disponible partout, et la plupart des espaces qui lui sont propices sont déjà saturés de barrages. L'énergie solaire, elle est disponible partout à la surface du globe, en quantité égale dans l'année, et a un bon rendement grâce à la technologie actuelle. Elle est de plus facile à exploiter [12]. Elle semble être l'énergie la plus prometteuse pour l'avenir.

Mais comment exploiter au mieux cette énergie? Et quels sont les enjeux liés à son utilisation?

Pour répondre à ces questions nous allons étudier le comportement d'un générateur photovoltaïque en détail, ainsi qu'un rappel de principe de la conversion de l'énergie solaire

en énergie électrique reposant sur l'effet photoélectrique des semi-conducteurs sera présenté. Mais avant de détailler les éléments constitutifs de système PV, il nous semble opportun de décrire l'histoire de l'énergie solaire ainsi que le gisement solaire d'autant plus son caractère intermittent exige plus au moins une bonne maîtrise.

1.2. Un peu d'histoire

Dans l'antiquité les Grecs et les Romains savaient utiliser l'énergie solaire pour allumer la flamme des jeux olympiques, ils utilisaient une sorte de miroir parabolique primitif, le skaphia, car pour eux seuls les rayons du soleil étaient assez purs pour allumer cette flamme.

Le philosophe grec *Socrate* (-470, -399) a enseigné l'architecture bioclimatique en expliquant que les maisons orientées au sud bénéficiaient de la chaleur du soleil en hiver, tandis qu'en été, le soleil se retrouvait quasiment au dessus des toits laissant les maisons dans une extrême fraîcheur [13,15].

On raconte qu'*Archimède* (-287, -212) réussit à enflammer des bateaux de la flotte romaine qui assiégeait Syracuse en -212, grâce à de nombreux miroirs géants en bronze polis tous orientés sur le même point du navire. Mais ce fait a fait débat au cours des siècles, certains savants jugeant en effet cette histoire improbable. Aujourd'hui on est pourtant presque sûr que cette histoire est un mythe, si l'on en croit l'expérience réalisée par des étudiants du MIT (Massachusetts Institute of Technology) qui ont réitéré l'expérience d'*Archimède* en 2005 et ont réussi à enflammer en 10 minutes et à 30 mètres une reconstitution de bateau romain, qui cependant était sèche et immobile, ce qui a facilité l'enflamment.



Figure 1.1. Incendie de la flotte romaine lors du siège de Syracuse en -212.

Le célèbre chimiste français *Antoine Laurent de Lavoisier* (1743-1794) invente en 1774 un très puissant four solaire dans le but de faire fondre des métaux sans que ceux-ci soient pollués par les produits des combustibles. Pour cela il utilise deux lentilles convergentes montées comme un télescope et dont les foyers sont alignés sur une droite parallèle aux rayons du soleil, et qui lui permettent d'obtenir une température d'environ 1755°C.



Figure 1.2. Le concentrateur à lentilles de Lavoisier (1774).

Le XIX^{ème} siècle est marqué par la découverte de l'effet photovoltaïque et le perfectionnement des techniques d'exploitation du solaire thermique, en effet en 1839, *Becquerel* découvre pour la première fois l'effet photovoltaïque. Il s'agit de convertir directement l'énergie solaire en énergie électrique. *Becquerel* a réalisé des expériences en utilisant des électrodes en acide soluté et en métal noble.

En 1877, *W. G. Adams* et *R. E. Day* découvrent l'effet photovoltaïque du sélénium, et *C. Fritts* met au point le premier panneau photovoltaïque à base de cellules au sélénium. Il est sûrement le premier à croire à l'énorme potentiel de l'énergie solaire. A cette époque, le niveau des connaissances ne permettait pas d'expliquer le fonctionnement de ces dispositifs, et ce n'est qu'en 1905 qu'*Albert Einstein* publie un article convaincant sur l'effet photoélectrique, ce qui lui a valu le prix Nobel en 1921.

Depuis cette date, les recherches n'amenèrent pas de grands progrès, mais en 1940, *Adler*, reprenant une idée émise par *Garrison* en 1923, montre que la tension de circuit ouvert d'une cellule photovoltaïque varie comme le logarithme de l'intensité d'illumination, alors que le courant varie d'une façon linéaire. *Auer* et *Kerschbaum*. *R. S Ohl* décrit, en 1941, la première réalisation d'une jonction (PN) dans le silicium à effet photovoltaïque, mais il a fallu attendre 1954 pour que des chercheurs des Bell Téléphone Laboratoires (Etats-Unis), *D. M.*

Chapin, C. S. Fuller et *G. L. Pearson*, annoncent et déposent un brevet en 1957 sur la mise au point d'une cellule dont le rendement de conversion énergétique atteint 6%, marquant ainsi véritablement la naissance de l'électricité photovoltaïque [16].

Dans les années 70 et 80, les programmes de recherches gouvernementaux en Amérique, en Europe et au Japon ont l'idée de construire des grandes centrales solaires [17]. Mais un ingénieur suisse, *Markus Real* met en avant l'idée qu'il serait beaucoup plus économique que chaque particulier ait ses propres panneaux solaires. Il arrive à prouver son idée en faisant installer des panneaux solaires sur 333 toits à Zurich. Son opération est un succès et depuis plusieurs gouvernements financent des plans énergétiques pour inciter leurs citoyens à installer des panneaux solaires sur leur toit.

Ensuite, la situation a été changée radicalement. Des grandes améliorations ont permis l'augmentation de l'efficacité de la conversion d'énergie, réduisant ainsi les coûts des cellules, par l'utilisation de différents matériaux de semi-conducteurs. Un rendement maximum de conversion de l'énergie photovoltaïque pour les cellules solaires monocristallines à base de silicium, a été atteint en 1988 avec une valeur de 22.8%, sans qu'il y ait utilisation de concentrateur solaire, et ceci en laboratoire. Le rendement le plus élevé a été obtenu pour une cellule cristalline de l'arséniure de gallium (GaAs) avec une efficacité de 31% avec un éclairage solaire équivalent à 350 W/m² (1988).

D'autres types des cellules solaires sont celles appelées couches minces qui se composent de CuInSe, et cellules amorphes de silicium. Ces deux types ont permis une efficacité de plus de 14%. Les nouvelles technologies de production ont réduit le prix de vente des cellules photovoltaïques, ce qui a permis à l'industrie PV de se développer.

En 2009, la production énergétique mondiale due au photovoltaïque est de 10.66 GW. Les cellules solaires majoritairement produites sont celles à base de silicium mono et poly cristallin avec un coût de production de 1.5 \$ par watt mais des progrès sont également faits dans le domaine des cellules solaires à couche mince qui coûtent 0.76 \$ par watt et atteignent un rendement d'environ 20% [18].

Aujourd'hui la R&D du photovoltaïque s'intéresse à la possibilité de produire des cellules solaires à partir de matériaux organiques qui auraient l'avantage d'être beaucoup moins cher et plus flexibles que les cellules à base de silicium. En 2013, on parvient à avoir des rendements de presque 9% avec des cellules organiques à base de polymère. Mais la difficulté de production de ces matériaux entraîne la recherche dans le solaire vers la possibilité de construire des cellules solaires à partir de molécules organiques simples. C'est ce que parviennent à faire les chercheurs de l'institut Moltech-Anjou en réalisant une cellule

solaire à base d'une molécule dont la synthèse présente d'excellent rendements en masse et dont la conversion en électricité atteint les 4 %.

Plusieurs facteurs sont responsables de cette évolution tels que l'augmentation mondiale de la demande énergétique et le fait que les sources d'énergie fossiles sont périssables et de plus en plus chers. Une autre question importante est l'impact des technologies classiques de la production d'énergie sur l'environnement (pollution de l'air et l'effet de serre qui en résulte). L'énergie nucléaire est elle-même source de problèmes tels que la radioactivité et les déchets nucléaires.

En contre partie, l'avantage de l'énergie produite par les cellules photovoltaïques est la production d'énergie propre et durable et son avenir est prometteur.

1.3. Les enjeux de l'utilisation de l'énergie solaire

L'énergie solaire est de plus en plus utilisée. Cependant, devons nous vraiment développer cette énergie ?

Son point fort est qu'elle ne pollue pas mais n'oublions pas son principal problème : elle est disponible uniquement le jour. Même si certains systèmes permettent de produire quelques heures après le coucher du soleil, le stockage électrique est encore trop peu efficace pour que le soleil puisse être utilisé comme unique source d'électricité.

De plus, l'énergie solaire ne pourra jamais réellement servir aux transports (du moins dans un futur proche), qui sont la principale cause de pollution atmosphérique.

Notons que les systèmes passifs n'engagent que peu d'intérêt car en plus d'avoir toujours existé, ils ne nécessitent pas d'investissements massifs, seul un petit surcoût est nécessaire à la construction. Cependant, leur efficacité est moins importante que celle des systèmes actifs.

1.4. Etat de l'utilisation de l'énergie Solaire

1.4.1. Dans le monde

Les différentes méthodes de produire de l'électricité à partir de l'énergie solaire sont relativement peu répandues puisqu'elles ne représentent que 0,0018% de la production d'électricité mondiale. Cependant, le taux actuel de croissance de la part de solaire dans la production d'électricité est très fort, environ 19% contre 1,5% pour l'hydraulique. Nous remarquons que les pays dont la part d'électricité produite par le solaire la plus forte ne sont pas les pays dont l'ensoleillement est le plus important, l'Allemagne et le Japon sont les pays qui produisent le plus d'électricité d'origine solaire [19]. Nous en concluons donc que le

facteur qui contribue le plus au développement de l'exploitation de l'énergie solaire est la richesse du pays et non son ensoleillement. Ce dernier facteur n'a cependant pas une influence nulle sur le développement de l'énergie solaire, on constate sur la carte de la Figure 1.3, que les pays du scandinaves, l'Islande, les îles britanniques et le Danemark n'utilisent que très peu l'énergie solaire alors qu'ils sont plus riches que des pays comme la Grèce, aussi la même figure révèle que l'énergie solaire n'arrive pas sur terre de manière homogène. L'électricité ne se transportant pas facilement sur de grande distance, il serait irréaliste de vouloir produire toute l'électricité mondiale dans quelques déserts [20].

L'Europe reste le leader mondial en termes de puissance totale cumulée, avec 81.5 GW au total fin 2015. Ceci représente environ 59% de la capacité mondiale totale installée mais l'Asie fait pencher le marché en sa faveur ces dernières années. Le marché du PV a tendance à perdre de la vitesse en Europe (voir même à stagner). Cela est dû aux difficultés économiques rencontrées ces dernières années et à une diminution de l'aide gouvernementale dans de nombreux pays membres [21].

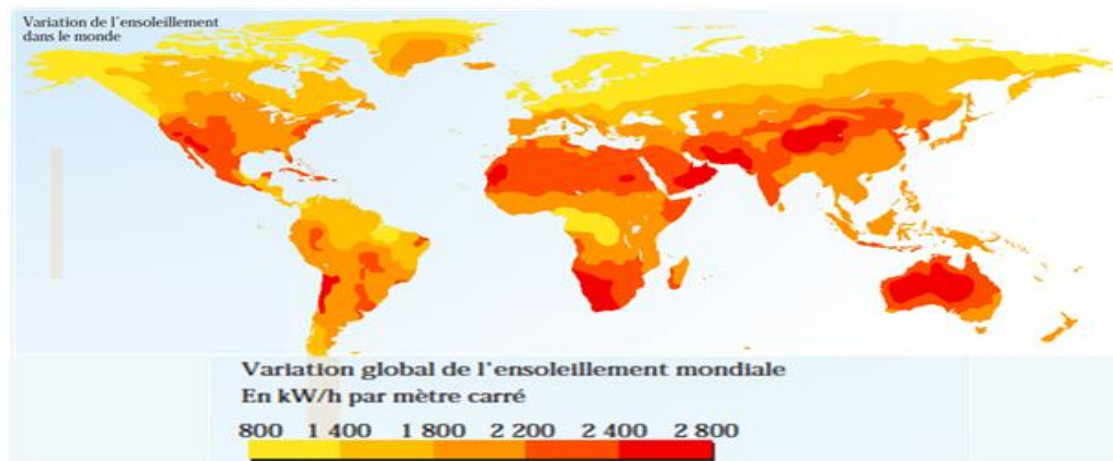


Figure 1.3. Variation globale de l'ensoleillement dans le monde en kWh/m².

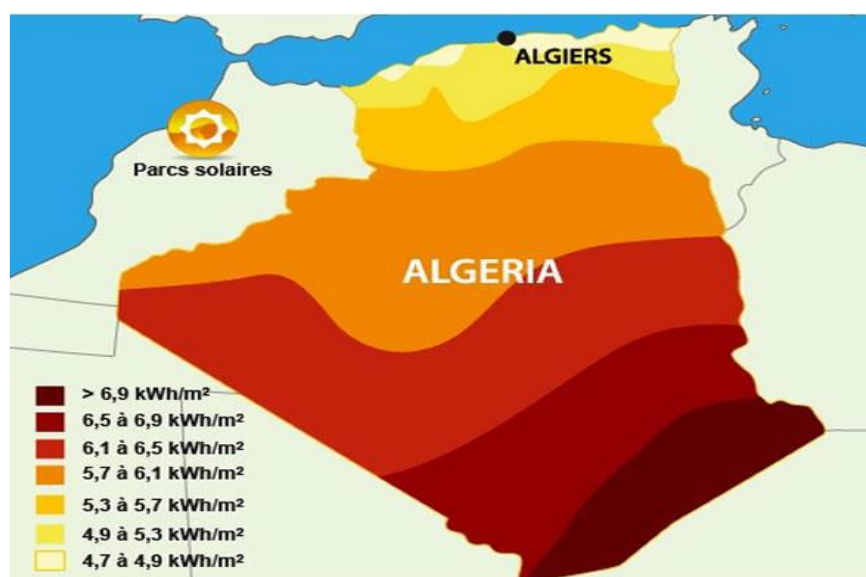
1.4.2. En Algérie

L'Algérie est parmi les pays les mieux dotés en ressources solaires au monde. Grâce à sa situation géographique [22]. La durée d'insolation sur la quasi-totalité du territoire national dépasse les 2000 heures annuellement et peut atteindre les 3900 heures (hauts plateaux et Sahara). L'énergie reçue quotidiennement sur une surface horizontale de 1 m² est de l'ordre de 5 kWh sur la majeure partie du territoire national. Le Tableau 1.1 indique le potentiel solaire Algérien [23].

Tableau 1.1. Potentiel solaire en Algérie.

Régions	Région côtière	Hauts plateaux	Sahara
Superficie (%)	4	10	86
Durée moyenne d'ensoleillement (Heure/an)	2650	3000	3500
Energie moyenne reçue (kWh/m ² /an)	1700	1900	2650

Avec un gisement solaire qui dépasse les 5 milliards de GWh, notre pays a mis également en œuvre des initiatives afin de promouvoir l'électricité solaire, notamment dans le cadre de l'électrification décentralisée [23]. La cartographie ci-après présente le rayonnement solaire.

**Figure 1.4.** Zones climatiques de l'Algérie.

Sur la période 2014-2020, l'objectif est d'atteindre un taux d'intégration des capacités algériennes de 80%. Pour ce faire, il est prévu la construction d'une usine de fabrication de silicium.

Par ailleurs, il est attendu qu'un réseau de sous-traitance nationale soit mis en place pour la fabrication des onduleurs, des batteries, des transformateurs, des câbles et autres équipements entrant dans la construction d'une centrale photovoltaïque.

L'Algérie devrait disposer également, sur la même période, de capacités de conception, de réalisation capable d'atteindre un taux d'intégration de l'ordre de 60% par des entreprises Algériennes [24].

Il est également prévu la réalisation d'un centre d'homologation des équipements destinés aux installations des énergies renouvelables sur la période 2021-2030, l'objectif est

d'atteindre un taux d'intégration supérieur à 80%. C'est pourquoi, la capacité de production des modules photovoltaïques devrait être étendue pour atteindre les 200 MW_c/an. Cette période serait marquée par le développement d'un réseau de sous-traitance nationale pour la fabrication des équipements nécessaires à la construction d'une centrale photovoltaïque.

Il est prévu au courant de cette même période d'exporter non seulement l'électricité produite à partir des renouvelables mais aussi le savoir-faire et les équipements entrant dans la production d'électricité à partir des énergies renouvelables [25].

L'Algérie encourage également la coopération avec les centres de recherche en vue de développer les technologies et les procédés innovants en matière d'efficacité énergétique et d'énergies renouvelables. Les universités, les centres de recherche, les entreprises et les différents acteurs du programme des énergies renouvelables collaborent pour sa mise en œuvre et interviennent sur les différentes étapes de la chaîne d'innovation. Ils valorisent ainsi davantage les atouts dont dispose le pays [25].

1.5. La conversion Photovoltaïque

1.5.1. Principe de la conversion Photoélectrique

Le rayonnement solaire est constitué de photons dont la longueur d'onde s'étend de l'ultraviolet (0.2 μm) à l'infrarouge lointain (2.5 μm). On utilise la notion AM pour Air Mass afin de caractériser le spectre solaire en termes d'énergie émise [26, 27]. L'énergie totale transportée par le rayonnement solaire sur une distance soleil-terre est de l'ordre de 1350W/m² (AM0) dans l'espace hors atmosphère terrestre (voir Figure 1.5). Lorsque le rayonnement solaire traverse l'atmosphère, il subit une atténuation et une modification de son spectre, à la suite de phénomènes d'absorption et de diffusion dans les gaz, l'eau et les poussières. Ainsi, la couche d'ozone absorbe une partie du spectre lumineux provenant du soleil, et en particulier une partie des ultraviolets dangereux pour la santé. Le rayonnement solaire direct reçu au niveau du sol (à 90° d'inclinaison) atteint 1000 W/m² du fait de l'absorption dans l'atmosphère (AM1). Cette valeur change en fonction de l'inclinaison des rayons lumineux par rapport au sol. Plus l'angle de pénétration θ est faible, plus l'épaisseur atmosphérique que les rayons auront à traverser sera grande, d'où une perte d'énergie conséquente. Par exemple, l'énergie directe transportée par le rayonnement solaire atteignant le sol avec un angle de 48° avoisine les 833 W/m² (AM1.5). Pour connaître le rayonnement global reçu au sol, il faut ajouter à ce dernier le rayonnement diffus. Le rayonnement diffus concerne tout le rayonnement dont la trajectoire entre le soleil et le point d'observation n'est pas géométriquement rectiligne et qui est dispersé ou réfléchi par l'atmosphère ou bien le sol.

En considérant ceci, on obtient une référence du spectre global notée AM1.5 avec une puissance de 1000W/m^2 , la Figure 1.6 correspondant à nos latitudes.

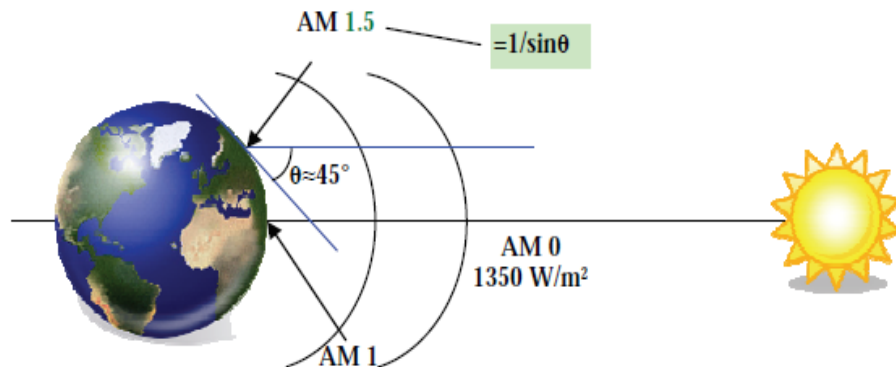


Figure 1.5. Normes de mesures du spectre d'énergie lumineuse émis par le soleil, notion de la convention AM.

Le scientifique français, *Edmond Becquerel*, fut le premier à découvrir en 1839 l'effet photoélectrique. Il a trouvé que certains matériaux pouvaient produire une petite quantité de courant sous l'effet de la lumière. Par la suite, *Albert Einstein* a découvert, en travaillant sur l'effet photoélectrique, que la lumière n'avait pas qu'un caractère ondulatoire, mais que son énergie était portée par des particules, les photons. L'énergie d'un photon est donnée par la relation :

$$E = \frac{h.c}{\lambda} \quad (1-1)$$

Où h est la constante de Planck, c la vitesse de la lumière et λ sa longueur d'onde. Ainsi, plus la longueur d'onde est courte, plus l'énergie du photon est grande.

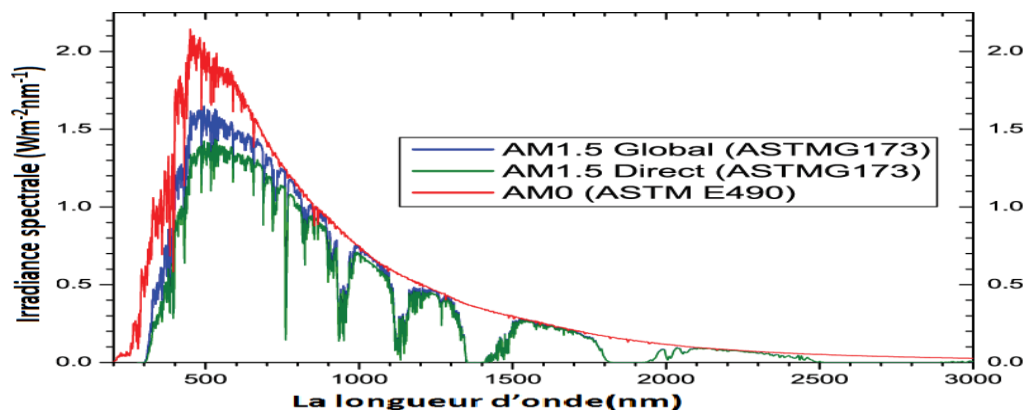


Figure 1.6. Spectres Solaires relevés dans plusieurs conditions selon la convention AM.
Source NREL solar Spectrum.

La conversion photovoltaïque aujourd'hui largement utilisée peut être simplement définie comme la transformation de l'énergie des photons en énergie électrique grâce au processus d'absorption de la lumière par la matière. Lorsqu'un photon est absorbé par le matériau, il passe une partie de son énergie par collision à un électron l'arrachant littéralement

de la matière. Ce dernier étant précédemment à un niveau d'énergie inférieur où il était dans un état stable passe alors vers un niveau d'énergie supérieur, créant un déséquilibre électrique au sein de la matière se traduisant par une paire électron-trou, de même énergie électrique. Généralement, la paire électron-trou revient rapidement à l'équilibre en transformant son énergie électrique en énergie thermique. De même, toute l'énergie des photons n'arrivant pas à se transformer en électricité est absorbée par le matériau sous forme thermique. Le matériau constituant les capteurs PV a alors sa température interne qui augmente proportionnellement à l'énergie solaire reçue. Le taux de conversion photon-électron est faible car un certain nombre de conditions doivent être réunies pour que ce phénomène se produise. L'effet thermique est donc majoritaire sur la plupart des capteurs détériorant d'autant plus les performances de ces derniers [28].

Même si le phénomène électrique est secondaire devant le phénomène thermique, récupérer tout ou partie de l'énergie électrique est le premier objectif des capteurs photovoltaïques sous forme de cellules ou de générateurs. Cela est possible grâce par exemple à des cellules solaires réalisées en associant un matériau semi-conducteur dopé N à un autre semi-conducteur dopé P (Figure 1.7). L'énergie produite par l'absorption d'un photon dans un matériau se traduit du point de vue électrique par la création d'une paire électron-trou. Cette réaction entraîne une différence de répartition des charges créant ainsi une différence de potentiel électrique, c'est l'effet photovoltaïque. Le fait d'avoir associé deux types de matériaux pour créer une jonction permet de pouvoir récupérer les charges avant que ces dernières ne se soient recombinées dans le matériau qui redevient alors neutre. La présence de la jonction PN permet ainsi de maintenir une circulation de courant jusqu'à ses bornes. Le nombre de photons par unité de longueur d'onde est une donnée à connaître pour les applications photovoltaïques pour estimer l'énergie totale disponible. La longueur d'onde correspondant au maximum de photons est de l'ordre de 650-670 nm.

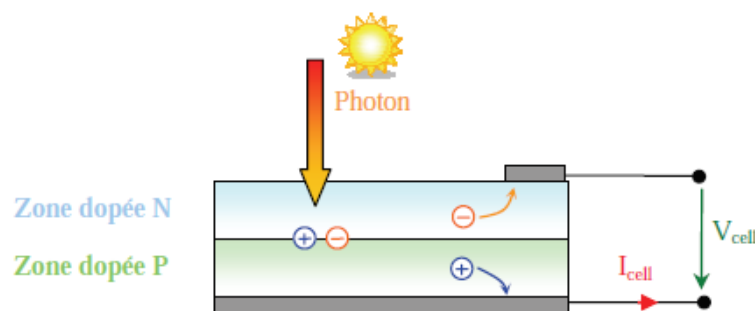


Figure 1.7. Schéma de principe de la conversion photoélectrique.

La plupart des cellules photovoltaïques utilisent des semi-conducteurs pour récolter les paires électron-trou créées par la collision des photons dans le matériau. Cependant, selon le matériau utilisé, le nombre de photons utiles (qui peuvent être absorbés) diffère. En effet, chaque matériau possède son propre gap énergétique (bande d'énergie interdite). Tout photon possédant une énergie inférieure à ce gap et arrivant à la surface du matériau n'aura pas assez d'énergie pour arracher un électron au matériau même s'il entre en collision avec un. Le courant produit par un capteur PV est donc beaucoup plus faible que la quantité de photons arrivant sur le matériau car plusieurs conditions doivent être réunies pour que réellement l'énergie d'un photon se traduise en courant (compatibilité du matériau avec les longueurs d'ondes du spectre solaire, énergie des photons à leur arrivée sur le matériau, probabilité de rencontre d'un photon avec un électron, incidence du rayonnement, épaisseur du matériau, ...). De plus, un autre compromis doit être fait par le concepteur de capteurs PV. Si le gap du matériau est grand, peu de photons auront assez d'énergie pour créer du courant mais aux bornes de la cellule, la tension en circuit ouvert sera grande et facilitera d'autant plus l'exploitation de l'énergie électrique. A l'inverse, un matériau avec un faible gap absorbe plus de photons mais présente une tension plus faible à ses bornes. Ce compromis a été quantifié par *Shockley* et *Quessier* [29]. Ainsi par exemple, avec un seul matériau, le rendement de conversion maximal théorique est de 31% pour un gap énergétique d'environ 1.4 eV. Par comparaison, le gap du silicium qui est aujourd'hui le matériau le plus utilisé pour constituer des cellules dans les capteurs PV terrestres, n'est pas très loin de cet optimum avec 1.12 eV. Ainsi, le maximum théorique pour une simple jonction Si est d'environ 29%.

La différence de potentiel présente aux bornes d'une jonction PN soumise à un éclairage est également mesurable entre les bornes de la cellule PV. Typiquement, la tension maximale d'une cellule PN est d'environ 0.5 à 0.8 V. Elle peut être directement mesurée à ses bornes sans charge (circuit ouvert). Cette tension est nommée tension de circuit ouvert (V_{oc}). Lorsque les bornes d'une cellule sont court-circuitées, on peut mesurer le courant maximal produit par la cellule PV et on le nomme communément courant de court circuit (I_{cc}). Ces valeurs peuvent changer fortement en fonction du matériau utilisé, de la température et de l'ensoleillement.

La Figure 1.8 représente les caractéristiques typiques mesurables $I_{cell} = f(V_{cell})$ d'une jonction PN soumise à un flux lumineux constant et dans l'obscurité [30].

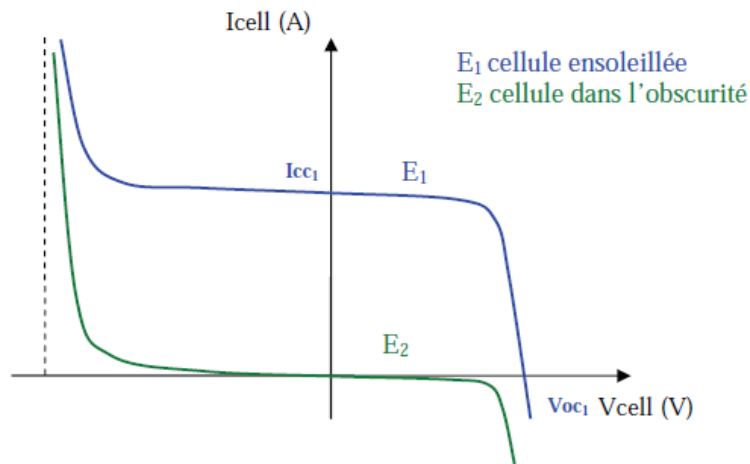


Figure 1.8. Caractéristiques $I(V)$ d'une cellule photovoltaïque soumise à différents éclairagements.

On parle souvent de rendement de conversion pour des cellules photovoltaïques, ce terme correspond à la capacité de la cellule à transformer l'énergie des photons qui la percutent. Ces mesures sont aujourd'hui normalisées. Les cellules solaires sont donc testées par les constructeurs sous un spectre lumineux artificiel correspondant à un spectre solaire typique AM1.5 (soit à l'irradiance totale reçue sur le sol terrestre à une altitude de 0° avec un angle de 48°) sous une température fixe de 25°C . Pour simplifier, cette convention a permis de normaliser les rendements donnés dans les notices des capteurs afin de pouvoir les comparer. La puissance moyenne totale reçue lors des tests par les cellules assemblées en module PV est de 1000W/m^2 sous 25°C .

De nombreux scientifiques travaillent sur l'augmentation des rendements de conversion des cellules photovoltaïques. Actuellement, les panneaux commerciaux ont pour la plupart d'entre eux, un rendement d'environ 14%. Ceci peut se traduire par la production de 140 Watts crêtes pour un module PV qui reçoit 1000W/m^2 . Les recherches sur les matériaux qui constituent les cellules sont en plein essor de même que celles sur l'optimisation de fabrication de cellules et de panneaux PV.

1.5.2. Polarisation de la jonction PN

En polarisant électriquement une jonction PN à base de silicium, on obtient la caractéristique statique $I_d(V)$ représentée sur Figure 1.9.

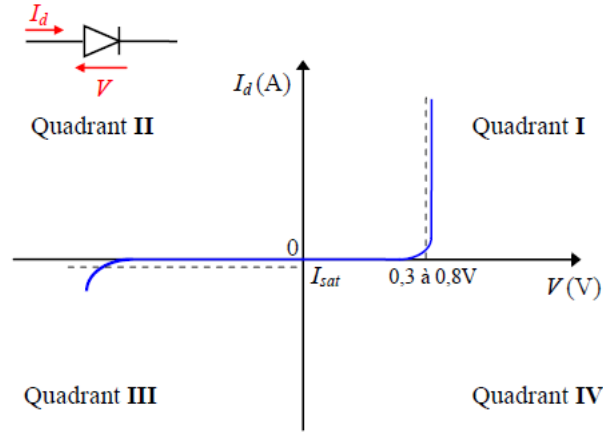


Figure 1.9. Caractéristique d'une jonction PN polarisée.

L'équation qui caractérise le modèle mathématique de la jonction est donnée par

$$I_d = I_{sat} \left[\exp\left(\frac{q.V}{A.K.T}\right) - 1 \right] \quad (1-2)$$

Avec :

I_{sat} : Courant de saturation.

T : Température de jonction en (°K).

A : Facteur d'idéalité.

q : Charge élémentaire de l'électron, égale à $1,602 \cdot 10^{-19} C$.

K : Constante de Boltzmann, égale à $1,381 \cdot 10^{-23} J / ^\circ K$.

1.5.3. Jonction PN sous éclairage

Si l'on soumet une jonction PN de faible épaisseur à un flux lumineux, il en résulte une augmentation du courant inverse de saturation proportionnelle au flux lumineux. Physiquement, cet effet se traduit de deux manières :

- Dans le quadrant III, le système fonctionne en récepteur, c'est la photo-résistance.
- Dans le quadrant IV, le système fonctionne en générateur, c'est la cellule photovoltaïque à jonction PN.

Le réseau de caractéristiques est alors donné par la Figure 1.10. On s'intéresse uniquement au quadrant IV pour la réalisation de générateur photovoltaïque à partir de cellules photovoltaïques. Pour cela, les caractéristiques sont représentées dans un nouveau repère $I_p(V_p)$ donné par la Figure 1.11 où le courant de saturation inverse est compté positivement.

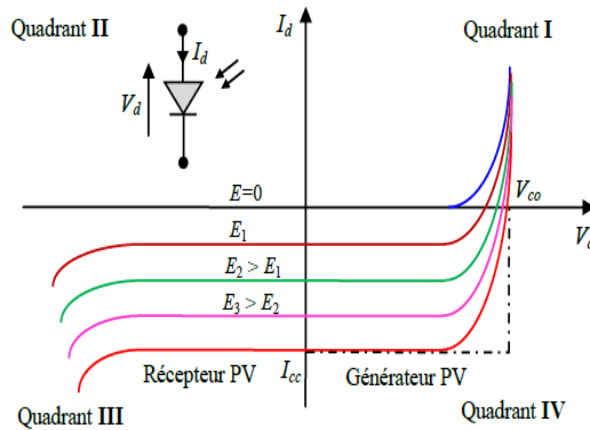


Figure 1.10. Caractéristique d'une jonction PN sous éclairement.

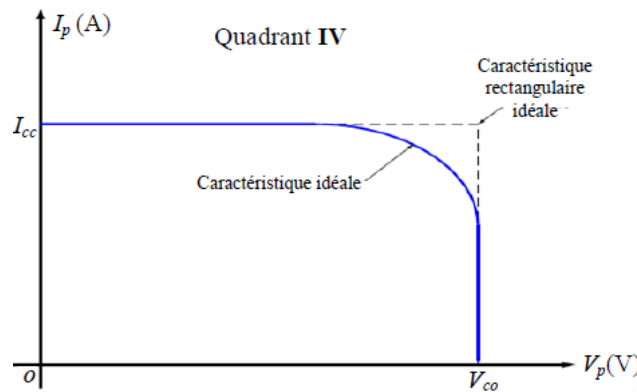


Figure 1.11. Caractéristique $I_p(V_p)$ d'une cellule photovoltaïque idéale.

Avec respectivement :

I_p Et I_{cc} : Courant photovoltaïque et de court-circuit.

V_p Et V_{co} : Tension photovoltaïque et de circuit ouvert.

Pour mieux situer nos travaux sur les systèmes de conversion juste à la sortie des cellules et des panneaux, il nous a semblé important de faire une synthèse des avancées actuelles accomplies sur la production de l'énergie PV. Dans ce qui suit nous allons rappeler brièvement les modélisations électriques que nous utilisons et les principales définitions en vigueur.

1.6. Modélisation d'un générateur photovoltaïque

1.6.1. Modélisation électrique d'une cellule photovoltaïque

Il existe plusieurs modèles électriques caractérisant le fonctionnement de la cellule photovoltaïque, et ils ont comme facteur commun la considération de la cellule PV comme générateur du courant idéal. Généralement on a trois modèles différents selon la modélisation électrique des comportements physiques de la cellule.

Ces modèles exigent la connaissance de quatre paramètres aux conditions standards de l'ensoleillement et de la température. Les paramètres sont généralement donnés par le fabricant ou peuvent être obtenus à partir des essais de module sous trois conditions : courant à court-circuit (I_{sc}), tension à circuit ouvert (V_{oc}) et la tension (V_{mpp}) et le courant (I_{mpp}) au point maximum de puissance. Des coefficients de la température sont également nécessaires dans cette technique de modélisation pour considérer l'effet de la température sur les paramètres importants de la cellule solaire.

➤ Modèle simplifié

La cellule sera modélisée par une source du courant I_{ph} en parallèle avec une diode et pour optimiser la modélisation de quelques phénomènes au niveau de la cellule, le modèle comme le montre la Figure 1.12 contient une résistance série R_s qui modélise les pertes ohmiques [31,32].

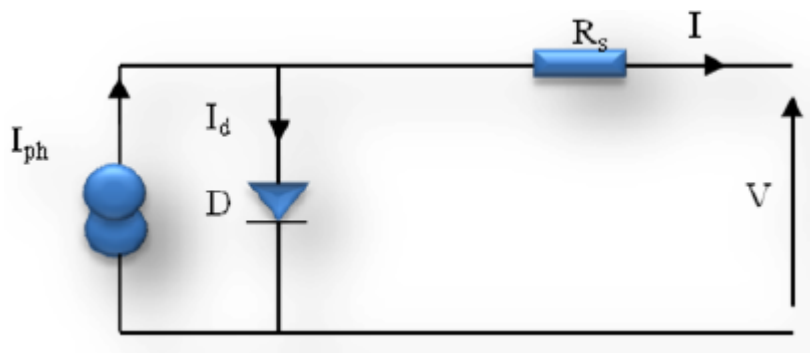


Figure 1.12. Modèle simplifié d'une cellule PV.

Ce modèle électrique modélise la cellule en un générateur du courant idéal, selon la loi des nœuds, le courant résultant I est donné par :

$$I = I_{ph} - I_d \quad (1-3)$$

Avec :

I_{ph} : Photo courant pour un ensoleillement donné.

$$I_d = I_{sat} \left(\exp \left(\frac{V + R_s I}{A.K.T} \right) - 1 \right) \quad (1-4)$$

Le courant fourni par ce modèle est donc donné par :

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left(\exp \left(\frac{V + R_s I}{A.K.T} \right) - 1 \right) \quad (1-5)$$

Le modèle de l'expression (1-5) est nommé aussi « modèle à quatre paramètres » (I_{ph}, I_s, R_s, A).

➤ Modèle à une diode

C'est un modèle semblable au modèle simplifié. Comme le montre la Figure 1.13, une source de courant et une diode en parallèle avec une résistance en série, mais dans ce modèle une résistance shunt R_{sh} est ajoutée ayant une grande influence sur le courant généré par le modèle et qui est proche du courant d'une cellule réelle. Physiquement, la résistance shunt sert à la modélisation des pertes autour de la jonction dues aux impuretés et sur les coins de la cellule [31,32].

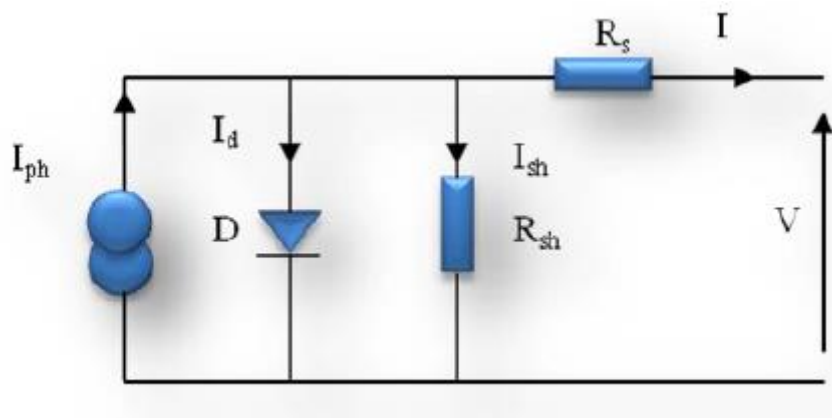


Figure 1.13. Modèle à une diode d'une cellule PV.

Ce modèle est le plus utilisé dans de nombreuses recherches grâce à son comportement qui est plus proche à une cellule PV par rapport au modèle à résistance série (simplifié) d'une part, et sa simplicité pour le calcul mathématique par rapport au modèle à deux diodes (décrit ci-après) d'une autre part.

Le courant généré par ce modèle est donné par :

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (1-6)$$

Avec :

$$I_{sh} = \left(\frac{V + R_s \cdot I}{R_{sh}} \right) \quad (1-7)$$

Donc :

$$I = I_{sh} - I_s \left(\exp \left(\frac{V + R_s \cdot I}{A V_T} \right) - 1 \right) - \frac{V + R_s \cdot I}{R_{sh}} \quad (1-8)$$

Le modèle de l'expression (1-8) est nommé aussi « modèle implicite avec cinq paramètres » ($I_{ph}, I_s, R_s, R_{sh}, A$).

➤ Modèle à deux diodes

Actuellement le modèle électrique le plus proche d'une cellule photovoltaïque est celui à deux diodes (double exponentiel), où la cellule est bien sûr présentée comme un générateur de courant électrique dont le comportement est équivalent à une source de courant avec deux diodes en parallèle. Et pour tenir compte des phénomènes physiques au niveau de la cellule, comme les modèles précédents, ce modèle est complété par les deux résistances série R_s et parallèle R_{sh} comme le montre le schéma électrique équivalent de la Figure 1.14, [31,32].

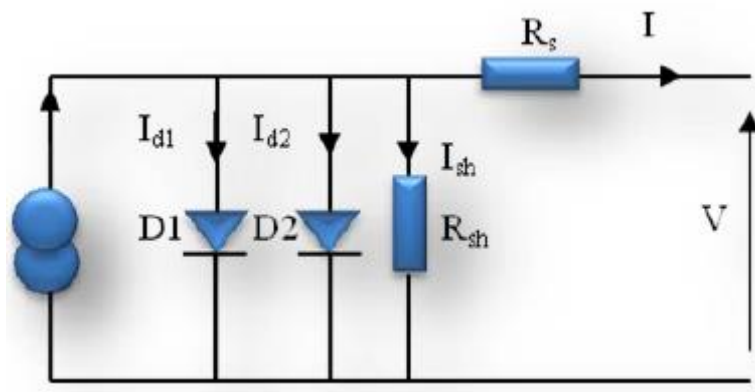


Figure 1.14. Modèle à deux diodes d'une cellule PV.

Avec quelques difficultés de calcul et développement mathématique, ce modèle donne un courant presque semblable au courant d'une cellule PV selon la relation :

$$I = I_{ph} - I_{d1} - I_{d2} - I_{sh} \quad (1-9)$$

Donc :

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left(\exp \left(\frac{V + R_s \cdot I}{A_1 \cdot K \cdot T} \right) - 1 \right) - I_{s2} \left(\exp \left(\frac{V + R_s \cdot I}{A_2 \cdot K \cdot T} \right) - 1 \right) - \frac{V + R_s \cdot I}{R_{sh}} \quad (1-10)$$

Avec :

A_1 et A_2 : Facteurs d'idéalité des diodes D1 et D2 respectivement.

I_{s1} et I_{s2} : Courants de saturation des diodes D1 et D2 respectivement.

Cette représentation schématique de la photopile est idéalisée. Une photopile comporte, en réalité, une résistance série (R_s) et une résistance en parallèle ou shunt (R_{sh}).

Ces résistances auront une certaine influence sur la caractéristique I-V de la photopile :

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

La Figure 1.15 montre l'allure de la caractéristique courant-tension $I = f(V)$ d'une cellule photovoltaïque.

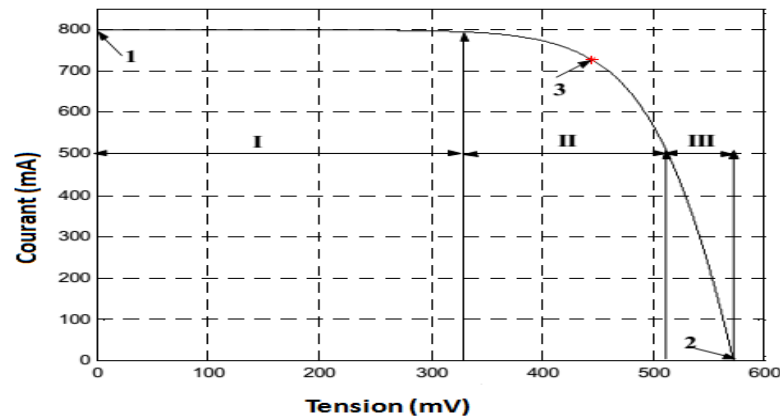


Figure 1.15. Caractéristique courant-tension (I-V) d'une cellule solaire.

On remarque qu'il y a trois points caractéristiques :

- ✓ Point un (1) correspond au courant maximum que peut fournir la cellule solaire à la tension zéro (courant de court-circuit).

- ✓ Point deux (2) correspond à la tension maximale de la cellule solaire sans charge, conditions (circuit ouvert).
- ✓ Point trois (3) correspond à la puissance maximale que peut délivrer la cellule solaire.

Sans tenir compte de la tension courant ($I - V$), la caractéristique peut être divisée en trois intervalles différents :

- L'intervalle où, dans la cellule solaire, est considérée comme source courant, ainsi le courant étant constant alors la tension est variable (Intervalle **I**).
- L'intervalle où, dans une cellule solaire, n'est ni considérée comme source de courant ni source de tension (intervalle **II**).
- L'intervalle où, dans une cellule solaire, est considérée comme une source tension, comme la tension est variable, le courant est constant (intervalle **III**). Une fois qu'une cellule solaire est chargée avec une charge résistive constante, la charge est présentée avec un point quelque part sur la caractéristique de cellules ($I - V$). Quand la charge augmente, le point de fonctionnement se déplace le long de la caractéristique vers la droite. Cependant, une diminution de la charge fait monter le point de fonctionnement de la caractéristique vers la gauche de la direction.

1.6.2. Paramètres de la cellule solaire

La cellule solaire est caractérisée par un courant de court-circuit I_{cc} , une tension à circuit ouvert V_{oc} , un facteur de suffisance, FF et un rendement de conversion η . Ces paramètres sont déterminés à partir des caractéristiques courant-tension. Leurs déterminations permettent les comparaisons de différentes cellules éclairées en conditions identiques.

1.6.2.1. Courant de court-circuit

Le courant de court-circuit (I_{cc}) est le courant obtenu quand les bornes de cellules sont court circuitées ($V = 0$). Il augmente linéairement avec l'intensité d'illumination de la cellule et il est relié sur la surface éclairée, le spectre du rayonnement solaire et la température.

1.6.2.2. Tension de circuit ouvert

La tension de circuit ouvert est obtenue quand le courant de cellules est nul. Elle est liée à la résistance de shunt et à la barrière d'énergie. Sa valeur diminue avec la température et change peu avec l'insolation.

1.6.2.3. Facteur de suffisance

Le facteur de suffisance d'une cellule solaire est défini comme le rapport d'une puissance maximale à la puissance calculée en multipliant la tension de circuit-ouvert par le courant de court-circuit. Pendant que la cellule solaire se dégrade avec l'âge, sa résistance en série tend à augmenter le résultat donne un facteur inférieur de suffisance.

$$FF = \frac{V_{opt} I_{opt}}{V_{co} I_{cc}} \quad (1-11)$$

Où,

V_{opt} : Tension optimale d'un générateur photovoltaïque.

I_{opt} : Courant optimal d'un générateur photovoltaïque.

V_{co} : Tension du circuit ouvert d'une cellule photovoltaïque.

I_{cc} : Courant de court circuit d'une cellule.

1.6.2.4. Rendement de la cellule

Le rendement d'une cellule solaire est défini comme le rapport de la puissance maximale fournie par la cellule à la puissance lumineuse d'incident.

$$\eta_s = \frac{V_{opt} I_{opt}}{GA} \quad (1-12)$$

Où,

A : Surface génératrice en m².

G : L'ensoleillement en W/m².

1.6.3. Modélisation d'un panneau photovoltaïque

1.6.3.1. Rendement d'un panneau PV

Les paramètres caractérisant le module sont les mêmes que ceux de la cellule individuelle. L'intensité du rayonnement (l'éclairement) solaire reçu à la surface de la terre est une valeur dépendante de plusieurs facteurs en particulier de l'altitude, de la saison et des conditions météorologiques [33]. La puissance fournie par la cellule PV dépend aussi des mêmes paramètres. Les performances d'un GPV utilisé ne produit en réalité qu'une puissance inférieure à celle indiquée dans les conditions standards de test (1000 W/m², AM1.5, 25°). En général, le rendement d'un module PV, fourni par le fabricant, est donné par la relation suivante :

$$\eta = \frac{\frac{P_{\max}}{S_m}}{\frac{P_{sol}}{S_m}} = \frac{V_{opt} I_{opt}}{P_{sol}} \quad (1-13)$$

Où,

$P_{\max}$: Puissance crête électrique fournie par le module dans les conditions standard.

S_m : Surface du module.

P_{sol} : Puissance de l'éclairement qui est en moyenne égale à 1000 W/m².

En réalité, le rendement (η) du module est le rendement d'une cellule ($\eta_{cellule}$) diminué à cause des pertes dues aux connexions ($\eta_{connexion}$) des cellules entre elles, à la transparence des matériaux de capsulage ($\eta_{encapsulation}$) et éventuellement à la chute de tension dans la diode anti-retour (η_{diodes}) lorsqu'il faut protéger le panneau contre une éventuelle décharge nocturne de la batterie lorsque celle-ci existe [34]. Il est donné par :

$$\eta = \eta_{cellule} \eta_{encapsulation} \eta_{connexion} \eta_{diodes} \quad (1-14)$$

Pour avoir une puissance suffisante, il va falloir interconnecter plusieurs cellules en série et en parallèle pour former un module photovoltaïque et atteindre la puissance désirée, ces modules à leur tour sont interconnectés entre eux en série/parallèle afin d'avoir des puissances très grandes, ce qui introduit la notion du générateur photovoltaïque GPV. En conséquent N_s et N_p sont respectivement, le nombre de modules connectés en série dans une branche et le nombre de branches connectées en parallèle, on obtient le schéma équivalent de la Figure 1.16. (I_{PV} et V_{PV}), sont respectivement le courant et la tension aux bornes de chaque module interconnecté) [35].

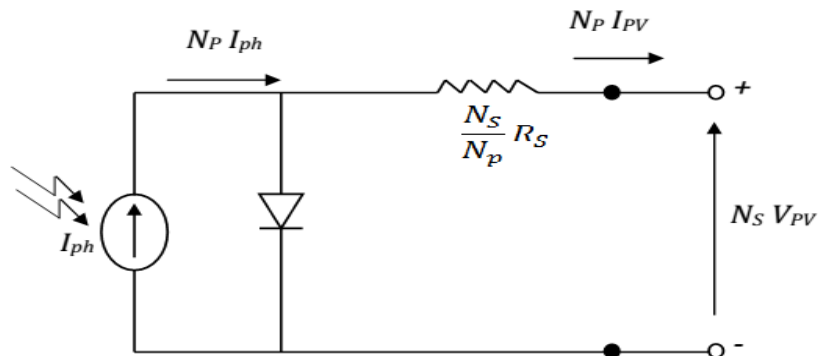


Figure 1.16. Modèle du générateur PV.

Maintenant à partir de l'équation (1-2), on déduit la relation suivante :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_0 \left\{ \exp \left[\frac{V_{pv} + \left(\frac{N_s}{N_p} \right) R_s I_{pv}}{N_s V_T} \right] - 1 \right\} \quad (1-15)$$

Ce qui donne,

$$\exp \left[\frac{V_{pv} + \left(\frac{N_s}{N_p} \right) R_s I_{pv}}{N_s V_T} \right] = \frac{N_p I_{ph} - I_{pv}}{N_p I_0} + 1 \quad (1-16)$$

$$V_{pv} + R_s I_{pv} = N_s V_T \ln \left(\frac{N_p I_{ph} - I_{pv}}{N_p I_0} + 1 \right) \frac{N_s}{N_p} \quad (1-17)$$

D'où finalement

$$V_{pv} = N_s V_T \ln \left(\frac{N_p I_{ph} - I_{pv}}{N_p I_0} + 1 \right) - \frac{N_s}{N_p} R_s I_{pv} \quad (1-18)$$

1.6.3.2 .L'influence de l'éclairement sur le fonctionnement du panneau PV

La base des cellules photovoltaïques est une jonction PN, cette dernière réagit différemment selon l'énergie qu'elle reçoit. Plus elle reçoit d'énergie plus elle en restitue, mais toujours avec un coefficient de rendement très faible de l'ordre de 15%.

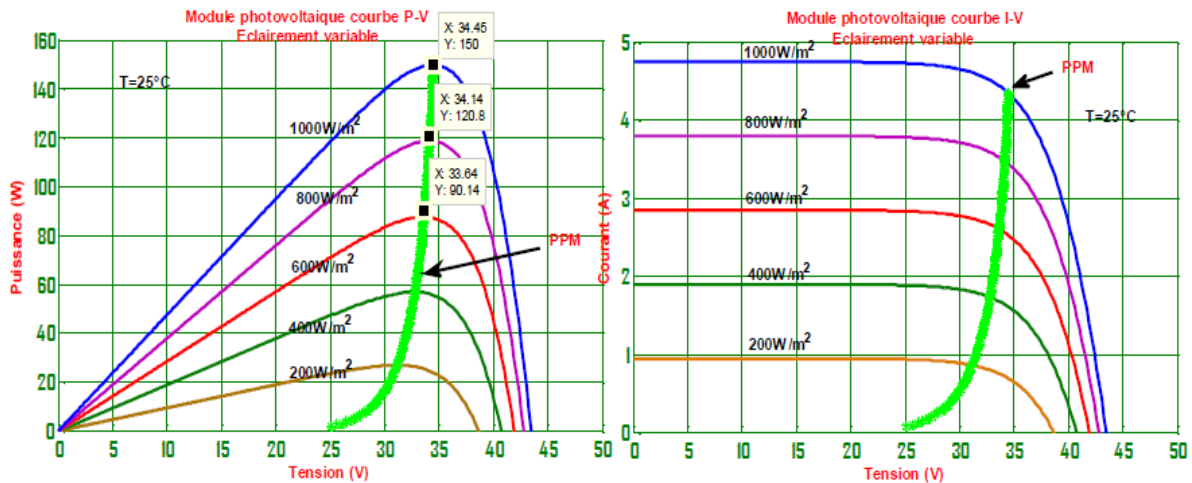


Figure 1.17. Effet de l'éclairement sur la caractéristique I-V et P-V.

La variation des caractéristiques est représentée sur les courbes de la Figure 1.17 [25]. Pour différents niveaux d'irradiation, Nous obtenons différentes courbes avec différentes puissances maximales au cours d'une même journée. Nous remarquons aussi la légère

diminution de la tension du circuit ouvert à une chute du flux lumineux. Cependant, le changement du courant optimal est très important. Ceci confirme l'approximation faite classiquement sur le courant optimal délivré par un générateur PV qui est globalement proportionnel au niveau d'irradiation.

En examinant les caractéristiques réelles obtenues, nous pouvons conclure que des fortes variations du niveau d'irradiation provoquent des variations relativement importantes du courant optimal. Alors que, les variations relatives de la tension optimale restent faibles.

-La puissance maximale $P_{\max}$ est très sensible à l'éclairement: lorsque l'éclairement diminue de 200 W/m², la puissance $P_{\max}$ diminue de 20 %.

-Le courant I_{opt} est très sensible à l'éclairement: lorsque l'éclairement varie de 200 W/m² le courant I_{opt} varie de 22 %.

-La tension V_{opt} varie très peu avec l'éclairement: lorsque l'éclairement varie de 200 W/m² la tension V_{opt} varie de 2 %.

Ces résultats montrent que la tension V_{opt} varie assez peu au cours de la journée. Aussi, on considère en première approximation que le fonctionnement optimal du générateur PV correspond sensiblement à un fonctionnement à tension optimale constante.

1.6.3.3 .L'influence de la température sur le fonctionnement du panneau PV

Comme nous l'avons expliqué précédemment, la base des cellules photovoltaïques est une jonction PN. Ceci nous laisse envisager que son rendement variera selon la température de la jonction. En effet, l'équation de Boltzmann donne :

$$I_{SC} = I_0 \cdot \exp\left(\frac{eV_0}{KT}\right) \quad (1-19)$$

La Figure 1.18 montre que la tension à vide d'une cellule solaire diminue avec l'augmentation de la température de la cellule [25]. Le courant de court-circuit, par contre, augmente légèrement avec la température de la cellule (environ 0.05 % par degré Celsius). La Figure ci-dessous montre clairement la baisse du rendement causée par l'augmentation de la chaleur sur la cellule.

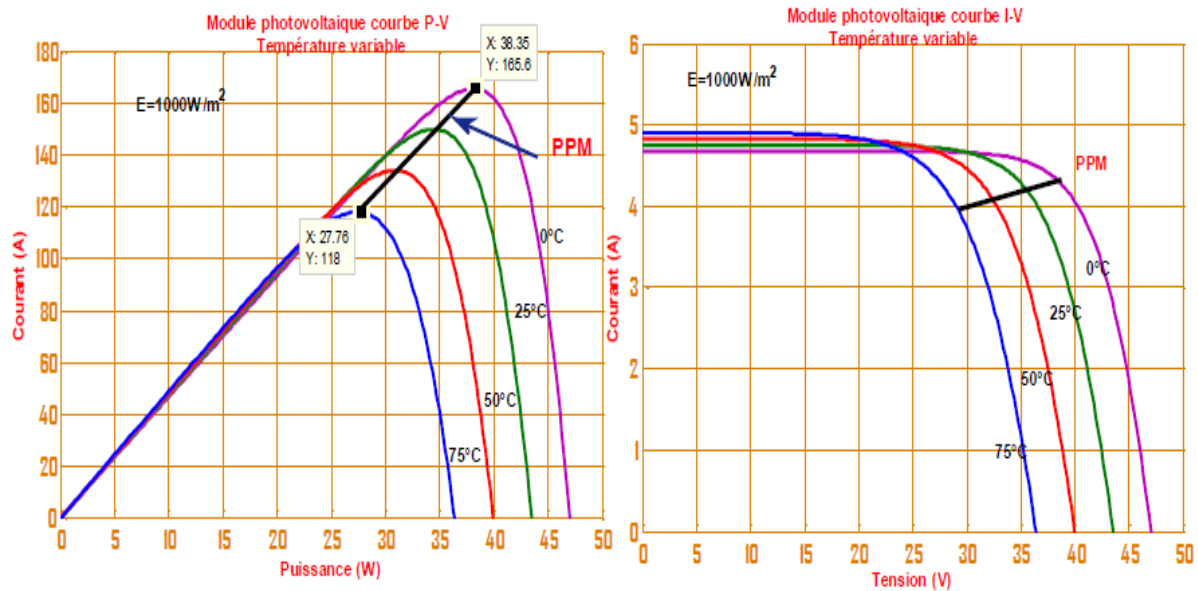


Figure 1.18. Effet de la température sur la caractéristique I-V et P-V.

On peut remarquer sur la même figure que l'augmentation de la température se traduit aussi par une diminution de la puissance maximale disponible.

Lorsque la température augmente de 25 °C autour de la température ambiante et pour un éclairement de 1000 W/m² la puissance maximale diminue de 10.8 %, la tension V_{opt} varie de 10.5 %.

- **Module en série**

Dans le cas idéal, quand le nombre (n) des modules photovoltaïques identiques sont reliés en série, la tension de circuit-ouvert est égale à la n^{ième} tension du module individuel. La tension de sortie V_{SG} du générateur solaire et du circuit ouvert V_{oc} peuvent être données par les relations :

$$\begin{cases} V_{SG} = \sum_{i=1}^n V_n = V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n \\ V_{SG} = nV_{oc1} = nV_{oc2} = nV_{oc3} = \dots = nV_{ocn} \end{cases} \quad (1-20)$$

Les caractéristiques courant-tension de n modules identiques en série sont présentées sur la Figure 1.19 [35].

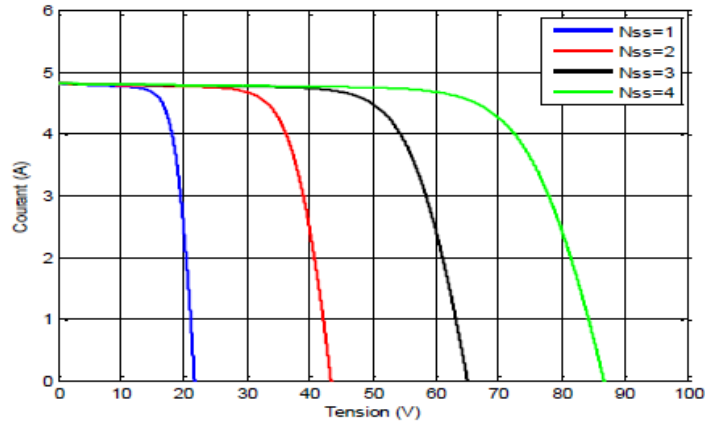


Figure 1.19. Caractéristiques $I=f(V)$ des modules en série aux conditions standards.

- **Module en parallèle**

Le nombre (n) de modules identiques sont connectés en parallèle. La tension résultante V_{SG} est la même pour chaque module et le courant résultant I_{SG} est la somme des courants respectifs I_1 jusqu'à I_n du module.

$$\begin{cases} I_{SG} = \sum_{i=1}^n I_i = I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n \\ V_{SG} = V_1 = V_2 = V_3 = \dots = V_n \end{cases} \quad (1-21)$$

Les caractéristiques ($I-V$) de n modules identiques en parallèle sont présentées sur la Figure 1.20 [35].

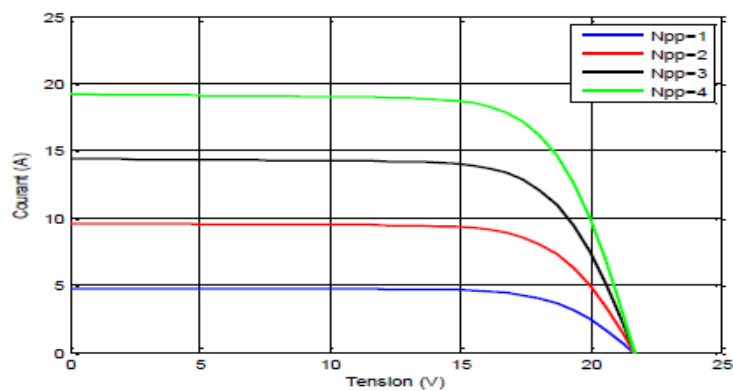


Figure 1.20. Caractéristiques $I=f(V)$ de différents modules parallèles pour des cellules à une température et un ensoleillement constant.

1.6.4. Générateur photovoltaïque

Un générateur photovoltaïque se compose d'un certain nombre de modules formés par un certain nombre de cellules photovoltaïques, connectées ensemble en série et en parallèle pour fournir le courant et la tension nécessaires [35]. La performance du générateur dépend de la variabilité des modules que comprend le générateur et les cellules comprises par les modules. La tension de sortie du générateur photovoltaïque dépend du nombre de modules en série alors que le courant de sortie dépend du nombre de modules en parallèle. L'ensemble intégré des modules photovoltaïques est défini comme rangé photovoltaïque, montré sur la Figure 1.21 [35].

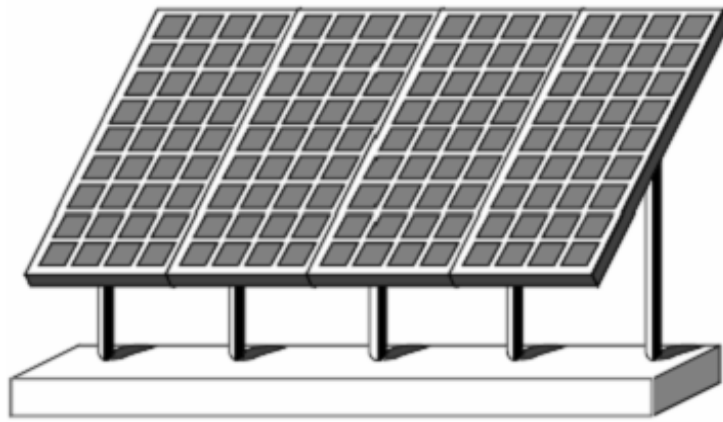


Figure 1.21. Champ photovoltaïque.

Le courant et la tension de sortie du générateur solaire dans une rangée photovoltaïque sont :

$$\begin{cases} V_{out} = \sum_{n=1}^n V_n = V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n \\ I_{out} = \sum_{m=1}^m I_m = I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_m \end{cases} \quad (1-22)$$

La puissance de sortie du générateur solaire (P_{out}) est donnée par :

$$P_{out} = \sum_{n=1}^n V_n \sum_{m=1}^m I_m = (V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n)(I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_m) \quad (1-23)$$

• Influence simultanée de l'éclairement et de la température sur la cellule PV

Le changement d'un paramètre atmosphérique, éclairement ou température, en fixant l'autre est peu probable dans la réalité. Généralement, le changement de ces deux paramètres qui se fait aléatoirement est dans la plupart des temps simultané et dans la même direction [36]. La Figure 1.22 montre l'impact de variation parallèle des conditions climatiques sur la cellule PV [35].

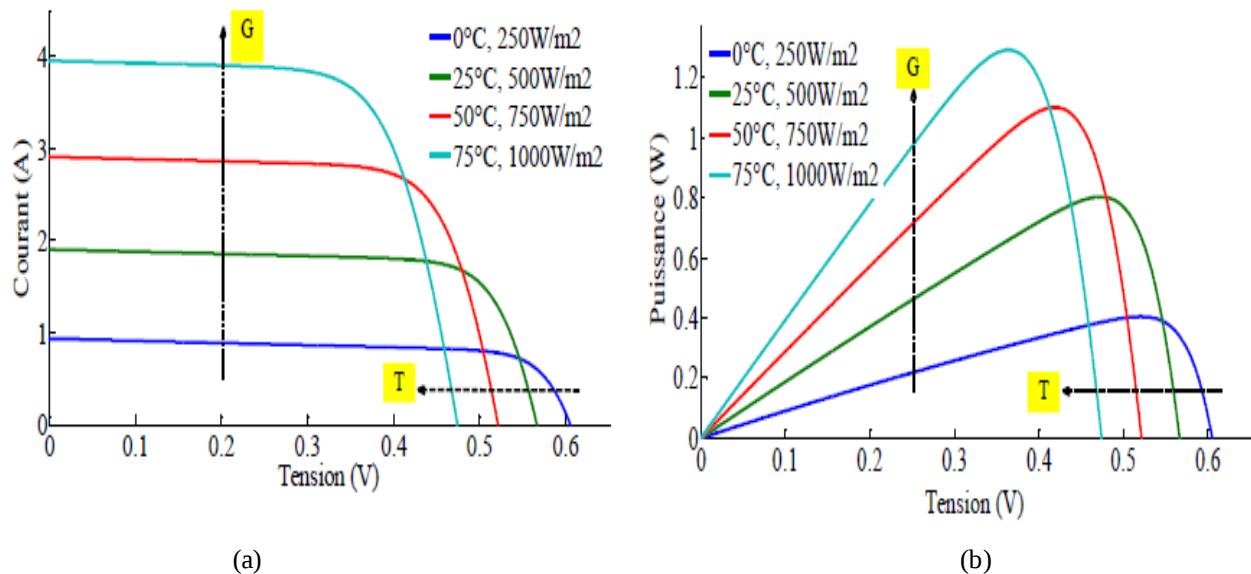


Figure 1.22. Influence simultanée de G et T sur les caractéristiques de la cellule PV : (a). Caractéristiques courant-tension, (b). Caractéristiques puissance-tension.

1.6.5. Protections classiques d'un GPV

Pour garantir une durée de vie importante d'une installation photovoltaïque destinée 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 comme illustré sur la Figure 1.23 [28].

- la diode anti-retour empêchant un courant négatif dans les GPV. Ce phénomène peut apparaître lorsque plusieurs modules sont connectés en parallèle, ou bien quand une charge en connexion directe peut basculer du mode récepteur au mode générateur, par exemple une batterie durant la nuit.
- les diodes by-pass peuvent isoler un sous-réseau de cellules lorsque l'éclairement n'est pas homogène évitant ainsi l'apparition de points chauds et la destruction des cellules mal éclairées. La mise en conduction de ces diodes affecte la caractéristique de sortie du

générateur, comme illustré sur la Figure 1.24 [28], par la perte d'une partie de la production d'énergie et par la présence de deux maximums de puissance.

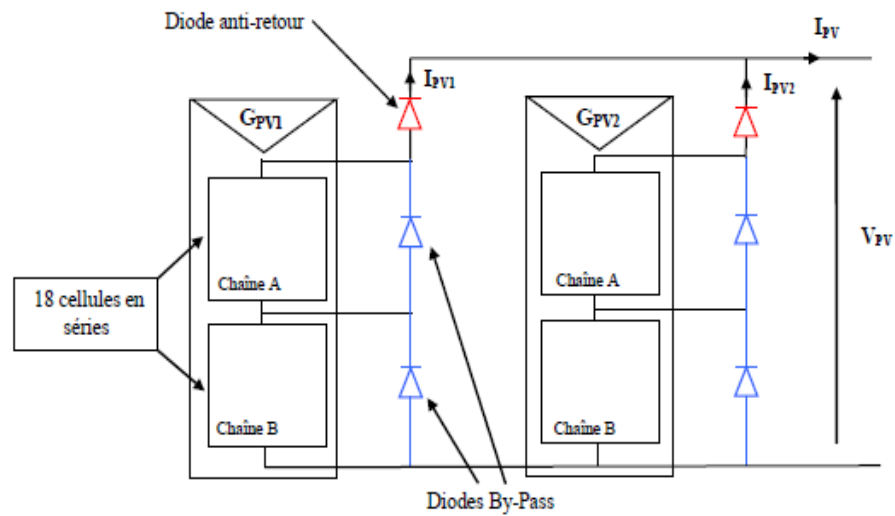


Figure 1.23. Exemples d'association sécurisée de deux modules PV commerciaux en parallèles avec leurs diodes de protections.

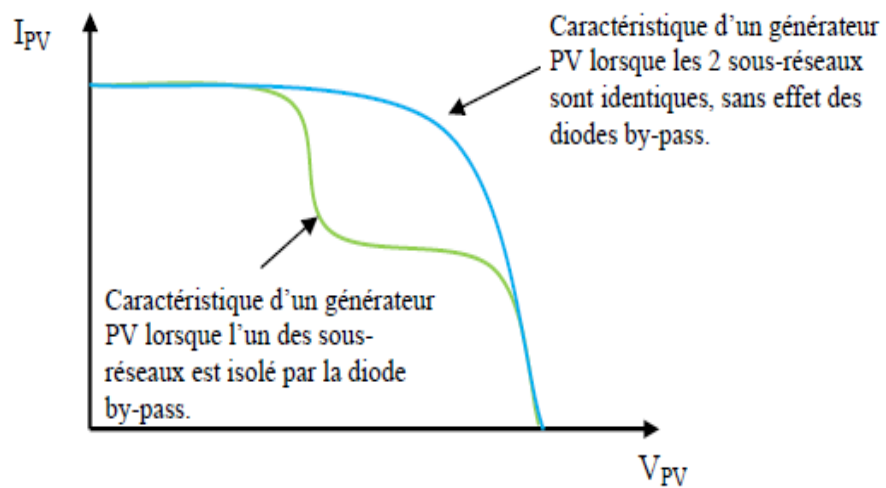


Figure 1.24. Effet de la diode by-pass sur la caractéristique $I(V)$ d'un GPV.

1.7. Les différents types de systèmes photovoltaïques

On distingue deux structures des principales applications des systèmes photovoltaïques [37].

1.7.1. Système PV autonome

Autonomes ou « stand-alone », ces installations isolées ne sont pas connectées au réseau, mais elles doivent assurer la couverture de la demande de la charge en tout temps [38]. La puissance à la sortie du générateur photovoltaïque n'est pas suffisante pour satisfaire la demande de charge. Aussi, l'autonomie du système est assurée par un système de stockage d'énergie [39]. En général ces installations comprennent quatre éléments :

- Un ou plusieurs modules PV.
- Le système de régulation.
- Une ou plusieurs batteries.
- L'onduleur.
- La charge elle-même.

Cette installation se compose essentiellement de ces éléments comme montré sur la Figure 1.25 [42].

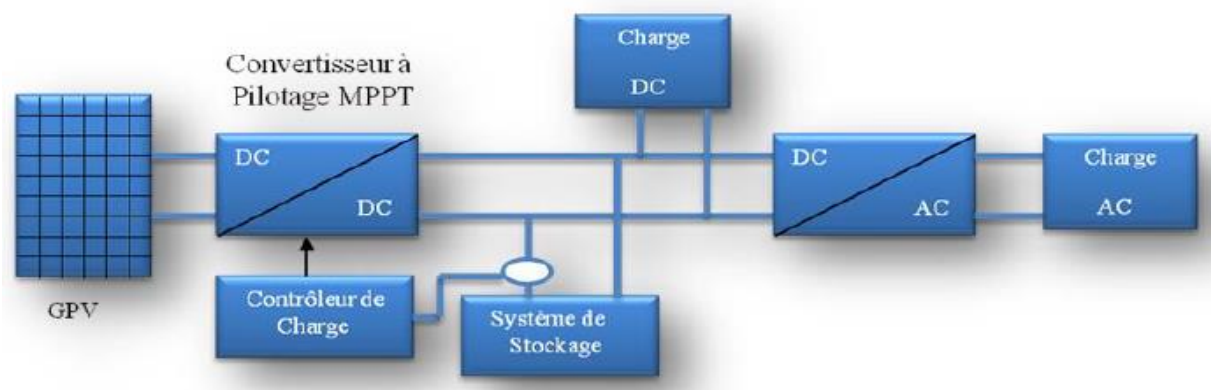


Figure 1.25. Installation photovoltaïque autonome.

1.7.2. Système PV connecté directement au réseau

Les systèmes photovoltaïques connectés à un réseau permettent la décentralisation de la production sur ce réseau électrique (Figure 1.26) [42]. L'énergie est produite plus près des lieux de consommation et non pas seulement par de grandes centrales nucléaires, thermiques ou hydroélectriques. Au fil du temps, les systèmes PV connectés à un réseau réduiront la nécessité d'augmenter la capacité des lignes de transmission et de distribution en ayant besoin d'acheminer uniquement son excédent d'énergie vers les zones en manque de production [40].

Cette mise en commun des productions permet aussi un sous-dimensionnement des équipements de production complémentaire. Ces transferts éliminent la nécessité d'acheter et d'entretenir une batterie d'accumulateurs. Il est toujours possible d'utiliser ceux-ci pour servir d'alimentation d'appoint lorsque survient une panne de réseau [41].

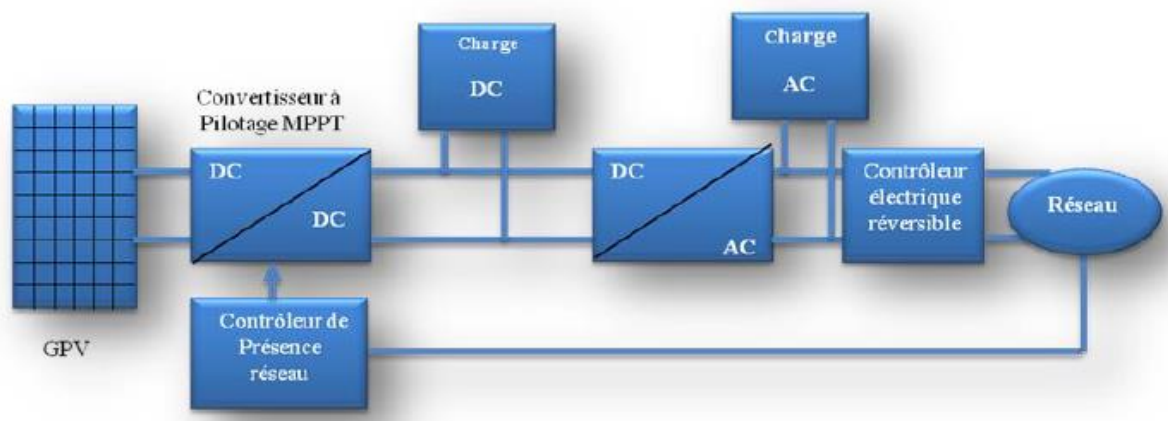


Figure 1.26. Installation photovoltaïque couplée au réseau.

1.8. Conclusion

Ce chapitre est entièrement consacré aux généralités sur les systèmes photovoltaïques, il ouvre une petite fenêtre sur le passé de (l'homme et le soleil). Un état de l'utilisation de l'énergie solaire dans le monde et particulièrement en Algérie, y est également donné, nous avons présenté aussi un aperçu sur les principales théories et lois qui régissent la conversion de cette énergie exploitée par l'homme il y'a des millénaires, ainsi que la modélisation et les différentes structures existantes dans le domaine actuel de l'énergie solaire, néanmoins la caractéristique $I(V)$ non linéaires avec des PPM, rend l'utilisation du générateur PV un peu complexe, en plus la production de puissance varie fortement en fonction de l'éclairement, de la température, du vieillissement global du système. De plus, selon les caractéristiques de la charge sur laquelle le générateur PV débite, par conséquent nous pouvons trouver un très fort écart entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge en

mode connexion directe. De ce fait, et à fin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du générateur PV et de la transférer à la charge, la technique adoptée consiste à utiliser un étage d'adaptation entre le générateur PV et la charge. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant, à travers une action de contrôle, le suivi du point de puissance maximum communément appelé MPPT (Maximum Power Point Tracking), un état de l'art sur la plupart des techniques MPPT existantes fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 2

*Synthèse Des Différentes MPPT
Rencontrées Dans La Littérature*

SYNTHESE DES DIFFERENTES MPPT RENCONTREES DANS LA LITTERATURE

2.1. Introduction

Dans le domaine de la recherche scientifique actuelle, l'un des défis des chercheurs aujourd'hui est de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Dans notre monde la majorité des systèmes dynamiques utilisés sont des systèmes non linéaires tels que la caractéristique courant-tension $I = f(V)$ des générateurs photovoltaïques, la non linéarité nous impose à utiliser le MPPT.

Les méthodes classiques de MPPTs telles que (Perturber et Observer), (Incrémentale Conductance), souffrent de nombreux inconvénients notamment lorsqu'elles fonctionnent dans des conditions climatiques variables. D'où le recours aux techniques de l'intelligence artificielle [43].

Une des premières difficultés engendrées par l'utilisation d'une source photovoltaïque est le faible rendement de conversion, en particulier le problème du couplage non parfait entre le générateur photovoltaïque et la charge de type continue ou alternative. C'est le problème du transfert de la puissance maximale du générateur photovoltaïque « GPV » à la charge qui souffre souvent d'une mauvaise adaptation. Comme les applications sont nombreuses, ce problème reste en grande partie ouvert.

Ce chapitre dresse tout d'abord les modèles d'hybridations neuro-flou existants ainsi qu'une étude sur le modèle ANFIS adopté sera présentée, cette technique combine la capacité d'adaptation de la logique floue et la puissance des capacités d'apprentissage et de généralisation des réseaux de neurones. Ensuite, et après avoir déterminé la structure du convertisseur DC-DC adopté, un état de l'art sur les différentes techniques MPPTs existantes dans la littérature qui permettent de faire fonctionner le GPV à sa puissance maximale y est également donnée. En effet la conception d'un étage d'adaptation muni d'un algorithme MPPT en vue d'optimiser la conversion énergétique et de relier aisément un GPV à sa charge s'avère plus que indispensable.

2.2. L'intelligence artificielle

La majorité des systèmes dynamiques utilisés dans la réalité sont des systèmes non linéaires. Ce type de système est généralement sujet aux variations et incertitudes structurelles et non structurelles causées par l'environnement d'où le recours aux techniques de l'intelligence artificielle pour palier à ce problème. Ces techniques sont connues par leur adaptation aux changements environnementaux. En effet la combinaison entre les réseaux de neurones et la logique floue nous permet de profiter de leurs propriétés, d'où la présence de la commande neuro-floue adaptative et robuste [44].

2.3. Les réseaux hybrides neuro-flous

Les réseaux de neurones et la logique floue présentent séparément des avantages et des inconvénients. Le point de départ des travaux sur la fusion de ces deux approches, le neuro-flou fut la volonté de réduire leurs inconvénients en alliant les caractéristiques sémantiques du flou et les capacités d'apprentissage des systèmes neuronaux.

Les deux approches contribuent à l'apprentissage et à la généralisation pour surmonter les inconvénients de l'un et de l'autre, des travaux de recherches ont opté pour la combinaison des deux systèmes, pour donner des systèmes neuro-flous, ce qui fait accroître la performance de ces systèmes [45].

2.3.1. Définition du système neuro-flou

Une définition des systèmes neuro-flous est donnée dans [46] selon laquelle : les systèmes neuro-flous sont des systèmes flous formés par un algorithme d'apprentissage inspiré des réseaux de neurones. La technique d'apprentissage opère en fonction d'information locale et produit uniquement des changements locaux dans le système flou d'origine. Les règles floues codées dans le système neuro-flou représentent les échantillons imprécis et peuvent être vues en tant que prototype imprécis des données d'apprentissage. On peut aussi noter que les systèmes neuro-flous peuvent être utilisés comme des approximateurs.

Les développements actuels sur ce type de problématiques montre que les performances des neuro-flous dépassent celles d'autres méthodes aussi bien en termes de précision des résultats que d'efficacité d'apprentissage [45].

Généralement les réseaux neuro-flous remplacent les différentes couches cachées des réseaux de neurones par des règles floues (i.e. règles linguistiques). Ils utilisent ensuite des

algorithmes d'apprentissage pour définir et optimiser ces paramètres. De plus, les règles d'un système neuro-flou sont transparentes ce qui permet la validation et la manipulation par un expert. En fin les systèmes neuro-flous sont très prometteurs dans le cas où les données disponibles sont limitées [47].

2.3.2. Modèles d'hybridation neuro-flou

Le choix d'une architecture de neuro-floue, dépend de la description des données et aussi de l'application à traiter. Dans la plupart de littératures récentes, la taxonomie de neuro-floue suivante est adoptée :

2.3.2.1. Systèmes neuro-flous concurrents

Les réseaux de neurones et les systèmes flous collaborent sur la même tâche sans qu'il y ait aucune influence de l'un sur l'autre, aucun des systèmes ne détermine les paramètres de l'autre. De tels réseaux servent à l'apprentissage des fonctions d'appartenances, au calcul de l'inférence, à la réalisation de la phase d'agrégation et de défuzzification. Ils peuvent réaliser l'extraction de règles floues, en analysant les corrélations qui existent entre les entrées et les sorties du réseau de neurones et explicitent alors les connaissances obtenues par un réseau de neurones en établissant une interface entre connaissances numériques et connaissances symboliques. Ces approches présentent l'intérêt de résoudre deux problèmes importants de la logique floue: la détermination des fonctions d'appartenance et des règles ainsi leur adaptation à l'environnement du système.

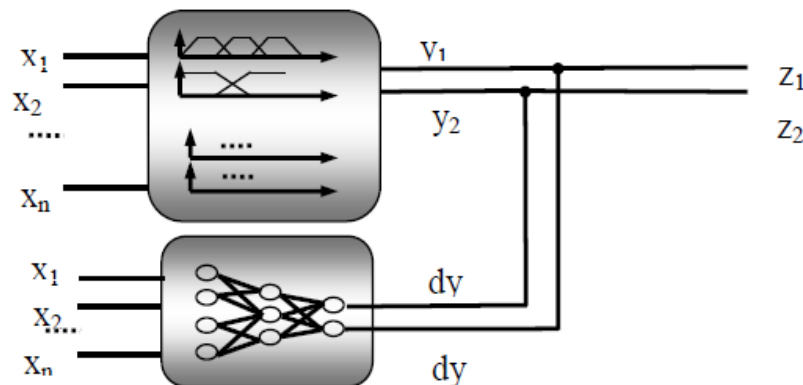


Figure 2.1. Réseau neuro-flou réalisé en parallèle

2.3.2.2. Réseaux neuronaux-flous

Ce sont les réseaux de neurones, qui utilisent les méthodes floues pour un apprentissage rapide, ceci s'effectue par la création d'un réseau de neurones, qui opère sur des données floues en entrée.

2.3.2.3. Systèmes neuro-flous en coopération

Un réseau neuro-flou est utilisé pour déterminer les paramètres du système flou, après la phase d'apprentissage, le système flou parvient à fonctionner sans le réseau de neurones. Le réseau de neurones peut ajuster les paramètres de fonction d'appartenance du système flou ou déterminer ses règles floues. Les possibilités d'associations, on peut tout d'abord construire un réseau de neurones qui fonctionne en amont d'un système flou. Les variables d'entrée d'un système de commande flou sont déterminées à partir de la sortie d'un réseau de neurones lorsqu'elles ne sont pas mesurables directement. Ou bien un réseau de neurones effectuant une tâche de classification ou de reconnaissance de formes, qui est suivie par un système d'aide à la décision floue. On peut aussi avoir recours à un réseau de neurones qui fonctionne en aval d'un système flou par exemple dans le but d'ajuster les sorties d'un système de commande flou à de nouvelles connaissances obtenues, les variables de sortie étant les erreurs sur les variables de sortie du système flou.

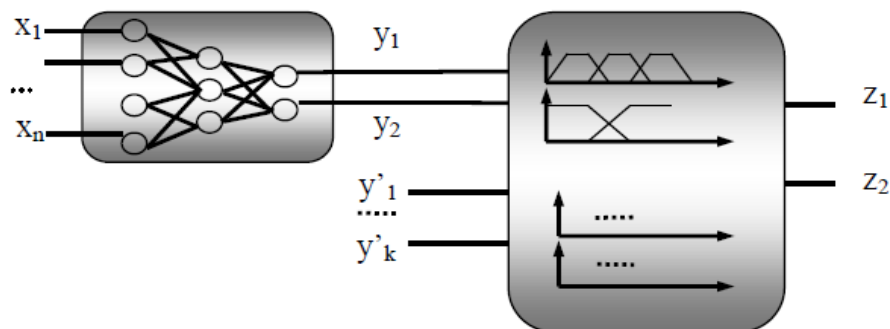


Figure 2.2. Réseau neuro-flou réalisé en série.

2.3.2.4. Systèmes neuro-flous hybrides

Un type d'hybridation est proposé par *P.Y. Glorennec*. Les deux paradigmes sont combinés dans une architecture homogène, le système peut être interprété comme un réseau de neurones utilisant des paramètres flous ou bien un système implémenté selon une logique floue de forme distribuée ou parallèle. Le système d'inférence floue est mis sous la forme d'un réseau multicouche dans lequel les poids correspondent aux paramètres du système.

L'architecture du réseau dépend du type de règles et des méthodes d'inférence, d'agrégation et de défuzzification choisie. Par exemple, pour des règles de la forme : « si V_1 est A_{11} et V_2 est A_{21} alors W est W_1 », on fait appel à un réseau de neurones qui admet pour entrées les valeurs X_1 et X_2 prises par les variables V_1 et V_2 et dont les deux couches cachées correspondent respectivement au calcul de la valeur des fonctions d'appartenance de A_{11} pour l'entrée X_1 et de A_{21} pour X_2 et à celui de la valeur prise par la conjonction des conditions de chaque règle utilisant un opérateur de conjonction adéquat.

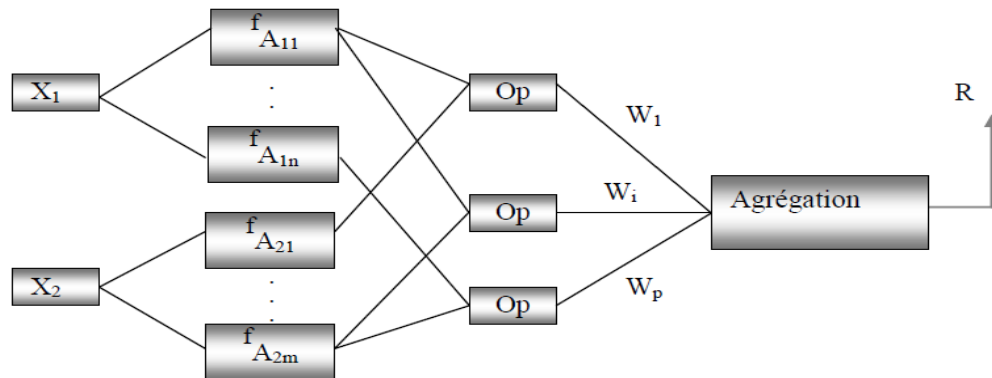


Figure 2.3. Réseau neuro-flou hybride.

2.3.3. Les modèles neuro-flous hybrides

Les architectures neuro-flous, sont divisées en deux classes [48] :

2.3.3.1. Les modèles de réseaux neutron-flous à apprentissage supervisé

- ANFIS: Adaptive Network Fuzzy Inference System.
- NNDFR: Neuronal Network Driven Fuzzy Reasoning.
- NEFCLASS: Neuro-Fuzzy Classification
- NEFPROX: Neuro-Fuzzy Function Proximation.
- FuNe: Neuro Fuzzy model.
- FRN: Fuzzy Rule Net.

Ces réseaux neuro-flous sont utilisés pour des tâches, et des objectifs multiples notamment dans l'analyse des données.

Dans ce type d'apprentissage, nous allons nous intéresser essentiellement à un modèle, qui est très utilisé dans les applications de contrôle et de classification, c'est le modèle de système flou implémenté selon une topologie de réseau de neurones. Il consiste à exploiter les capacités d'apprentissage et de généralisation des réseaux de neurones pour générer les paramètres du système flou. Le système flou est implémenté dans une topologie de réseau de

neurone, où les poids de connexion représentent les paramètres de la fonction d'appartenance des variables floues faisant partie de la base de règles.

Cette architecture de réseau de neurones est à retro-propagation multicouches, où chaque couche remplit une tâche spécifique dans la classification par déduction.

Un algorithme d'apprentissage approprié (supervisé : retro-propagation) forme la structure pour ajouter les paramètres des règles, et leur donner un caractère de flexibilité et d'adaptation.

L'exemple de réseau neuro-flou considéré dans notre projet est (ANFIS) et d'après la littérature, c'est un modèle hybride qui a donné des résultats positifs dans plusieurs applications.

(ANFIS) est un réseau neuro-flou typique, utilisant le système d'inférence floue de Takagi et Sugeno avec 5 couches.

Considérons un système d'inférence floue avec deux entrées (x, y) et une sortie, et supposons que la base de règle contient deux règles floues de type Takagi et Sugeno.

1. Si x est A1 et y est B1, **alors** $f1=p1x+q1y+r1$.

2. Si x est A2 et y est B2, **alors** $f2=p2x+q2y+r2$.

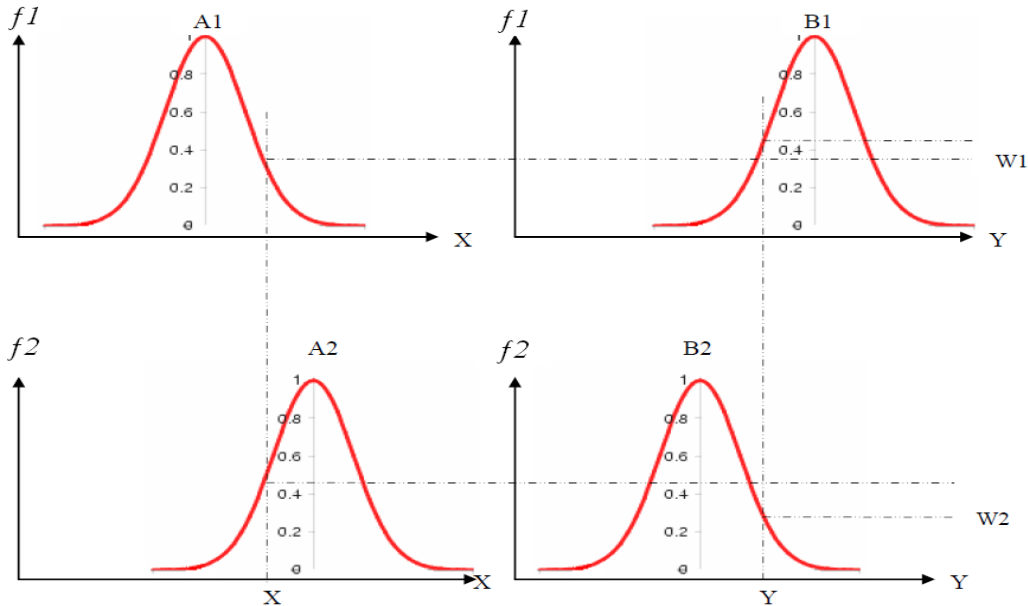


Figure 2.4. Fuzzification avec la fonction de Gauss.

$$f1 = p_1x + q_1y + r_1 \quad (2-1)$$

$$f2 = p_2x + q_2y + r_2 \quad (2-2)$$

$$f = \frac{w_1 f_1 + w_2 f_2}{w_1 + w_2} \quad (2-3)$$

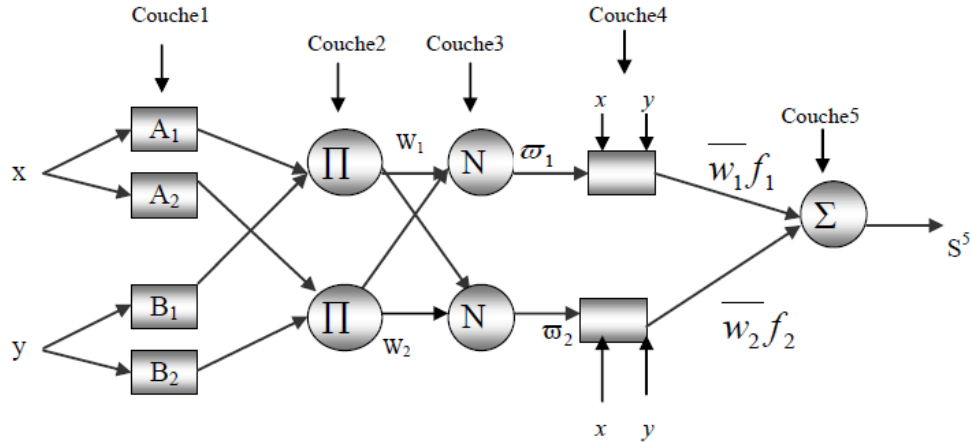


Figure 2.5. Model ANFIS.

➤ Description du modèle ANFIS

Couche 1 : Les nœuds expriment les conditions d'appartenance, ils remplissent le rôle de fuzzification. Chaque nœud est plus ou moins activé en fonction de degré d'appartenance à un sous ensemble flou donné (le nombre de nœuds associés à chaque entrée est le nombre de sous ensembles flous qui définissent cette variable floue) [49].

$S_i^1 = \mu_{A_i}(x)$ Est la fonction d'appartenance au sous ensemble A_i .

$S_i^1 = \mu_{B_i}(y)$ Est la fonction d'appartenance au sous ensemble B_i .

Avec la fonction d'appartenance Gaussienne (généralement la plus utilisée) définit comme suit :

$$\mu_{A_i}(x) = e^{\frac{-1}{2} \left[\frac{x-c_i}{S_i} \right]^2} \quad (2-4)$$

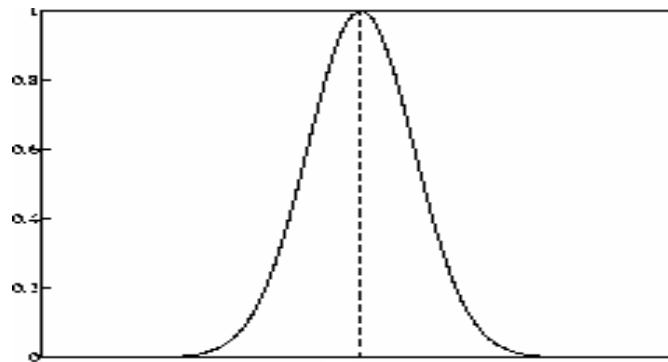


Figure 2.6. Fonction Gaussienne.

Couche 2 : Les nœuds expriment les règles d'inférences. Les liaisons de cette couche remplissent le rôle de la partie pré-condition des règles.

$$S_i^2 = w_i = \mu_{A_i}(x) \mu_{B_i}(y) \quad (2-5)$$

Couche 3 : Chaque nœud i dans cette couche correspond à une règle floue Sugeno. Il reçoit les sorties des neurones de fuzzification et calcule son activation en fonction de la sortie précédente W_i comme suit :

$$S_i^3 = \overline{w_i} = \frac{w_i}{\sum_{i=1} w_i} \quad (2-6)$$

Couche 4 : Les liaisons de cette couche remplissent le rôle de la partie conséquence des règles, chaque nœud i calcule le degré de vérité normalisé d'une règle floue donnée. La valeur obtenue représente la contribution de la règle floue au résultat final. Ainsi la sortie du neurone i de la couche 4 est calculée en fonction des variables d'entrées comme suit :

$$S_i^4 = \overline{w_i} f_i = \overline{w_i} (p_i x + q_i y + r_i) \quad (2-7)$$

Couche 5 : La sortie est obtenue en sommant l'ensemble des sorties de la couche 4

$$S^5 = f = \sum_i \overline{w_i} f_i \quad (2-8)$$

➤ Entraînement d'un réseau ANFIS

Le modèle ANFIS utilise généralement l'algorithme de rétro-propagation pour modifier les paramètres des fonctions d'appartenance (centre et largeur de la fonction gaussienne) afin de minimiser l'erreur entre la sortie du système calculée et la sortie désirée.

C'est un algorithme à deux temps où on estime d'abord les paramètres des conséquents par une technique de moindres carrés et ensuite les poids du réseau par une descente de gradient [50].

Chaque époque d'entraînement comprend un passage en avant et un passage en arrière. Durant le passage en avant, les patrons d'entrée servent à déterminer les sorties des neurones couche par couche, permettant de déterminer les valeurs des paramètres de conséquents en bout de compte. Durant le passage en arrière, l'algorithme de rétro-propagation d'erreur est appliqué pour régler les poids des différentes couches, avec l'objectif de minimiser l'erreur entre la valeur calculée et celle désirée :

$$e = \frac{1}{2} \sum (f - out_d)^2 \quad (2-9)$$

Dans cette architecture, la tâche de l'algorithme d'apprentissage est de mettre au point tous les paramètres modifiables, à savoir (c, s) et (p_i, q_i, r_i) , pour rendre la sortie de ANFIS correspondante aux données ajustées. Lorsque les paramètres de la partie prémisse c et s de la fonction d'appartenance sont fixés, les paramètres de sortie peuvent être exprimés comme des

combinaisons linéaires des paramètres de la partie conséquente. La sortie f du modèle ANFIS peut être écrite comme suit :

$$f = \sum_i \bar{w}_i f_i \text{ Avec } \bar{w}_i = \frac{w_i}{\sum_{i=1} w_i} \quad (2-10)$$

On aura :

$$f = \sum_i \bar{w}_i (p_i x + q_i y + r_i) = \sum_i (\bar{w}_i x) p_i + \sum_i (\bar{w}_i y) q_i + \sum_i \bar{w}_i r_i \quad (2-11)$$

Donc la sortie f est une combinaison linéaire des paramètres (p_i, q_i, r_i) de la partie conséquente des règles du système d'inférence. La détermination des valeurs optimales des paramètres (p_i, q_i, r_i) des parties conséquentes des règles peut être facilement réalisée par la méthode des moindres carrés.

Toutefois, si les paramètres de la partie prémisse de la règle ne sont pas fixés, la recherche de l'espace devient grande et la convergence de l'apprentissage devient plus lente. Pour résoudre ce problème, nous adoptons un algorithme hybride combinant la méthode des moindres carrés et celle de la descente du gradient.

La détermination de la relation entre l'entrée et la sortie du modèle se compose des étapes suivantes:

- Prélèvement qualitatif de paramètres d'entrée et de sortie
- Apprentissage du modèle dynamique
- Validation du modèle formé après apprentissage.

ANFIS détermine automatiquement la structure du modèle selon les paramètres d'apprentissage, ce qui est similaire, mais pas tout à fait comme un réseau de neurones, il faut deux ensembles de données, à savoir les données d'apprentissage et les données de test, pour former et tester les modèles neuro-flous utilisant les techniques d'ANFIS. Les données de l'apprentissage sont les ensembles d'entrée / sortie qui définissent les données désirées d'entrée/ sortie du modèle neuro-flou, mais les données de test sont utilisées pour tester la capacité de généralisation du système d'inférence floue mis en place par l'apprentissage à chaque cycle.

La formation des paramètres du système d'inférence flou par ANFIS revient à résoudre les équations citées ci-dessous :

$$\frac{\delta e}{\delta c} = (f - out_d) \left(\frac{x - c}{s^2} \right) \bar{w}_i (1 - \bar{w}_i) (p_i x + q_i y + r_i) \quad (2-12)$$

$$\frac{\delta e}{\delta s} = (f - out_d) \left(\frac{(x-c)^2}{s^3} \right) \bar{w}_i (1 - \bar{w}_i) (p_i x + q_i y + r_i) \quad (2-13)$$

$$\frac{\delta e}{\delta p_i} = (f - out_d) \bar{w}_i x \quad (2-14)$$

$$\frac{\delta e}{\delta q_i} = (f - out_d) \bar{w}_i y \quad (2-15)$$

$$\frac{\delta e}{\delta r_i} = (f - out_d) \bar{w}_i \quad (2-16)$$

2.3.3.2. Les modèles de réseaux neuro-flous à apprentissage par renforcement

ARIC: Approximation Reasoning-based Intelligent Control.

NEFCON: Neuro-Fuzzy Controller.

Ces modèles sont utilisés dans des situations où les problèmes de contrôle et de régulation ne peuvent pas être résolus par un contrôleur supervisé. Parmi les modèles que nous avons cités ci-dessus, nous présentons le modèle NEFCON (Neuro-Fuzzy Controller). C'est un modèle qui est dédié au contrôle et la régulation. NEFCON est capable d'apprendre des ensembles flous aussi bien que des règles floues. NEFCON utilise autant de connaissance antérieure que possible par l'utilisation de règles connues à l'avance, et par l'utilisation d'une mesure d'erreur basée sur la connaissance. NEFCON est aussi capable d'apprendre à partir d'aucune donnée, s'il n'y pas de connaissance à priori.

La procédure d'apprentissage forme le système en ligne.

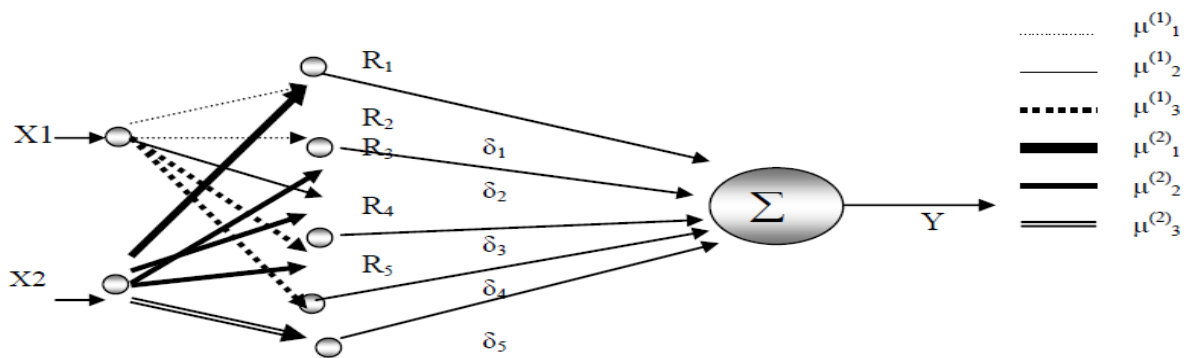


Figure 2.7. Le modèle NEFCON.

Les règles sont de la forme :

R_r Si X_1 est $A^{(1)}_{j1}$ ET.....ET x_n est $A^{(n)}_{jn}$ Alors Y est B_j .

Soit l'exemple : R_4 : Si X_1 est $A_{43}^{(1)}$ ET X_2 est $A_{42}^{(2)}$ Alors Y est B_{43}

$A_{j1}^{(1)}, \dots, A_{jn}^{(n)}$ Sont des termes linguistiques représentés par des ensembles flous.

$\mu_{j1}^{(1)}, \dots, \mu_{jn}^{(n)}$ Sont les degrés d'appartenances.

B_j Sont des termes linguistiques représentés par des ensembles flous $\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n$.

Si k règles sont connues pour contrôler un processus on peut construire un système NEFCON.

La sortie Y est l'opération centroïde (dans une opération de classification).

L'algorithme d'apprentissage est exécuté en deux étapes :

- Apprentissage des règles floues (structure d'apprentissage).
- Apprentissage des ensembles flous (apprentissage de paramètres).

La phase d'apprentissage des paramètres, modifie les fonctions d'appartenance de NEFCON dans le sens d'accomplir un meilleur contrôle de performance. Cette performance est décrite par une mesure d'erreur floue (apprentissage supervisé).

S'il n'y a aucune stratégie de contrôle connue, c'est qu'il n'y a aucune base de règles disponible, NEFCON est capable de développer sa propre stratégie d'apprentissage. NEFCON utilise une stratégie de règles incrémentale.

2.4. Connexion directe générateur photovoltaïque-charge

Actuellement, beaucoup d'applications où une connexion directe entre un GPV et une charge existent encore. Cette connexion en l'absence d'électronique est simple, fiable et de faible coût. Mais, elle ne garantit pas un transfert optimal de l'énergie du GPV vers la charge. Un autre inconvénient c'est que la connexion directe du GPV n'est pas valable sur une charge AC car le GPV fournit un courant continu. Pour la connexion d'un GPV à une charge alternative, un étage d'adaptation de type onduleur est nécessaire [51]. Cette configuration est illustrée à la Figure 2.8 [52], la diode anti-retour placée entre le GPV et la charge sert de protection. En effet, si cette charge était une batterie, lorsque le module n'est pas éclairé, celui-ci pourrait fonctionner en tant que récepteur. La batterie pourrait donc se décharger sur le GPV et en plus l'endommager.

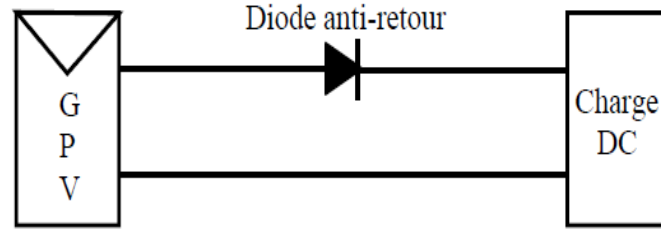


Figure 2.8. Connexion directe GPV-Charge par le biais d'une diode anti-retour.

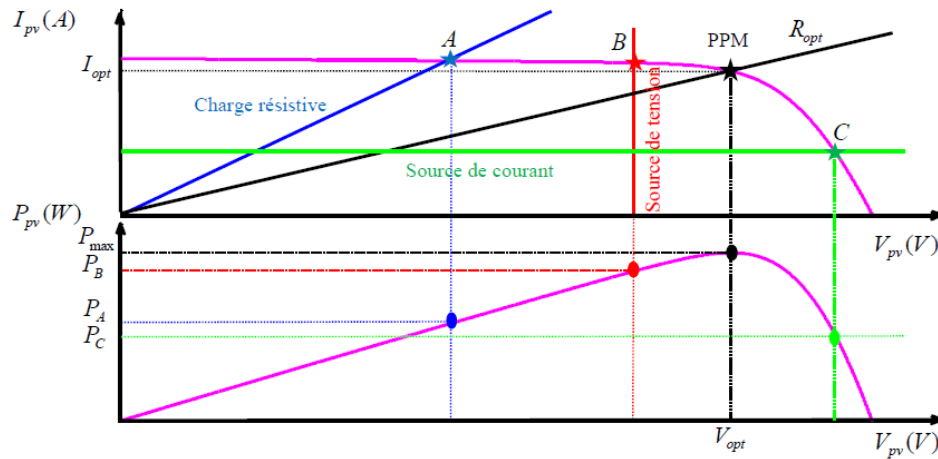


Figure 2.9. Points de fonctionnement d'un GPV en connexion directe pour différentes charges DC.

La charge DC peut être une charge purement résistive, une charge de type source de tension ou une charge de type source de courant. Sur la Figure 2.9 [52], les caractéristiques I-V et P-V d'un GPV sont représentées ainsi que les caractéristiques I-V des trois types de charges. Les points de fonctionnement A, B, C sont les points d'intersection entre la caractéristique I-V du GPV et celles des trois types de charge. Le fonctionnement optimal s'obtient pour le PPM qui correspond à la tension optimale V_{opt} et au courant optimal I_{opt} . Pour ces trois points, les puissances fournies par le générateur sont respectivement P_A , P_B , P_C . Ces puissances sont toutes des valeurs de puissances inférieures à la puissance maximale disponible P_{max} . Donc, il faut remédier à ce problème par l'ajout d'un étage d'adaptation [52].

2.5. Connexion indirecte GPV-charge par le biais d'un étage d'adaptation:

Lors de la construction d'un système PV, l'une des préoccupations majeures de conception est de trouver l'adaptation optimale entre les caractéristiques électriques des modules solaires, batteries et charge électrique. Une telle adaptation peut être aisément obtenue si la courbe de charge pouvait suivre les points du réseau de caractéristiques I-V des

modules PV pour lesquels la puissance délivrée par ces modules devient maximum. La puissance maximale produite par les modules PV varie en fonction des fluctuations du rayonnement solaire. Par conséquent, la charge devra être reliée aux modules PV par le biais d'un convertisseur MPPT qui puisse suivre les PPM.

On constate que la pente en tout point de la caractéristique I-V du générateur est négative. Autrement dit, l'impédance différentielle $Z_d = \frac{dV}{dI}$ du GPV est toujours négative de part et d'autre du PPM. En ce dernier point de fonctionnement optimal, où la pente de la caractéristique P-V devient nulle, cette impédance vaut :

$$Z_d = \frac{dV}{dI} = -\frac{V_{opt}}{I_{opt}} \quad (2-17)$$

Alors, seule une charge dont la caractéristique passe par le point (I_{opt}, V_{opt}) permet d'extraire la puissance optimale. La valeur de cette charge vaut alors :

$$R_{opt} = \frac{V_{opt}}{I_{opt}} = f(G, T) \quad (2-18)$$

L'utilisation optimale consiste alors à ce que la charge conserve à chaque instant sa valeur optimale R_{opt} lorsque les conditions varient. Dans le cas général, il y a peu de chance pour que la charge réelle suive naturellement ces variations. Il y a donc lieu d'effectuer en permanence l'adaptation d'impédance nécessaire en insérant, entre le générateur et la charge électrique, un dispositif adaptateur d'impédance comme illustré dans la Figure 2.10 [52, 53, 54].

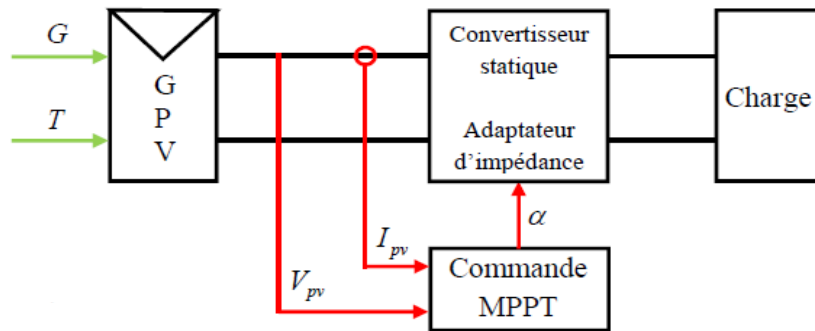


Figure 2.10. Principe de l'adaptation d'impédance par MPPT.

Ces adaptateurs d'impédance sont des convertisseurs DC-DC avec les différentes topologies possibles. On s'intéresse juste aux hacheurs sans isolation galvanique qui sont dépourvus de transformateur tels que : hacheur dévolteur ou abaisseur de tension (Buck),

hacheur survolteur ou élévateur de tension (Boost), hacheur abaisseur élévateur de tension (Buck-Boost, Cuk, Sepic).

2.6. Etages d'adaptations

2.6.1. Convertisseur Boost

On considère un convertisseur DC-DC de type Boost. Il est composé essentiellement d'un interrupteur (comme IGBT ou MOSFET) et d'une diode D . L'interrupteur K est commandé par un signal à modulation de largeur d'impulsion (MLI) de période de découpage fixe T_d et de rapport cyclique variable α . La conduction des deux interrupteurs est complémentaire, quand K est fermé D est ouvert; et quand K est ouvert, D est fermé. Durant chaque période, K est fermé de l'instant 0 à αT_d et ouvert de αT_d à T_d . On distingue deux modes de fonctionnement selon que le courant dans l'inductance s'annule (conduction discontinue) ou pas (conduction continue). On s'intéresse au second cas qui est le plus important. La Figure 2.11 donne le schéma de principe de ce convertisseur, les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes de ses courants (à gauche) et tensions (à droite) [52-56].

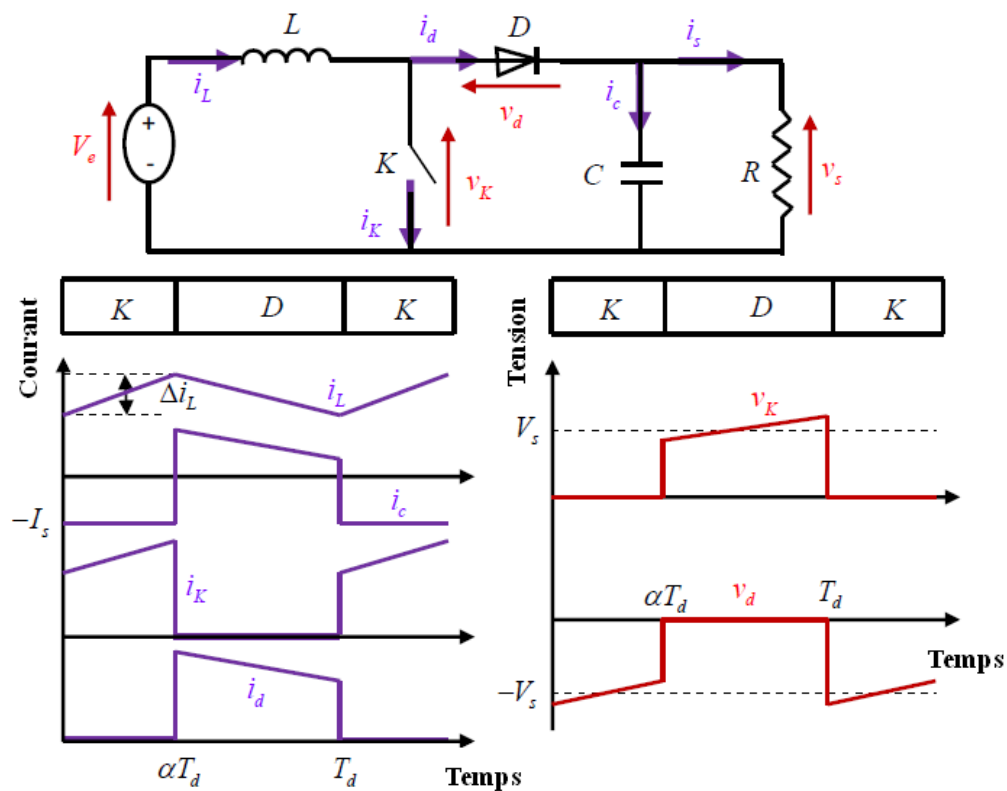


Figure 2.11. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost.

Lorsque l'interrupteur K est fermé ($0 < t < \alpha T_d$), le circuit du convertisseur devient (Figure 2.12) :

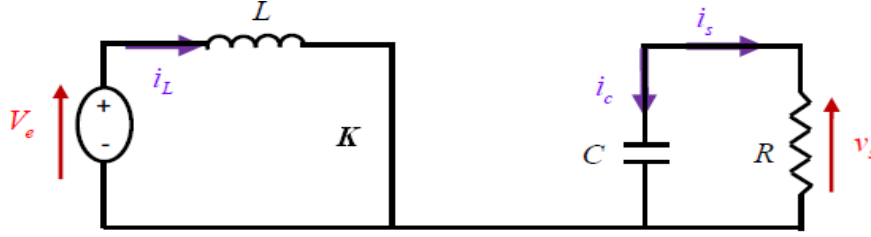


Figure 2.12. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e \quad (2-19)$$

$$i_L = I_{\min} + \frac{V_e}{L} t \quad (2-20)$$

Avec $I_{\min}$ la valeur minimale du courant dans l'inductance.

A l'instant $t = \alpha T_d$, le courant dans l'inductance atteint sa valeur maximale $I_{\max}$.

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{V_e}{L} \alpha T_d \quad (2-21)$$

Lorsque l'interrupteur K est ouvert ($\alpha T_d < t < T_d$), le circuit du convertisseur sera comme montré dans la Figure 2.13.

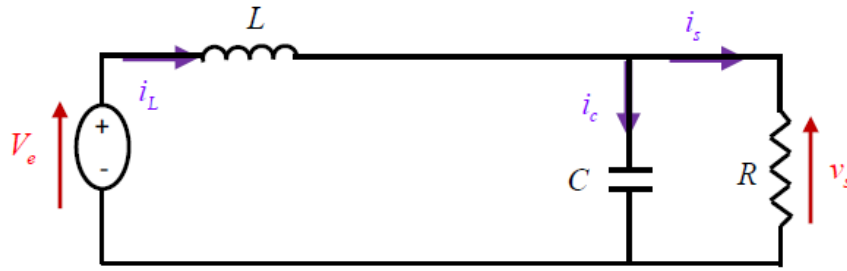


Figure 2.13. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e - V_s \quad (2-22)$$

$$i_L = I_{\max} + \frac{V_e - V_s}{L} (t - \alpha T_d) \quad (2-23)$$

A l'instant $t = T_d$, le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale $I_{\min}$.

$$I_{\min} = I_{\max} + \frac{V_e - V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (2-24)$$

Soit $\Delta i_L = I_{\max} - i_{\min}$, l'ondulation du courant dans l'inductance.

En faisant l'égalité des valeurs de l'ondulation du courant tirées des équations (2-21) et (2-24), on peut déduire la valeur moyenne de la tension de sortie V_s :

$$V_s = \frac{1}{1-\alpha} V_e \quad (2-25)$$

On remarque qu'on peut contrôler la tension de sortie du convertisseur en faisant varier sa tension d'entrée ou son rapport cyclique. Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, alors le montage fonctionne en élévateur de tension.

En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$I_L = \frac{1}{1-\alpha} I_s \quad (2-26)$$

De l'expression (2-21), on exprime l'ondulation de courant dans l'inductance :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L} T_d = \frac{\alpha V_e}{Lf} \quad (2-27)$$

Avec f la fréquence de découpage.

Pendant la première séquence de fonctionnement ($0 < t < \alpha T_d$), seul le condensateur donne de l'énergie à la charge, on peut écrire :

$$C \frac{dv_s}{dt} = -i_s \quad (2-28)$$

Alors l'ondulation de la tension de sortie peut être exprimée par:

$$\Delta V_s = \frac{\alpha I_s}{C \cdot f} = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha)RCf} \quad (2-29)$$

D'après l'analyse des deux séquences de fonctionnement, on constate que les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes en courant et en tension.

$$i_{k,\max} = i_{d,\max} = I_{\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2-30)$$

$$V_{k,\max} = |V_{d,\max}| = V_{s,\max} = V_s + \frac{\Delta V_s}{2} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2} \quad (2-31)$$

2.6.2. Convertisseur Buck

On procède de la même manière dans l'étude du convertisseur Buck. La Figure 2.14 montre la structure et les formes d'ondes du courant et de la tension de ce convertisseur qui est caractérisé par la disposition en série de l'interrupteur avec la source [57].

La tension de sortie en valeur moyenne, l'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie sont donnés respectivement par:

$$V_s = \alpha V_e \quad (2-32)$$

$$\Delta i_L = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{L.f} \quad (2-33)$$

$$\Delta V_s = \frac{\Delta i_L}{8Cf} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{8CLf^2} \quad (2-34)$$

Le convertisseur est donc abaisseur en tension.

Le courant moyen traversant l'inductance est égal au courant moyen dans la charge :

$$I_L = I_s \quad (2-35)$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes.

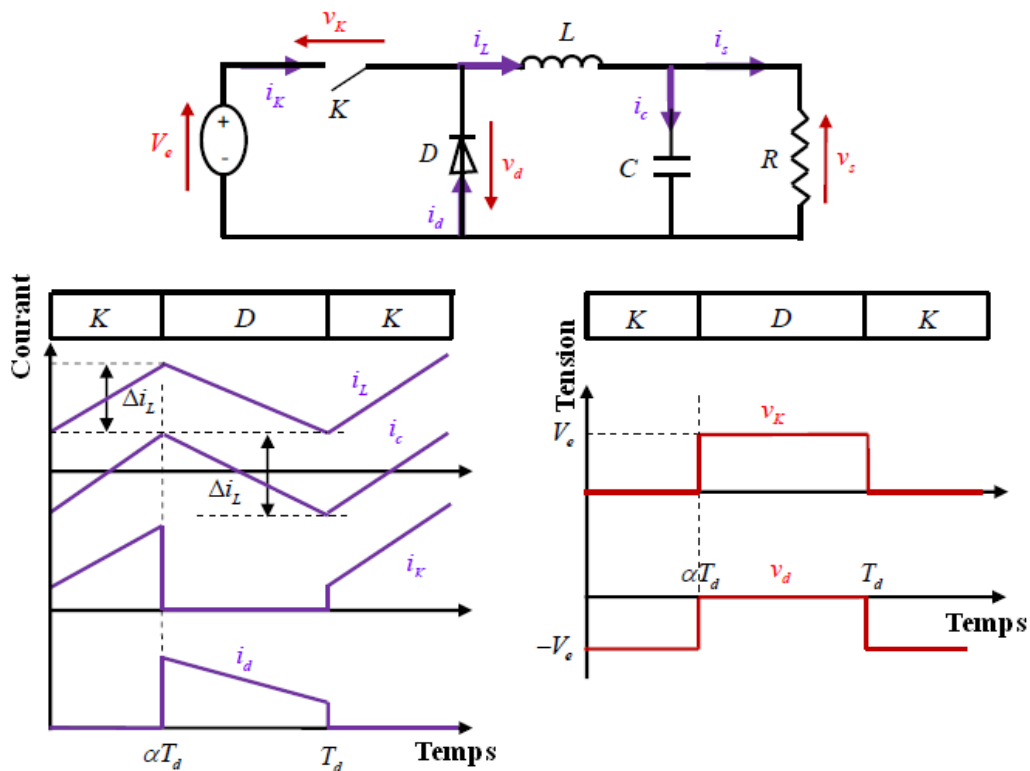


Figure 2.14. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck.

En tension, on a :

$$V_{K,\max} = |V_{d,\max}| = V_e \quad (2-36)$$

Et en courant :

$$i_{K,\max} = i_{d,\max} = i_{L,\max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2-37)$$

2.6.3. Convertisseur Buck-Boost

La topologie et les formes d'ondes de courant et de tension obtenues de ce convertisseur sont présentées à la Figure 2.15. La tension de sortie moyenne est donnée par :

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{1-\alpha} \quad (2-38)$$

L'ondulation de courant dans l'inductance est donnée par :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha V_e}{Lf} \quad (2-39)$$

Et l'ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha I_s}{Cf} = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha)RCf} \quad (2-40)$$

La tension de sortie du convertisseur Buck-Boost est négative par rapport à la tension d'entrée. Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon la valeur du rapport cyclique. C'est un abaisseur-élevateur-inverseur en tension. Le courant moyen traversant l'inductance est donné par :

$$I_L = \frac{I_s}{1-\alpha} \quad (2-41)$$

Les contraintes en tension et en courant sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes :

$$V_{K,\max} = |V_{d,\max}| = V_{s,\max} + V_e = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2} \quad (2-42)$$

$$i_{K,\max} = i_{d,\max} = i_{L,\max} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2-43)$$

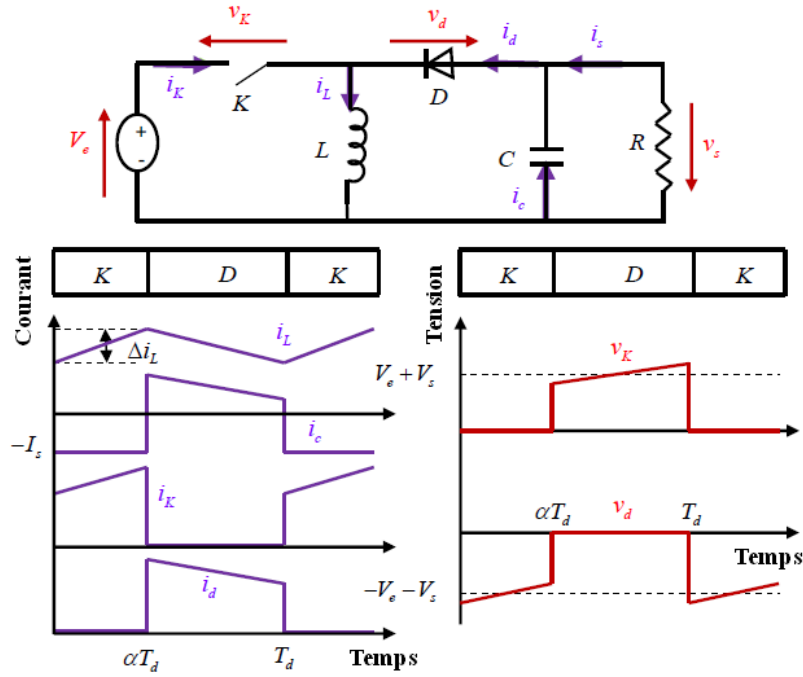


Figure 2.15. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-Boost.

2.6.4. Convertisseur Cuk

La Figure 2.16 illustre le circuit électrique du convertisseur Cuk et ses formes d'ondes de courant et de tension. La tension de sortie moyenne est donnée par:

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{1 - \alpha} \quad (2-44)$$

On remarque que le rapport de transformation est similaire à celui du Buck-Boost. De même, on peut dire que c'est un montage abaisseur-élevateur-inverseur en tension [58].

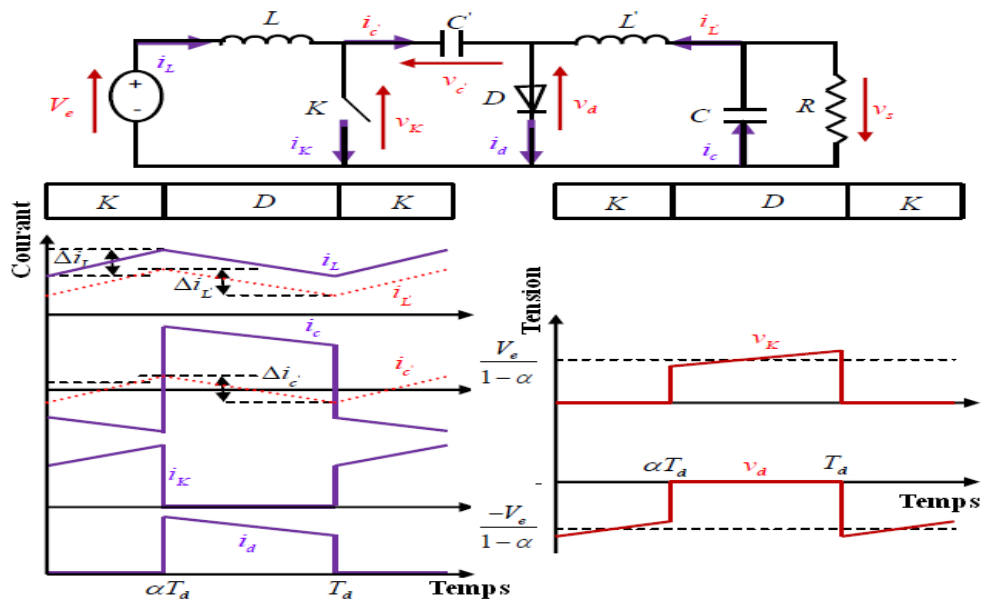


Figure 2.16. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Cuk.

L'expression reliant les courants moyens est :

$$I_L = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) I_{L'} = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) I_s \quad (2-45)$$

Les ondulations de courant dans les deux inductances :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{Lf} \quad (2-46)$$

$$\Delta i_{L'} = \frac{\alpha V_e}{L' f} \quad (2-47)$$

L'ondulation de la tension de sortie:

$$\Delta V_s = \frac{\Delta i_{L'}}{8Cf} = \frac{\alpha V_e}{8L' Cf^2} \quad (2-48)$$

L'ondulation de la tension aux bornes de C'

$$\Delta V_{C'} = \frac{(1-\alpha) I_L}{C' f} = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha) RC' f} \quad (2-49)$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont :

$$V_{K,\max} = |V_{d,\max}| = V_{C',\max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{C'}}{2} \quad (2-50)$$

$$i_{K,\max} = i_{d,\max\varnothing} = I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2} \quad (2-51)$$

2.6.5. Convertisseur Sepic

De la même façon, on commence par donner le circuit de principe du convertisseur Sepic et ses formes d'ondes de courant et de tension obtenues en mode de conduction continue à la Figure 2.17. Les caractéristiques de ce convertisseur sont identiques à celles du Cuk, mais il n'est pas inverseur en tension [59].

La tension de sortie moyenne est donnée par:

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e \quad (2-52)$$

L'expression reliant les valeurs moyennes des courants est :

$$I_L = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) I_{L'} = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) I_s \quad (2-53)$$

Les ondulations de courant dans les deux inductances :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (2-54)$$

$$\Delta i_{L'} = \frac{\alpha V_e}{L' f} \quad (2-55)$$

L'ondulation de la tension de sortie:

$$\Delta V_s = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)} \frac{V_e}{RC f} \quad (2-56)$$

L'ondulation de la tension aux bornes de C'

$$\Delta V_{C'} = \frac{(1-\alpha) I_L}{C' f} = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)} \frac{V_e}{RC' f} \quad (2-57)$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont :

$$V_{K,\max} = |V_{d,\max}| = V_{C',\max} + V_{s,\max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{C'} + \Delta V_s}{2} \quad (2-58)$$

$$i_{K,\max} = i_{d,\max} = I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2} \quad (2-59)$$

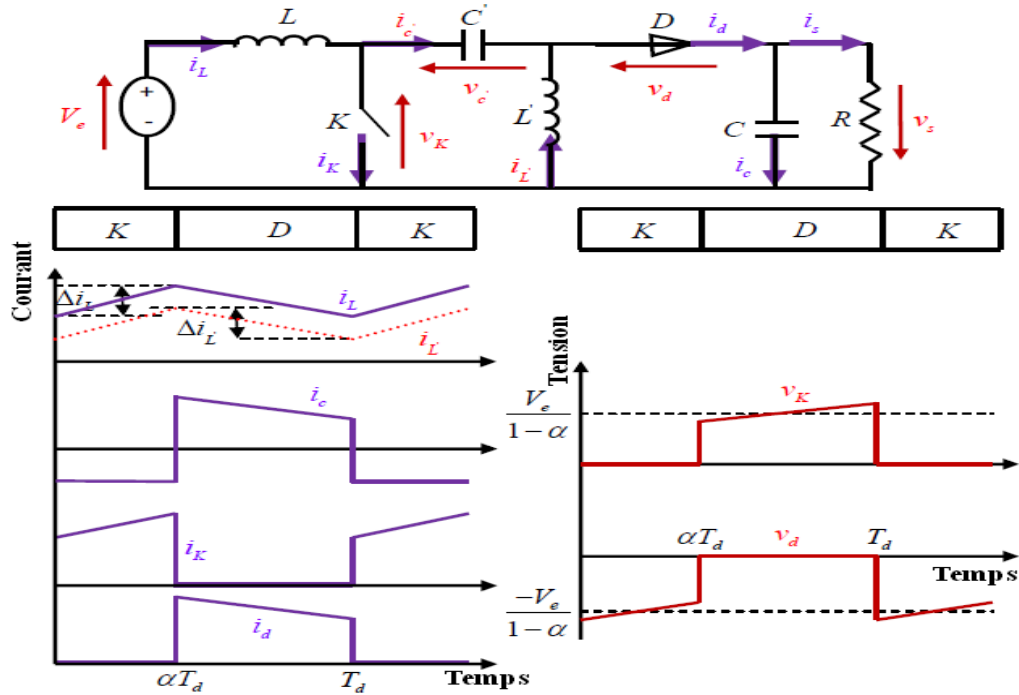


Figure 2.17. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Sepic.

2.6.6. Récapitulatif d'analyse et choix du convertisseur

Un panneau solaire PV est un générateur d'électricité continu basse tension. Il est préférable de mettre un dispositif élévateur de tension comme étage adaptateur d'impédance entre la source et la charge. Tous les convertisseurs cités précédemment excepté le Buck, peuvent jouer ce rôle d'élévateur de tension. D'ailleurs, les structures Buck-Boost, Cuk et Sepic sont élévatrices pour un rapport cyclique supérieur à un demi. Si on regarde à la complexité des structures, le Boost est le plus simple. Les contraintes en tension et en courant sur les interrupteurs et les diodes sont presque similaires pour les différentes topologies élévatrices [52].

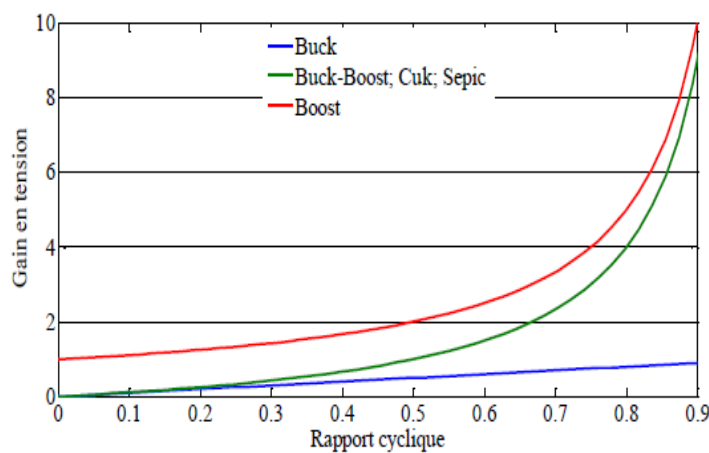


Figure 2.18. Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique des convertisseurs.

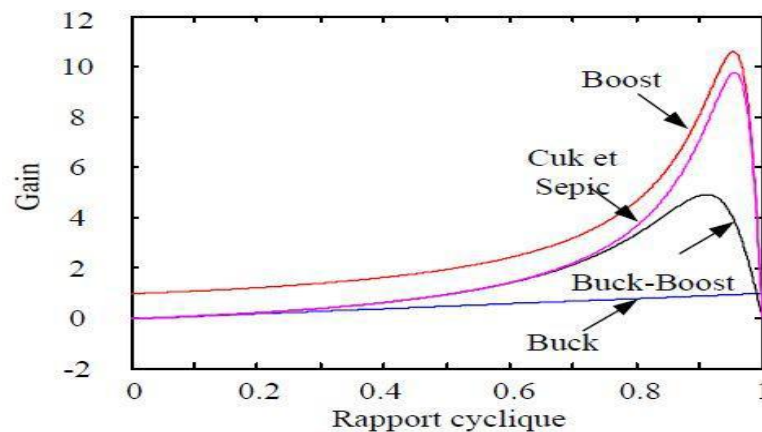


Figure 2.19. Evolution du gain en tension en tenant compte des éléments parasites des convertisseurs.

Si on les compare du point de vue gain en tension, aussi le Boost prend la première place, voir la Figure 2.18 [52], qui donne l'évolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique.

Enfin, une comparaison de ces convertisseurs est donnée par le Tableau 2.1 qui récapitule l'analyse faite auparavant sur les différents convertisseurs. On peut remarquer aussi que la diode D présente dans les convertisseurs Sepic et Boost peut jouer le rôle de protection du GPV ce qui permet de dispenser de la diode anti-retour et de faire des économies par rapport aux autres topologies. Pour mieux différencier entre les convertisseurs, Huang a tracé le gain en tension en fonction du rapport cyclique (Figure 2.19) en tenant compte des éléments parasites des convertisseurs [60].

Tableau 2.1. Récapitulatif des caractéristiques des convertisseurs continu-continu.

paramètres convertisseurs	Gain en tension $\frac{V_s}{V_e}$	Contraintes en tension $V_{K,\max} = V_{d,\max} $	Contraintes en courant $i_{d,\max} = i_{k,\max}$
Boost	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta I_L}{2}$
Cuk	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{C'}}{2}$	$I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2}$
Sepic	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s + \Delta V_{C'}}{2}$	$I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2}$
Buck-Boost	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta I_L}{2}$
Buck	α	V_e	$I_L + \frac{\Delta I_L}{2}$

2.7. Bilan sur les différents types d'algorithmes MPPT existants dans la littérature

Il existe différentes manières de classification des algorithmes MPPT. Cependant il est plus intéressant de les classer selon le nombre de variables (paramètres d'entrée) ou selon la technique utilisée pour la poursuite du PPM.

Dans notre étude on les classera en trois grands groupes: Offline (indirect), en ligne (direct) et autres techniques (Figure 2.20). On se concentrera d'exposer seulement qui représentent les meilleures performances.

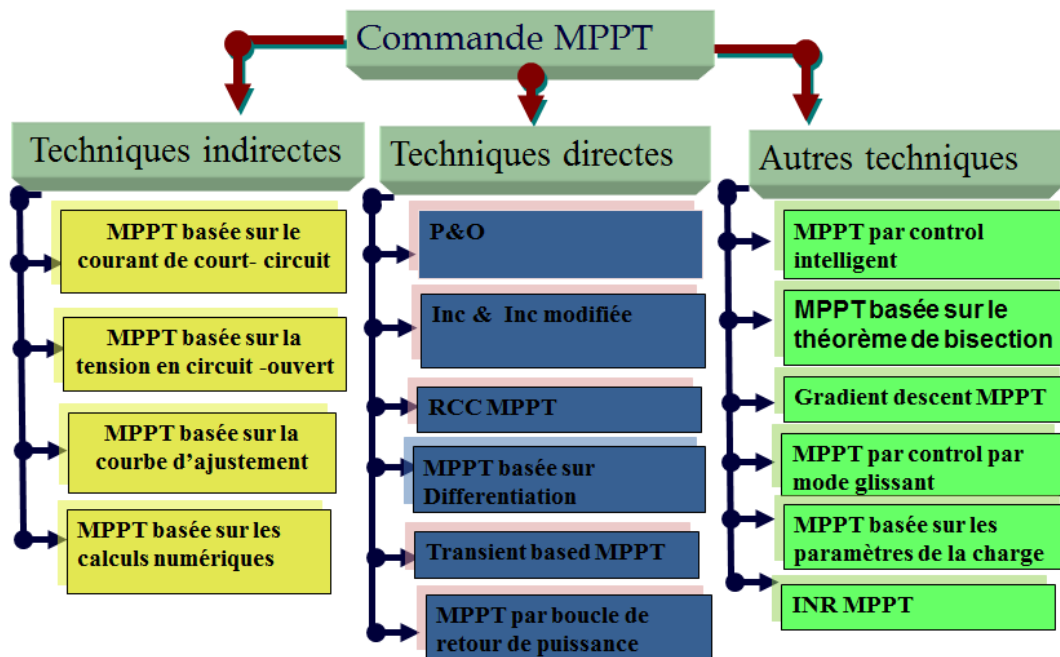


Figure 2.20. Classification des différentes méthodes de poursuite du PPM.

2.8. Etat de l'art sur les techniques MPPT dans les applications photovoltaïques

La puissance de fonctionnement des panneaux solaires est facile à calculer. Elle vaut le produit tension courant. Mais, la détermination de la puissance de référence est plus délicate vue que cette dernière est fonction des paramètres météorologiques (température et éclairement). Cette référence variable, caractérisée par une fonction non linéaire, rend le fonctionnement à puissance maximale plus difficile à réaliser. Alors, une commande pour la poursuite du PPM s'impose. Cette commande, dite algorithme MPPT, peut être plus ou moins compliquée. Elle est basée généralement sur l'ajustement du rapport cyclique du convertisseur statique jusqu'à se placer sur le PPM [61].

Diverses publications sur un fonctionnement de type commande MPPT apparaissent régulièrement dans la littérature depuis 1968, date de publication de la première loi de commande de ce genre, adaptée à une source d'énergie renouvelable de type photovoltaïque. *T.Estram* [62], *A. Nasr* [63], *C. Hua* [64] et *V. Salas* [65] présentent (un Survey) et comparaison sur différents algorithmes MPPT. Les méthodes les plus couramment rencontrées sont communément appelées respectivement Hill Climbing, Perturb and Observe (P&O) et l'incrément de conductance (IncCond).

L'algorithme Hill Climbing mis en œuvre dans les premières commandes MPPT était relativement simple. En effet, les capacités des microcontrôleurs disponibles à l'époque

étaient faibles et les applications, surtout destinées au spatial avaient beaucoup moins de contraintes en variation de température et d'éclairement que les applications terrestres appliquées initialement au photovoltaïque.

A.F. Boehringer [66] a décrit son principe qui est basé sur un algorithme de contrôle adaptatif. Il consiste à calculer la puissance à l'instant t_i à partir des mesures de I_{PV} et V_{PV} , et de la comparer à celle stockée en mémoire, correspondant à l'instant t_{i-1} . De là, un nouveau rapport cyclique D est calculé et appliqué au convertisseur statique. Une fois le MPP atteint, le système oscille autour de ce dernier indéfiniment.

W. Xiao [67,68] a mis en évidence ces imperfections à l'aide d'un tableau évaluant les performances de cette commande en termes, de temps de réponse et de puissance extraite en sortie du PV, pour différentes valeurs de la variable du rapport cyclique. Par exemple, pour une variation d'ensoleillement de 990 W/m² à 510 W/m², une incrémentation de 1,5 % du rapport cyclique affiche un temps de réponse de 6 s pour une puissance en sortie du PV de 1920,6 W. Tandis que pour une incrémentation de 0,4 %, la puissance extraite est de 1931,35 W avec un temps de réponse quasi trois fois plus long (16,5 s). Il est à signaler qu'un gain intéressant de l'ordre de 15 % en termes de puissance extraite en sortie du GPV a été démontré par *E. Koutroulis* [69] par l'utilisation de ce type de commande comparé au même convertisseur piloté à partir d'un rapport cyclique fixe, dont la valeur correspond à la position du MPP d'un PV pour une température et une puissance d'ensoleillement données.

N. Femia [70] montre l'optimisation d'un GPV par L'algorithme (Perturb & Observe) (P&O). Le principe de cette commande MPPT, consiste à perturber la tension V_{PV} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance P_{PV} qui en résulte. Si une incrémentation positive de la tension V_{PV} engendre un accroissement de la puissance P_{PV} , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du MPP. Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système s'éloigne du MPP. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît.

En résumé, si suite à une perturbation de tension, la puissance PV augmente, la direction de perturbation est maintenue. Dans le cas contraire, elle est inversée pour reprendre la convergence vers le nouveau MPP. Le processus est répété jusqu'à atteindre le point MPP. Malgré la simplicité de cet algorithme et la facilité de l'implémentation, la méthode (P&O) et l'algorithme Hill Climbing souffrent des problèmes liés aux oscillations autour du MPP qu'elle engendre en régime établi (pertes de puissance de plus) et parfois de la divergence pendant une variation brusque de l'éclairement.

K. Noppadol [71], a montré aussi que les oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation pour l'algorithme (Perturb & Observe). En contrepartie, une faible valeur d'incrément ralentit la recherche du MPP, il faut donc trouver un compromis entre précision et rapidité. Ce qui rend cette commande difficile à optimiser. Le temps mis pour atteindre le nouveau MPP, lors d'une variation de puissance de l'ordre de 8 W, est de 200 ms pour l'incrément de faible valeur, alors que celui-ci est divisé par deux pour l'incrément de forte valeur. En contrepartie, les oscillations autour du MPP sont accentuées pour ce dernier.

J.H. Lee [72] décrit le principe de l'algorithme MPPT (Incrémentale de conductance), (Inc-Cond). Si la pente de la caractéristique ($P_{PV} - V_{PV}$) est nulle, on est sur le MPP. Si elle est positive, on est à droite de la caractéristique, sinon on se situe à gauche. Dans ce contexte, le maximum de puissance peut être alors traqué en effectuant des comparaisons à chaque instant de la valeur de la conductance $\left(\frac{I_{PV}}{V_{PV}}\right)$ avec celle de l'incrément de conductance $\left(\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}}\right)$.

Théoriquement, avec la méthode de contrôle de type (Inc-Cond), il est possible de trouver un MPP et de s'y immobiliser en stoppant la perturbation. Dans ce cas-là, ΔV_{PV} est nul et c'est le contrôle de l'apparition de (ΔI_{PV}) qui permet de réactiver l'ajustement de la valeur de (V_{ref}) pour atteindre un nouveau MPP. Ceci se produit par exemple lors de variations d'ensoleillement. Ceci constitue en soit une propriété intéressante par rapport aux autres types des (MPPTs), car en régime établi, il n'y a pas de pertes par rapport au MPP. De plus, cette méthode ne présente pas de risques de divergence par rapport au MPP. En pratique, le système présente une oscillation comme la commande (P&O) autour du MPP, à cause du bruit au niveau des acquisitions des paramètres d'entrée (I_{PV} et V_{PV}) et de la difficulté au système de bien analyser si la relation $(I_{PV} + V_{PV} \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} = 0)$ est bien remplie ou non. Ainsi, en réalité, cette condition n'étant jamais obtenue, le système est toujours en train de la rechercher.

Par rapport à la commande (P&O), le temps d'exécution de l'algorithme est plus long car ce dernier est plus complexe. 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.

M.A.S. Masoum [73] et *N. Toshihiko* [74] décrivent des algorithmes MPPT basés sur des relations de proportionnalité entre les paramètres optimaux caractérisant les points de puissance maximale (V_{op}, I_{op}) et les paramètres caractéristiques du module PV (V_{oc}, I_{cc}) . Ces types de commandes ayant besoin uniquement d'un seul capteur, elles s'avéraient alors plus facile à mettre en œuvre et un peu moins coûteuses que les commandes extrémales citées ci-dessus. Elles ont été très utilisées dans les années 80. L'inconvénient majeur de cette technique, réside en la déconnexion du GPV durant les mesures de la tension en circuit ouvert ou le courant de court-circuit. Ces mesures impliquent des pertes de transfert de puissance.

Pour remédier à l'inconvénient de la technique précédente, *A. Tariq* [75] utilise un module pilote ayant la même caractéristique que le GPV. Les mesures sont prises sans pertes d'énergie.

Une étude comparative en termes de rendement MPPT est également réalisée par *H. Hussein* [76] entre la commande (Inc-Cond) et (P&O). Lors de cet essai, le rendement affiché par la commande (Inc-Cond) est de 89,9 % par rapport au 81,5 % de la commande (P&O). Cette différence est principalement due aux variations relativement faibles autour du MPP engendré par la commande (Inc-Cond).

Les commandes basées sur la logique floue (dans la littérature anglo-saxonne Fuzzy Logic Control) sont de plus en plus populaires grâce à l'évolution des microcontrôleurs [77-80]. 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.

A. Attou [77] a démontré que l'emploi d'une commande MPPT basée sur le principe de la logique floue permet d'améliorer le temps de réponse par rapport à une commande (P&O) classique. De même *S. Karthika* [78] montre que la poursuite du MPP avec la technique floue (9.328 KW, 0.01s) est plus efficace comparée avec celle conventionnelle (P&O), (8.5 KW, 0.015s).

En [79, 80], la commande MPPT par la logique floue (FLC) est comparée directement à la méthode (Hill Climbing). Les différents oscillogrammes montrent que le temps de réponse et les fluctuations sont diminués, même pendant une variation rapide des conditions climatiques. [79] trouve que l'implémentation est simple avec un coût minimal.

L.M. Elbaid, *H. Boumaaraf* et *T.A. Ocran* ont implémenté différentes techniques MPPT basées sur les réseaux de neurones artificiels respectivement, dans [81, 83]. En

comparaison avec la technique conventionnelle, ces techniques présentent des performances au point de vue, temps de réponse et précision.

Les systèmes d'inférences adaptatifs neuro-flou dites (ANFIS) sont des systèmes hybrides qui combinent les avantages potentiels des réseaux de neurones artificiels avec la logique floue. Cette technique a été employée dans de nombreux problèmes de modélisation et de prévision.

Une étude comparative entre la commande neuro-flou et l'algorithme (P&O) est présentée dans [84], cette étude prouve l'efficacité du contrôleur neuro-flou. Aussi une simulation a été présentée en [85] met en évidence les performances apportées par la commande neuro-flou face à la commande basée sur un régulateur flou. Autre étude menée en [86] dresse une analyse sur les performances du contrôleur ANFIS associé à un convertisseur Cuk. La commande neuro-flou avancée est décrite en [87]. En outre une étude comparative entre Cinq techniques de suivi du point de puissance maximum y compris neuro-flou est présentée dans [88].

2.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le concept des réseaux neuro-flous. La caractéristique principale de ces réseaux revient aux propriétés intrinsèques de la logique floue, auxquels deux propriétés des réseaux neuronaux sont ajoutées: Les possibilités d'apprentissage, permettant l'optimisation des règles floues et la mise en évidence d'une structure parallèle. Il était donc tentant de relier ces deux approches dans un même système dite hybride. Ensuite, dans le but de concevoir une interface de puissance plus performante, une étude détaillée est faite sur les différentes topologies existantes des convertisseurs statiques DC-DC non isolés en mode de conduction continue. L'analyse porte sur le gain en courant et en tension du convertisseur ainsi que sur les contraintes relatives aux semi-conducteurs. Le convertisseur (Boost) est choisi dans cette étude grâce à sa structure simple et son rapport de transformation en tension le plus élevé par rapport aux autres topologies. Ensuite, nous avons dressé un état de l'art sur les différentes méthodes MPPT rencontrées le plus souvent dans la littérature. L'existence de plusieurs types de commandes MPPT montre que ce domaine de recherches est en perpétuel évolution. Dans le prochain chapitre nous allons introduire l'étage d'adaptation étudié en vue de maximiser le rendement des systèmes photovoltaïques autonomes pour les différentes applications notamment celles qui sont liées aux systèmes de pompage.

Chapitre 3

*Les Systèmes Photovoltaïques
Autonomes : Application en Site
Isolé*

LES SYSTEMES PHOTOVOLTAÏQUES

AUTONOMES : APPLICATION EN SITE ISOLE

3.1.Introduction

La production d'électricité décentralisée par source d'énergie solaire, offre une plus grande sûreté d'approvisionnement des consommateurs tout en respectant l'environnement. Cependant le caractère aléatoire de cette source nous impose d'établir des règles de dimensionnement et d'utilisation de ces systèmes pour les exploiter au mieux.

L'un des applications les plus utilisées des PV systèmes dans les sites isolés est le pompage. Le système de pompage avec connexion directe (sans contrôle de la vitesse) est simple, fiable et moins coûteux car il ne comprend pas les régulateurs de tension. Ces avantages ont contribué à son utilisation répandue dans le monde entier. En outre la robustesse, le faible coût, la meilleure performance et la facilité d'entretien, rendent la machine asynchrone avantageuse dans de nombreuses applications industrielles au détriment des machines synchrones et à courant continu [38]. Rappelons que dans le cadre de cette étude, le but est d'optimiser la puissance globale pour le générateur photovoltaïque, ce qui équivaut à maximiser la vitesse d'entraînement.

L'objectif de ce chapitre c'est de donner un aperçu sur la modélisation de la machine asynchrone triphasée sous forme d'équations d'état. Ensuite, nous rappelons le modèle du convertisseur statique en présentant deux modes de commande : MLI triangulo-sinusoïdale et MLI vectorielle. Dans le présent travail, nous utilisons la commande MLI vectorielle (SVPWM) car elle permet d'alimenter le moteur asynchrone avec une tension plus stable et qui présente un faible taux d'harmonique [89].

Ce chapitre présente également le dimensionnement et la modélisation d'un système PV connecté à un groupe moteur-compresseur via un convertisseur Boost adapté par une commande MPPT numérique « Incrémentale conductance » et un onduleur DC / AC en utilisant la commande SVPWM. Les avantages offerts par SVPWM sur le SPWM classique sont bien documentés dans [96, 97]. Ce type d'application est communément appelé, pompage photovoltaïque fonctionnant au fil du soleil. Cependant, grâce à des processus performants, il est possible d'implémenter des stratégies de commande assez efficaces. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement des performances dynamiques élevées, semblables à celles d'un entraînement avec moteur à courant continu. Parmi ces stratégies de commande on retrouve la commande vectorielle qui est la méthode la plus populaire qui tient compte de la

structure dynamique de la machine [90], d'où nous adoptons cette commande dans cette étude.

3.2. Modélisation du moteur asynchrone

3.2.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [89] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux et la constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

3.2.2. Mise en équations

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (a, b, c) est donnée par la Figure 3.1 [90, 91].

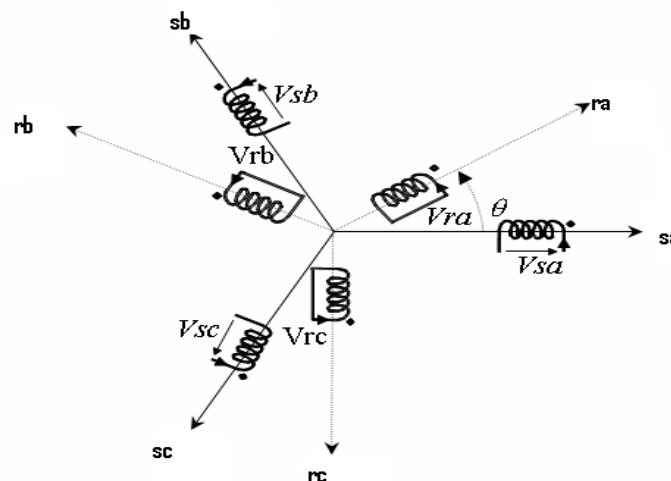


Figure 3.1. Modèle généralisé de la machine asynchrone triphasée.

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit [92] :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

En désignant par

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements statoriques.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements rotoriques.

R_s : La résistance d'une phase statorique.

R_r : La résistance d'une phase rotorique.

3.2.3. Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle suivante:

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_{ss}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_{rr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}]^T \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

Tel que :

$$[M_{sr}]^T = [M_{rs}] \quad (3-5)$$

On désigne par :

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotorique.

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

Avec :

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

M_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les axes des deux phases se coïncident.

En introduisant (3-3) et (3-4) dans (3-1) et (3-2) nous obtenons :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right\} \quad (3-9)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ [M_{sr}]^T \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \right\} \quad (3-10)$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

3.2.4. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à imaginer de remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent fixe à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.

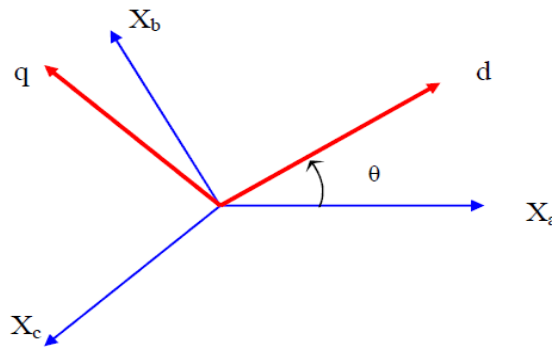


Figure 3.2. Passage du repère triphasé au repère biphase.

Pour transformer un système triphasé $[abc]$ en un système biphase (d, q) avec une composante homopolaire comme indiqué dans l'équation suivante:

$$[X_{dq0}] = [P][X_{abc}]$$

Le passage inverse est donné par :

$$[X_{abc}] = [P]^{-1}[X_{dq0}]$$

Tel que:

$[X]$: Peut être le vecteur tension, courant ou flux.

$[P]$: Est la matrice de transformation directe de Park.

$[P]^{-1}$: Est la matrice de transformation inverse de Park.

Avec :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système (a, b, c) est équilibré et symétrique.

θ : Correspond à la position du repère choisi pour la transformation,

$\theta = \theta_s$: Transformation appliquée au stator,

$\theta = \theta_r$: Transformation appliquée au rotor.

3.3. Modèle de la machine

3.3.1. Equations électriques

Elles se résument aux expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\Phi_{os}}{dt} \end{cases} \quad (3-13)$$

Puisque le rotor tourne à la vitesse ω , les axes d et q se déplacent à la vitesse $\omega_s - \omega$ relativement à un observateur lié au rotor. On aura donc [93, 94] :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega)\Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega)\Phi_{dr} \\ V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\Phi_{or}}{dt} \end{cases} \quad (3-14)$$

Où ω_s désigne la vitesse angulaire électrique du système d'axe d, q et ω celle du rotor $\omega = p\Omega$, p est le nombre de paires de pôles et Ω est la vitesse mécanique du rotor. $\omega_{gl} = \omega_s - \omega$: est la pulsation des courants rotoriques.

3.3.2. Equations magnétiques

Elles se résument aux expressions suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (3-15)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (3-16)$$

Avec :

$$L_m = \frac{3}{2} M_{sr} : \text{L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.}$$

L_s : L'inductance cyclique statorique.

L_r : L'inductance cyclique rotorique.

3.3.3. Expression sous forme d'état

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques i_{ds}, i_{qs} , et les flux rotoriques Φ_{dr}, Φ_{qr} comme variables d'états. D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir des équations (3-15) et (3-16):

Pour les courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad (3-17)$$

Pour les courants statoriques :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qs} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (3-18)$$

En reportant ces dernières relations dans (3-13) et (3-14), on aboutira aux systèmes d'équations suivant [95] :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \omega \frac{L_m}{T_r} \Phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} - \omega \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + \omega_g \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \omega_g \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (3-19)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{Le coefficient de dispersion.}$$

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc:

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (3-20)$$

Où :

j : Le moment d'inertie de la partie tournante.

C_e : Le couple électromagnétique de la machine.

C_r : Le couple de charge.

f_r : Le coefficient de frottement.

Le couple électromagnétique peut-être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes équivalentes [95] :

$$\begin{aligned} C_e &= \frac{3}{2} p (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \\ C_e &= \frac{3}{2} p (\Phi_{qr} i_{dr} - \Phi_{dr} i_{qr}) \end{aligned} \quad (3-21)$$

$$C_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr})$$

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds})$$

On peut mettre (3-19) modèle sous la forme d'équation d'état :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (3-22)$$

$x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^T$: est le vecteur des variables d'état,

$u = [u_{ds} \quad u_{qs}]^T$: représente le vecteur des entrées commandables.

Après tout calculs fait on trouve :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{\omega L_m}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & \frac{\omega L_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega_s \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_s & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

3.4. Modélisation de l'onduleur

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé [96, 97].

Nous définissons les conditions et les hypothèses que nous utiliserons

- Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge V_{an}, V_{bn}, V_{cn}
- Tensions d'entrée à l'onduleur V_{ao}, V_{bo}, V_{co}
- Tension entre le point neutre "n" et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur V_{no}

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{io} en fonction des signaux de commande S_i et en tenant compte du point milieu "o".

$$V_{io} = U_c (S_i - 0.5) \text{ Avec } (i = a, b, c) \quad (3-25)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} + V_{on} \\ V_{bn} = V_{bo} + V_{on} \\ V_{cn} = V_{co} + V_{on} \end{cases} \quad (3-26)$$

Les équations des mailles du système onduleur – machine donnent :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3V_{on} = 0 \quad (3-27)$$

D'où:

$$V_{on} = -\frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (3-28)$$

En remplaçant l'équation (3-28) dans le système (3-26) on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (3-29)$$

A partir de l'équation (3-25), on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

Notre objectif est de produire des tensions alternatives variables en amplitude et en fréquence à la sortie de l'onduleur, pour cela Il existe plusieurs techniques de commande MLI, dont deux seront mentionnées ci-après, la MLI dite sinus-triangle (STPWM), et la MLI vectorielle abrégée (SVPWM).

3.4.1. La technique de modulation (STPWM)

La stratégie triangulo-sinusoïdale (STPWM) est l'une des techniques les plus simples. elle est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence plus élevée afin de générer les signaux de commande qui seront appliqués aux interrupteurs statiques de l'onduleur (Figure 3.3) [98].

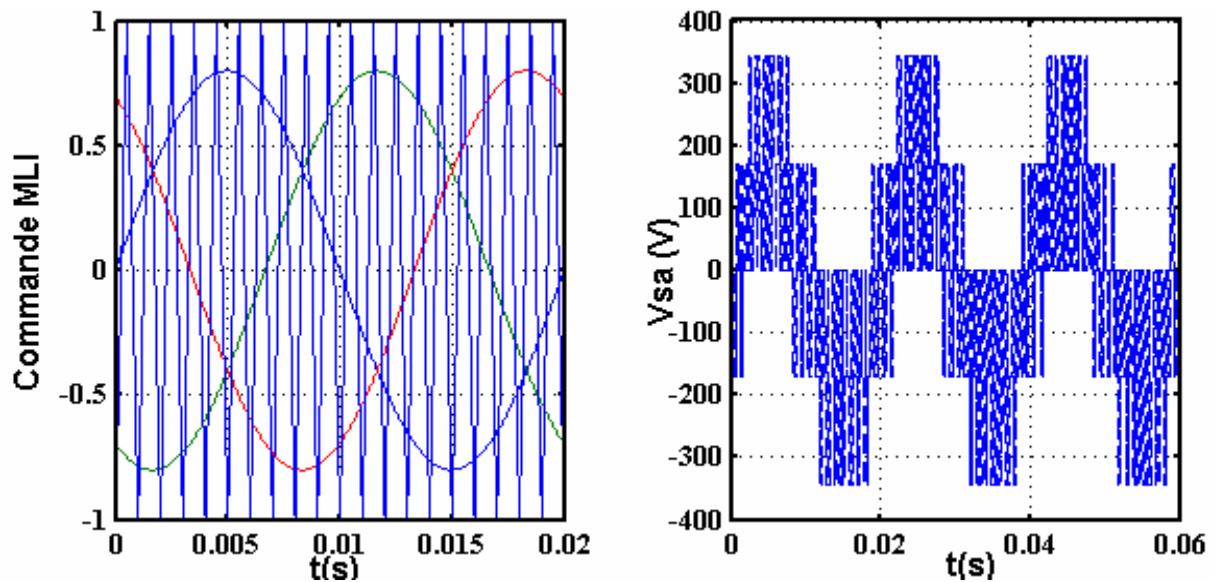


Figure 3.3. Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation m , et le taux de modulation r tel que :

$$\begin{cases} m = f_p / f_{ref} \\ r = U_{refm} / U_{pm} \end{cases} \quad (3-31)$$

f_p : Fréquence de la porteuse.

f_{ref} : Fréquence de la référence.

U_{refm} : Amplitude de la tension de référence.

U_{pm} : Valeur crête de la porteuse.

3.4.2 La technique de modulation vectorielle (SVPWM)

Contrairement à la modulation (STPWM) qui emploie un modulateur séparé pour chacune des trois phases, la MLI vectorielle (SVPWM) consiste à reconstruire le vecteur tension $\vec{V}_{ref}$ à partir de huit vecteurs de tension ($V_0 \dots V_7$) représentés dans le plan (α, β) . Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasée (Figure 3.4) [99, 100].

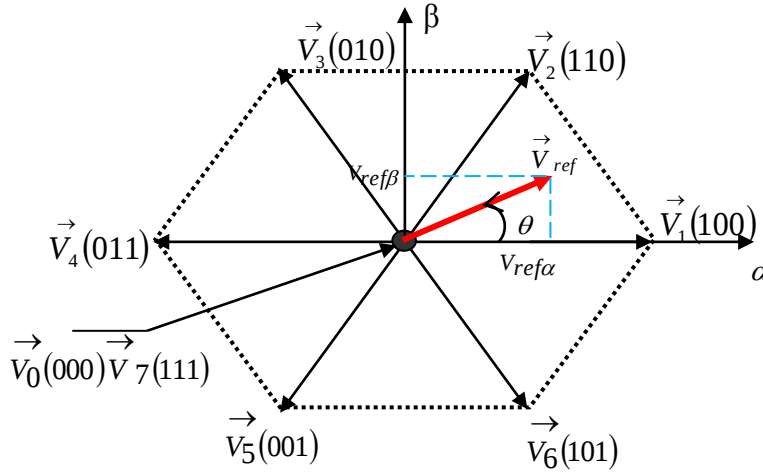


Figure 3.4. Définition du vecteur de référence.

Sur la Figure 3.4, le vecteur $\vec{V}_{ref}$ n'est associé à aucune configuration directe d'interrupteur. Il faut donc choisir à cet instant quels vecteurs (correspondant à une configuration d'interrupteur existante) utiliser pour reconstituer $\vec{V}_{ref}$ en valeur moyenne sur une période de modulation.

La méthode consiste à décomposer le vecteur $\vec{V}_{ref}$ à partir des deux vecteurs les plus proches et des vecteurs nuls [000] et [111].

Cette stratégie consistant à ne retenir que les deux vecteurs adjacents à $\vec{V}_{ref}$ induit un partage de l'hexagone en 6 secteurs ($k = 1, \dots, 6$). Une fois les vecteurs identifiés, ils sont appliqués successivement pendant une fraction adéquate de la période du système de façon à obtenir en valeur moyenne sur une période le vecteur de tension de référence $\vec{V}_{ref}$ souhaité [101, 102].

Avec l'exemple de (Figure 3.4), la position de $\vec{V}_{ref}$ impose d'avoir recours aux vecteurs $\vec{V}_1(100)$ et $\vec{V}_2(110)$ complétés des deux vecteurs nuls. Les durées d'application de ces vecteurs se définissent comme T_0 celui de $\vec{V}_0$, T_1 celui de $\vec{V}_1$, T_2 celui de $\vec{V}_2$ et T_3 celui de $\vec{V}_7$.

$$\vec{V}_k = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_C e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k=1, \dots, 6 \\ 0 & k=0, 7 \end{cases} \quad (3-32)$$

3.4.2.1. Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence) :

A partir du modèle de l'onduleur à deux niveaux équation (3-28) nous pouvons définir les tensions aux bornes des enroulements de la machine. Pour obtenir ces tensions dans le repère (α, β) nous utiliserons la transformation de Concordia.

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant [96] :

Tableau 3.1. Table de vérité d'un onduleur triphasé.

Vecteur	S_a	S_b	S_c	$\vec{V}_{an}$	$\vec{V}_{bn}$	$\vec{V}_{cn}$	$\vec{V}_{ref\alpha}$	$\vec{V}_{ref\beta}$	$\vec{V}_{ref}$
$\vec{V}_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_1$	1	0	0	$\frac{2U_C}{3}$	$-\frac{U_C}{3}$	$-\frac{U_C}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_C$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_C$
$\vec{V}_2$	1	1	0	$\frac{U_C}{3}$	$\frac{U_C}{3}$	$-\frac{2U_C}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_C$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_C$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_C \cdot e^{j\frac{\pi}{3}}$
$\vec{V}_3$	0	1	0	$-\frac{U_C}{3}$	$\frac{2U_C}{3}$	$-\frac{U_C}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_C$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_C$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_C \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}$
$\vec{V}_4$	0	1	1	$-\frac{2U_C}{3}$	$\frac{U_C}{3}$	$\frac{U_C}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_C$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_C \cdot e^{j\pi}$
$\vec{V}_5$	0	0	1	$-\frac{U_C}{3}$	$-\frac{U_C}{3}$	$\frac{2U_C}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_C$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_C$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_C \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$\vec{V}_6$	1	0	1	$\frac{U_C}{3}$	$-\frac{2U_C}{3}$	$\frac{U_C}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_C$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_C$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_C \cdot e^{j\frac{5\pi}{3}}$
$\vec{V}_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Le vecteur tension de contrôle $\vec{V}_{ref}$ peut être défini de plusieurs manières dans le plan des tensions:

Le vecteur $\vec{V}_{ref}$ exprimé dans un repère fixe (α, β) s'écrit en fonction des tensions simples de la façon suivante :

$$\vec{V}_{ref} = V_{ref}\alpha + jV_{ref}\beta = \frac{2}{3}(V_{ao} + aV_{bo} + a^2V_{co}) = \frac{2}{3}U_c(S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (3-33)$$

Avec :

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

En coordonnées polaires, le vecteur $\vec{V}_{ref}$ s'écrit de la façon suivante :

$$\vec{V}_{ref} = r\sqrt{\frac{3}{2}}\frac{U_c}{2} e^{j\theta} \quad (3-34)$$

En coordonnées triphasées, le vecteur $\vec{V}_{ref}$ s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_{an} = r\frac{U_c}{2} \cos\theta \\ V_{bn} = r\frac{U_c}{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cn} = r\frac{U_c}{2} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right). \end{cases} \quad (3-35)$$

Le vecteur tension de référence $\vec{V}_{ref}$ est défini par une moyenne temporelle élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur $\vec{V}_k$ et $\vec{V}_{k+1}$ adjacents et des vecteurs nuls $\vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$ (Figure 3.4).

$$\int_0^{T_e/2} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_0/2} \vec{V}_0 dt + \int_{T_0/2}^{T_0/2 + T_k} \vec{V}_k dt + \int_{T_0/2 + T_k}^{T_0/2 + T_k + T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{T_0/2 + T_k + T_{k+1}}^{T_e/2} \vec{V}_7 dt \quad (3-36)$$

Dans ce qui suit T_k dénote la demi période de l'application de $\vec{V}_k$ (l'état *on*), T_0 est le demi-temps de l'état-nul, la somme des temps de conduction T_0, T_k et T_{k+1} , doit être égale à la demi période de commutation de l'onduleur T_e , on aura alors:

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = T_e / 2 \quad (3-37)$$

En tenant compte que $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$, et que $\vec{V}_{ref}$ est constant pendant la période de commutation, et du fait que $\vec{V}_k$ et $\vec{V}_{k+1}$ sont aussi constant, la relation (3-34) est réduite à ceci :

$$\vec{V}_{ref} T_e / 2 = \vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (3-38)$$

La décomposition de (3-35) sur les deux axes du plan (α, β) est la suivante :

$$\frac{T_e}{2} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right]$$

$$\frac{T_e}{2} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (3-39)$$

La résolution de cette dernière équation aboutit à :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} T_e}{2U} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) & -\cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (3-40)$$

T_0 : Temps alloué aux deux vecteurs $\vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$;

T_k : Intervalle de temps alloué au vecteur $\vec{V}_k$;

T_{k+1} : Intervalle de temps alloué au vecteur $\vec{V}_{k+1}$;

T_e : Période d'échantillonnage.

La Figure 3.5, représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.

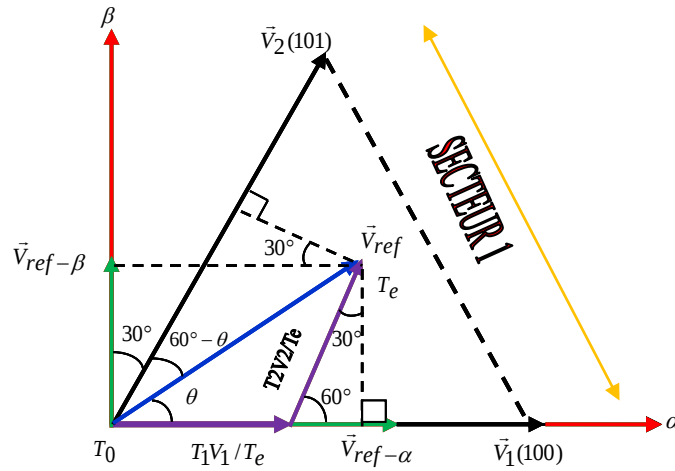


Figure 3.5. Décomposition d'un vecteur de tension de référence V_{ref}

3.4.2.2. Détermination des périodes T1 et T2

$$\begin{cases} V_{ref\beta} = \frac{T_2}{T_e} |\bar{V}_2| \cos(30^\circ) \\ V_{ref\alpha} = \frac{T_1}{T_e} |\bar{V}_1| + x \\ x = \frac{V_{ref\beta}}{\tan(60^\circ)} \end{cases} \quad (3-41)$$

Le tableau ci-dessous montre les différents temps d'application des vecteurs d'états pour les différents secteurs (1 à 6).

Tableau 3.2. Vecteurs d'états pour les différents secteurs.

SECTEUR 1	SECTEUR 2	SECTEUR 3
$T_1 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6}V_{ref\alpha} - \sqrt{2}V_{ref\beta})$ $T_2 = \sqrt{2} \frac{T_e}{E} V_{ref\beta}$ $T_0 = T_e - T_1 - T_2$	$T_2 = -\frac{T_e}{2E} (\sqrt{6}V_{ref\alpha} + \sqrt{2}V_{ref\beta})$ $T_3 = \frac{T_e}{2E} (-\sqrt{6}V_{ref\alpha} + \sqrt{2}V_{ref\beta})$ $T_0 = T_e - T_2 - T_3$	$T_3 = \frac{T_e}{2E} \sqrt{2}V_{ref\beta}$ $T_4 = -\frac{T_e}{2E} (\sqrt{6}V_{ref\alpha} + \sqrt{2}V_{ref\beta})$ $T_0 = T_e - T_3 - T_4$
SECTEUR 4	SECTEUR 5	SECTEUR 6
$T_4 = \frac{T_e}{2E} (-\sqrt{6}V_{ref\alpha} + \sqrt{2}V_{ref\beta})$ $T_5 = -\sqrt{2} \frac{T_e}{E} V_{ref\beta}$ $T_0 = T_e - T_4 - T_5$	$T_5 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6}V_{ref\alpha} + \sqrt{2}V_{ref\beta})$ $T_6 = \frac{T_e}{2E} (-\sqrt{6}V_{ref\alpha} - \sqrt{2}V_{ref\beta})$ $T_0 = T_e - T_5 - T_6$	$T_6 = -\frac{T_e}{E} \sqrt{2}V_{ref\beta}$ $T_1 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6}V_{ref\alpha} + \sqrt{2}V_{ref\beta})$ $T_0 = T_e - T_6 - T_1$

3.5. Modélisation de la pompe centrifuge

Une pompe convertie la puissance mécanique en puissance de fluide. Une pompe centrifuge utilise un ensemble de palettes de roue à aubes tournant dans une enveloppe de volute formée pour donner l'énergie aux liquides [35, 94]. Le liquide est forcé par une forme atmosphérique ou autre forme de pression dans le centre de la roue à aubes où il est accéléré par la rotation des palettes de roue à aubes autour et à l'extérieur par la force centrifuge dans la volute d'extension (voir la Figure [35]).

L'expansion convertit l'énergie du fluide en mouvement en énergie de pression à la décharge. La masse du fluide étant elle-même créatrice la pression dans la pompe par la force centrifuge, la pression est proportionnelle à la densité du fluide. L'expression de la force centrifuge est :

$$F = M \frac{v^2}{r} \quad (3-42)$$

Où,

F: force sur l'élément fluide à la périphérie de la roue à aubes ;

M: masse du fluide ;

v: vitesse périphérique de la roue à aubes ;

r: rayon de la roue à aubes.

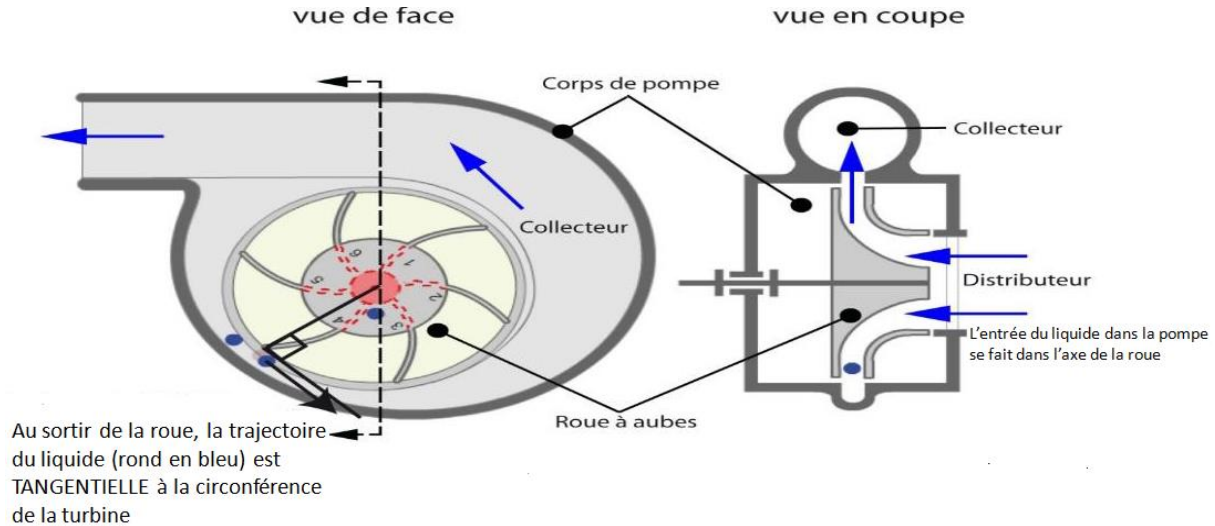


Figure 3.6. Coupe de la construction de base d'une pompe centrifuge.

Les pompes sont généralement décrites par leurs caractéristiques $H(Q)$ comme le montre l'expression analytique de « Pleiderer et de Peterman ».

$$H = a\omega^2 + b\omega Q - cQ^2 \quad (3-43)$$

Où, les constantes a , b et c sont déterminées dans le catalogue du fabricant, H (m) : charge hydraulique appliquée sur le fluide par la roue à aubes et Q (m^3/s) : débit de la pompe.

La pompe est couplée directement au moteur et elle est caractérisée par son couple, sa vitesse et son débit. La puissance hydraulique (P_H), le couple (C_H) et le rendement (η_p) de la pompe centrifuge sont exprimés, respectivement, par les relations suivantes :

$$P_H = \rho g Q H = 9.81 Q \cdot \frac{H}{\eta_p} \quad (3-44)$$

$$\eta_H = \frac{P_{hydraulique}}{P_{arbre}} \quad (3-45)$$

Où,

P_H : Puissance hydraulique (W) ;

H : Hauteur ;

η_p : Rendement de la pompe ;

ρ : Masse volumique (1000Kg/m³).

$$C_H = k\Omega^2 + C_0 \quad (3-46)$$

k : Facteur de proportionnalité [Nm/rads-1]

C_0 : Couple statique (résistant) ;

Ω : Vitesse de rotation.

3.6.Dimensionnement et simulation d'un PV système alimentant un moteur de 6 MW dédié aux applications de pompage

Les systèmes de pompage sont employés dans de nombreux domaines et couvrent une gamme d'application très large. Ces systèmes sont au cœur de nombreux secteurs industriels, comme l'industrie pétrolière, la production d'énergie thermique et nucléaire, la distribution d'eau ...etc. Une bonne compréhension de fonctionnement de ces systèmes est indispensable pour accroître leurs performances et diminuer leur coût d'exploitation [103].

L'idée originale de ce travail est obtenue lors d'un stage pratique dans une unité de traitement des gaz située à (HASSI MESAUD), Où la fonction globale de l'unité satellite nord OMP 53 est la séparation du brut issu des puits voisins et le transfert des produits obtenus vers le complexe industriel CINA et l'unité E1C", Voir (annexe A), Figure A.1.

En effet, nous nous sommes intéressés à l'unité de compression du gaz " R200" qui reçoit la pression du "gaz HP" au niveau du séparateur 1er étage (9 bar). Celle-ci est envoyée directement au CINA par la ligne de 20" réalisée dernièrement par modification. Ensuite, le "gaz MP" issu de la séparation 2ème étage ($P^o = 4,5$ bar) est associé au gaz provenant des séparateurs OMP73 et ONM13 pour alimenter le compresseur R200 [103].

3.6.1.Problématique

- Le compresseur R200 est du type "COMPOUND". Il s'agit de deux compresseurs séparés avec carters indépendants, le gaz du premier compresseur est refoulé dans la première partie du processus, ensuite il est dirigé vers l'aspiration du deuxième compresseur à une pression et à une température différente pour compression finale.
- La rotation à grande vitesse des roues à aubes du rotor communique une énergie au gaz qui circule dans celles-ci. Cette énergie se traduit par une augmentation de la pression du gaz au refoulement du compresseur.
- Pour améliorer la capacité du compresseur il faut accélérer le gaz à travers le compresseur, mais la vitesse maximale de la turbine (TG-7) est inférieure à 6200 tr/mn

en effet, la limitation de la vitesse de (TG-7), (5800 à 5900tr/mn) due au manque d'efficacité de l'aéroréfrigérant d'huile durant la saison d'été surtout limite le processus de compression.

- Une comparaison entre le nombre d'heure d'arrêt pour les travaux de maintenance curative et préventive est à l'origine d'une perte de production d'environ 77 672 00 m³/an de gaz comprimé, ce qui représente 14.02% de perte de production de gaz comprimé.
- Le problème majeur de la maintenance de cette turbine est sa pièce de rechange qui n'est plus disponible dans le marché car ce modèle n'est plus fabriqué par la maison FIAT.

3.6.2. Solution du problème :

- Pour réduire le temps d'arrêt et améliorer la disponibilité de l'unité R200, nous avons envisagé un revamping de cette unité. A cet effet nous avons proposé un remplacement de la turbine TG-7 par un moteur asynchrone à vitesse constante alimenté par un générateur photovoltaïque en vue d'atteindre les objectifs suivants :
- Assurer une production de 2 000 000 m³/j de gaz sec comprimé à 18 bars.
- Atteindre un niveau de maintenance optimal en adaptant le nécessaire à l'exécution de la maintenance, nouvelles exigences liée à l'évolution des conditions de production, vieillissement des équipements ...etc.
- Améliorer la disponibilité de l'unité en garantissant la fiabilité des équipements productifs et abandonner les équipements obsolètes sources des difficultés de réapprovisionnement en pièce de rechange.

3.6.3. Estimation de la puissance requise par la charge l'ensemble (moteur-comp)

Suivant la puissance maximale du compresseur, et afin d'avoir une quantité pompée du gaz naturel, pour un éclaircissement et une température donnés, nous pouvons dimensionner le générateur PV en choisissant une combinaison optimale entre le type et le nombre des modules. Tout d'abord nous commençons par estimer la puissance requise par la charge l'ensemble (moteur-compresseur), ensuite nous serons en mesure de dimensionner le générateur PV. Suivant le catalogue du fabricant donné en annexe (Tableau A.2), la puissance maximale requise par le compresseur centrifuge est $P_{MAX,COM} = 5320 \text{ KW}$, par conséquent la

puissance du moteur asynchrone appropriée P_{MOT} , sera corrigée et calculée par l'équation suivante :

$$P_{MAX} > P_{MAX,COM} \cdot K \cdot K_f \quad (3-47)$$

Où

K : est le coefficient de correction de l'altitude et la température, il prend la valeur de 0.9 si nous considérons une température ambiante de 55°C voir annexe A (Figure A.3).

K_f : est le coefficient de correction de la fréquence, il prend la valeur de 1 si la fréquence de fonctionnement est égale à 50Hz.

Alors, la puissance du moteur asynchrone est $P_{MOT} > 5912 \text{ kW}$, d'où la puissance normalisée du moteur asynchrone est $P_{MOT} = 6000 \text{ kW}$. Dans cette étude nous avons opté pour le moteur asynchrone donné dans l'annexe A (Figure A.2). Sachant que ce type de moteur est largement utilisé à HASSI MESSAOUD.

3.6.4. Dimensionnement du générateur photovoltaïque

La puissance générée par le générateur est peut être déterminée à partir de la puissance nominale requise par le groupe (moteur-compresseur). En outre, l'utilisation d'un convertisseur DC/DC (Boost) contrôlé par l'algorithme MPPT par rapport à une connexion directe doit offrir un gain économique et énergétique quantifiable. Toutefois il est important de préciser qu'il n'existe pas de norme internationale selon laquelle les performances du MPPT sont mesurées. D'une autre part, le rendement de l'onduleur toujours s'interpose entre la puissance consommée par la charge et la puissance fournie par la source DC [104]. D'où nous allons prendre en considération les hypothèses suivantes [25] :

$$\eta_{TOT} = \eta_{CONV} \cdot \eta_{MPPT} \cdot \eta_{INV} = 95\% \quad (3-48)$$

Où

η_{TOT} : est le rendement total de la chaîne de conversion,

η_{CONV} : est le rendement du convertisseur DC/DC (Boost),

η_{MPPT} : est le rendement de l'algorithme MPPT,

η_{INV} : est le rendement de l'onduleur,

η_{MOT} : est le rendement du moteur.

Alors la puissance délivrée par le champ photovoltaïque est donnée par l'équation suivante:

$$P_{PVG,MAX} = \frac{P_{MOT}}{\eta_{TOT} \cdot \eta_{MOT}} \quad (3-49)$$

D'où la puissance maximale fournie par le champ photovoltaïque est:

$$P_{PVG,MAX} = \frac{6000}{(0.95 \times 0.965)} = 6545000$$

Aussi nous avons :

$$P_{PVG,MAX} = N_{TOT} \cdot P_{Module,PV} \quad (3-50)$$

Où

$P_{Module,PV}$: est la puissance maximale fournie par un seul module photovoltaïque de type Suntech STP270S-24_vb.

N_{TOT} : est le nombre total des modules utilisés dans cette étude, avec :

$$N_{TOT} = N_s \cdot N_p \quad (3-51)$$

Où

N_s : est le nombre des modules en série.

N_p : est le nombre des modules en parallèle.

D'où

$$N_{TOT} = \frac{P_{PVG,MAX}}{P_{Module,PV}} = \frac{6545000}{270} = 24241 \quad (3-52)$$

Un onduleur est caractérisé par une tension d'entrée admissible nommée ici (U_{MAX}), par conséquent la tension générée par le générateur PV ne doit en aucun cas dépasser (U_{MAX}), d'où le nombre maximum des modules PV en série est calculé selon la formule suivante :

$$N_s = \frac{U_{MAX}}{1.15V_{CO}} = \frac{5500}{(1.15 \times 44.4999)} = 108 \quad (3-53)$$

D'où selon l'équation (3-51) : $N_p = \frac{N_{TOT}}{N_s} = 225$

Les caractéristiques I-V et P-V d'un seul module type Suntech STP270S-24_vb sont représentées dans la Figure 3.7 [103].

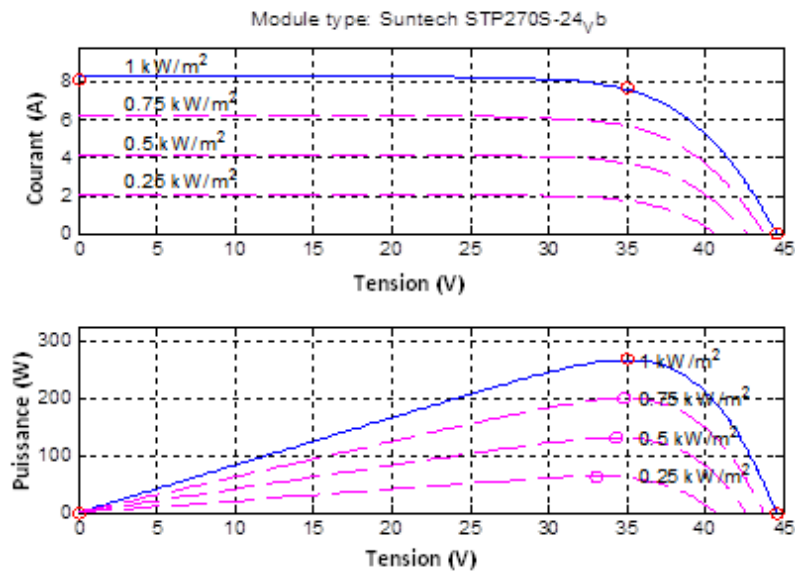


Figure 3.7. Caractéristiques I-V et P-V d'un seul module à 25°C et un éclairement variable.

Tableau 3.3 : Caractéristiques du module Suntech STP270S-24_vb

Nom du modèle	Suntech STP270S-24_vb
No. de cellules par module	72
Tension de circuit ouvert (V_{oc})	44.4999 V
Courant de court-circuit (I_{sc})	8.19978 A
Tension de puissance maximale (V_{mp})	35V
Courant de puissance maximale (I_{mp})	7.70979 A

Les caractéristiques du champ photovoltaïque composé d'une chaîne de 108 panneaux en série et 225 panneaux en parallèle comme montré dans la Figure 3.8 [103].

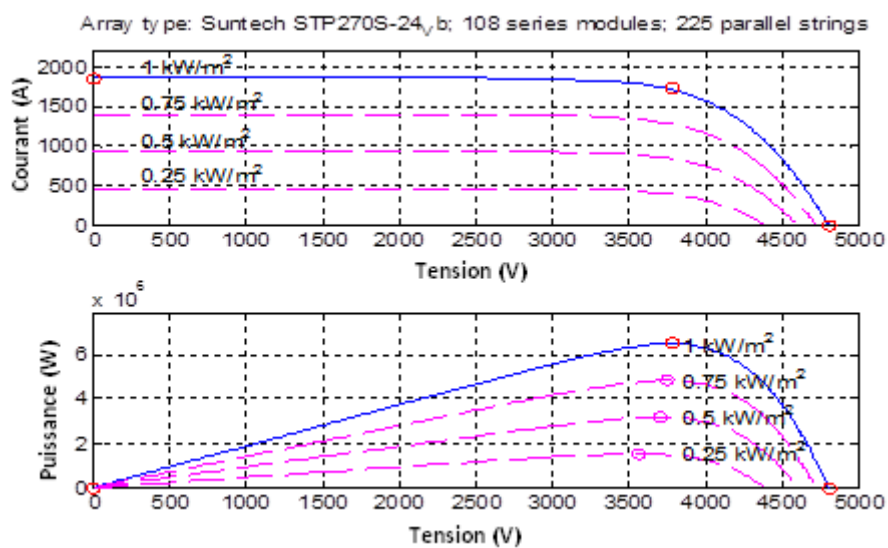


Figure 3.8. Champ PV type: Suntech STP270S-24_vb, composé de 108 panneaux en série, et 225 panneaux en parallèle.

3.6.5. Description du système

Le système se compose d'un champ photovoltaïque constitué de 24241 panneaux solaires de type Suntech STP270S-24_vb fonctionne sous différents niveaux d'éclairement allant de 1000 à 250 W/m² et une température constante de 25°C. Le gaz naturel n'est pompé que pendant les périodes du soleil, c'est pour cette raison qu'un tel système peut être appelé (pompage au fil du soleil). Un hacheur de type Boost placé juste après le champ photovoltaïque afin de convertir sa tension V_{mp} variable en une tension fixe alimentant un onduleur triphasé à deux niveaux (VSI) commandé par (MLI) vectorielle utilisée pour convertir l'entrée de la tension PV en tension sinusoïdale variable avec une fréquence variable comme indiqué sur la Figure 3.9.

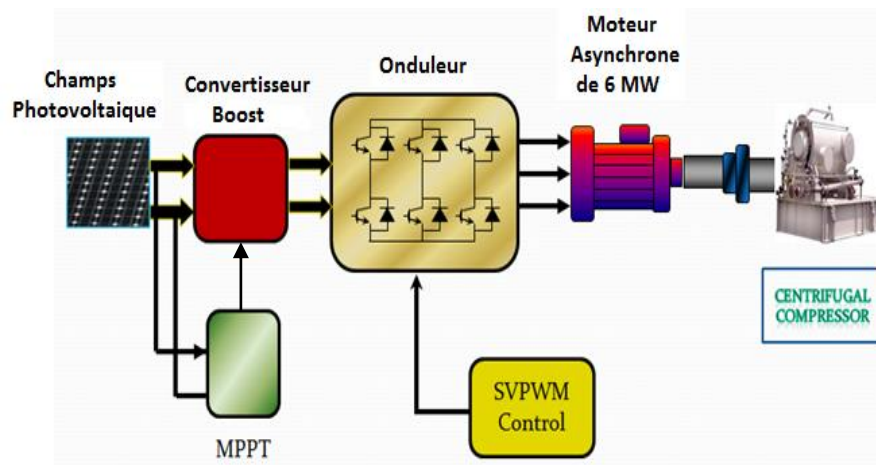


Figure 3.9. Schéma synoptique du système de compression envisagé.

3.6.6. Résultats de simulation et discussions

Afin de tester l'efficacité du système de pompage proposé, des simulations utilisant le logiciel Matlab ont été réalisées (voir Figure 3.10). La méthode d'Incrémentale Conductance pour la récolte de la puissance maximale du champ photovoltaïque est utilisée. Comme le niveau d'éclairement varie pendant le jour, la puissance de sortie du champ photovoltaïque suit le changement. En outre la fréquence de l'onduleur est intentionnellement laissée constante de sorte que la variation de vitesse du moteur asynchrone ne soit due qu'au niveau d'éclairement et aussi à la méthode (MPPT) adoptée.

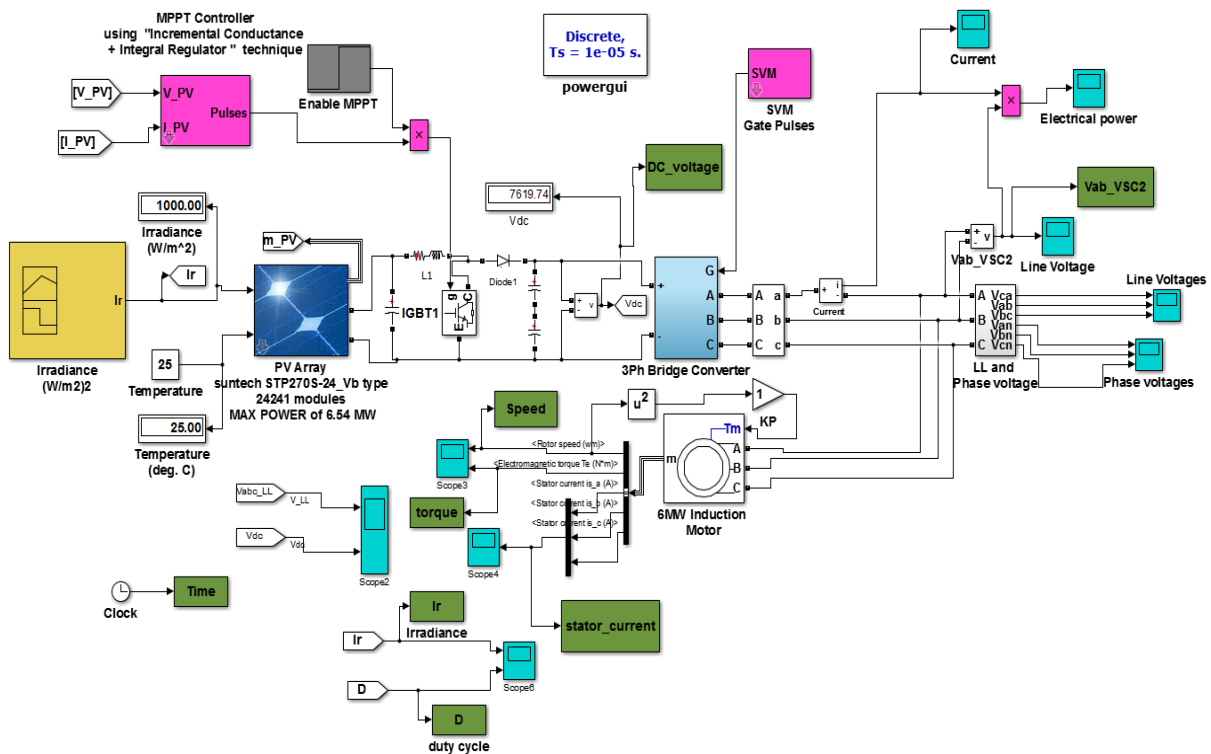


Figure 3.10. Le model de simulation global.

Les Performances du système proposé ont été testées avec un changement brusque de niveau d'éclairement allant de 1000 à 250 W/m² comme montré sur la Figure 3.11.

Les Figures ci-dessous montrent le comportement du système de pompage envisagé en prenant en considération la variation de l'éclairement.

De $t = 0$ à $t = 1.5$ s le système considéré fonctionne sans la commande (MPPT). Il est observé pendant cet intervalle de temps que la machine est loin de fonctionner dans ses conditions nominales, donc on peut dire que la machine est sous-exploitée. At $t = 0.5$, les performances du système de pompage sont analysées en variant l'éclairement de 1000 à 250 W/m², par conséquent le courant absorbé par la charge a considérablement diminué, mais la tension de sortie du convertisseur (Boost) ne varie presque pas voir Figure 3.12, donc la vitesse du rotor est légèrement réduite, voir Figure 3.14.

A $t = 1.5$ s, la commande (MPPT) est activée à l'aide du block gris (Figure 3.10), aussitôt le MPPT se met à agir sur le rapport cyclique de l'hacheur, le fait qui va contribuer à augmenter la tension de sortie du convertisseur (voir Figure 3.12), et cela se traduit par une augmentation considérable de la vitesse de rotation du rotor (voir Figure 3.14), tout en assurant le suivi du (MPP), voir Figure 3.13.

A $t = 2$ s, le niveau d'éclairement passe de 250 à 1000 W/m², la commande (MPPT) continue à suivre le point de la puissance maximal le plus normalement, ce qui montre que le

changement du niveau de l'éclairement ne pose pas de défi pour l'algorithme (Incrémentale Conductance). En outre quand le rayonnement solaire atteint un niveau de 1000 W/m^2 la commande (MPPT) devient plus attrayante vue que la vitesse du rotor augmente drastiquement (voir Figure 3.14).

A la fin de cette période on peut constater que la puissance électrique délivrée par le champ photovoltaïque peut atteindre 6 MW (voir Figure 3.13), ce qui permet au moteur de fonctionner autour de sa vitesse nominale 156 rad/sec voir (Figure 3.14), à ce moment la tension de ligne appliquée au bobinage du stator est $\frac{7700}{\sqrt{2}} \approx 5500 \text{ V}$ (voir Figure 3.15). Par ailleurs le courant absorbé par le moteur est égal à $\frac{1050}{\sqrt{2}} \approx 750 \text{ A}$, (voir Figure 3.16). En effet, l'augmentation de la puissance provient de la différence de puissance du moteur avec et sans commande (MPPT).

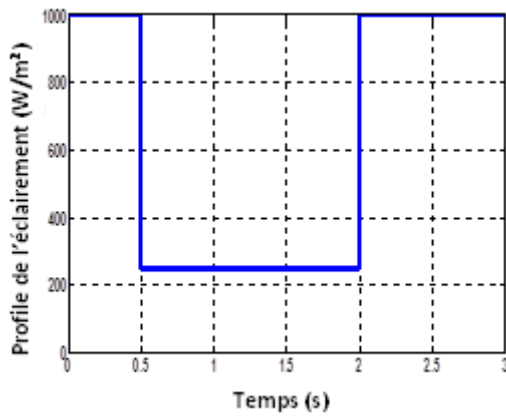


Figure 3.11. Profile de l'éclairement (W/m^2)

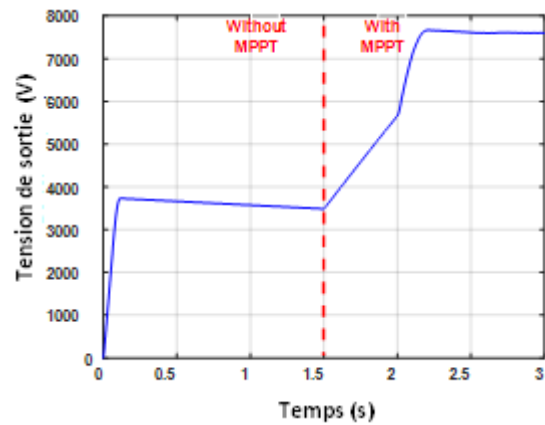


Figure 3.12. La tension de sortie du convertisseur Boost (Volt)

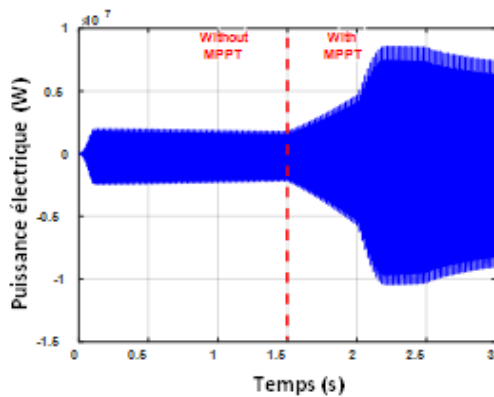


Figure 3.13. La puissance électrique absorbée par le groupe moteur-compresseur (Watt)

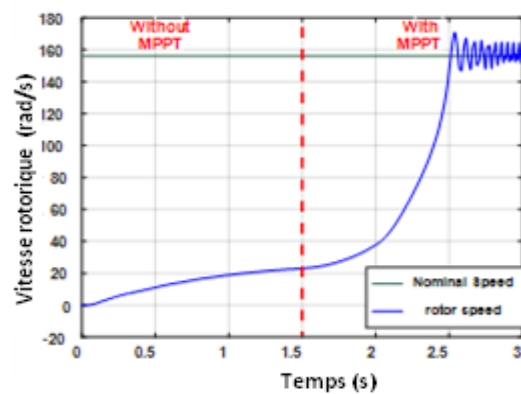


Figure 3.14. La vitesse rotorique (rad/sec)

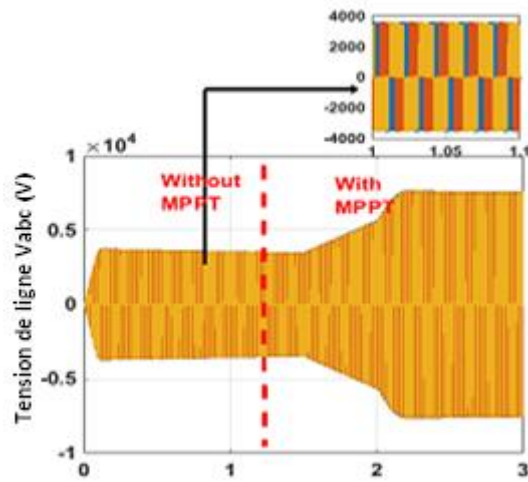


Figure 3.15. La tension de sortie de l'onduleur (Volt)

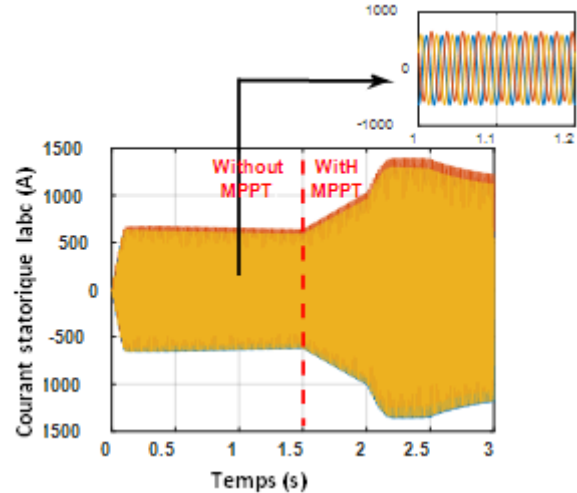


Figure 3.16. Le courant absorbé par la charge (A)

En utilisant le Powergui de Matlab, nous constatons que le (THD) du courant statorique est seulement 0.91% (voir Figure 3.17). D'où nous pouvons dire que la MLI vectorielle utilisée convient parfaitement aux systèmes de grandes puissances.

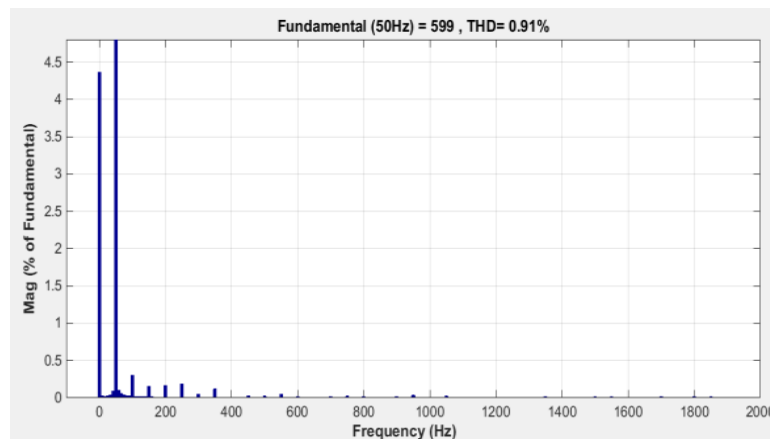


Figure 3.17. Le spectre d'harmonique du courant statorique avec THD

3.7. Commande vectorielle classique

La commande vectorielle est la plus ancienne méthode utilisée pour le control de la machine asynchrone. La simplicité de mise en œuvre de cette méthode la fait préférer aux systèmes ne nécessitant pas de fonctionnement à très basses vitesses et fort couple ou exigeant des performances élevées. L'objectif principal de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique [89, 105, 106].

3.7.1. Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu couteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [107]. Par ailleurs, pour élaborer des approches de commande assurant les performances espérées, nous avons besoin d'un model reflétant le fonctionnement de la machine en régime transitoire tant qu'en régime permanent, ainsi qu'un model qui permet de tenir compte des défaillances au rotor [108], il apparait clairement que les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et des grandeurs rotorique doivent coïncider pour simplifier les équations.

Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (3-54)$$

Dans le repère de Park les flux de la machine sont

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_{sc}.I_{ds} + M.I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_{sc}.I_{qs} + M.I_{qr} \\ \Phi_{dr} = M.I_{ds} + L_{rc}.I_{dr} \\ \Phi_{qr} = M.I_{qs} + L_{rc}.I_{qr} \end{cases} \quad (3-55)$$

L_{rc} : Inductance cyclique rotorique

L_{sc} : Inductance cyclique statorique

M : Mutuelle entre phase statorique

En tenant compte de ces équations, la puissance mécanique P_m peut s'écrire :

$$P_m = \frac{3}{2} (\Phi_{ds}.I_{qs} - \Phi_{qs}.I_{ds}) \frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r) \quad (3-56)$$

Avec

$$\frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r) = \frac{d\theta}{dt} = p.\Omega$$

Où, la puissance mécanique est aussi égale à $(C_e.\Omega)$, on en tire l'expression du couple :

$$C_e = \frac{3}{2} p.(\Phi_{ds}.I_{qs} - \Phi_{qs}.I_{ds}) \quad (3-57)$$

Diverses manipulations de l'équation (3-57), procédant d'un choix d'élimination de certaines variables des équations des flux (3-55), conduisent à l'établissement d'autres expressions du couple qui seront des points de départ dans la recherche d'une stratégie de sa commande.

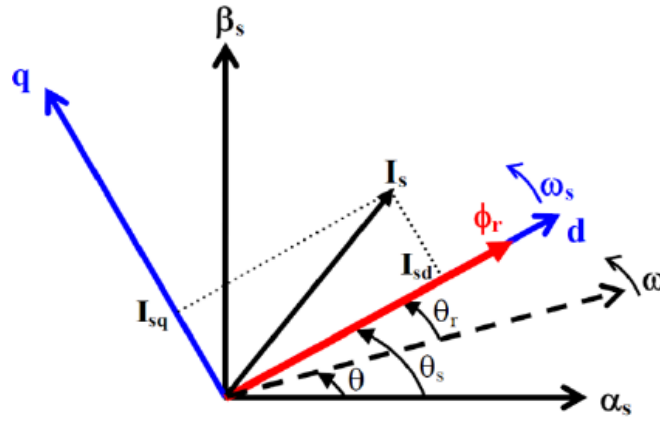


Figure 3.18. Position du système d'axes (d, q).

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent des objectifs de l'application :

- Axes tournant à la vitesse du rotor ($\theta_r = 0$) étude des grandeurs statoriques.
- Axes liés au stator ($\theta_s = 0$) : étude des grandeurs rotoriques.
- Axes liés au champ tournant : étude de la commande.

C'est cette dernière solution qui fait correspondre aux grandeurs contenues des grandeurs sinusoïdales du régime permanent. La conception du control vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du repère par rapport aux axes des flux.

Dans un référentiel lié au champ tournant, on écrit :

$\omega_s = \theta'_s$, nous appelons ω_s la pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdal).

De même, nous notons :

$\omega_r = \theta'_r$: La pulsation rotorique.

$$\omega = \omega_s - \omega_r = \theta' = p\Omega \quad (3-58)$$

Vecteur d'état :

$$\begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & \Phi_{ds} & \Phi_{qs} \end{bmatrix}^t$$

Les équations de la machines s'écrivent alors dans ce référentiel comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (3-59)$$

3.7.2. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

L'objectif de la commande vectorielle dite par orientation du flux, est d'obtenir de la machine asynchrone des performances comparables à celle d'une machine à courant contenu à excitation indépendante ou le découplage entre le flux et le couple est naturel.

Cette approche est largement répondue dans les variateurs des vitesses depuis son introduction par *Blaschke* en 1972 [109]. Elle assure de bonnes performances en régime dynamique et a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution, car jusque là on utilisait que la commande scalaire.

Désormais cette commande elle constitue la référence universelle et industrielle en matière de contrôle du couple électromagnétique des machines à courant alternatif [107].

Les méthodes de commande vectorielle par orientation de flux sont qualifiées par directe ou indirecte [89] selon la détermination de l'angle de position du flux, ou l'angle d'orientation. Si cet angle est donné directement à partir des composantes biphasées du flux, ces méthodes sont dites directes, sinon elles sont indirectes et l'angle en question devrait être calculé par l'intégration de la pulsation du stator déduite à partir de la combinaison linéaire de la pulsation de glissement et de la vitesse du rotor. On retiendra donc que les méthodes directes nécessitent un capteur de flux ou son estimation, alors que les méthodes indirectes nécessitent un capteur de vitesse ou son estimation [110, 111].

Les équations de Park (3-56), munies de la contrainte $\Phi_{qr} = 0$ débouchent donc sur les propriétés enchainées de la manière suivantes :

- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que $\Phi_{dr} = \Phi_r$.
- La composante I_{dr} du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

En effet, on a :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r = cste \wedge \Phi_{qr} = 0 \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \end{cases} \Rightarrow R_r \cdot I_{dr} = 0 \Rightarrow I_{dr} = 0, \text{ Puisque } R_r \neq 0.$$

L'évolution du couple suit celle de I_{qr} qui peut alors être contrôlé par I_{qs} .

En effet on a :

$$\Phi_{qr} = M \cdot I_{qs} + L_{rc} \cdot I_{qr} = 0 \Rightarrow I_{qr} = -\frac{M}{L_{rc}} I_{qs}$$

Ceci conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} \quad (3-60)$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuites rotoriques et statoriques et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation de flux statorique ou d'entrefer. Les équations des machines dans un référentiel lié au champ tournant deviennent [112,113].

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_{rc}} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \sigma \cdot L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} \end{cases} \quad (3-61)$$

Avec

$$\Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = M I_{ds}$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} \end{cases} \quad (3-62)$$

Avec

$$\Phi_r = \frac{M}{1 + s T_r} I_{ds}$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs}$$

3.7.3. Commande vectorielle directe

Cette méthode prévoit une régulation de flux rotorique, et impose donc une connaissance parfaite de cette grandeur, en module et position, quelque soient les régimes permanents et transitoires. Pour cela on utilise des estimateurs de flux permettant de reconstituer l'état du flux à partir de grandeurs facilement mesurables telles que les courant, les tensions et la vitesse de rotation [114].

Le schéma de la commande en vitesse par la méthode vectorielle directe est représenté par la Figure 3.19. Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique qui sont présentés ci-dessous.

3.7.4. Estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté

On utilise trois estimateurs pour estimer le flux rotorique, la pulsation statorique, et l'angle de transformation à partir de la pulsation statorique.

L'équation (3-61) permet d'estimer le flux.

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M}{1 + sT_r} I_{ds} \quad (3-63)$$

L'équation (3-55) permet d'estimer la pulsation statorique ω_s puis θ_s

$$\omega_s = \omega + \omega_r = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{M}{\hat{\Phi}_r} \quad (3-64)$$

Le flux est nul au démarrage, alors on ajoute :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}}{\hat{\Phi}_r + \varepsilon}$$

Avec $\varepsilon = 0.001$

Le schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté est le suivant [95] :

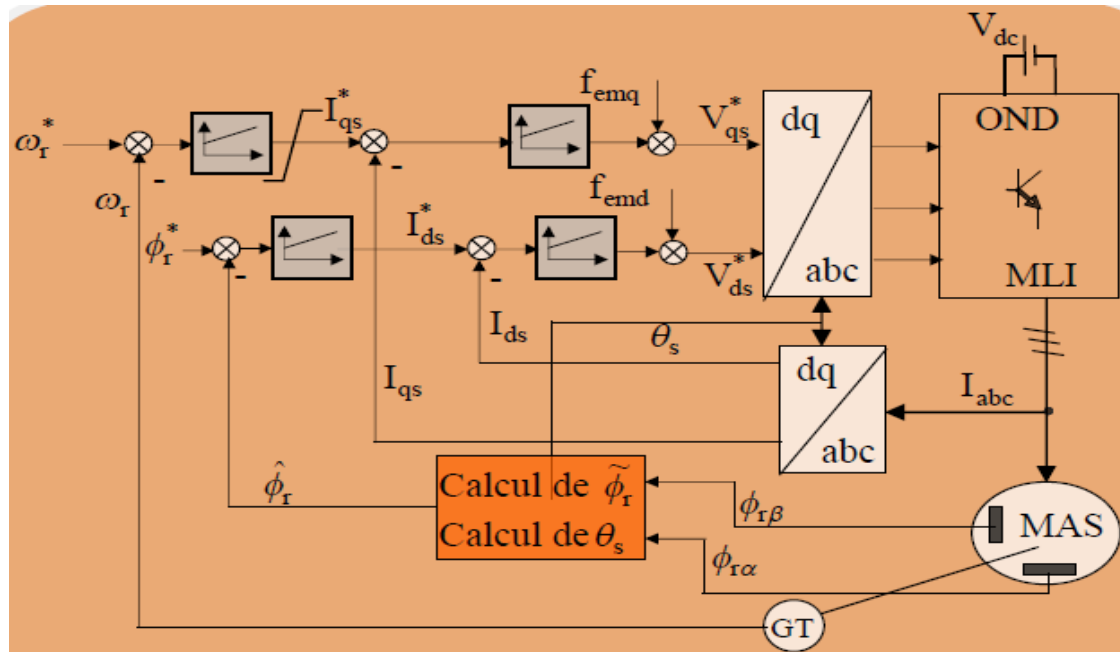


Figure 3.19. Bloc de régulateur de vitesse par la méthode directe.

3.8. Etude par simulation d'un système photovoltaïque alimentant une machine asynchrone à base des régulateurs flous

Le principe d'une commande floue se base sur deux variables d'entrées qui sont l'erreur ' E ' et le changement d'erreur ' ΔE ' et une variable de sortie ΔD (variation du rapport cyclique) [115].

La valeur de la variable de sortie, qui pilote le convertisseur statique pour rechercher le PPM, est déterminée à l'aide d'une table de vérité et de l'évolution des paramètres d'entrée.

En général, la commande logique floue comprend donc trois étapes communément nommées dans la littérature voir (Annexe B) :

- La Fuzzification,
- La lecture de la table de vérité,
- La Defuzzification.

La Figure 3.20. montre la structure de base de la commande logique floue [115].

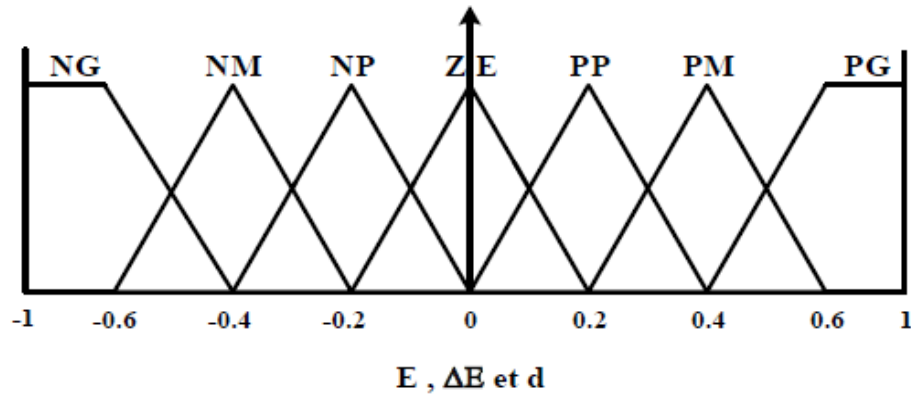


Figure 3.20. Structure de base de la commande floue.

Concernant, la commande MPPT basée sur le principe de la logique floue, nous avons choisi les degrés d'appartenance de l'erreur (E) et de la dérivée de l'erreur (ΔE) ainsi que celle de variation du rapport cyclique (ΔD) selon la Figure 3.21. Et, en fonction de leurs évolutions, une table de vérité (Tableau 3.4) est complétée et utilisée en simulation.

Tableau 3.4. Table de vérité pour une commande par logique floue.

ΔE E	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
ZR	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PB
PS	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Avec :

E : Erreur,

ΔE : Variation de l'erreur,

ΔD : Variation du rapport cyclique,

NG : Négatif grand,

NM : Négatif moyen,

NP : Négatif petit,

EZ : Environs zéro,

PG : Positif grand,

PM : Positif moyen,

PP : Positif petit.

Les paramètres d'entrées E et ΔE sont calculées par les équations suivantes :

$$E(n) = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (3-65)$$

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \quad (3-66)$$

La variable linguistique assignée à ΔD , dépend des différentes combinaisons entre E et ΔE . Par exemple, si les variables d'entrée (E et ΔE), ont comme valeur PG et EZ Correspondant à un point de fonctionnement très éloigné du PPM, d'après la table de vérité la valeur donnée à la variable de sortie ΔD est PG, ce qui implique une forte variation positive du rapport cyclique pour atteindre le PPM. En résumé, les variations du rapport cyclique dépendent 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 ΔD s'affinent jusqu'à atteindre le PPM.

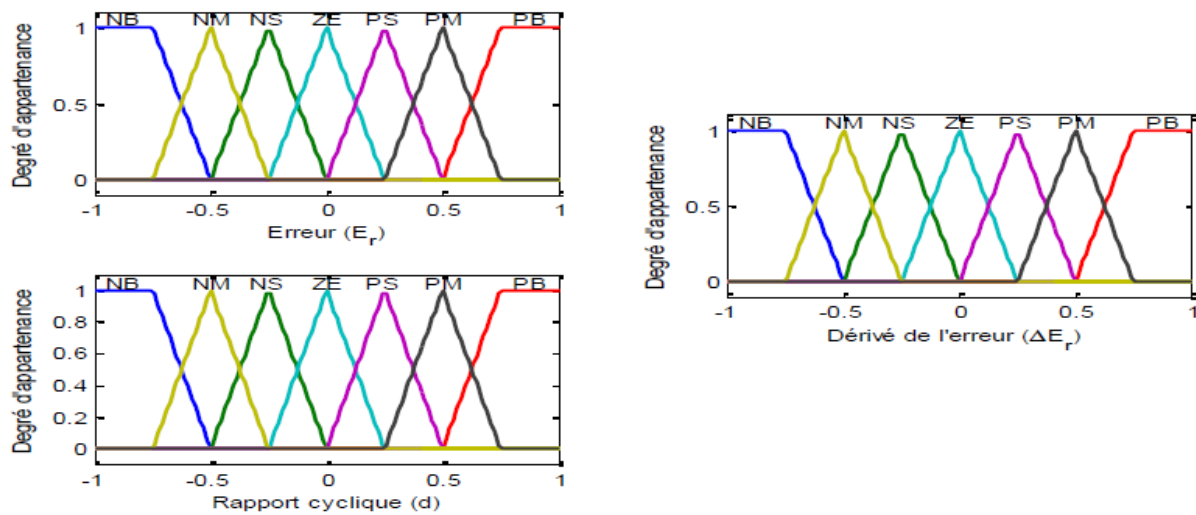


Figure 3.21. Degrés d'appartenances.

Ceci, donne par simulation l'allure de la surface floue, représentée par la Figure 3.22.

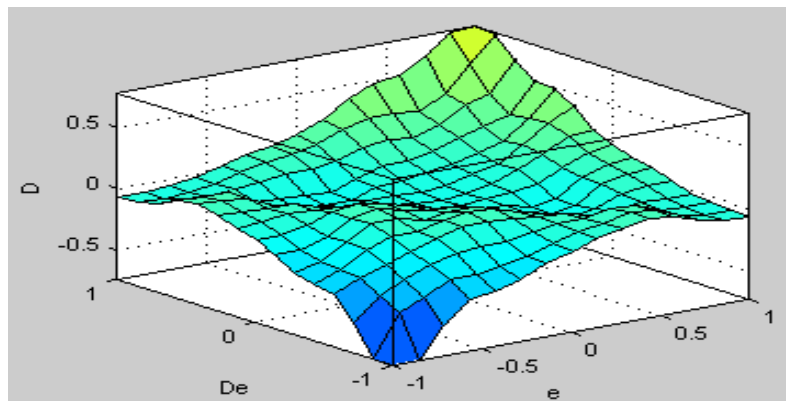


Figure 3.22. Surface floue.

3.8.1. Description du système

Le schéma synoptique de la Figure 3.23, présente la commande vectorielle directe à base du régulateur flou, où l'ensemble du système est alimenté par un panneau photovoltaïque à travers un hacheur type Boost dont le rapport cyclique est commandé par un deuxième régulateur flou de sorte que la tension de sortie, soit toujours égale à la tension de référence dans ce cas c'est la tension V_{mp} qui correspond à la puissance maximale. Les paramètres de la machine asynchrone sont montrés dans (l'annexe A), Tableau A.3.

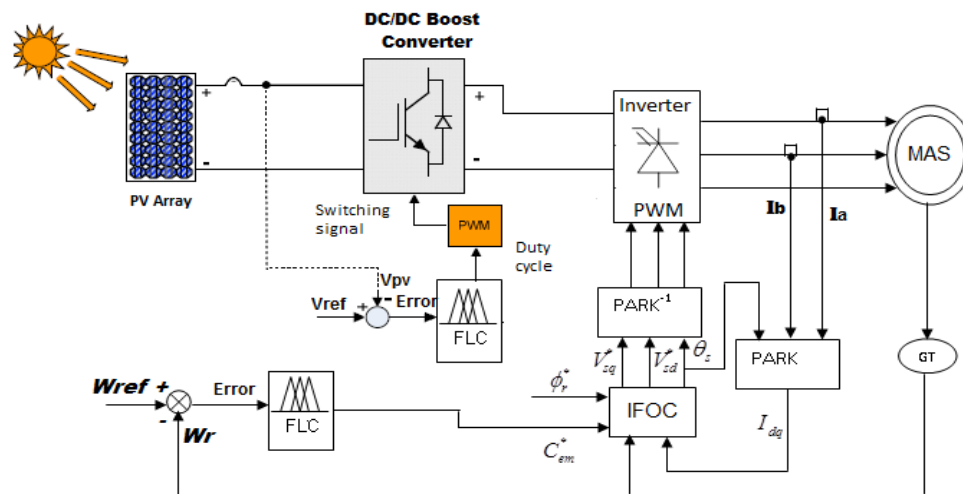


Figure 3.23. Schéma synoptique du système PV alimentant un moteur asynchrone.

3.8.2. Résultats de simulation et discussions

Afin d'illustrer le fonctionnement de la commande vectorielle directe d'une MAS à base d'un régulateur flou, et mettre en évidence ses performances dynamiques, un model de simulation a été réalisé toujours dans l'environnement Matlab/Simulink, (voir Figure 3.24).

Pour ce faire, le moteur asynchrone d'une puissance de 1.5 KW a été soumis aux deux tests suivant :

- Le moteur commence à tourner à vide après quoi, nous avons introduit un couple de charge.
- Ensuite, nous avons inversé le sens de rotation.

Les résultats de simulation de la commande adoptée, sous les conditions de test standard (STC) avec une température de 25°C et un éclairement de 1000 W/m² ont donné les graphes présentés dans les figures ci-dessous.

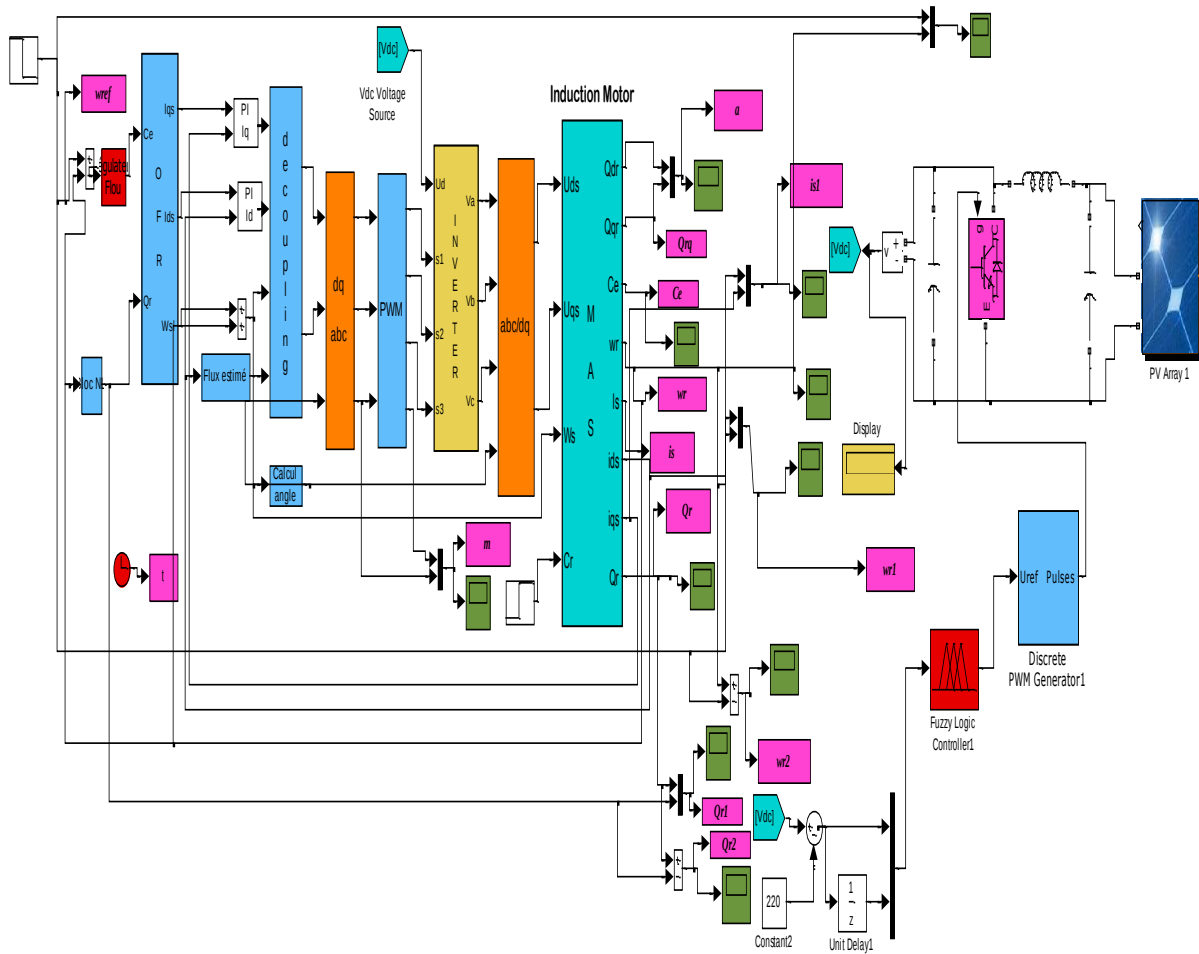


Figure 3.24. Le model de simulation globale.

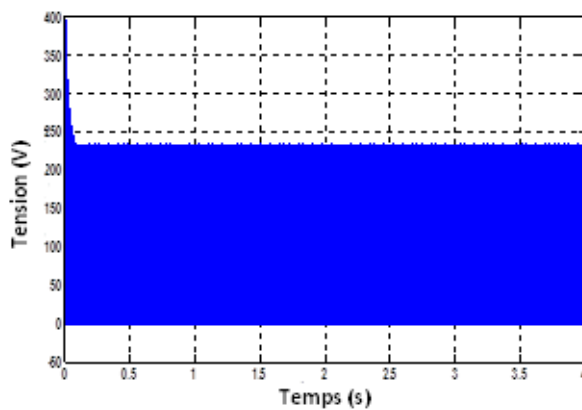


Figure 3.25: La tension de sortie du Boost (V).

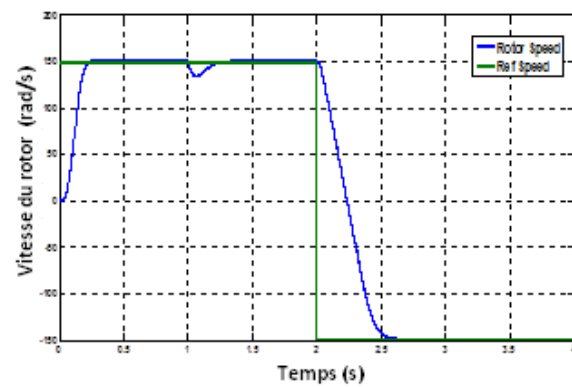


Figure 3.26. La vitesse du rotor (rad/sec).

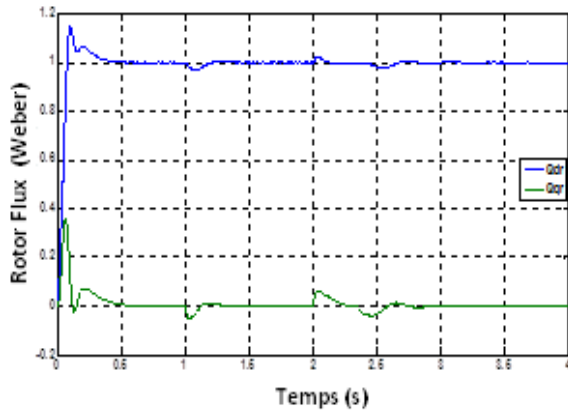


Figure 3.27. Rotor Flux Φ_{dr} , Φ_{qr} (Weber).

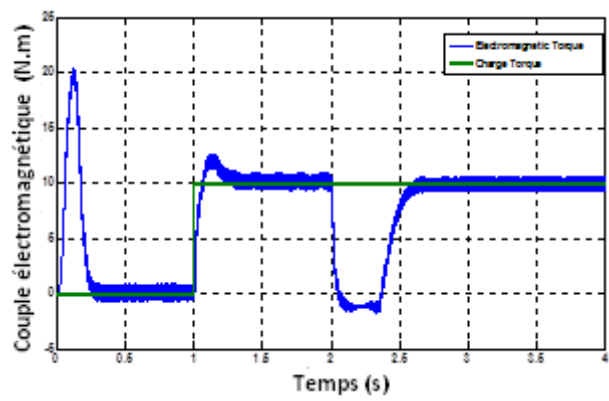
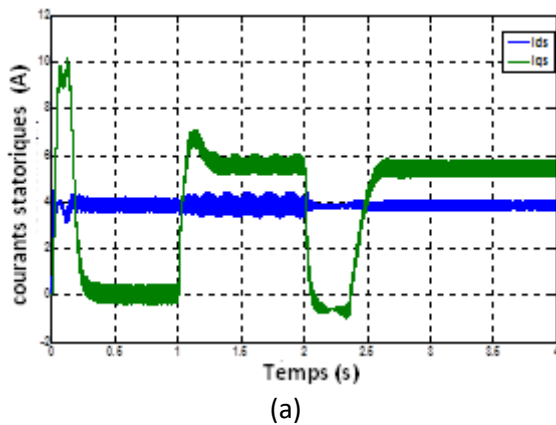
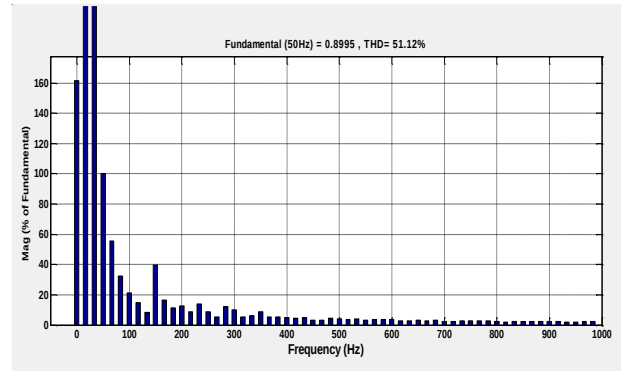


Figure 3.28. Le couple électromagnétique (N.m).



(a)



(b)

Figure 3.29. Les performances de la commande FOC : (a) Les courants statoriques suivant les axes dq, (b) Le spectre d'harmonique du courant statorique avec THD.

La Figure 3.25 montre la tension de sortie du Boost qui est constante et égale à 220 V, cette tension correspond à la puissance maximale générée par le panneau photovoltaïque, d'où nous sommes en mesure de dire que le MPPT conçu à base de la logique floue a rempli correctement son rôle. En outre pour tester la robustesse de la commande vectorielle à flux orienté, nous avons simulé le comportement de la MAS face à un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge de 10 N.m à l'instant $t=1$ s et une inversion de sens de rotation à l'instant $t=2$ s, en effet nous constatons que la vitesse réelle suit parfaitement la référence (voir Figure 3.26), avec un très court temps d'établissement et pratiquement aucun dépassement n'a été enregistré. Donc l'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément. D'une autre part les différentes réponses montrent que le flux et le couple sont parfaitement découplés du fait qu'un changement dans le couple électromagnétique (Figure 3.28), n'implique pas pour autant un changement dans le flux (voir Figure 3.27), étant donné que le courant I_{qs} contrôle le couple tandis que le courant I_{ds} contrôle le flux rotorique (voir Figure 3.29.(a)), aussi la Figure 3.29.(b) relève le spectre d'harmonique

du courant statorique qui s'avère considérable avec un taux d'harmonique de 51.12%. Par conséquent les réponses (vitesse, flux, couple, courant) statiques et dynamiques sont satisfaisantes.

3.9.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté en premier lieu les résultats d'une étude qui a conduit au dimensionnement d'une installation de pompage photovoltaïque. Nous avons également pu conclure que les systèmes de pompage photovoltaïque les plus courants, selon l'état de l'art actuel, sont constitués d'une pompe centrifuge menue d'un moteur à induction triphasé.

À partir de l'analyse présentée ci-dessus, les conclusions suivantes peuvent être dérivées:

- Le système de pompage considéré peut surmonter le problème causé par la turbine (TG-7), et éviter les interventions de maintenance préventive, aussi il peut réduire considérablement le coût de fonctionnement.
- Le contrôleur MPPT basé sur la méthode (Incrémentale Conductance) peut augmenter considérablement l'efficacité de la production d'énergie par rapport au système sans MPPT.
- La MLI vectorielle est très adaptée aux applications de charge à grande puissance.

Dans un second temps, Nous avons montré que l'application de la logique floue à la commande de la machine asynchrone alimentée en tension par orientation de flux a permis l'amélioration des performances (le réglage de la vitesse, du flux, du couple et des courants sont satisfaisants). D'autre part, Les résultats de simulation prouvent que ce système peut s'adapter aux incertitudes et donne une réponse rapide et une bonne performance en régime transitoire, en outre il est peu sensible aux variations des perturbations externes.

Par ailleurs, en ce qui concerne l'intégration des énergies renouvelables dans les réseaux électriques, l'objectif principal est de combler l'écart entre la production et la consommation en même temps qu'elles peuvent être utilisées pour d'autres fins comme la compensation de la puissance réactive et l'amélioration des limites de la capacité de la ligne qui autrement, nécessiteraient des équipements supplémentaires coûteux tels les systèmes (FACTS),

Les nouvelles technologies de compensation dynamique (FACTS) utilisées pour résoudre le problème de la compensation seront traitées dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Les Systèmes FACTS

LES SYSTEMES FACTS

4.1. Introduction

Avec le développement rapide de l'électronique de puissance, les Systèmes Flexibles de Transport AC (FACTS : *Flexible AC Transmission Systems*) ont été créés et implémentés dans les réseaux électriques. Les FACTS peuvent être utilisés pour contrôler l'écoulement de puissance et améliorer la stabilité du système. Particulièrement, avec le nouveau système de dérégulation du marché de l'énergie, il y a une augmentation de l'intérêt accordé aux FACTS dans l'exploitation et le contrôle des réseaux électriques et ceci est dû aux nouvelles contraintes de charge et aux nouvelles contingences.

L'installation des FACTS est devenue indispensable pour augmenter la capacité et la contrôlabilité d'un réseau électrique [116-118]. Il y a deux aspects principaux qui doivent être considérés lors de l'utilisation des FACTS, le premier, c'est rendre flexible le fonctionnement du réseau vu sa capacité d'écoulement de puissance, le deuxième, c'est l'amélioration de la stabilité statique et transitoire du réseau.

4.2. Définition des FACTS

Selon *IEEE*, les FACTS (abréviation anglaise de *Flexible AC Transmission Systems*), sont définis comme suit [119] :

Ce sont des systèmes à courant alternatif incorporant des éléments d'électronique de puissance et d'autres contrôleurs statiques pour l'amélioration de la contrôlabilité et la capacité de transfert de puissance du réseau.

Avec leurs aptitudes à modifier les caractéristiques apparentes des lignes, les FACTS sont capables d'accroître la capacité du réseau dans son ensemble en contrôlant les transits de puissances. Les dispositifs FACTS ne remplacent pas la construction de nouvelles lignes. Ils sont un moyen de différer les investissements en permettant une utilisation plus efficace du réseau existant [120, 121].

4.3. Bénéfices offerts par la technologie FACTS

Les bénéfices que peut fournir la technologie des FACTS et leurs implémentations sont les suivants [122-124]:

- Contrôle de l'écoulement de puissance: c'est la fonction principale des FACTS. L'utilisation du contrôle de l'écoulement de puissance peut satisfaire les demandes de charge, atteindre un fonctionnement optimal, et surmonter les conditions d'urgence.
- Amélioration de la stabilité dynamique. Cette fonction supplémentaire des FACTS comprend l'amélioration de la stabilité transitoire, l'amortissement des oscillations de puissance et le contrôle de stabilité de la tension.
- Augmenter la capacité de transport de lignes à leurs capacités thermiques, y compris les demandes à court terme et saisonnière.
- Fournir des connections sécurisées entre les compagnies de production et les régions par la diminution de la réserve de la puissance à générer requise par les deux zones.
- Mise à niveau des lignes de transport.
- Réduction de l'écoulement de la puissance réactive, ce qui permettrait ainsi à la ligne de transporter plus de puissance active.
- Contrôle de la boucle de l'écoulement de puissance.

4.4. Classification des dispositifs FACTS

Depuis les premiers compensateurs, trois générations de dispositifs FACTS ont vu le jour. Elles se distinguent par la technologie des semi-conducteurs et des éléments de puissance utilisés [125,126].

- 1- La première génération est basée sur les thyristors classiques. Ceux-ci sont généralement utilisés pour enclencher ou déclencher les composants afin de fournir ou absorber de la puissance réactive dans les transformateurs de réglage.
- 2- La deuxième génération, dite avancée, est née avec l'avènement des semi conducteurs de puissance commandables à la fermeture et à l'ouverture, comme le thyristor GTO. Ces éléments sont assemblés pour former les convertisseurs de tension ou de courant afin d'injecter des tensions contrôlables dans le réseau.
- 3- Une troisième génération de FACTS utilisant des composants hybrides et qui est adaptée à chaque cas. Contrairement aux deux premières générations, celle-ci n'utilise pas de dispositifs auxiliaires encombrants tels que des transformateurs pour le couplage avec le réseau.

Dans notre proposition, une autre classification des contrôleurs FATCS basée sur les cinq caractéristiques indépendantes [127] :

1. Selon le type de Raccordement sur le réseau (Connexion) ;
2. Selon le mode de Commutation ;
3. Selon la Fréquences de Commutation ;
4. Selon le mode de Stockage d'énergie ;
5. Selon le mode de Connexion au Port DC.

Selon ces critères, trois familles de dispositifs FACTS peuvent être mises en évidence [121,126] :

- Les dispositifs shunts connectés en parallèle dans les postes du réseau.
- Les dispositifs séries insérés en série avec les lignes de transport.
- Les dispositifs combinés série-parallèle qui recourent simultanément aux deux couplages.

4.4.1. Dispositifs FACTS Shunts

L'objectif principal de la compensation shunt est l'accroissement de la puissance transmissible dans le réseau. Le principe consiste à fournir ou absorber de la puissance réactive de façon à modifier les caractéristiques naturelles des lignes pour les rendre plus compatibles avec la charge. En régime permanent, la compensation réactive est utilisée pour le maintien de la tension aux nœuds. En régime transitoire, les dispositifs shunts permettent un contrôle dynamique de la tension pour l'amélioration de la stabilité transitoire et l'amortissement des oscillations de puissance. Les compensateurs parallèles les plus utilisés sont les suivants :

4.4.1.1. Dispositifs shunts à base de thyristor

SVC Compensateur statique de puissance réactive

Le Compensateur statique de puissance réactive (SVC) est un dispositif de compensation shunts de la famille flexible de systèmes de transmission à courant alternatif (FACTS). Il peut fournir en continu la puissance réactive nécessaire pour contrôler les fluctuations dynamiques de la tension sous différents régimes de fonctionnement et ainsi améliorer les performances de réseaux de transport et de distribution d'énergie électrique. L'installation de SVC en un ou plusieurs points spécifiques du réseau peut accroître la capacité de transit et réduire les pertes tout en maintenant un profil de tension régulier sous différents régimes [126,128].

La Figure 4.1 donne une représentation schématique monophasée d'un compensateur statique. Il est composé d'un condensateur avec une réactance capacitive X_C et d'une bobine d'inductance avec la réactance X_L . Ce système utilise l'angle d'amorçage α des thyristors pour contrôler le courant dans la réactance alors que le contrôle de la puissance réactive par cette méthode est rapide et d'une façon continue. Le RCT ne peut absorber que de l'énergie réactive, puisque il est constitué d'éléments inductifs. C'est pour cela que l'on associe ses dispositifs avec des bancs de condensateur commandé par thyristor (CCT) qui fournit de l'énergie réactive au réseau. Ce dispositif est associé à des filtres LC accordés pour éliminer les harmoniques [130].

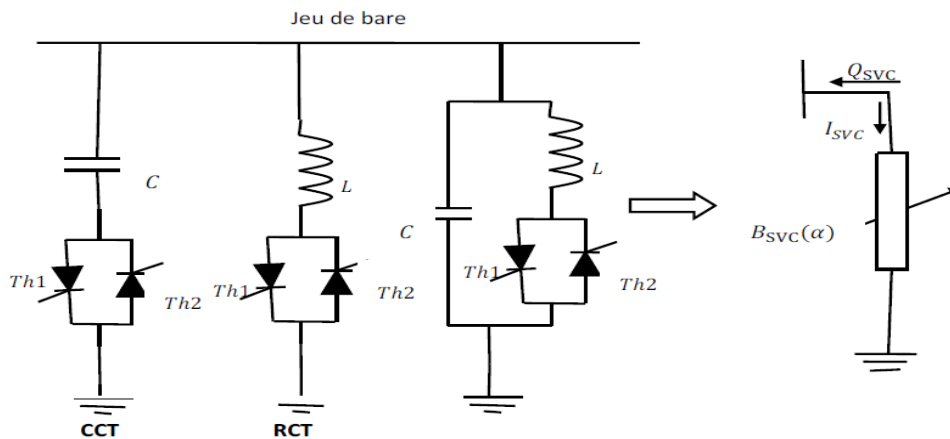


Figure 4.1. Modèle du SVC.

La caractéristique statique de SVC est donnée par la Figure 4.2. Trois zones sont distinctes :

- Pour $V_{\min} < V < V_{\max}$: est une zone de réglage où l'énergie réactive est une combinaison des CCT et RCT.
- Pour $V > V_{\max}$: est une zone où le RCT donne son énergie maximale, les condensateurs sont déconnectés.
- Pour $V < V_{\min}$: est une zone où les capacités seul sont connectées au réseau.

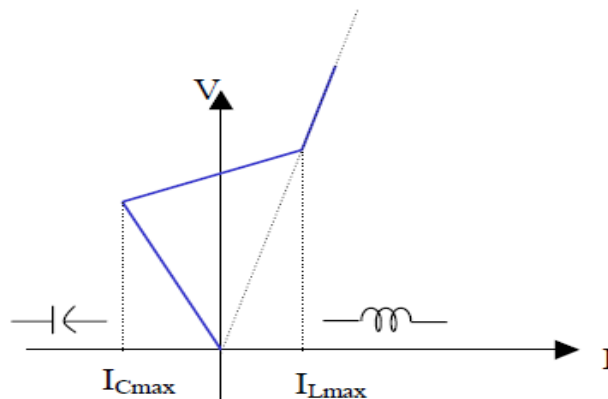


Figure 4.2. Caractéristiques d'un SVC.

Le dispositif SVC ou compensateur shunts présente les avantages suivants :

- Régler la tension de la ligne ;
- fournir de l'énergie lors d'une panne momentanée ;
- éliminer la distorsion de tension et atténuer les oscillations de puissance;
- augmenter la capacité de transport et la limite de stabilité facteur de puissance ;
- réduire les pertes de transmission.

4.4.1.2. Dispositifs shunts à base de GTO thyristors

STATCOM Compensateur synchrone statique

Le STATCOM est la version avancée des SVC, constituée d'un convertisseur de tension à base des thyristors GTO ou IGBT associé à des batteries de condensateurs comme source de tension continue et l'ensemble connecté en parallèle au réseau à travers un transformateur de couplage. Le principe de ce type de compensateur est connu depuis la fin des années 70, mais ce n'est que dans les années 90 que ce type de compensateur a connu un essor important grâce aux développements des interrupteurs GTO de forte puissance.

Il est basé sur la structure d'un convertisseur de tension triphasé. Il est principalement utilisé pour la compensation dynamique des réseaux, afin de faciliter la tenue en tension, d'accroître la stabilité en régime transitoire et d'amortir les oscillations de puissance. Le STATCOM présente plusieurs avantages [131] :

- Bonne réponse à faible tension : le STATCOM est capable de fournir son courant nominal, même lorsque la tension est presque nulle.
- Bonne réponse dynamique : Le système répond instantanément.

Le STATCOM peut être conçu pour agir également en tant que filtre active pour absorber les harmoniques du système. Les cellules de commutation sont bidirectionnelles, c'est-à-dire formes de GTO et de diodes en antiparallèle. Le schéma de base du STATCOM est donné par la Figure 4.3.

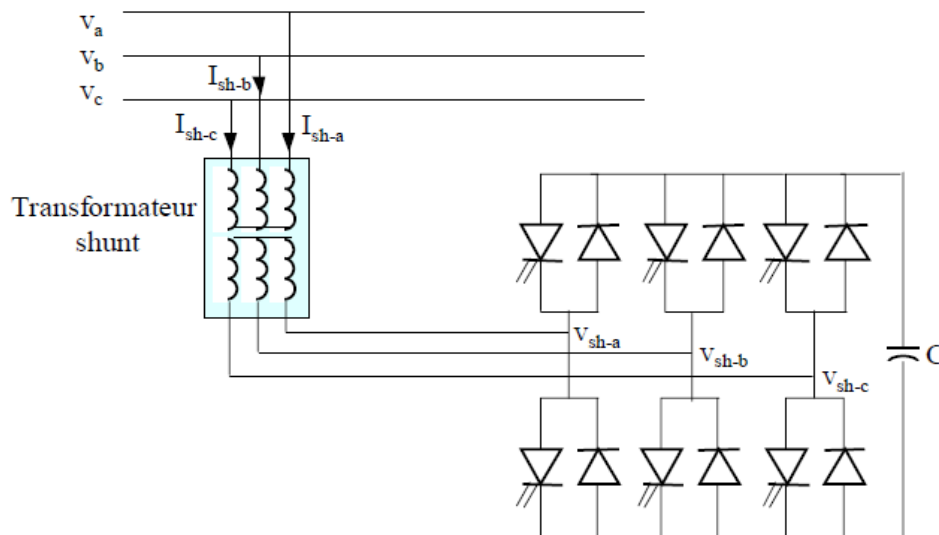


Figure 4.3. Schéma de base du STATCOM.

Le principe de fonctionnement de STATCOM est similaire à celui du compensateur synchrone. Les tensions de sortie sont générées par un onduleur au lieu d'être créées par un groupe tournant. Le STATCOM est un circuit avec un seul port monté en parallèle avec le réseau, il utilise la commutation forcée, la fréquence de commutation des interrupteurs est élevée, son élément de stockage d'énergie est un condensateur et ceci implique un port DC.

L'échange de puissance réactive avec le réseau se fait en faisant varier l'amplitude des tensions de sortie. Selon l'amplitude de ces tensions, les trois régimes de fonctionnement suivants sont possibles pour le STATCOM (Figure 4.4).

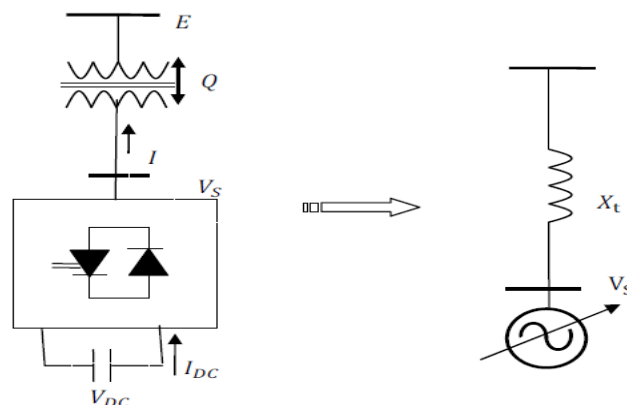


Figure 4.4. Présentation d'un STATCOM.

- Si $V_s < E$: le courant circulant dans l'inductance, c'est-à-dire que le courant est déphasé de $\frac{\pi}{2}$, par rapport à la tension E ou le courant est capacitif.
 - Si $V_s > E$: le courant circulant dans l'inductance, c'est-à-dire que le courant est déphasé de $-\frac{\pi}{2}$, par rapport à la tension E ou le courant est inductif.
 - $V_s = E$: le courant circulant dans l'inductance est nul, il n'y a pas d'échange d'énergie.
- On considère dans ce fonctionnement que les tensions sont triphasées et équilibrées. Par ailleurs, l'amplitude de la tension de sortie V_s est proportionnelle à la tension continue aux bornes du condensateur.

L'avantage de ce dispositif est de pouvoir échanger de l'énergie de nature inductive ou capacitive uniquement à l'aide d'une inductance. Contrairement au SVC, il n'y a pas d'élément capacitif qui puisse provoquer des résonances avec des éléments inductifs du réseau.

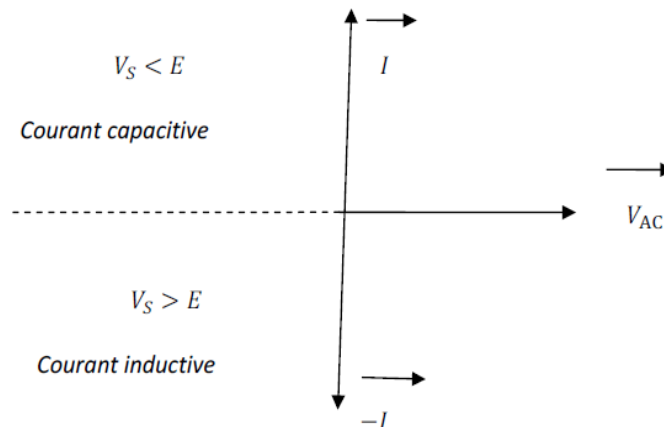


Figure 4.5. Diagramme Vectorielle du STATCOM.

La caractéristique statique de ce convertisseur est donnée par la Figure 4.6. Ce dispositif a l'avantage, contrairement au SVC, de pouvoir fournir un courant constant important même lorsque la tension V diminue.

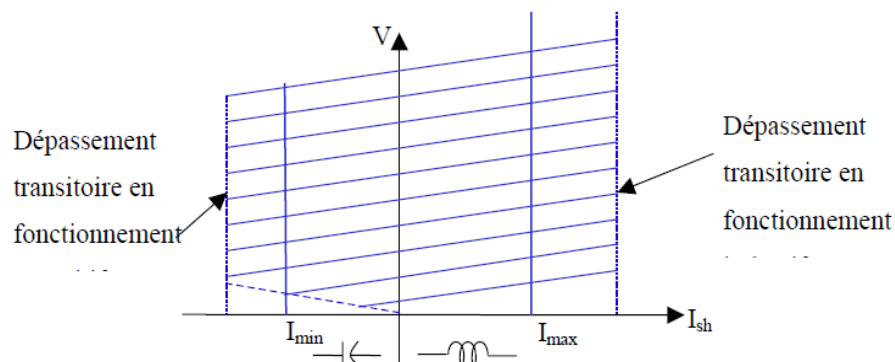


Figure 4.6. Caractéristique Statique du STATCOM.

4.4.2. Dispositifs séries

La réactance des lignes est une des limitations principale de la transmission de courant alternatif à travers les longues lignes. Pour remédier à ce problème, la compensation série capacitive a été introduite afin de réduire la partie réactive de l'impédance de la ligne. Les dispositifs FACTS de compensation série sont des évolutions des condensateurs série fixes.

Ils agissent généralement en insérant une tension capacitive sur la ligne de transport qui permet de compenser les chutes de tension inductive [129].

Ces FACTS en série avec le réseau peuvent être utilisés comme une impédance variable (inductive, capacitive) ou une source de tension variable. En général, ces compensateurs modifient l'impédance des lignes de transport en insérant des éléments en série avec celles-ci.

4.4.2.1. Dispositifs séries à base de thyristor

Ces dispositifs sont connectés en série avec le réseau et peuvent être utilisés comme une impédance variable (inductive, capacitive) ou une source de tension variable. Les plus connus sont:

TCSC (Thyristor Controlled Series Capacitor)

Le TCSC (Compensateur Série Contrôlé par Thyristors), est composé d'une inductance en série avec un gradateur à thyristors, le tout en parallèle avec un condensateur voir Figure 4.7(a).

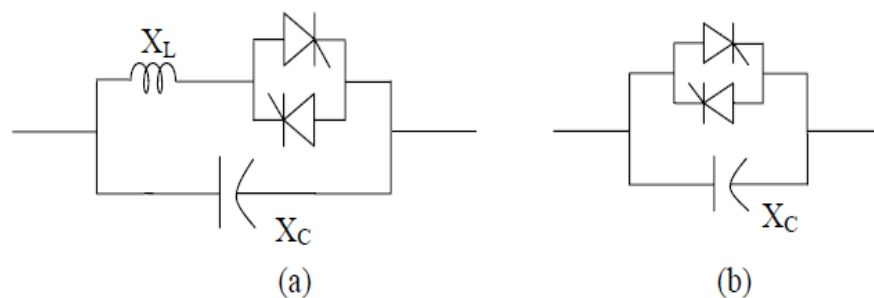


Figure 4.7. Structure du : (a) TCSC et (b) TSSC.

Si les thyristors sont bloqués, le TCSC a une impédance fixe qui est celle du condensateur. Si les thyristors sont commandés en interrupteur électronique et en pleine conduction, l'impédance du TCSC est encore fixe et vaut l'impédance équivalente du condensateur en parallèle avec l'inductance. L'expression de l'impédance est donnée par l'équation suivante où α représente l'angle de retard à l'amorçage des thyristors [129,132]:

$$X(\alpha) = \frac{jL\omega}{\frac{2}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right) - LC\omega^2} \quad (4-1)$$

Les courbes théoriques obtenues avec l'équation (4-1) sont représentées par la Figure 4.8.

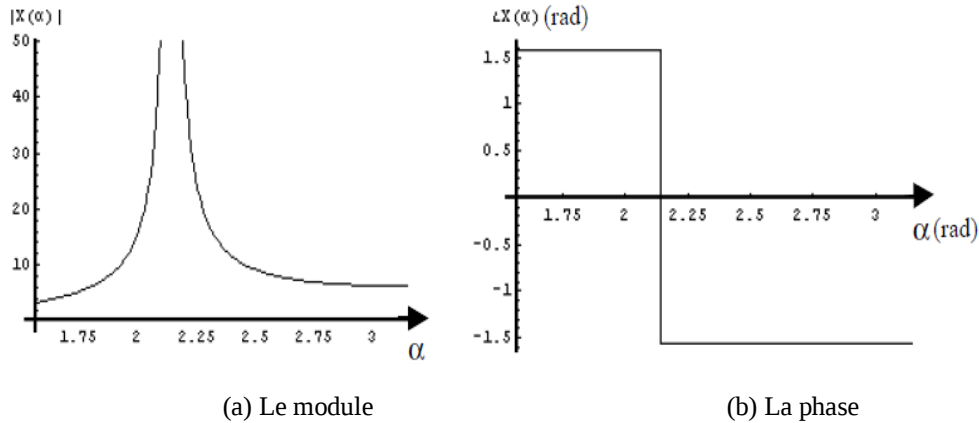


Figure 4.8. Réactance équivalente $X(\alpha)$

TSSC (Thyristor Switched Series Capacitor)

La différence entre ce système et le TCSC est que l'angle d'amorçage est soit de 90° soit de 180° .

TCSR (Thyristor Controlled Series Reactor)

TCSR est un compensateur inductif qui se compose d'une inductance en parallèle avec une autre inductance commandée par thyristor afin de fournir une réactance inductive série variable.

Lorsque l'angle d'amorçage du réacteur commandé par thyristor est de 180° , il cesse de conduire, et la réactance non contrôlable X_1 agit comme un limiteur de courant de défaut. Pendant que l'angle d'amorçage diminue en dessous de 180° , la réactance équivalente diminue jusqu'à l'angle de 90° , où elle est la combinaison parallèle de deux réactances.

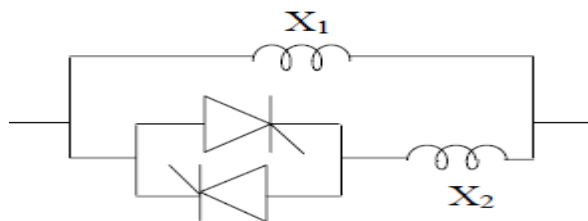


Figure 4.9. Structure du TCSR.

TSSR (Thyristor Switched Series Reactor)

La différence entre ce système et le TCSR est que l'angle d'amorçage est soit de 90° soit de 180° .

4.4.2.2. Dispositifs séries à base de GTO thyristors

SSSC (Static Synchronous Series Compensator)

Ce type de compensateur série (Compensateur Synchrone Statique Série) est le plus important dispositif de cette famille. Il est constitué d'un onduleur triphasé couplé en série avec la ligne électrique à l'aide d'un transformateur (Figure 4.10).

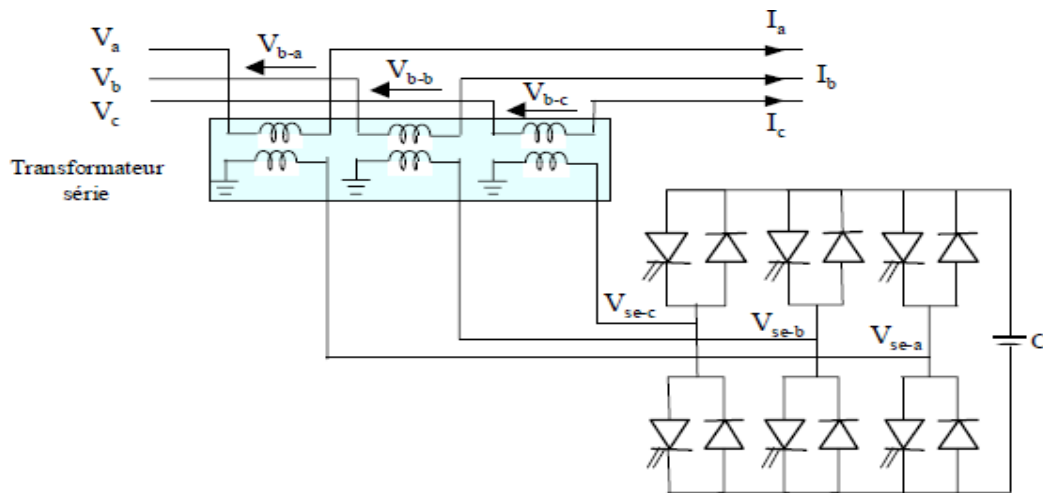


Figure 4.10. Schéma de base du SSSC.

Son rôle est d'introduire une tension triphasée, à la fréquence du réseau, en série avec la ligne de transport. Cette tension est en quadrature avec le courant de ligne (4-2).

$$\bar{V}_b = -jKX \bar{I} \Rightarrow \bar{I} = \frac{j\bar{V}_b}{KX} \quad (4-2)$$

Nous pouvons, dans ce cas, régler continuellement la valeur apparente de la capacité ou de l'inductance ainsi introduite dans la ligne. L'avantage de ce compensateur est de ne pas introduire physiquement un condensateur ou une inductance, mais de simuler leurs fonctions. Cela évite l'apparition des oscillations dues à la résonance avec les éléments inductifs du réseau.

La caractéristique statique d'un Compensateur Synchrone Statique Série est donnée sur la figure suivante :

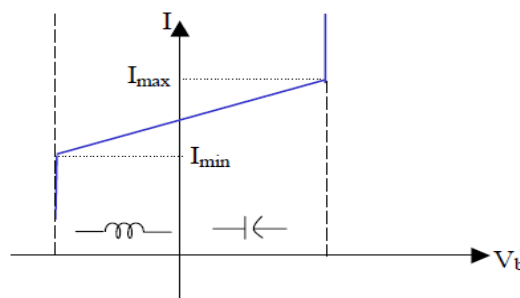


Figure 4.11. Caractéristique statique du SSSC.

Si l'on utilise un système de stockage d'énergie, le SSSC peut à ce moment là échanger de la puissance active avec la ligne électrique. Ceci peut contribuer à améliorer la stabilité du réseau. Dans ce cas la tension V_b n'est pas obligatoirement en quadrature avec le courant de ligne.

4.4.3. Dispositifs hybrides série - parallèle

Ces dispositifs constituent une combinaison des dispositifs séries et shunts commandés d'une manière coordonnée afin d'accomplir un contrôle prédéfini. Ces dispositifs permettent un contrôle multi variables, ils servent à contrôler le flux de puissance active et réactive, la tension et l'angle de transport.

4.4.3.1. dispositifs hybrides à base de thyristors

TCPAR (Thyristor Controlled Phase Angle Regulator)

TCPAR (déphaseur statique) est un transformateur déphaseur à base de thyristors. Ce dispositif a été créé pour remplacer les déphaseurs à transformateurs à régleur en charge (LTC ; Load Tap Changer) qui sont commandés mécaniquement. Il est constitué de deux transformateurs, l'un est branché en série avec la ligne et l'autre en parallèle. Ce dernier possède différents rapports de transformation (n_1 , n_2 , n_3). Ces deux transformateurs sont reliés par l'intermédiaire des thyristors. Son principe de fonctionnement est d'injecter, sur les trois phases de la ligne de transmission, une tension en quadrature avec la tension à déphaser. Ce type de compensateur n'est pas couramment utilisé, seule une étude est actuellement menée afin d'introduire un déphaseur à thyristors dans l'interconnexion des réseaux du nord ouest du Minnesota et du nord de l'Ontario.

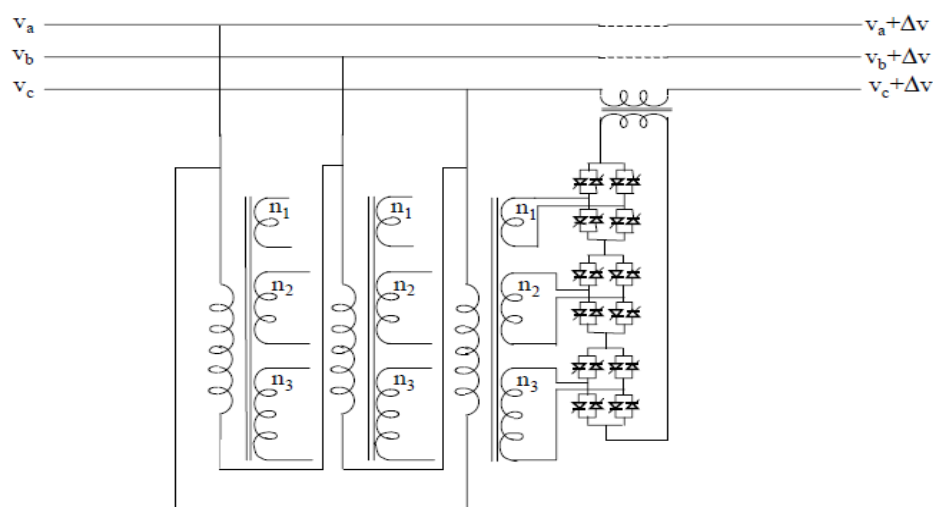


Figure 4.12. Schéma du TCPAR.

Il a l'avantage de ne pas générer d'harmoniques car les thyristors sont commandés en interrupteurs en pleine conduction. Par contre comme le déphasage n'a pas une variation continue, il est nécessaire d'y adjoindre un compensateur shunt, ce qui entraîne des surcoûts d'installation [133].

L'amplitude de la tension injectée est une combinaison des secondaires du transformateur parallèle dont les rapports de transformation sont n_1 , n_2 , n_3 . Cette combinaison donne une tension à injecter dont l'amplitude peut prendre 27 valeurs différentes.

Un déphasage α est alors introduit et l'angle de transport total de la ligne devient $(\delta \pm \alpha)$. Par contre avec ce compensateur, le module de la tension en aval n'est pas égal à celui de la tension en amont. La caractéristique statique d'un tel compensateur est présentée sur la Figure 4.13.

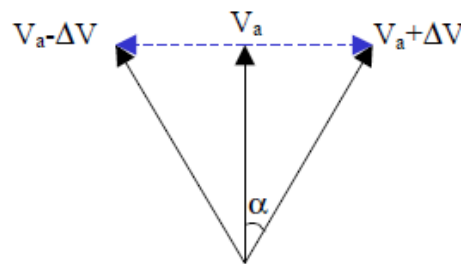


Figure 4.13. Diagramme vectoriel du TCPAR.

4.4.3.2. dispositifs hybrides à base de GTO thyristors

IPFC (Interline Power Flow Controller)

L'IPFC a été proposé par Gyugyi, Sen et Schuder en 1998 afin de compenser un certain nombre de lignes de transmission d'une sous-station. Sous sa forme générale, l'IPFC utilise des convertisseurs DC-DC placés en série avec la ligne à compenser. En d'autres termes, l'IPFC comporte un certain nombre de SSSC (Figure 4.14).

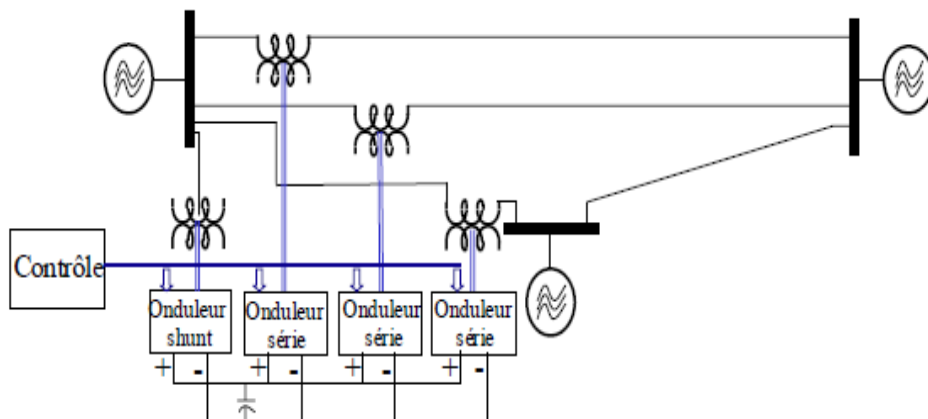


Figure 4.14. Schéma de base de l'IPFC.

Nous pouvons l'utiliser afin de conduire des changements de puissances entre les lignes du réseau.

UPFC (Unified power flow controller)

Gyugyi a présenté le concept de l'UPFC en 1990. L'originalité de ce compensateur est de pouvoir contrôler les trois paramètres associés au transit de puissance dans une ligne électrique :

- La tension,
- L'impédance de la ligne,
- Le déphasage des tensions aux extrémités de la ligne.

En effet, l'UPFC permet à la fois le contrôle de la puissance active et celui de la tension de ligne (Figure 4.15).

En principe, l'UPFC est capable d'accomplir les fonctions des autres dispositifs FACTS à savoir le réglage de la tension, la répartition de flux d'énergie, l'amélioration de la stabilité et l'atténuation des oscillations de puissance.

Dans la Figure 4.15, l'onduleur no.1 est utilisé à travers la liaison continue pour fournir la puissance active nécessaire à l'onduleur no.2. Il réalise aussi la fonction de compensation d'énergie réactive puisqu'il peut fournir ou absorber de la puissance réactive, indépendamment de la puissance active, au réseau. L'onduleur no.2 injecte la tension V_b et fournit les puissances active et réactive nécessaires à la compensation série.

L'énorme avantage de l'UPFC est bien sûr la flexibilité qu'il offre en permettant le contrôle de la tension, de l'angle de transport et de l'impédance de la ligne en un seul dispositif comprenant seulement deux onduleurs de tension triphasés. De plus, il peut basculer de l'une à l'autre de ces fonctions instantanément, en changeant la commande de ses onduleurs, ce qui permet de pouvoir faire face à des défauts ou à des modifications du réseau en privilégiant temporairement l'une des fonctions [134].

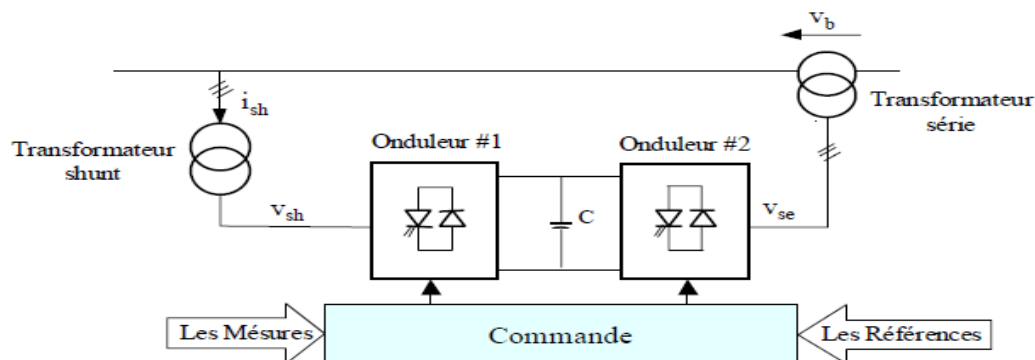


Figure 4.15. Schéma de base de l'UPFC.

Il pourra alterner différentes fonctions : par exemple, la fonction shunt pourra être utilisée pour soutenir la tension alors que la partie série pourra être utilisée afin d'amortir les oscillations de puissances.

La Figure 4.16 montre l'influence des différents systèmes FACTS (à base de GTO) sur la courbe de puissance active transitée dans la ligne de transmission. Cette dernière est un facteur important pour l'amélioration de la stabilité transitoire.

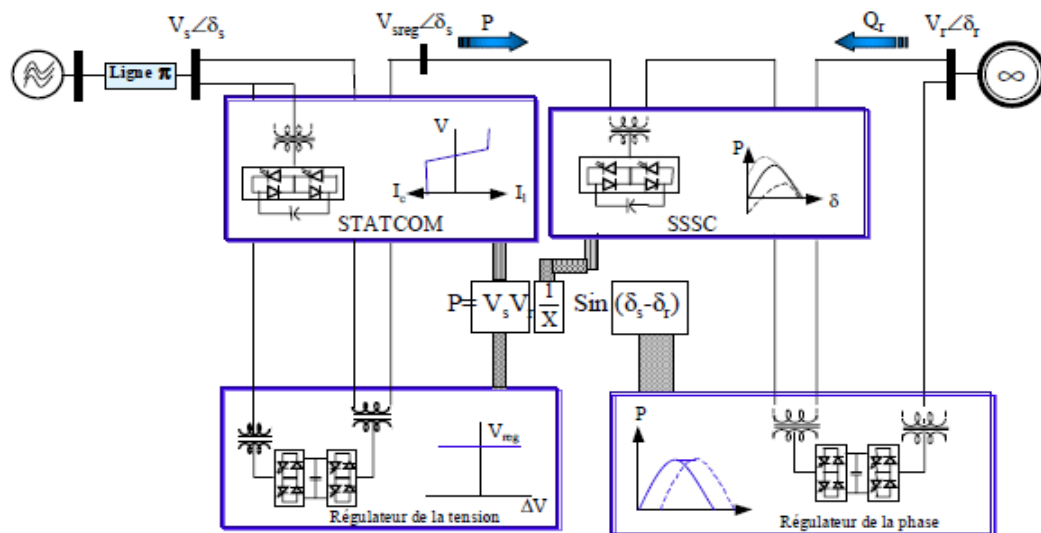


Figure 4.16. L'influence de différents systèmes FACTS sur la puissance active.

4.5. Synthèse dans le choix des FACTS

Les différents dispositifs FACTS présentés dans ce chapitre possèdent tous leurs propres caractéristiques tant en régime permanent qu'en régime transitoire. Chaque type de dispositif sera donc utilisé pour répondre à des objectifs bien définis. Plus précisément, la Figure 4.17 illustre l'effet de chacun des dispositifs de la première et de la deuxième génération sur les différents paramètres régissant le transit de puissance active dans une ligne [126].

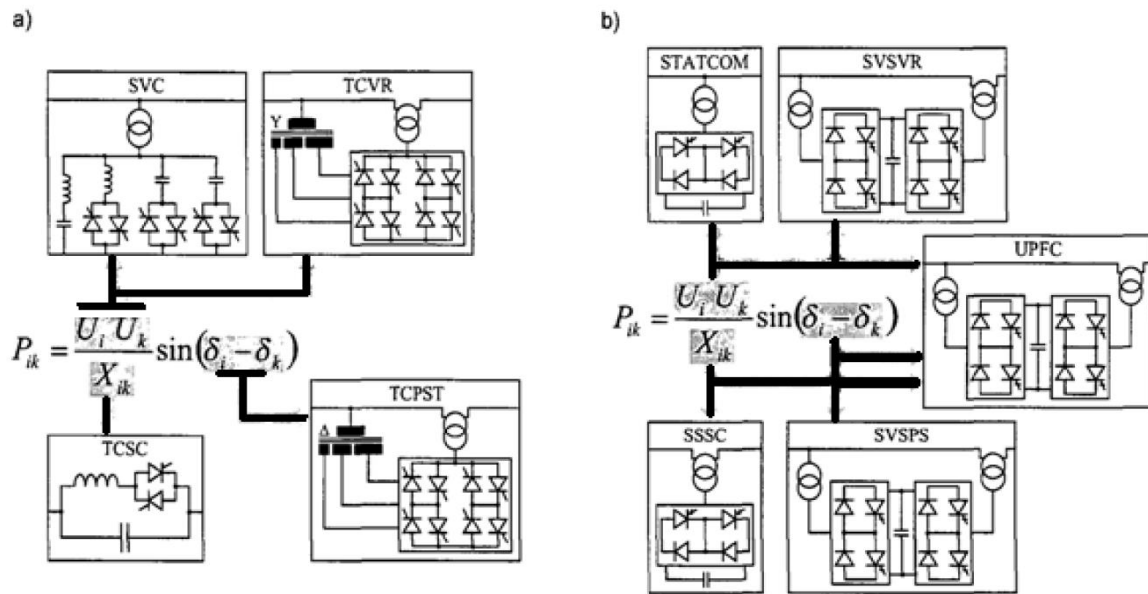


Figure 4.17. Paramètres contrôlés par les différents dispositifs FACTS.

Des considérations économiques entrèrent également dans le choix du type d'installation à utiliser. Le Tableau 4.1, synthétise les principaux bénéfices techniques des différentes technologies de FACTS.

Tableau 4.1 : Bénéfices techniques des dispositifs FACTS.

	Contrôle de charge	Contrôle de tension	Stabilité transitoire	Amplitude des Oscillations
SVC STATCOM	★	★★★★	★	★★
TCSC	★★	★	★★★★	★★
SSSC	★★★★	★	★★★★	★★
TCPAR	★★★★	★★	★	★★
UPFC	★★★★	★★★★	★★★★	★★★★

Influence :

Petite ★

Moyenne ★★

Forte ★★★

4.6. Coût des dispositifs FACTS

Mis à part les avantages techniques apportés par les FACTS, d'autres critères liés au coût doivent être pris en considération dans la décision d'installer un dispositif. Sur le plan économique, le critère généralement adopté dans l'évaluation des bénéfices obtenus par un FACTS est que l'accroissement des revenus doit excéder les coûts d'exploitations, de maintenance et d'amortissement de l'installation [126].

Le coût d'une installation FACTS dépend principalement des facteurs tels que les performances requises, la puissance de l'installation, le niveau de tension du système ou encore la technologie du semi-conducteur utilisé.

A puissance égale, les dispositifs basés sur des convertisseurs avec thyristors GTO sont environ 25% plus chers que les FACTS utilisant des thyristors classiques. Une étude menée en Californie a montré que la meilleure solution, l'installation d'un UPFC de 85MVA devisé à 25.4 millions de dollars, possède un retour sur investissement de l'ordre de 13 ans. Dans cette étude, le coût des différents dispositifs FACTS (SVC et convertisseurs) est estimé à 40000 \$/MVA. A cette somme viennent encore s'ajouter les coûts liés à la sous-station ainsi qu'au renforcement du réseau.

Les prix annoncés pour des dispositifs déphaseurs sont de l'ordre de 33000 \$/MVA. Finalement, on notera encore qu'un STATCOM d'une puissance de +133/−41MVA installé sur le réseau 115KV de la *Vermont Electric Power* à coûté environ 15 millions de dollars.

A titre de comparaison, les coûts imputés aux congestions sont chiffrés à plusieurs milliards de dollars par année aux États-Unis. Rien qu'en Nouvelle- Angleterre, le gestionnaire du réseau les estime compris entre 125 et 600 millions de dollars. En Europe pour l'année 1998, les gestionnaires des réseaux ont estimé les coûts des congestions à 37 millions d'euros pour l'Angleterre et le Pays de Galles, 5 millions d'euros pour la Norvège et 1 million pour la Suède. Ces coûts de congestions correspondent principalement aux augmentations du prix de l'énergie sur les transactions qui auraient conduit à des surcharges sur le réseau.

4.7. Conclusion

Les compensateurs shunts, séries ainsi que les compensateurs hybrides ont été expliqués et discutés dans ce chapitre. A partir de l'analyse effectuée ci-dessus on peut conclure que l'intégration de cette nouvelle technologie (FACTS) dans la structure des réseaux électriques, permet le réglage des tensions, le contrôle du transit de la puissance active et réactive, ce qui

permet une meilleure gestion de l'énergie et une amélioration des indices de qualité de l'énergie électrique.

Après avoir fait un tour d'horizon des dispositifs FACTS. Nous nous intéresseront par la suite aux dispositifs de la compensation shunt et surtout au STATCOM. En fait, nous allons présenter dans le prochain chapitre une nouvelle application de l'onduleur solaire dite (VSC) comme étant un STATCOM dans les systèmes photovoltaïques connectés aux réseaux. Comme ce STATCOM est alimenté par un générateur photovoltaïque, nous lui avons donné le nom de PV-STATCOM. Cette technologie peut ouvrir des nouvelles perspectives pour que l'énergie solaire soit mieux exploitée en dehors de la génération de la puissance active.

Chapitre 5

*Les Systèmes PV-STATCOM
Raccordés au Réseau*

LES SYSTEMES PV-STATCOM RACCORDES AU RESEAU

5.1. Introduction

Face au contexte environnemental, économique et politique actuel, l'intégration des énergies renouvelables dans la part de la production d'énergie devient primordiale. De part ces nombreux atouts, l'énergie solaire photovoltaïque fait partie des solutions les plus prometteuses. Cependant, l'intégration des systèmes photovoltaïques dans la production d'électricité reste limitée tant que les périodes d'injections sur le réseau ne sont pas contrôlées [135]. De nos jours certaines charges, ont une nature très complexe et imprévisible. Cela inclut notamment les grands composants de charges industrielles de nature réactive. Par conséquent, il est essentiel de compenser au moins la demande de puissance réactive par une production locale décentralisée, et cela pour éviter des situations hasardeuses qui pourraient dégrader la qualité de l'électricité et entraîner des dégâts considérables pouvant conduire même à un blackout dans les pires des cas [136]. Des normes bien définies sont déjà en vigueur pour régir la régulation de la tension et la compensation de la puissance réactive telle que la norme IEEE 1860-2014, qui spécifie que la tension de service réelle ne doit en aucun cas dépasser une limite de tolérance de $\pm 5\%$ dans des conditions de charge variables.

La puissance réactive est un paramètre d'influence majeur dans les systèmes à courant alternatif en raison de son impact sur le profile de la tension [136]. Au préalable IEEE 1547 ne permettait pas d'injecter la puissance réactive par les générateurs de distribution (DG) dans les réseaux électriques, néanmoins l'évolution rapide de la technologie, a permis de réviser et substituer la norme IEEE 1547 par la norme IEEE 1547.8, qui devrait permettre l'injection de la puissance réactive dans les réseaux électriques [137]. A. Di-Fazio *et al.* [138] ont recommandé l'utilisation de système PV associé à l'onduleur (VSC) pour une compensation de puissance réactive. R. K.Varma *et al.* [139] ont rapporté que le PV-STATCOM améliore les limites de la capacité de la ligne qui autrement, nécessiteraient des équipements supplémentaires coûteux tels que des condensateurs série / shunt ou des systèmes (FACTS), sensiblement dans la nuit et également dans la journée. En fait, plusieurs travaux ont conclu que le rôle du générateur photovoltaïque ne se limite pas à

générer la puissance active mais aussi il peut servir à d'autres fonctions lorsqu'il est associé à un onduleur VSC [140].

5.2. Les systèmes photovoltaïques raccordés aux réseaux

Les systèmes connectés au réseau sont aujourd'hui prisent sérieusement pour compléter la génération conventionnelle d'énergie dans plusieurs pays industrialisés [141,142]. Il ya certainement plusieurs projets de démonstrations connectés aux réseaux qui étudient cette possibilité. Bien qu'ils sont devenus viables dans le développement économique, la participation des photovoltaïques dans la génération d'énergie de grande échelle est augmentée à cause des effets environnementaux défavorables des sources conventionnelles d'énergie.

Les installations photovoltaïques peuvent être raccordées au réseau, ce qui représente une économie importante en investissement et en fonctionnement. Elles utilisent le réseau comme un stock, et transforment la totalité de l'électricité produite en courant alternatif de 220 V ou 380 V, ainsi que le photovoltaïque est la seule filière qui peut être installée n'importe où.

On distingue deux types d'installations connectées au réseau [143] :

- Installation centralisée : génération de la puissance photovoltaïque à grand-échelle centralisée dans les stations de puissance photovoltaïque :
- Installation décentralisée : forme alternative de génération de puissance distribuée dans les unités situées directement dans le lieu du consommateur.

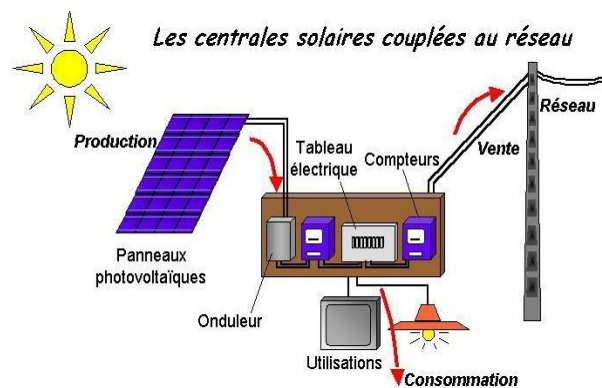


Figure 5.1. Schéma de principe d'une installation photovoltaïque raccordée au réseau électrique.

5.3. Développement de la commande PV-STATCOM

Le champ photovoltaïque connecté au réseau électrique associé à un onduleur (VSC) est exploité dans le présent travail comme un STATCOM, de ce fait, il est nommé

PV-STATCOM. Le système de commande considéré du PV-STATCOM a tendance à réguler les tensions AC et DC du réseau auquel il est connecté [144].

Une commande en cascade est utilisée pour le contrôle du (VSC). Ici, le PV-STATCOM est utilisé pour la régulation de la tension. Le schéma synoptique de la commande en cascade du VSC est représenté sur la Figure 5.2.

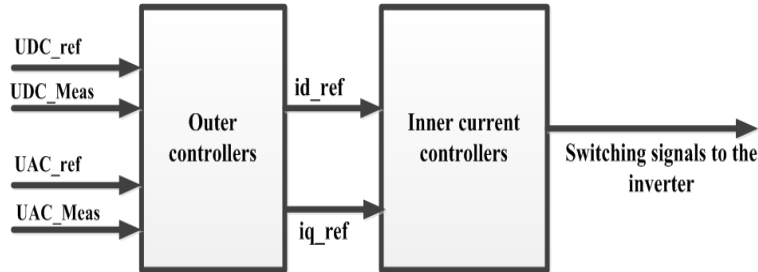


Figure 5.2. Commande en cascade du système PV-STATCOM.

La commande en cascade représentée sur la Figure 5.2 comprend une boucle externe pour le contrôle de la tension AC et la tension de bus contenu DC. Tandis que la boucle interne comprend deux régulateurs de courant le premier pour les composantes suivant l'axe d et l'autre suivant l'axe q. Le schéma fonctionnel du régulateur de tension qui fonctionne comme un contrôleur externe est représenté sur la Figure 5.3, ce régulateur compare les valeurs mesurées de tension de bus DC avec celles de référence et envoie un signal d'erreur $dUDC$ au régulateur PI qui le force à son tour à prendre une valeur nulle [145] et génère ainsi un courant actif de référence (id_ref) comme indiqué sur la Figure 5.3. Il compare également les tensions mesurées et de référence au côté AC du (VSC) et envoie un signal d'erreur $dUAC$ au régulateur PI responsable du contrôle de la tension alternative. Ce régulateur PI génère la référence de courant réactif (iq_ref) et décide si la puissance réactive doit être injectée ou absorbée.

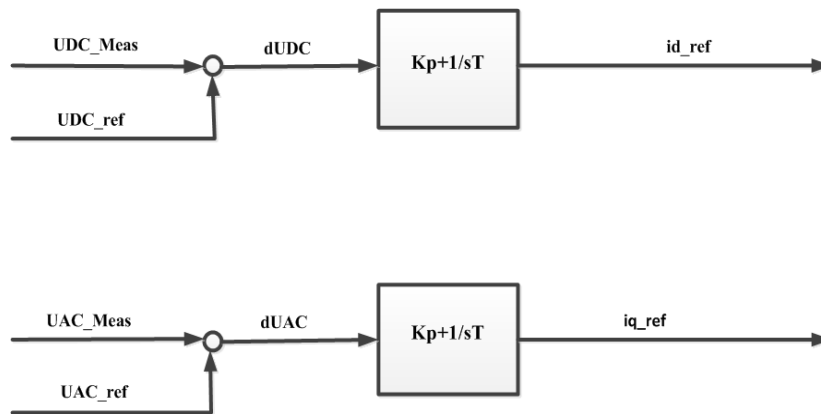


Figure 5.3. Le schéma fonctionnel de la boucle externe de la tension.

La boucle interne du courant en général est plus rapide que la boucle externe. Du fait qu'elle utilise deux régulateurs PI chargés de contrôler les courants actifs et réactifs. Le schéma fonctionnel du régulateur de courant est montré sur la Figure 5.4 [145].

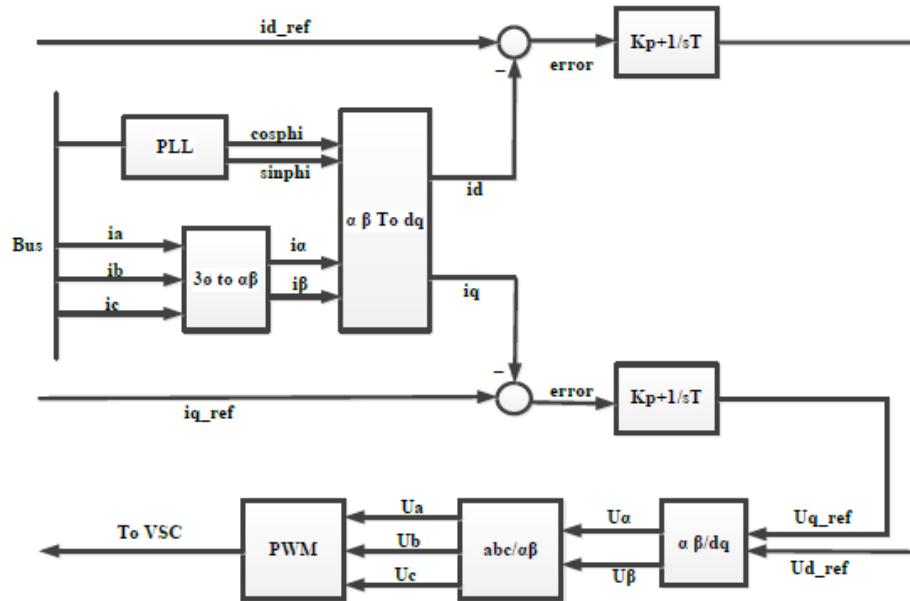


Figure 5.4. Le schéma fonctionnel de la boucle interne du courant.

Le principe de fonctionnement de ce contrôleur est le suivant :

- Les courants triphasés du réseau sont mesurés à un certain point.
- Les trois courants de phase sont transformés du système de coordonnées triphasés vers le repère fixe de coordonnées $\alpha\beta$, puis vers le repère tournant de coordonnées (d, q). L'angle de transformation est nécessaire pour transformer les quantités des coordonnées $\alpha\beta$ en coordonnées (d, q). Cet angle de transformation est obtenu en utilisant une boucle de verrouillage de phase (PLL) [145]. Avec la méthode PLL adoptée, la composante d du vecteur courant devient la composante de courant actif tandis que la composante q du même vecteur devient la composante de courant réactif.
- Les composantes (d, q) des courants sont comparées à la valeur de référence des courants obtenus à partir de la boucle externe.
- Deux régulateurs PI sont utilisés le premier pour la composante du courant d et l'autre pour la composante q. La différence entre les composantes (d, q) des courants sont envoyés aux régulateurs PI correspondants. Ensuite les régulateurs PI calculent les références de tension pour les composantes (d, q) c'est-à-dire U_{d_ref} et U_{q_ref} voir Figure 5.4.

- Les composantes (d, q) de la tension sont ensuite transformées en coordonnées $\alpha\beta$ puis en coordonnées triphasés.
- Après les trois tensions de phase sont envoyées au bloc PWM qui calcule le rapport cyclique, et envoie les fréquences de commutations aux gâchettes de VSC.

5.4. Les modes de fonctionnement d'un STATCOM

Le processus de transfert de l'énergie du STATCOM vers le système AC et vice versa est direct à travers l'onduleur de tension (VSC). En négligeant les pertes dans le transformateur et celles dues à la commutation, la puissance instantanée dans le coté alternatif est égale à celle du coté DC [146]. Le convertisseur laisse le coté DC se charger à un niveau désiré, ceci est accompli en mettant la tension de sortie de l'onduleur en arrière par rapport à celle du coté AC donc la puissance se dirige du coté AC vers le STATCOM. Le même mécanisme est utilisé pour la diminution de la tension au niveau du coté DC « la décharge » en mettant la tension de sortie de l'onduleur en avance par rapport à celle du coté AC, donc la puissance se dirige du STATCOM vers le système AC [146].

5.4.1. Le mode inductif d'un STATCOM

Le STATCOM est capable d'absorber ou de fournir la puissance active et cela dépend de la taille de la capacité du coté DC et des pertes actives dues à la commutation, cependant ces dernières sont relativement négligeables, donc l'échange de l'énergie active est relativement petit, ce qui implique que le STATCOM échange avec le réseau rien que la puissance réactive, donc le courant de sortie I_{ac} de la Figure 5.5 sera déphasé de $\pm 90^\circ$ par rapport à la tension du réseau [147].

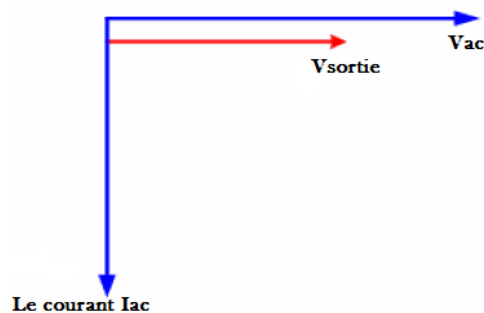


Figure 5.5. Le mode inductif d'un STATCOM.

L'amplitude du courant peut être calculée en utilisant l'équation suivante :

$$I_{ac} = \frac{V_{sortie} - V_{ac}}{X}$$

I_{ac} : est encore appelé le courant réactif I_q .

X : est la réactance du transformateur de couplage.

Si la tension de sortie de l'onduleur « V_{sortie} » est inférieure à celle du système AC « V_{ac} » le courant I_{ac} sera en arrière par rapport à la tension [14]. Le STATCOM est vue comme une grande inductance qui absorbe l'énergie réactive comme l'indique la Figure 5.5.

Le courant se dirige du système AC vers le STATCOM, ce mode est dit aussi : mode de charge.

5.4.2. Le mode capacitif d'un STATCOM

Si la tension de sortie de l'onduleur « V_{sortie} » est supérieure à celle du système AC « V_{ac} » le courant I_{ac} sera en avance par rapport à la tension [147]. Le STATCOM est vue comme une grande capacité qui génère l'énergie réactive comme l'indique la Figure suivante :

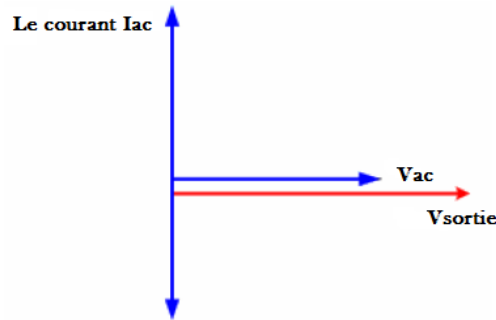


Figure 5.6. Le mode capacitif d'un STATCOM.

Le courant se dirige du STATCOM vers le système AC. Ce mode est dit aussi « décharge »

5.4.3. Le mode d'équilibre d'un STATCOM

Si la tension de sortie de l'onduleur « V_{sortie} » égale à celle du système AC « V_{ac} » le courant I_{ac} sera nul. Dans ce cas là il n'y a plus d'échange d'énergie [146].

5.5. Modélisation du STATCOM

Après avoir analysé diverses modélisations issues de la bibliographie, nous nous proposons de mettre au point un modèle de STATCOM qui rend le comportement de la structure dans toute la plage de fonctionnement, pour les régimes statiques et transitoires, et ce, tout en restant d'un emploi aisé [147].

5.5.1. La structure du STATCOM

Afin d'être le plus précis possible, tous les éléments de l'onduleur sont décrits et pris en compte. Du côté alternatif, L_s représente les inductances de fuite du transformateur, et R_s les pertes en conduction du transformateur et de l'onduleur. Du côté continu, il y a un condensateur C avec une résistance R en parallèle qui représente les pertes par commutation de l'onduleur, mais aussi les pertes dues au condensateur. Dans toute la suite de notre étude, on supposera que les tensions du réseau E_1 , E_2 et E_3 sont triphasées équilibrées sinusoïdales et que la pulsation ω est constante. Les tensions simples de sortie de l'onduleur sont notées V_1 , V_2 et V_3 .

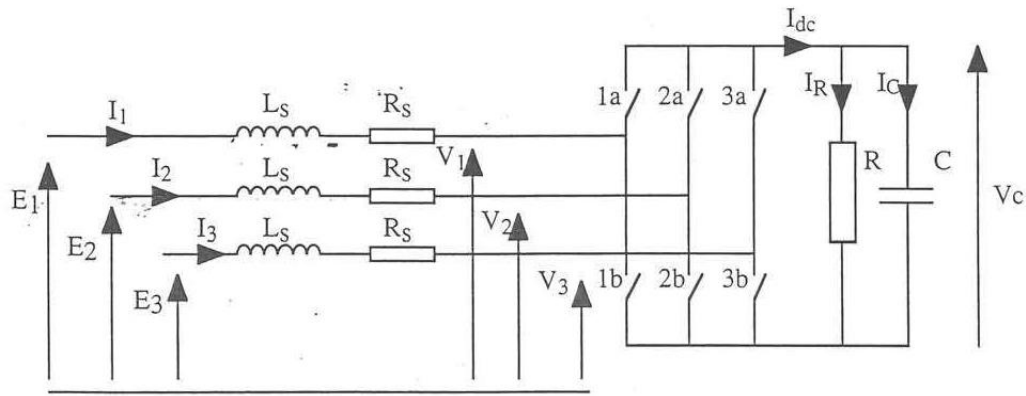


Figure 5.7. Schéma de l'onduleur étudié.

5.5.2. Mise en équation du système

On peut écrire les relations électriques qui décrivent le comportement de l'onduleur du côté alternatif et du côté continu.

Pour le coté alternatif :

$$\begin{cases} L_s \frac{dI_1}{dt} + R_s I_1 + V_1 = E_1 \\ L_s \frac{dI_2}{dt} + R_s I_2 + V_2 = E_2 \\ L_s \frac{dI_3}{dt} + R_s I_3 + V_3 = E_3 \end{cases} \quad (5-1)$$

$$\text{Où, } E_i = E \sin \left(\omega t - (i-1) \cdot 2 \frac{\pi}{3} \right), i = 1, 2, 3$$

On introduit le système d'état donné par (5-2), le vecteur d'état I_{123} étant constitué des variables d'état I_1 , I_2 et I_3 . Les vecteurs E_{123} et V_{123} sont respectivement les vecteurs tension simple du réseau et tension simple de sortie de l'onduleur (5-3).

I_1 , I_2 et I_3 . Les vecteurs E_{123} et V_{123} sont respectivement les vecteurs tension simple du réseau et tension simple de sortie de l'onduleur (5-3).

$$d \frac{I_{123}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} I_{123} + \frac{1}{L_s} (E_{123} - V_{123}) \quad (5-2)$$

$$I_{123} = [I_1, I_2, I_3]^T, E_{123} = [E_1, E_2, E_3]^T, V_{123} = [V_1, V_2, V_3]^T \quad (5-3)$$

Pour le coté contenu :

On note V_c et I_c la tension et le courant dans le condensateur C , I_R le courant dans la résistance R et I_{dc} le courant du côté continu de l'onduleur. Les équations (5-4) et (5-5) donnent les relations des courants I_c , I_R et I_{dc} .

$$C \frac{dV_c}{dt} = I_c \quad (5-4)$$

$$I_{dc} = I_c + I_R = C \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R} \quad (5-5)$$

L'équation (5-6) donne la relation d'état du côté continu.

$$d \frac{V_c}{dt} = \frac{I_{dc}}{C} - \frac{V_c}{RC} \quad (5-6)$$

5.5.3. Modèle topologique

La commande rapprochée des interrupteurs nous permet d'établir la relation entre les variables alternatives et les variables continues. Diverses lois de commande rapprochée (MLI, pleine onde, fréquence libre) peuvent être utilisées, pour des applications de très forte puissance comme le STATCOM, le fonctionnement en pleine onde est retenu compte tenu de la limitation imposée en fréquence de commutation [148, 149].

La commande des interrupteurs est faite à la pulsation du réseau. Les interrupteurs d'un même bras (1a et 1b ou 2a et 2b ou 3a et 3b) sur la Figure 5.7, sont commandés de façon complémentaires c'est-à-dire 1a ouvert lorsque 1b fermé, et vice versa, afin d'assurer la

continuité du courant dans les inductances L_s et d'empêcher un court-circuit de la source continue. On définit alors une fonction de commutation u_1 qui prendra 2 valeurs, 1 ou -1 selon l'état des interrupteurs 1a et 1b :

- lorsque 1a est fermé et 1b ouvert $u_1 = 1$.
- lorsque 1a est ouvert et 1b fermé $u_1 = -1$.

On définit, l'angle α de décalage par rapport à la tension simple du réseau. C'est l'angle entre le passage à l'origine de la tension E_1 et l'instant de fermeture de l'interrupteur (Figure 5.8).

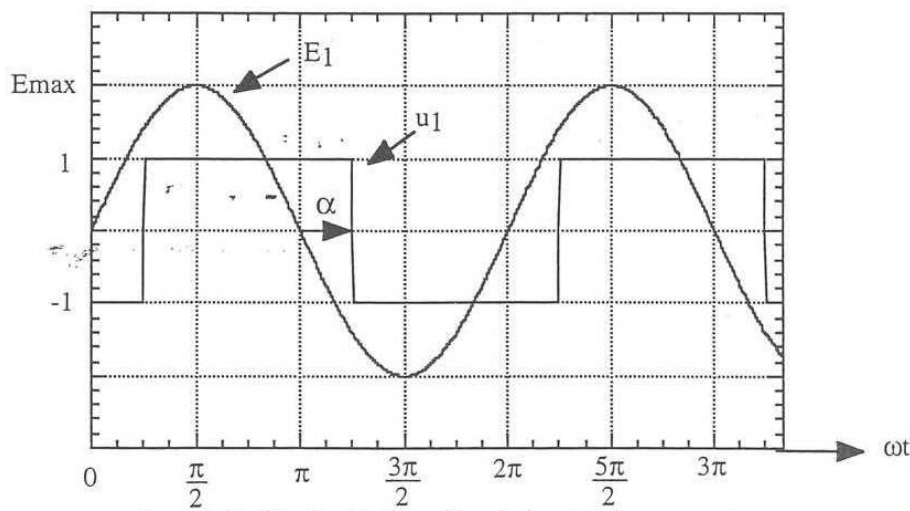


Figure 5.8. Tension de réseau E_1 et la fonction de commutation u_1

Afin de respecter l'équilibre des tensions et des courants, on définit les fonctions de commutation du deuxième et troisième bras u_2 et u_3 respectivement déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ par rapport à u_1 .

Les tensions entre phases peuvent facilement être déduites à partir de la tension V_c et des états des interrupteurs (5-7).

$$\begin{cases} V_{12} = \frac{u_1 - u_2}{2} \cdot V_c \\ V_{23} = \frac{u_2 - u_3}{2} \cdot V_c \\ V_{31} = \frac{u_3 - u_1}{2} \cdot V_c \end{cases} \quad (5-7)$$

Où,

V_{12} : est la tension composée $V_1 - V_2$

V_{23} : est la tension composée $V_2 - V_3$

V_{31} : est la tension composée $V_3 - V_1$

La Figure 5.9 donne les formes d'onde de la tension composée V_{12} en fonction des états des interrupteurs (u_1 et u_2). On suppose pour cela que la tension V_c est constante durant une période de fonctionnement.

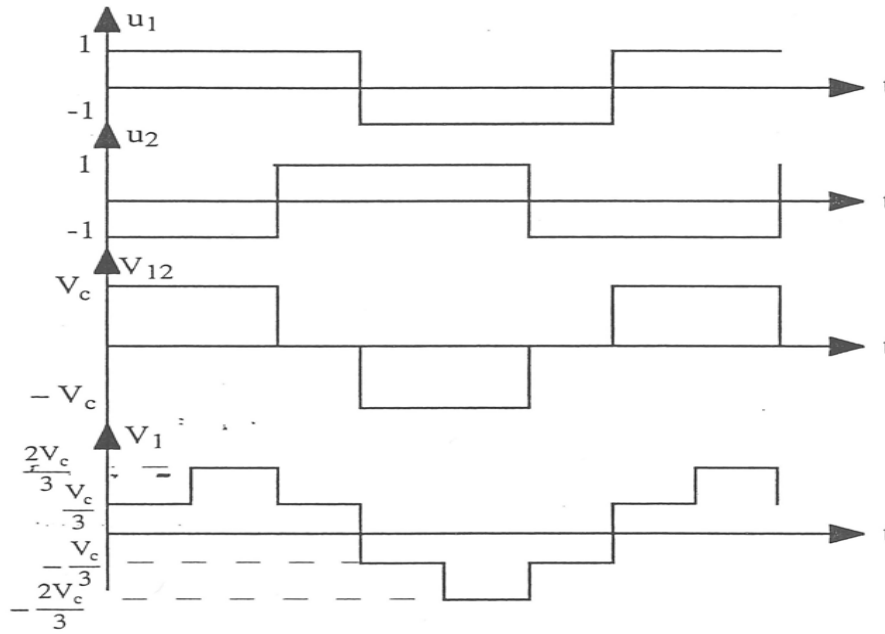


Figure 5.9. Formes d'onde de u_1 , u_2 , V_{12} et V_1 .

On peut exprimer les tensions composées par (5-8).

$$V_{12} - V_{31} = 2V_1 - V_2 - V_3 \quad (5-8)$$

Comme le système est triphasé et équilibré on a la relation (5-9), les expressions des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 en (5-10) sont déduites.

$$V_1 + V_2 + V_3 = 0 \quad (5-9)$$

$$\begin{cases} V_1 = \frac{V_{12} - V_{31}}{3} \\ V_2 = \frac{V_{23} - V_{12}}{3} \\ V_3 = \frac{V_{31} - V_{23}}{3} \end{cases} \quad (5-10)$$

A partir des équations (5-7) et (5-10), les expressions des tensions simples sont fonction de la tension continue V_c et des fonctions de commutations u_1 , u_2 et u_3 (5-11), u_{123} est le vecteur de commutation défini à l'équation (5-12).

$$V_{123} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} u_{123} \cdot V_c \quad (5-11)$$

$$u_{123} = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T \quad (5-12)$$

Après avoir établi la relation entre les tensions alternatives et continue et explicité le terme V_{123} en fonction de V_c et des fonctions de commutation, on va établir les relations entre les courants alternatifs et continu. Pour cela, nous allons suivre le cheminement du courant, en sachant que les interrupteurs du pont a ne sont jamais tous les trois dans le même état (tous ouverts ou tous fermés).

Le vecteur ne peut prendre que 6 valeurs distinctes, données par le Tableau 5.1 dans l'ordre chronologique.

Tableau 5.1. Table des valeurs du vecteur de commutation.

	u_1	u_2	u_3
Etat 1	1	-1	1
Etat 2	1	-1	-1
Etat 3	1	1	-1
Etat 4	-1	1	-1
Etat 5	-1	1	1
Etat 6	-1	-1	1

Si on choisit le premier état du vecteur de commutation, u_{123} prend la valeur $[1 \quad -1 \quad 1]^T$ et la position des interrupteurs est décrite par la Figure 5.10.

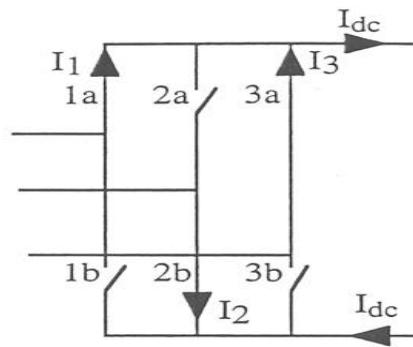


Figure 5.10. Position des interrupteurs pour l'état 1.

Le courant I_{dc} est décrit par l'équation (5-13).

$$I_{dc} = I_1 + I_3 = -I_2 \quad (5-13)$$

Le recensement de toutes les combinaisons des interrupteurs permet alors de généraliser l'expression du courant continu de l'onduleur en fonction du vecteur de commutation u_{123} (5-14).

$$I_{dc} = \frac{1}{2} u_{123}^T I_{123} \quad (5-14)$$

Les équations différentielles (5-2) et (5-6) associées avec la description des grandeurs fonction du vecteur de commutation (5-11) et (5-14) restituent le fonctionnement réel du dispositif. L'ensemble de ces équations décrit alors le modèle topologique du STATCOM et peut être mis sous la forme (5-15), où X est le vecteur d'état $[I_1 \ I_2 \ I_3 \ I_c]^T$.

$$\frac{dX}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} X + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-2u_1 + u_2 + u_3}{6L_s} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{u_1 - 2u_2 + u_3}{6L_s} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{u_1 + u_2 - 2u_3}{6L_s} \\ \frac{u_1}{2C} & \frac{u_2}{2C} & \frac{u_3}{2C} & 0 \end{bmatrix} X + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} E_{123} \quad (5-15)$$

Le système est à structure variable, son expression dépendant de la configuration du système. Il est aussi bilinéaire et son expression condensée est donnée par l'équation (5-16).

$$\dot{X} = [A1 + A2(u)] X + B \quad (5-16)$$

5.5.4. Modèle topologique du STATCOM dans le repère (d, q)

Afin de réduire l'ordre du système, nous allons effectuer une transformation dans l'axe (d, q). Ce principe permet de ne travailler uniquement qu'avec les projections des grandeurs de Fresnel, c'est-à-dire avec les coordonnées des vecteurs. Ce type de transformation est couramment utilisé dans le domaine des machines tournantes dans le but de travailler dans un repère fixe, il a ensuite été introduit dans l'étude des dispositifs polyphasés.

5.5.4.1. Description et relations fondamentales du repère (d, q)

On considère un vecteur tournant E_{123} . Ce vecteur peut être projeté dans un repère (d, q) tournant à la vitesse ω . Si le vecteur E_{123} a la même vitesse angulaire ω , les projections E_d et E_q dans le repère seront des valeurs constantes et auront un déphasage φ avec le repère, Figure 5.11. Ce type de repère permet de conserver les dynamiques autres que les vitesses relatives à ω . Un vecteur de vitesse angulaire ω_s , aura une vitesse dans le repère (d, q), égale à $\omega_s - \omega$. Le passage d'un système triphasé à la référence (d, q) se fait par la matrice de passage de Park donnée à l'équation (5-17).

$$C_{32} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi) & \sin(\omega t + \varphi) \\ \cos(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5-17)$$

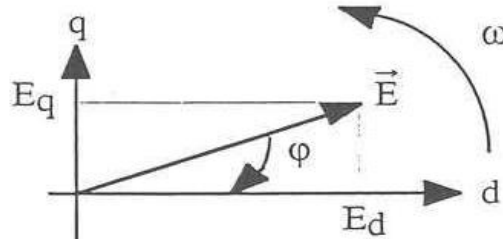


Figure 5.11. Représentation du repère (d, q).

Si on considère un vecteur E_{123} comme la description d'un système triphasé de pulsation ω , E_{123} est décrit par (5-18).

$$E_{123} = E \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5-18)$$

Le passage vers le repère (d, q) se fait en utilisant la relation donnée par l'équation (5-19). Ce type de transformation permet de conserver l'amplitude des composantes du vecteur.

$$E_{dq} = \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} C_{32} E_{123} = E \begin{bmatrix} -\sin \varphi \\ \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (5-19)$$

La transformation inverse, c'est à dire le passage du repère (d, q) au repère fixe triphasé, réalisé à l'aide de la même matrice de transformation est donné à l'équation (5-20).

$$E_{123} = C_{32} E_{dq} \quad (5-20)$$

On détermine la relation entre les dérivées des grandeurs triphasées et leur transformées dans le repère (d, q) à l'aide de l'équation (5-21) pour obtenir la relation (5-22).

$$\frac{dI_{123}}{dt} = \frac{d(C_{32} I_{dq})}{dt} = C_{32} \frac{dI_{dq}}{dt} + \frac{dC_{32}}{dt} I_{dq} \quad (5-21)$$

$$\frac{dI_{dq}}{dt} = C_{32}^T \frac{dI_{123}}{dt} - C_{32}^T \frac{dC_{32}}{dt} I_{dq} = C_{32}^T \frac{dI_{123}}{dt} - \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} I_{dq} \quad (5-22)$$

Ce type de transformation est utilisé sur toutes les grandeurs triphasées (tension ou courant). On appliquera ce principe aux équations du modèle topologique du STATCOM, pour obtenir un modèle de STATCOM dans le repère (d, q).

5.5.4.2. Application au STATCOM

Le modèle (d, q) est calculé à partir des équations données en (5-2) et (5-22), on obtient la relation (5-23).

$$\frac{dI_{dq}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} I_{dq} + \frac{1}{L_s} (E_{dq} - V_{dq}) \quad (5-23)$$

Où,

$$I_{dq} = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}, \text{ est la transformée du vecteur } I_{123} \text{ dans le repère (d, q).}$$

$$E_{dq} = \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix}, \text{ est la transformée du vecteur } E_{123} \text{ dans le repère (d, q).}$$

$$V_{dq} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, \text{ est la transformée du vecteur } V_{123} \text{ dans le repère (d, q).}$$

V_{dq} , est fonction du vecteur de commutation U_{123} et de la transformée inverse de Park C_{32}^T il est exprimé par l'équation (5-24).

$$V_{dq} = C_{32}^T \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} U_{123} V_c \quad (5-24)$$

Les grandeurs continues peuvent être décrites en fonction des grandeurs du repère (d, q) et sont aussi dépendantes du vecteur de commutation (5-25).

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{2C} U_{123}^T C_{32}^T I_{dq} - \frac{V_c}{RC} \quad (5-25)$$

A partir des grandeurs définies dans le repère (d, q), les expressions temporelles des puissances peuvent être exprimées. Les équations (5-26) et (5-27) donnent les expressions des puissances actives P et réactive Q échangées entre le réseau et le STATCOM.

$$P = \frac{3}{2} [E_d I_d + E_q I_q] \quad (5-26)$$

$$Q = \frac{3}{2} [E_d I_q - E_q I_d] \quad (5-27)$$

Dans le cas particulier du STATCOM, on cherchera à compenser l'énergie réactive du réseau de transport. Il est donc intéressant de pouvoir découpler les grandeurs actives et réactives du dispositif.

En choisissant la référence de phase φ de la transformée de Park égale à zéro ($\varphi = 0$), on peut séparer les grandeurs actives et réactives. Toutes les grandeurs sont alors référencées par rapport à la première phase de la tension au nœud de connexion du STATCOM. Le vecteur E_{dq} est alors donné par l'équation (5-28) et les expressions des puissances sont données par les équations (5-29). La puissance active est une image de E_d et I_d et la puissance réactive de E_q et I_q .

$$E_{dq} = E \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5-28)$$

$$P = E_d I_d \text{ et } Q = E_q I_q \quad (5-29)$$

Par conséquent, on cherchera à contrôler l'énergie réactive du dispositif. Le courant I_q est une image du courant réactif circulant dans le STATCOM. C'est à cette grandeur que nous nous intéresserons.

5.6. La compensation de la puissance réactive

Le bilan global de la puissance réactive produite et consommée dans l'ensemble du système électrique doit être équilibré. Toutefois, l'équilibre local n'est pas naturel. Il en résulte des transits de la puissance réactive. Où, ces transits provoquent des chutes de tension et des pertes. Il faut, donc éviter ces transits par la production de la puissance réactive, autant que possible, à l'endroit où elle est consommée.

Les variations de tension du réseau sont étroitement liées aux fluctuations de la puissance réactive dans le système de production et de transport. Ceci tient au fait que la puissance réactive intervient de manière importante dans l'expression de la chute de tension.

L'analyse des variations de la demande de la puissance réactive montre que le problème de l'adaptation offre-demande présente deux aspects qui nécessitent l'emploi de dispositifs aux caractéristiques très différentes :

- Le premier consiste à suivre les fluctuations périodiques. Celles-ci sont connues, tout au moins pour les charges dans une large mesure prévisible. Une grande part de l'ajustement peut donc être réalisée à l'aide de moyen dont l'action est discontinue et le temps de réponse relativement long. Cette catégorie comprend les batteries de condensateurs et les inductances installées sur les réseaux.
- Le second consiste à faire face aux variations brusques et aléatoires. Ceci nécessite la mise en œuvre de moyens dont le temps de réponse est très court. Cette catégorie comprend les groupes de production ainsi que les compensateurs synchrones et les compensateurs statiques.

5.7. Impact d'un compensateur PV-STATCOM sur un réseau test IEEE-14 nœuds

5.7.1. Description du système

Afin de valider les résultats de la simulation, nous nous sommes servis du réseau test IEEE 14-nœuds, qui se compose de 14 lignes de transmission, 5 générateur, 11 charges et 4 transformateurs. La puissance de base adoptée dans cette étude est 100 MVA, tandis que la tension de base est de 13.8 KV. Un autre aspect qui peut être intéressant dans cette étude est la localisation optimale du système de compensation (PV-STATCOM), *M. Rani et al.* [150] ont souligné la nécessité de connecter le système de compensation au nœud 14, car il représente le nœud le plus faible et l'injection de la puissance réactive au nœud 14 peut améliorer la marge de stabilité de la tension. De même dans notre cas nous avons opté pour une connexion du (PV-STATCOM) au nœud 14 comme montré sur la Figure 5.12, qui est

considéré comme un nœud (PCC). Le champ photovoltaïque considéré fournit son intégral d'énergie au réseau à travers un hacheur type (Boost) commandé par un algorithme (MPPT), ce dernier est conçu pour récolter le maximum de la puissance produite par le champ PV comme souligné dans le chapitre 2. Par ailleurs le MPPT proposé dans ce travail est basé sur la technique ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System) qui possède deux entrées qui sont respectivement l'irradiation et la température, tandis que la variation du rapport cyclique représente la sortie voir Figure 5.12. En outre l'onduleur (VSC) qui est connecté au secondaire du transformateur de 500 kVA et 260/13.8 kV, peut assurer deux fonctions la première c'est de convertir la tension contenue de 500 V à la sortie de l'hacheur à une tension alternative de 260 V, tandis que sa deuxième fonction c'est de maintenir le profil de la tension au nœud (PCC) à un niveau désiré. Pour cela le contrôle de la puissance réactive est nécessaire.

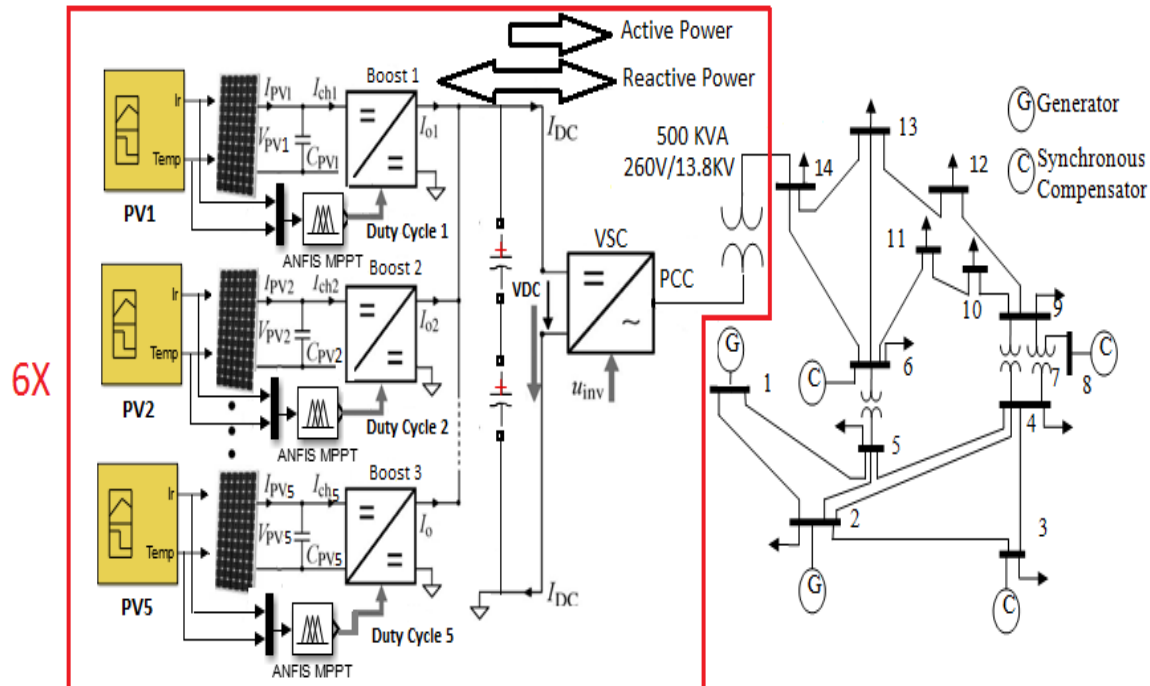


Figure 5.12. Diagramme schématique monophasé du PV-STATCOM connecté au réseau test IEEE-14 bus.

5.7.2. Le système photovoltaïque

La station photovoltaïque représentée dans ce travail peut générer une puissance maximale de $(6 \times 5 \times 100 \text{ kW} = 3 \text{ MW})$, aux conditions de test standard (STC). Elle se compose de 6 sous-stations. Chaque sous-station comprend 5 champs photovoltaïques de 100 kW fonctionnant en parallèles et chaque champ à son tour se compose de 5 modules de 315.072 en série et 64 chaînes en parallèles de sorte que son ensemble fournit une puissance

de ($64 \times 5 \times 315.072 \text{ W} = 100.8 \text{ kW}$). Les caractéristiques fournies par le fabricant pour le module «SPR-315E-WHT-D» sont données dans le Tableau 5.2 [151].

Les caractéristiques I-V et P-V d'un seul module de type SunPower «SPR-315E-WHT-D» sont représentées sur la Figure 5.13.

Tableau 5.2. Caractéristiques du module SunPower SPR-315E-WHT-D.

Nom du modèle	SunPower SPR-315E-WHT-D
No. de cellules par module	96
Tension de circuit ouvert (V_{OC})	64.6 V
Courant de court-circuit (I_{SC})	6.14 A
Tension de puissance maximale (V_{MP})	54.7 V
Courant de puissance maximale (I_{MP})	5.76 A
Point de puissance maximale (MPP)	315.072 W

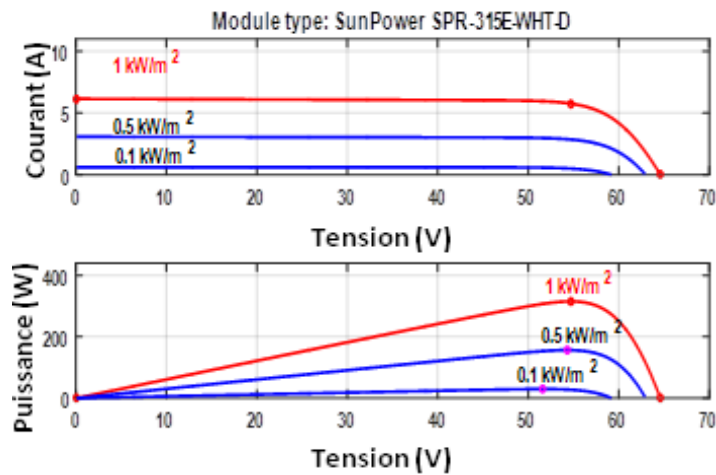


Figure 5.13. Caractéristiques I-V et P-V d'un seul module à 25 °C et un éclairement variable.

Les caractéristiques du champ photovoltaïque composé de 5 modules en série et 64 chaînes en parallèle sont montrées sur la Figure 5.14.

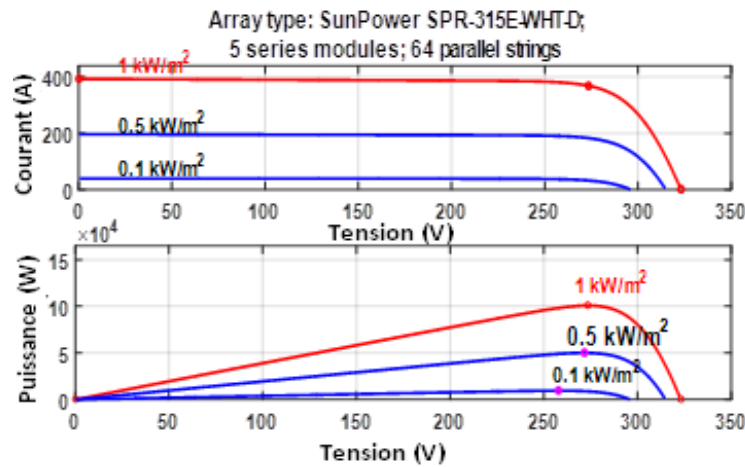


Figure 5.14. Array type: Sun Power SPR-315E-WHT-D, 5 modules en série, 64 chaînes en parallèles.

5.7.3. La stratégie de contrôle du MPPT à base d'ANFIS

Le réseau de neurones est combiné avec la logique floue, l'objectif principal du concept d'hybridation est de surmonter la faiblesse dans une seule technique appelée (ANFIS), tout en appliquant les deux techniques et en mettant en valeur leurs atouts [152,153].

Dans le travail actuel, le (MPPT) détecte les entrées G et T, et sélectionne le rapport cyclique qui correspond à ces paramètres d'entrées pour l'envoyer au contrôleur (MLI), Cinq couches ont été utilisées où, chaque nœud exécute la même fonction, voir Figure 5.15.

Chaque entrée comporte cinq fonctions d'appartenance, de sorte qu'il ait vingt-cinq règles floues. Les fonctions initiales d'appartenance sont choisies de type trapézoïdal, voir la Figure 5.16. Pour effectuer le processus d'apprentissage dans (ANFIS), les données sont collectées à partir de l'algorithme (P & O) pour diverses conditions climatiques. La Figure 5.17 montre la surface générée avec le tracé tridimensionnel pour le réseau (ANFIS).

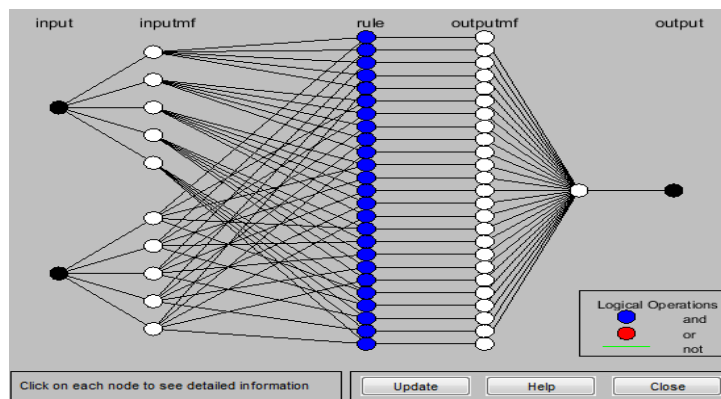
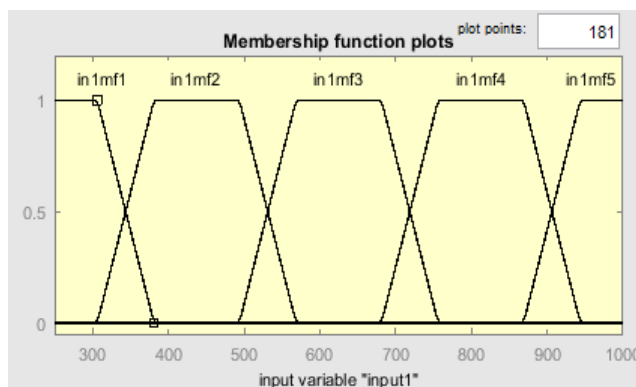
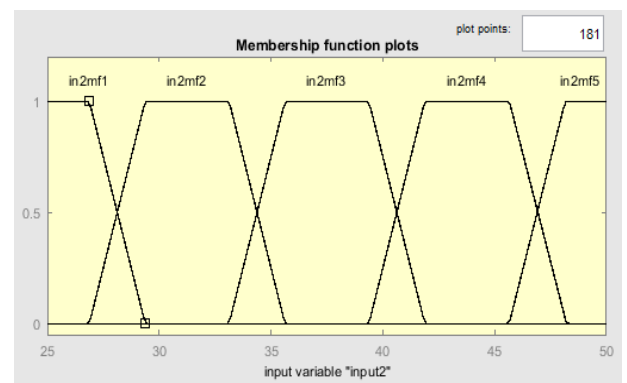


Figure 5.15. Structure de la commande MPPT à base d'ANFIS.



(a)



(b)

Figure 5.16. Les fonctions d'appartenances des entrées de la méthode ANFIS :

(a). Irradiation, (b).Température

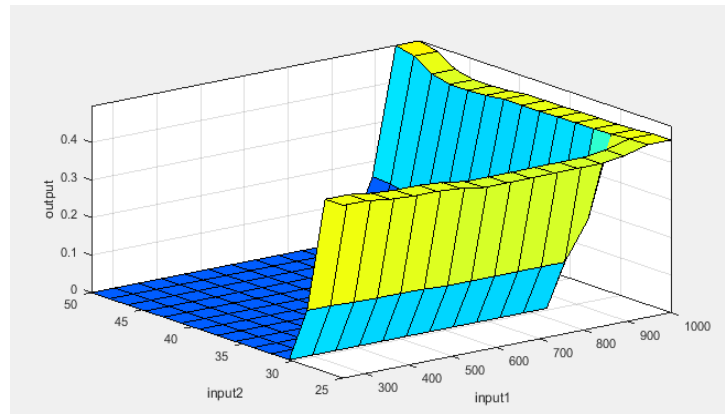


Figure 5.17. Surface entre deux entrées et une sortie.

5.7.4. Résultats de simulation et discussions

Afin que nos résultats soient proches de la réalité, nous avons supposé que la station photovoltaïque en question, fonctionne sous des conditions climatiques variables comme montré sur la Figure 5.18.

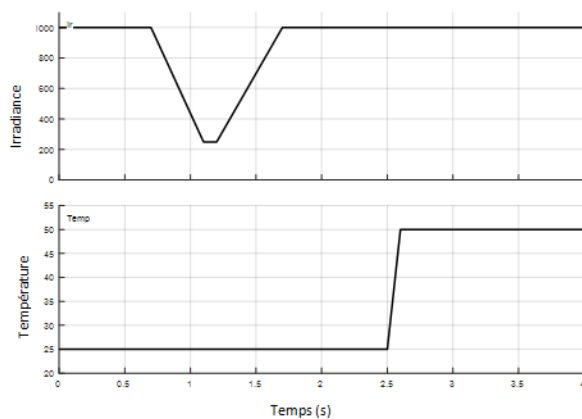


Figure 5.18. Les variations de la température et de l'irradiation pendant les simulations.

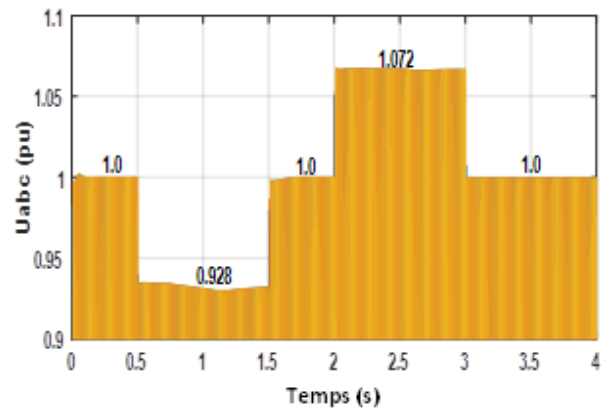


Figure 5.19. Les tensions 3-phases AC du réseau au niveau du PCC sans compensation.

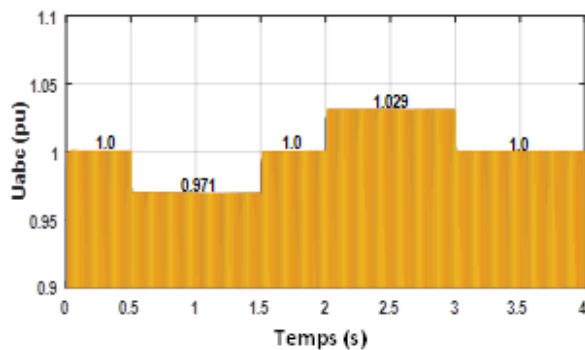


Figure 5.20. Les tensions 3-phases AC du réseau au niveau du PCC avec une compensation PV-STATCOM.

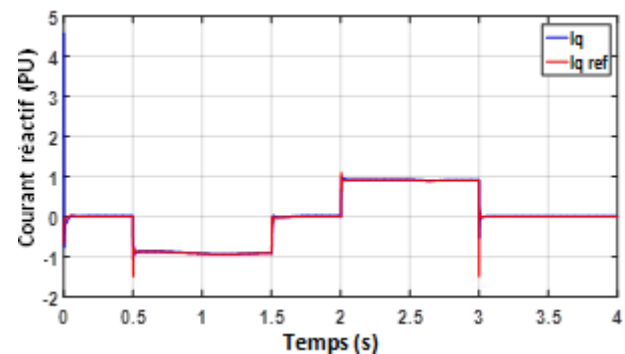


Figure 5.21. Courant réactif (pu).

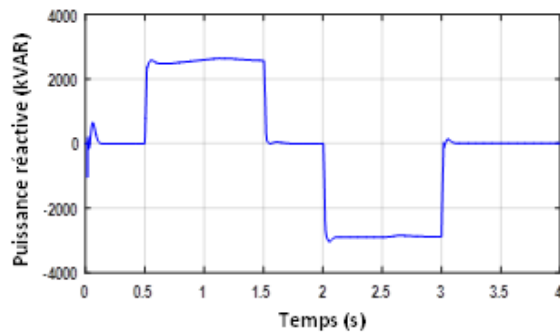


Figure 5.22. Puissance réactive totale injectée.

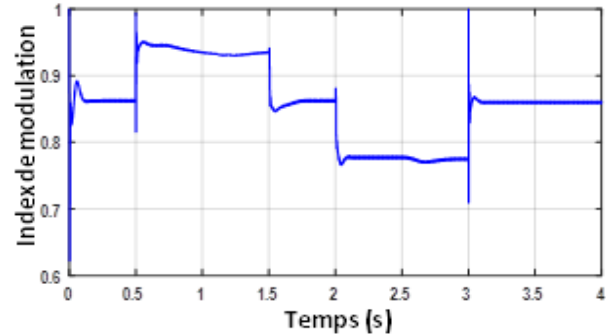


Figure 5.23. Index de modulation du VSC.

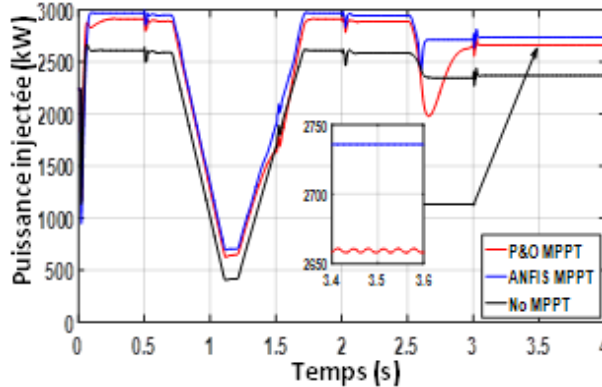


Figure 5.24. Puissance active totale injectée.

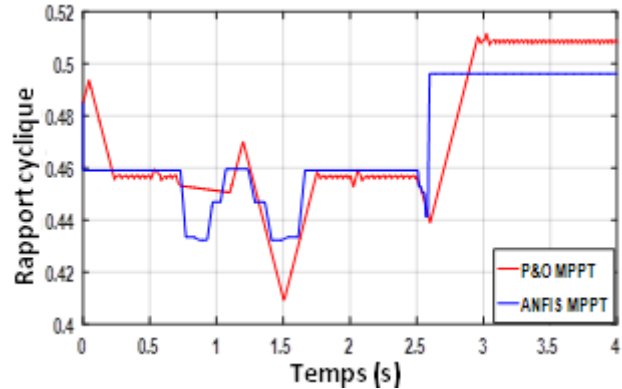


Figure 5.25. Rapport cyclique de l'hacheur (Boost).

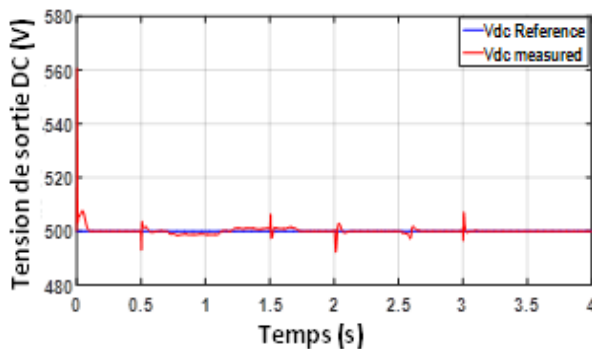


Figure 5.26. Tension de sortie DC de l'hacheur (Boost).

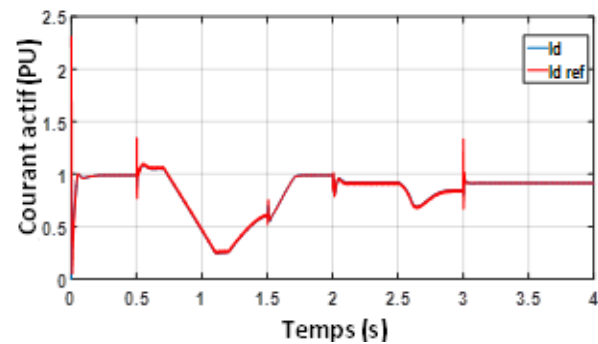


Figure 5.27. Courant actif (pu).

De $t=0$ à $t=0.5$ s la tension du réseau est égale à 1 pu voir Figure 5.19 qui est identique à la valeur de référence d'où, l'onduleur (VSC) demeure initialement flottant (STATCOM est inactif). Par conséquent la puissance réactive fournie ou absorbée du réseau est nulle voir Figure 5.22, ce qui se traduit également par un courant réactif nul voir Figure 5.21. De $t=0.5$ à $t=1.5$ s la tension du réseau est diminuée de $7.2\% > 5\%$ (limite inférieure spécifiée par la norme), d'où la tension prend la valeur de 0.928 pu (voir Figure 5.19), et cela en raison de la connexion d'une charge inductive ce qui est inacceptable. L'onduleur (VSC) doit réagir en injectant une puissance réactive dans le réseau pour augmenter la tension en effet, I_q passe de 0 à -1 pu voir Figure 5.21, et Q passe de 0 à 2.6 Mvar voir Figure 5.22 par conséquent, la tension est augmentée à un niveau de 0.971 pu ce qui est acceptable voir Figure 5.20. Après l'instant $t=1.5$ s, la charge inductive est

supprimée de sorte que la tension revient à sa valeur nominale 1 pu. De $t = 2$ à $t = 3$ s, la tension du réseau est augmentée de $7.2\% > 5\%$ (limite supérieure spécifiée par la norme), d'où la tension prend la valeur de 1.072 pu voir Figure 5.19, et cela en raison de la déconnexion de la charge inductive ce qui est inacceptable. Le (VSC) réagit cette fois en absorbant la puissance réactive du réseau pour diminuer la tension en effet I_q passe de 0 à 1 pu voir Figure 5.21, et Q passe de 0 à -2.7 Mvar voir Figure 5.22 par conséquent, la tension est diminuée à un niveau de 1.029 pu ce qui est acceptable voir Figure 5.20. Il faut noter aussi que lorsque le fonctionnement du VSC bascule du mode capacitif au mode inductif, l'indexe de modulation de la (MLI) est diminué de 0.93 à 0.77 voir Figure 5.23.

D'une autre part, les puissances actives totales récoltées de la station photovoltaïque sans MPPT, avec MPPT méthode (P&O), et (MPPT) méthode (ANFIS) pour la température et l'irradiation présumées sont représentées dans la Figure 5.24, où il est observable que le gain apporté par le (MPPT) méthode (ANFIS) par rapport à la méthode (P&O) conventionnelle est visiblement plus élevé. En effet, la puissance maximale totale injectée dans le réseau dans les conditions de fonctionnement standards (STC), est égale à 2980 KW avec le (MPPT) méthode (ANFIS) tandis qu'elle ne dépasse pas 2900 KW avec le (MPPT) méthode (P&O). Donc nous pouvons dire que le (MPPT) à base de la méthode (ANFIS) possède des performances statiques et dynamiques qui sont bien meilleurs que le (MPPT) à base de la méthode (P&O) conventionnelle comme montré à l'instant 2.5 s sur la Figure 5.24, où nous constatons que le dépassement de la méthode (P&O) est plus important. De plus, le rapport cyclique de la Figure 5.25, a présenté plus d'oscillations qui ont eu lieu en utilisant le (MPPT) à base de la méthode (P&O) conventionnelle en comparaison avec le (MPPT) à base de la méthode (ANFIS). C'est ainsi que la tension de sortie de l'hacheur (Boost) présente un graphe qui est presque conforme à la référence, Figure 5.26.

Note: Convention de signe

I_d Positif: l'onduleur génère la puissance active (mode onduleur) = la puissance active P est positive.

I_q Positif: l'onduleur absorbe la puissance réactive (mode inductif) = la puissance réactive Q est négative.

5.8. Conclusion

Ce chapitre, nous fait découvrir une nouvelle application d'un système PV associé à un (VSC) et qui fonctionne comme un véritable STATCOM. En fait, une attention toute particulière a été accordée au comportement dynamique du système PV-STATCOM connecté au réseau électrique, c'est ainsi que nous avons établi un modèle mathématique détaillé du STATCOM. Ensuite, une étude a été menée concernant l'impact d'un système de compensation PV-STATCOM sur un réseau test IEEE-14 nœuds. Afin de valider l'efficacité du système de compensation envisagé, et qui s'avère une alternative aux conditions de travail irrégulières, nous avons simulé une chute de tension suivie par une surtension.

Les analyses présentées ci-dessus, nous ont conduit aux conclusions suivantes

- Le système photovoltaïque connecté au réseau peut effectuer deux fonctions, la première c'est de fournir la puissance active pourvu que les rayons du soleil atteignent les cellules photovoltaïques, de plus il peut réguler la tension du réseau à un niveau souhaité autant de fois que nécessaire.
- Le système photovoltaïque donne des résultats remarquables lorsque il est associé au (VSC), du fait qu'il peut assurer le besoin, de la puissance réactive requise par la charge ce qui a pour effet de soulager la ligne et augmenter en toute évidence sa capacité de transport.
- Le (MPPT) basé sur (ANFIS) est très efficace pour récolter la puissance maximale produite par le champ photovoltaïque en comparaison avec le (MPPT) à base de la méthode (P&O) conventionnelle.

*Conclusion
Générale Et
Perspectives*

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Avant d'entamer la problématique du transfert énergétique du générateur PV, une plateforme de connaissance approfondie sur le thème PV est nécessaire. Beaucoup de généralités portant sur l'effet PV, cellule et générateur PV sont présentés. Un modèle mathématique du phénomène de conversion PV a été établi, permettant ainsi le traçage des caractéristiques du générateur PV. Les caractéristiques PV puissance-tension dans les conditions normales de fonctionnement admettent un seul point extremum. L'insertion de convertisseurs statiques avec une commande appropriée permet le fonctionnement optimal du générateur. Le but de cette étude était de porter contribution dans la capture de la puissance PV maximale en intervenant sur la structure de puissance de l'étage de conversion et sur son circuit de commande. Autrement dit, l'objectif était de choisir des topologies de convertisseurs simples et fiables et de proposer des algorithmes MPPT performants.

Par ailleurs la résolution des limites des lois de commande classique en absence des paramètres du modèle, dont le recours aux méthodes de commandes basées sur les techniques de l'intelligence artificielle est devenu une nécessité. En effet, l'adaptabilité de la logique floue, la capacité d'apprentissage et la génération des réseaux de neurones sont combinées afin d'obtenir un réseau neuro-flou qui représente un outil intelligent puissant dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. Une configuration PV à base d'un convertisseur élévateur (Boost) simple est considérée pour la vérification de la nouvelle méthode. La comparaison des résultats de simulation de la technique (P&O) conventionnelle avec la technique ANFIS affirme que la méthode ANFIS est capable d'atteindre le point de fonctionnement optimal lors d'un changement brusque du rayonnement solaire avec une performance élevée dans les deux états stables et dynamiques, soit en croissance ou en décroissance. La réponse du système au profil de l'éclairement proposé prouve que la technique développée permet de réduire les erreurs de trajectoire de la poursuite du PPM. Cela peut se traduire par la minimisation des pertes de puissance engendrées.

Ensuite les travaux présentés dans cette thèse ont traité principalement deux thématiques importantes liées aux systèmes photovoltaïques :

- **les systèmes autonomes ou hors réseau** : L'intérêt porté aux énergies renouvelables nous a amené à nous intéresser aux systèmes photovoltaïques comme production décentralisée d'abord, de ce fait nous avons décrit le problème posé par la turbine à gaz (TG-7) ensuite, nous avons proposé une solution qui consiste à remplacer cette turbine par un moteur à 6 MW alimenté à partir d'un champ photovoltaïque gigantesque. Dans un second temps la commande vectorielle par orientation de flux rotorique est utilisée pour corriger la vitesse d'un moteur asynchrone alimenté toujours à partir d'un champ photovoltaïque. Les résultats de simulation montrent que la commande vectorielle est un outil robuste permettant l'adaptation de l'opération de découplage quelques soient les perturbations et les régulateurs flous utilisés répondent parfaitement aux performances souhaitées.
- **Les systèmes PV raccordés au réseau** : Dans cette thématique ressort l'importance de la modélisation des systèmes photovoltaïques connectés au réseau électrique. La commande de l'onduleur et les systèmes de productions déterminent le comportement principal de la production décentralisée sur le réseau de transport. Les technologies actuelles permettent une souplesse de commande et même elles s'adaptent aux défauts du réseau et ainsi font en sorte de compenser le réseau électrique. Cette nouvelle tâche confiée au générateur photovoltaïque associé à un (VSC) est nommée PV-STATCOM.

Les travaux abordés dans cette thèse sont très encourageants et nous motivent de plus en plus à continuer dans ce même axe de recherche. En perspectives, on propose quelques tâches à traiter ultérieurement, comme :

- Réalisation pratique des commandes proposées.
- Adaptation et implémentation en dSPACE de systèmes de contrôle pour la commande en temps réel.
- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux pour réduire leurs effets néfastes sur le réseau électrique.
- Introduction d'autres types de convertisseurs DC-DC.
- Utiliser les algorithmes d'optimisation métaheuristique pour l'amélioration des performances des stratégies de contrôle du MPPT comme Particle Swarm Optimization (PSO), Genetic Algorithm (GA), Ant Colony Optimization (ACO)...etc.
- Les études d'harmoniques doivent être menées, y compris des harmoniques ambiantes, pour les deux régimes statiques et transitoires.

Annexes
Et
Bibliographie

Le schéma illustre le processus de refroidissement du réacteur R200. Les gaz des séparateurs DMP73 et DNM13 (1 400 000 Slm3/h) et des séparateurs 'MP' et 'HP' DMP53 (400 000 Slm3/h) sont évacués vers le réacteur. Le circuit principal de refroidissement passe par un échangeur R4 (16 bar) et un échangeur E1C (37 bar) avant d'être réinjecté dans le réacteur. Un circuit de réinjection (C.I.S.) est également présent, alimenté par l'eau de mer (E1C) et le réacteur (R5).

Tableau A.1. Les paramètres du moteur asynchrone de 6 MW.

<i>Les caractéristiques électriques de moteur</i>			
Puissance nominale	6000 KW	Facteur de puissance	0.9
Tension d'alimentation	5500V	Couplage des enroulements	Etoile / 3ph
Intensité de courant nominal	750 A	Id/ In	4.7
Fréquence	50 Hz	Indice de protection IP	55
Classe d'isolation	F	Temps de démarrage	6 sec
<i>Caractéristique mécanique de moteur</i>			
Masse de moteur complète	17400 Kg	Hauteur du bout d'arbre	900 mm
Masse de rotor	3850 Kg	Longueur de bout d'arbre	247mm
Moment d'inertie	361 Kg .m ²	Bout d'arbre cylindrique de diamètre	200 mm
Vitesse de service (tr/mn)	1489	Nombre de clavette	2
Vitesse de synchronisme (tr/mn)	1500	Cd/Cn	2 ,6
Sur vitesse (tr/mn)	1800	Cmax /Cnom	2,8
Couple nominale (N.m)	38 479	Sens de rotation vu côté accouplé	anti horaire
Couple de court circuit (N.m)	38 4790	rendement	96,5%
Gabarit du moteur : hauteur =3 557 mm ; longueur =3986mm ; empattement= 1800mm			

Tableau A.2. Paramètres de la pompe centrifuge.

Centrifugal Compressor MARC THERMODYNE RC5S	
-	4 bars: up to 16.9
Température	50°C to 157
-	5 stages
Vitesse nominale	9664 rpm
Puissance nominale	4409 KW
Couple nominal	4227 N.m
Couple de démarrage	10990 N.m
Couple maximum	422270 N.m
P _{Max, Comp}	5320 KW

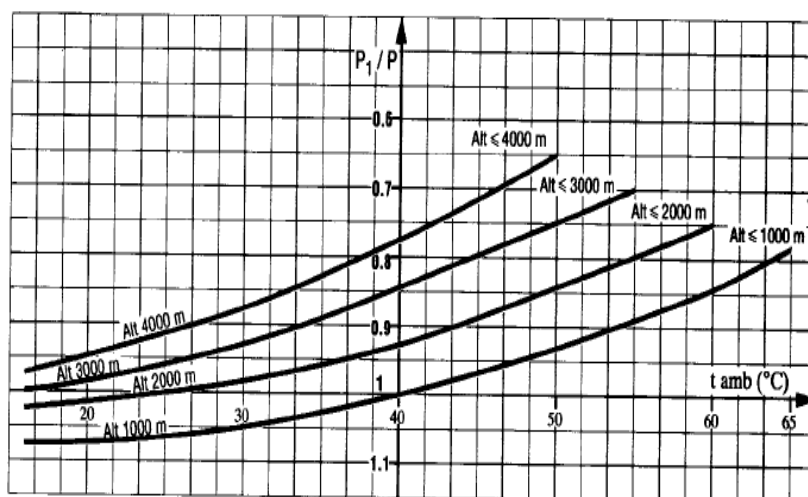


Figure A.3. Coefficient de correction de latitude et température

Tableau A.3. Les paramètres du moteur asynchrone de 1.5 KW.

Puissance	1.5 KW
Tension nominale	220 V (Δ) / 380 V (Y)
Rendement	0.78
Facteur de puissance	0.8
Vitesse nominale	157 rad/sec
Fréquence nominale	50 HZ
Courant nominal	3.64 A (Y) Et 6.31 A (Δ)
Résistance statorique	4.850 Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance statorique	0.2 74 H
Inductance rotorique	0.274 H
Nombre de paire de pole	2
Moment d'inertie	0.031 Kg.m ²
Coefficient de frottement	0.00114

ANNEXE (B)

B. La logique floue

B.1. Principe et définition

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par *Zadeh* en 1965, est une technique pour le traitement de connaissances imprécises et incertaines. Elle permet de prendre en considération des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel, telle que grand, petit, lent, rapide, ...etc.

On présente un exemple simple pour comprendre l'intérêt de la logique floue sur la logique classique. Exemple : dans la logique classique, une vitesse peut être qualifiée par le terme « faible » ou « élevée ».

Dans la logique floue, des échelons d'appréciations intermédiaires de la variable vitesse sont possibles, la « vitesse » devient une variable linguistique dont les valeurs sont par exemple : « très faible », « faible », « moyenne », « élevée », « très élevée ». Une vitesse de 1000 tr/min par exemple dans la logique classique correspond au seul ensemble moyen, alors que dans le modèle flou, elle appartient à la fois aux ensembles « faible » et « moyenne » [2].

B.2. Théorie des sous-ensembles flous et logique floue

Selon *George Contor* (1845-1918), un ensemble est défini par ses éléments. En 1965, *Lotfi A. Zadeh* élaborait une nouvelle théorie.

Il constata que dans le monde qui nous entoure, un ensemble n'a pas de limite nette à partir desquelles on peut dire d'un élément appartient ou non à cette ensemble. Ce fut pour cette raison qu'une nouvelle théorie à vue le jour et porte le nom « théorie des sous-ensembles flous ».

B.2.1. Théorie des sous-ensembles flous

Définition

Sur un univers de discours U , un sous-ensemble flou A est défini par la donnée d'une fonction $\mu_A(x)$

$$\begin{aligned} \mu_A : U &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \tag{B-1}$$

On définit le sous-ensemble flou A comme suivant: $A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\}$, ou : $\mu_A(x)$ est une fonction caractéristique d'appartenance qui prend ces valeurs dans l'intervalle $[0,1]$. Elle indique le degré d'appartenance de l'élément x à A , ainsi x au U pourrait :

- Ne pas appartenir à A $\mu_A(x) = 0$
- Appartenir un peu à A $\mu_A(x) = 0$ est voisin de 0
- Appartenir assez à A $\mu_A(x)$ entre 0 et 1
- Appartenir fortement à A est voisin de 1
- Appartenir à A $\mu_A(x) = 1$

$$A = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_A(x_i)}{x} \quad (B-2)$$

$$A = \int_x \frac{\mu_A(x_i)}{x}$$

Si U est discret, on peut représenter l'ensemble A par :

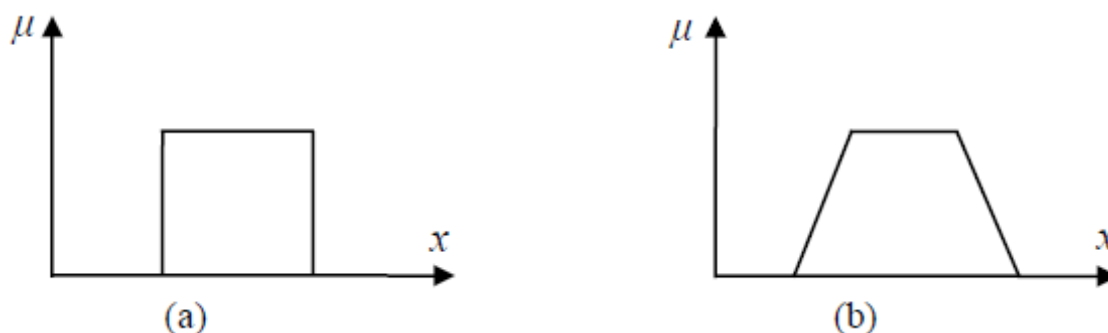


Figure B.1. Exemple de fonction d'appartenance : (a). Logique classique, (b). Logique Floue.

B.2.2. Variable linguistique

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en générale des expressions floues comme.

- Quelque, beaucoup, souvent ;
- Chaud, froid, rapide, lent ;
- Grand, petit, ...etc.

Une variable linguistique est généralement décomposée en un ensemble de termes, qui couvrent tout son domaine de variation. Elle sera représentée par un triplé $(x, T(x), U)$ dans lequel :

x : est le nom de variable linguistique ;

$T(x)$: ensemble des termes de variable linguistique ;

U : l'univers de discours.

B.2.3. Opérations sur les ensembles flous

Soient A et B deux ensembles flous dans U ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonction d'appartenance, l'union, l'intersection et la complémentation des ensembles flous sont définis à l'aide de leur fonction d'appartenance [2].

B.2.3.1. Union (disjonction)

L'union de deux ensembles flous A et B de U est l'ensemble flou constitué des éléments du U affectés de plus grand de leurs deux degrés d'appartenance, elle est définie comme l'ensemble flou : $C = A \cup B$ (A ou B tel que) :

$$\forall x \in U / \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (B-3)$$

L'opérateur max est commutatif et associatif :

$$\mu_C(x) = \max[\mu_A, \mu_B, \mu_C]$$

$$\mu_C(x) = \max[\max[\mu_A, \mu_B], \mu_C]$$

$$\mu_C(x) = \max[\max[\mu_A, \mu_C], \mu_B]$$

B.2.3.2. Intersection (conjonction)

L'intersection de deux ensembles flous A et B de U est l'ensemble flou constitué des éléments U affectés du plus petit de leurs deux degrés d'appartenance.

Elle est définie comme l'ensemble flou : $D = A \cap B$ (A et B) tel que :

$$\forall x \in U / \mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (B-4)$$

L'opérateur min est commutatif :

$$\mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \min(\mu_B(x), \mu_A(x)) \quad (B-5)$$

B.2.3.3. Complémentation

La fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ du complément d'un ensemble flou A est définie tel que :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (B-6)$$

B.2.3.4. Produit cartésien

Soient $A_1, A_2, \dots, A_n$ des ensembles flous dans $U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$. Respectivement le produit cartésien de $A_1, A_2, \dots, A_n$, est un ensemble flou dans l'espace produit de $x_1, x_2, \dots, x_n$ ayant pour fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1, A_2, \dots, A_n} = \min(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n)) \quad (B-7)$$

B.2.3.5. Egalité

On dit que A et B sont égaux si et seulement si : $\mu_B(x) = \mu_A(x)$ (B-8)

B.2.3.6. Inclusion

On dit que $A \subset B$ si et seulement si $\mu_B(x) \leq \mu_A(x)$ (B-9)

B.2.3.7. Relation floue

Soient $U_1, U_2, \dots, U_n$ des univers de discours, une relation floue est un ensemble flou dans $U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$ exprimé comme suit :

$$R_{U_1, U_2, \dots, U_n} = \{(x_1, x_2, \dots, x_n), \mu_R(x_1, x_2, \dots, x_n) / (x_1, x_2, \dots, x_n) \in U_1 \cdot U_2 \cdot \dots \cdot U_n\} \quad (B-10)$$

- **Composition de deux relations floues**

Soient les deux relations floues R_1 dans $U_1 \times U_2$ et R_2 dans $U_2 \times U_3$. On définit la composition (sup-*) de R_1 et R_2 notée $R_1 \circ R_2$ par * :

$$R_1 \circ R_2 = \{(U_1, U_2) \sup(\mu_{R_1}(U_1, U_2) * \mu_{R_2}(U_2, U_3), u_i \in U_i)\} \quad (B-11)$$

Où (*) représente une loi de composition pouvant être min, produit, ...etc.

B.2.4. Fonction d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles.

Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la Figure B.2, leurs expressions analytiques sont définies de la manière suivante :

➤ **la fonction triangulaire**, définie par trois paramètres a, b et c , soit :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (B-12)$$

➤ **la fonction trapézoïdale**, définie par quatre paramètres a, b, c et d soit :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{B-13})$$

➤ **la fonction en cloche**, définie par deux paramètres, x_0 qui détermine la position du sommet ($\mu = 1$) et a qui impose la largeur du domaine, soit :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - x_0}{a}\right)^2} \quad (\text{B-14})$$

➤ **la fonction gaussienne**, définie par deux paramètres σ, x_0 soit :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x - x_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{B-15})$$

➤ **la fonction sigmoïde**, définie par deux paramètres a, x_0 , soit :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a \cdot (x - x_0))} \quad (\text{B-16})$$

On notera que la forme rectangulaire correspond exactement à la logique classique, et que le triangle peut être considéré comme un cas particulier du trapèze, si les deux sommets qui correspondent aux valeurs a et c coïncident.

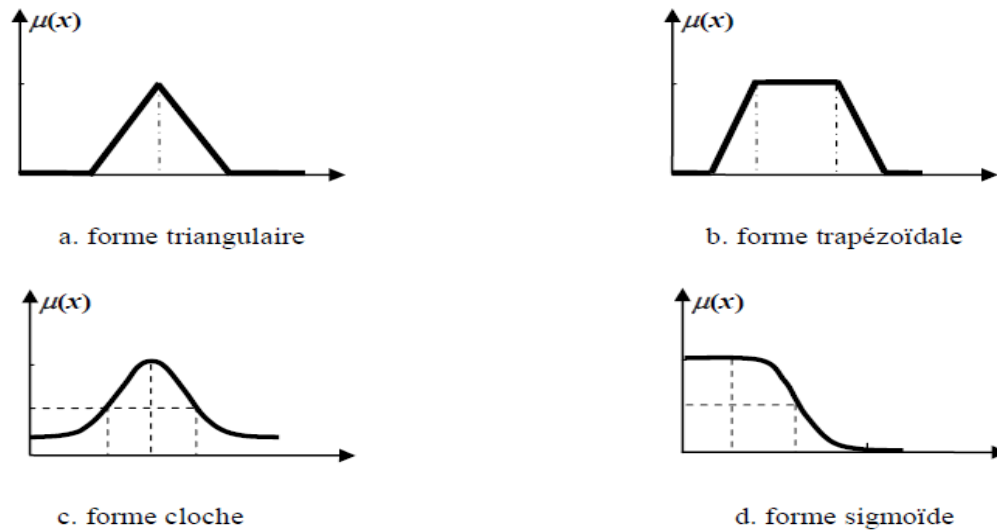


Figure B.2. Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

B.2.5. Propositions floues

B.2.5.1. Proposition floues élémentaires

Une proposition floue élémentaire est définie à partir d'une variable linguistique (V, X, Tv) par la qualification « V est A », pour une caractérisation floue A , appartient à Tv .

B.2.5.2. Proposition floues générales

Une proposition floue générale est obtenue par la composition de propositions floues élémentaires « V est A », « W est B » pour des variables linguistiques $V, W, \dots$

Plus généralement, on peut construire des propositions floues par conjonction, disjonction ou implication, par exemple de la forme « Si V est A et W est B alors U est C » (Si la taille est moyenne et le prix est peu cher, alors l'achat est conseillé).

B.2.6. Raisonnement en logique floue

Les ensembles flous sont des éléments importants de la représentation des connaissances imparfaitement définies, pour raisonner sur telles connaissances, la logique classique ne suffit pas et on utilise une logique floue, lorsque les connaissances sont imprécises, vagues et éventuellement incertaines.

Après avoir exposé la répartition des valeurs mesurées en ensemble flous et défini les opérations sur ces ensembles, nous allons maintenant introduire le raisonnement flou et avoir comment un régulateur peut être exécuté sur la base des règles floues.

Avec l'unique schéma de raisonnement (Si les conditions sont remplies, Alors la conclusion est validée) et les trois opérateurs Et, Ou et Non, on peut déjà prendre un grand nombre de décisions logiques. On produit aussi une nouvelle information (une décision) à partir d'informations anciennes [2].

Le raisonnement flou fait appel à trois notions et étapes fondamentales:

- Implication floue ;
- L'inférence floue ;
- L'agrégation des règles.

B.2.6.1. Implication floue

L'implication floue donne une information sur le degré de vérité d'une règle floue. En d'autre terme, on quantifie la force de véracité entre la prémisse et la conclusion.

Considérons par exemple les deux propositions floues : « x est A » « y est B » où x et y sont des variables floues et A et B des ensembles floues de l'univers de discours U .

Ainsi que la règle floue : Si « x est A » Alors « y est B ».

L'implication floue donne alors le degré de vérité de la règle floue précédente à partir des degrés d'appartenance de x à A (prémisse) et de y à B (conclusion).

On notera implication : opérateur imp (équivalent à l'opérateur Alors). Les normes d'implication les plus utilisées sont :

- **La norme Mamdani** $\text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$ (B-17)

- **La norme Larsen** $\text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) = (\mu_A(x) \times \mu_B(y))$ (B-18)

B.2.6.2. Inférence floue

Le problème tel qu'il se pose en pratique n'est généralement pas de mesurer le degré de véracité d'une implication mais bien de déduire, à l'aide de fait et de diverses règles implicatives, des événements potentiels.

En logique classique, un tel raisonnement porte le nom de Modus ponens (raisonnement par l'affirmation).

Si $P \Rightarrow q$ vrai,

Et P vrai,

Alors q vrai

Modus Ponens généralisé

De façon générale, les conditions d'utilisation de Modus Ponens généralisé sont montrées par le tableau suivant :

Tableau B.1. Conditions d'utilisation de Modus Ponens généralisé.

	Prémisse	Conclusion
Règle floue	Si x est A	
Fait Observé	Alors y est B	
Conséquence		y est B'

A' et B' sont les ensembles flous constatés dans le cas que l'on traite et ne sont pas nécessaire strictement égaux à A et B .

B' est l'ensemble flou résultant de A' par l'application de l'implication. (MPG).

A' est l'ensemble flou résultant de B' par l'application de l'implication. (MTG).

Les informations disponibles pour déterminer la conséquence sont donc d'une part celles relatives à la règle quantifiée par l'implication floue $\mu_{B/A}(x, y)$, d'autre part celles relatives au fait observé, quantifiées par la fonction d'appartenance μ_A .

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

- Linguistiquement

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant :

Si la température est élevée **Et** la vitesse est faible **Alors** la tension est grande positive.

- Symboliquement

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

- Par matrice d'inférence

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (température : T et vitesse V). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique).

Tableau B.2. Les règles sous forme symbolique.

U		T			Si T est F et V est F alors $U = Z$ ou
		F	M	E	Si T est M et V est F alors $U = P$ ou
V	F	Z	P	GP	Si T est E et V est F alors $U = GP$ ou
	E	Z	Z	P	Si T est F et V est E alors $U = Z$ ou

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées à un instant donné par des cases sombre :

Si T est M et V est F alors $U = P$ ou

Si T est E et V est F alors $U = GP$

Il arrive que toutes les cases du tableau ne soient pas remplies, on parle alors de règles d'inférences incomplètes. Cela, ne signifie pas que la sortie n'existe pas, mais plutôt que le degré d'appartenance n'est nul pour la règle en question.

Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. On a présenté les méthodes d'inférence qui permettront d'y arriver. Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisées les opérateurs (ici « et » et « ou ») utilisés dans les règles d'inférence.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont : *Max-min*, *Max-produit* et *Somme-produit*.

❖ Méthode d'inférence *Max-min*

Cette méthode réalise l'opérateur « Et » par la fonction « Min », la conclusion « Alors » de chaque règle par la fonction « min » et la liaison entre toutes les règles (opérateur « ou »)

par la fonction « max ». La dénomination de cette méthode, dite max-min ou « implication de Mamdani » est due à la façon de réaliser les opérateurs « Alors » et « Ou » de l'inférence.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur « Ou ».

❖ **Méthode d'inférence *Max-produit***

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réduire la conclusion « Alors ». Dans ce cas, on utilise le produit.

On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur « Et ». On l'appelle également « implication de Larsen ».

❖ **Méthode d'inférence *Somme-produit***

Dans ce cas, l'opérateur « ET » est réalisé par le produit, de même que la conclusion « Alors ». Cependant, l'opérateur « OU » est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité.

B.2.6.3. Agrégation des règles

Lorsque la base de connaissance comporte plusieurs règles, l'ensemble flou inféré B' est obtenu après une opération appelée agrégation des règles. En d'autres termes, l'agrégation des règles utilise la contribution de toutes les règles activées pour en déduire une action de commande floue. Généralement, les règles sont activées en parallèle et sont liées par l'opérateur « ou ».

On peut considérer que chaque règle donne un avis sur la valeur à attribuer au signal de commande, le poids de chaque avis dépend du degré de vérité de la conclusion.

ANNEXE (C)

Programme MPPT (Perturb and Observe) sur Matlab

```
function D = PandO(Param, Enabled, V, I)

% MPPT controller based on the Perturb & Observe algorithm.

% D output = Duty cycle of the boost converter (value between 0 and 1)
%
% Enabled input = 1 to enable the MPPT controller
% V input = PV array terminal voltage (V)
% I input = PV array current (A)
%
% Param input:
Dinit = Param(1); %Initial value for D output
Dmax = Param(2); %Maximum value for D
Dmin = Param(3); %Minimum value for D
deltaD = Param(4); %Increment value used to increase/decrease the duty
cycle D
% ( increasing D = decreasing Vref )
%

persistent Vold Pold Dold;

dataType = 'double';

if isempty(Vold)
    Vold=0;
    Pold=0;
    Dold=Dinit;
end
P= V*I;
dV= V - Vold;
dP= P - Pold;

if dP ~= 0 & Enabled ~=0
    if dP < 0
        if dV < 0
            D = Dold - deltaD;
        else
            D = Dold + deltaD;
        end
    else
        if dV < 0
            D = Dold + deltaD;
        else
            D = Dold - deltaD;
        end
    end
else D=Dold;
end

if D >= Dmax | D<= Dmin
    D=Dold;
end
```

Références Bibliographiques

- [1] L. Abdelhamid, « *Contribution à l'amélioration des performances des générateurs éoliens - évaluation de l'impact des énergies renouvelables sur l'environnement* », Thèse de Doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, Avril 2012.
- [2] Z. Boudjema, « *Etude et commande d'un système de production d'électricité renouvelable locale (énergie éolienne et photovoltaïque)* », Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbes, Algérie, Février 2015.
- [3] S. Petibon, « *Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques* », Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, France, Janvier 2009.
- [4] T. Manbrini, « *Caractérisation de panneaux solaires photovoltaïques en conditions réelles d'implantation et en fonction des différentes technologies* », Thèse de Doctorat, Université de Paris sud, France, Décembre 2014.
- [5] S.N. Patil, R. C. Prasad, « *Design and development of MPPT algorithm for high efficient Dc-Dc converter for solar energy system connected to grid* », International conference on Energy Systems and Applications pp. 228-233, Pune, India 30 Oct.-1 Nov. 2015.
- [6] M.A. Elgendy, B. Zahaw, D. J. Atkinson, « *Comparison of directly connected and constant voltage controlled photovoltaic pumping systems* », IEEE Trans. on Sustainable Energy, vol. 1, no. 3, pp. 184-192, October 2010.
- [7] C. ChiChu, C. LiChen, « *Robust maximum power point tracking method for photovoltaic cells: a sliding mode control approach* », Solar Energy, vol. 83, pp. 1370–1378, 2009.
- [8] G. Purushothaman, V. Venugopalan, A.M. Vincent, « *Real-time simulation platform for photovoltaic system with a boost converter using MPPT algorithm in a DSP controller* », Front. Energy, vol. 7 no.3, pp. 373–379, 2013.
- [9] S. Tang, Y. Sun, Y. Chen, Y. Zhao, Y. Yang, W. Szeto, « *An enhanced MPPT method combining fractional-order and fuzzy logic control* », IEEE Journal of Photovoltaics, vol. 7, no. 2, pp. 640-650, March 2017.
- [10] D. Meekhun, « *Réalisation d'un système de conversion et de gestion de l'énergie d'un système photovoltaïque pour l'alimentation des réseaux de capteurs sans fil* »

- autonomes pour l'application aéronautique* », Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, France, 2010.
- [11] F. Blaabjerg, D.M. Ionel, « *Renewable energy devices and systems-state-of-the-art technology, research and development, challenges and future trends* », *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, no. 12, pp.1319–1328, 2015.
- [12] S. Abada, « *Etude et optimisation d'un générateur photovoltaïque pour la recharge d'une batterie avec un convertisseur SEPIC* », mémoire de Magister, Université Laval Québec, Canada, 2011.
- [13] Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique D 3 360 .3, 2007.
- [14] M. Messaoud, « *Modelisation et optimisation de systèmes de production d'énergie renouvelables couplés au réseau* », Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, Algérie, 2012
- [15] L.O. Herwig, « *Photovoltaic technology advanced, industry progress, and market promise* », *Proc. Of the 1989 Annual Conference, American Solar Energy Society*, 1989.
- [16] T. M. Razylov, « *Solar photovoltaic electricity: Current status and future prospects* » *Solar Energy*, vol. 85 pp. 1580-1608, 2011.
- [17] Jacques. Vernier, « *Le soleil: Energies renouvelables, que sais-je ?* », presses universitaires de France, 2014.
- [18] J. Perlin, « *From space to earth: the story of solar electricity* », Harvard University Press Edition, 1999.
- [19] Global Market Outlook for photovoltaics 2014-2018, EPIA, 2014.
- [20] Technology Roadmap, Solar Photovoltaic Energy, International Energy Agency (IEA), Edition 2014.
- [21] T. Mambrini, « *Caractérisation de panneaux solaires photovoltaïques en conditions réelles d'implantation et en fonction des différentes technologies* », Thèse de Doctorat, Université Paris-Sud, France, Décembre 2014.
- [22] A. Boudghene. Stambouli, « *Promotion of renewable energies in algeria: Strategies and perspectives* », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, pp. 1169-1181, 2011.
- [23] Guide des Energies Renouvelables, Ministère de l'Energie et des Mines, Edition 2007.
- [24] Programme des énergies renouvelables et de l'efficacité énergétique, Edition 2011, Ministère de l'Energie et des Mines.

- [25] M.L. Louazene, « *Contribution à l'optimisation des systèmes photovoltaïques utilisés pour l'irrigation dans les zones sahariennes – Application zone de Ouargla* », Thèse de Doctorat, Université El hadj Lakhdar, Batna, Algérie, Octobre 2015.
- [26] American Society for Testing and Materials (ASTM) Terrestrial Reference Spectra for Photovoltaic Performance Evaluation, ASTM G173-03 Tables: Extraterrestrial Spectrum, Terrestrial Global 37 deg South Facing Tilt & Direct Normal + Circumsolar. Disponible sur : <http://rredc.nrel.gov/solar/spectra/am1.5/>
- [27] C. Riordan, R. Hulstron, « *What is an air mass 1.5 spectrum? [Solar cell performance calculations]* », Photovoltaic Specialists Conference, 1990, Conference Record of the Twenty First IEEE, vol. 2, pp. 1085-1088, May 1990.
- [28] K. Emery, J. Burdick, Y. Caiyem, D. Dunlavy, H. Field, B Kroposki, T. Moriarty, L. Ottoson, S. Rummel, T. Strand, M.W. Wanlass, « *Temperature dependence of photovoltaic cells, modules and systems* Photovoltaic Specialists Conference », Conference Record of the Twenty Fifth IEEE, pp.1275 – 1278, May 1996.
- [29] W. Shockley, H.J. Queisser, « *Detailed balance limit of efficiency of P-N junction solar cells* », J. Appl. Phys. 32, 510, 1961.
- [30] D. Zaouk, Y. Zaatar, A. Khoury, C. Llinares, J. Charles, J. Bechara, M. Ajaka, « *Electrical and optical characteristics of NAPS solar cells of Si (PiN) structure* », Environment and Solar, 2000 Mediterranean Conference, pp. 93 – 95, November 2000.
- [31] S. Aminata, « *Simulation du système hybrides photovoltaïque* ». Thèse de Doctorat, Canada, 1998.
- [32] W. Xiao, W. G. Dunford, « *A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems* », IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, vol. 3, pp.1957- 1963, June 2004.
- [33] Weidog .Xiao, « *A novel modelling method for photovoltaic cells* », 35th annual IEEE Power Electronics Specialists conference, Aachen, pp. 1950-1956, 2004.
- [34] D. Weiner. « *An optimal design of a photovoltaic D.C motor coupled water pumping system* », IEEE Conference, pp. 268-274, 1990.
- [35] H. Bouzeria, « *Modélisation et commande d'une chaine de conversion photovoltaïque*» Thèse de Doctorat, Université El hadj Lakhdar, Batna, Algérie, Avril 2016.

- [36] M. Boumboue. Edouard, D. Njomo, « *Mathematical modeling and digital simulation of PV solar panel using Matlab software* », International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, vol. 3, no. 9, Sept 2013.
- [37] S. Makhloufi, « *Contribution à l'optimisation des installations photovoltaïques par des commandes intelligentes* ». Thèse de Doctorat, Université El hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2013.
- [38] M.I. Chergui, M.O. Benaissa, « *Strategy photovoltaic pumping system in scattered area* », International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Nov 2015.
- [39] R. Kumar, B. Singh, « *BLDC Motor-Driven Solar PV Array Fed Water Pumping System Employing Zeta Converter* », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no.3, pp. 2315-2322, June 2016.
- [40] N. Kumar, T.K. Saha, J. Dey, « *Sliding-mode control of PWM dual inverter-based grid-connected PV system: Modeling and performance analysis* », IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 435-444, June 2016.
- [41] M.F. Aires da Silva, « *Analysis of new indicators for Fault detection in grid connected PV systems for BIPV applications* ». Phd Thesis, Lisboa University, Portugal, 2014.
- [42] K. Riad, « *Détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques* », Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie, Mars, 2015.
- [43] P. Bhatnagar, R.K. Nema, « *Maximum power point tracking control techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications* », Renewable and Sustainable Energy Reviews, Elsevier, 2013.
- [44] M. Sahraoui, « *Contrôle robuste des systèmes non linéaires par les approches de l'intelligence artificielle* », Thèse de Doctorat, Université Ahmed Ben Bella, Oran, Algérie,
- [45] A. Taleb, « *Contribution des réseaux neuro-flous et algorithmes génétiques à la reconnaissance de la parole* », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf, Oran, Algérie, Mai 2010.
- [46] D. Racocanu, « *Contribution à la surveillance des systèmes de production en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle* », Habilitation à diriger des recherches, Université de Franche Comté, 2006.

- [47] C. Mahabir, F. Hicks, F.R. Fayek, « *neuro-fuzzy river ice breakup forecasting system* », Cold Regions Sciences and Technology, vol. 46, pp.100-112, 2006.
- [48] A. Aribi et L. Kraoula, « *Interprétation des images médicales par apprentissage Neuro-Flou et Algorithmes Génétiques* », Mémoire d'Ingéniorat d'état en Informatique, USTO, Oran, Algérie, 2001.
- [49] N. Bawane, A.G. Kothari, D.P. Kothari, « *ANFIS based HVDC control and fault identification of HVDC converter* », HAIT Journal of Science and Engineering B, vol. 2, no. 5, pp. 673-689, June 2005.
- [50] A. Cruz, « *ANFIS: Adaptive Neuro-Fuzzy Inference Systems* », Mestrado NCE, IM, UFRJ, 2000.
- [51] G. Escobar, S. Pettersson, C.N.M. Ho, M. Karppanen, T. Pulli, « *PV current sensorless MPPT for a single-phase PV inverter* », 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society IECON, pp. 3906 – 3911, 2011.
- [52] A. Belkaid, « *Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome* », Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie, Octobre 2015.
- [53] A.A. Ghassami, S.M. Sadeghzadeh, A. Soleimani, « *A high performance maximum power point tracker for PV Systems* », Electr. Power Energy Syst, vol.53, pp. 237-243, 2013.
- [54] E. Mamarelis, G. Petrone, G. Spagnuolo, « *A two-steps algorithm improving the P&O steady state MPPT efficiency* », Applied Energy, vol. 113, pp. 414–421, 2014.
- [55] R. Teodorescu and M. Liserre, « *Power electronics for renewable energy* », Slides presented at the course PERES, 2006.
- [56] R. Errouissi, A. Al-Durra, S.M. Mueeen, « *A robust continuous time MPC of a DC-DC boost converter interfaced with a grid-connected photovoltaic system* », IEEE Journal of Photovoltaics, vol. 6, no. 6, pp. 1619-1629, November 2016.
- [57] E. Guerrero, J. Linares, E. Guzman, H. Sira, A. Martinez, « *DC motor speed control through parallel DC/DC buck converters* », IEEE Latin America Transactions, vol. 15, no. 5, pp. 819-826. May 2017.
- [58] R. Kumar, B. Singh, « *Solar PV powered BLDC motor drive for water pumping using Cuk converter* », IET Electric Power Applications, vol. 11, no. 2, pp. 222-232, 2017.

- [59] M. Killi, S. Samanta, « *An adaptive voltage-sensor-based MPPT for photovoltaic systems with SEPIC Converter including steady-state and drift analysis* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 12, pp.7609-7619, December 2015.
- [60] H. Bin, « *Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible* », Thèse Doctorat de l'institut national polytechnique de Lorraine, France, 2009.
- [61] S. Abdeddaim, « *Optimisation de deux systèmes de génération renouvelable (photovoltaïque et éolienne) connectés au réseau* », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, Algérie, Décembre 2013.
- [62] T. Estram, P.L. Chapman, « *Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques* », IEEE transactions on energy conversion, vol. 22, no.2, June 2007.
- [63] A. Nasr Allah Ali, M.H. Saied, M.Z. Mostafa, T.M. Abdel-Moneim, « *A Survey of maximum PPT techniques of PV Systems* », IEEE energy techniques, May 2012.
- [64] C. Hua, C. Shen, « *Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage system* », IEEE applied power electronics conference (APEC), pp. 679-685, February 1998.
- [65] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, A. Lazaro, « *Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems* », Solar energy materials & solar cells, Vol. 90, pp. 1555-1578, 2006.
- [66] A.F. Boehinger, « *Self-adaptive DC converter for solar spacecraft power supply* », IEEE transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol.4, no. 1, pp. 102-111, January 1968.
- [67] W. Xiao, W. G. Dunford, « *A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems* », IEEE power electronics specialists conference (PESC), vol. 3, pp. 1957-1963, January 2004.
- [68] W. Xiao, W. G. Dunford, « *Evaluating maximum power point tracking performance by using artificial lights* », 30th annual conference of the IEEE industrial electronics society, pp.2883-2887, November 2004.
- [69] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, N. C. Voulgaris, « *Development of a microcontroller-based photovoltaic maximum power point tracking control system* », IEEE transactions on power electronics, vol. 16, no. 1, pp. 46-54, January 2001.

- [70] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, « *Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method* », IEEE transactions on power electronics, vol. 20, no. 4, pp. 963-973, July 2005.
- [71] K. Noppadol, W. Theerayod, S. Phaophak, « *FPGA implementation of MPPT using variable step-size (P&O) algorithm for PV applications* », IEEE international Symposium on Communication and Information Technologies (ISCIT), pp. 212-215, September 2006.
- [72] J.H. Lee, H.B. Bo, H. Cho, « *Advanced incremental conductance MPPT algorithm with a variable step size* », 12th International power electronics and motion control conference(PEMC), pp. 603-607, August 2006.
- [73] M.A.S. Masoum, H. Dehbonei, E.F. Fuchus, « *Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power-point tracking* », IEEE transactions on energy conversion, vol. 17, no. 4, December 2002.
- [74] N. Toshihiko, S. Togashi, N. Ryo, « *Short-current pulse based maximum power point tracking method for multiple photovoltaic and converter modul System* », IEEE transactions on industrial electronics, vol. 49, no.1, pp. 217-223, February 2002.
- [75] A. Tariq, M.SJ Asghar, « *Development of an analog maximum power point tracker for a photovoltaic panel* », IEEE (PEDS), pp. 251-255, 2005.
- [76] K.H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, M. Osakada, « *Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions* », IEEE. Proc transmission distrib, vol. 142, no. 1, pp. 59-64, January 1995.
- [77] A. Attou, A. Massoum, M. Chadli, « *Comparison Study of Two Tracking Methods for Photovoltaic Systems* », Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. ET Énerg, vol. 60, no. 2, pp 205–214, 2015.
- [78] S. Karthika, Dr. P. Karthika, Dr. D. Devaraj, « *Fuzzy logic based maximum power point tracking designed for 10kW solar photovoltaic system* », international journal of computer science and management research, vol. 2, no. 2, pp. 1421-1427, Feb 2013.
- [79] T. Senjyu, K. Uezato, « *Maximum power tracker using fuzzy control for photovoltaic arrays* », IEEE international conference on industrial technology, pp. 143-147, 1994.
- [80] W.C. Yuen, K.D. Heon, K.S. Chan, and all, « *A new maximum power point tracker of photovoltaic arrays using fuzzy controller* », IEEE international power electronics specialists conference (PESC), pp. 396-403, June 1994.

- [81] L.M. Elbaid, A.K. Abdessalem, E.E. Zakzouk, « *Artificial neural network-based photovoltaic maximum power tracking techniques: a survey* », IET Renewable Power Generation, vol. 9, no. 8, pp. 1043-1063, November 2015.
- [82] H. Boumaaraf, A. Talha, O. Bouhali, « *A three-phase NPC grid-connected inverter for photovoltaic applications using neural network MPPT* », Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 49, pp. 1171-1179, September 2015.
- [83] T.A. Ocran, C. Junyi, C. Binggang, S. Xinghua, « *Artificial Neural Network maximum power point tracking for solar Electric Vehicle* », Tsinghua Science & Technology, vol. 10, no. 2, pp. 204-208, April 2005.
- [84] B. Tarek, D. Said, M. Benbouzid, « *Maximum power point tracking control for photovoltaic system using Adaptive neuro-fuzzy ANFIS* », IEEE international conference and exhibition on ecological vehicles and renewable energies, pp. 1-7, 2013.
- [85] F. Mayssa, L. Sbita, « *Advanced ANFIS-MPPT control algorithm for sunshine photovoltaic pumping systems* », IEEE international conference on renewable energies and vehicular technology, pp. 167-172, 2012.
- [86] R. Kharb, S. Shimi, S. Chatterji, M. Ansari, « *Modeling of solar PV module and maximum power point tracking using ANFIS* », renewable and sustainable energy, pp. 602-612, 2014.
- [87] D.S. Karanjkar, S. Chatterji, A. Kumar, « *Real time simulation and analysis of maximum power point tracking (MPPT) techniques for solar photovoltaic system* », IEEE, Recent advances in engineering and computational science, pp. 1-6, 2014.
- [88] M. Sahnoun, H. Ugalde, J. Carmona, J. Gomand, « *Maximum power point tracking using P&O control optimized by a neural network approach: a good compromise between accuracy and complexity* », the Mediterranean green energy forum, pp. 650-659, 2013.
- [89] L. Baghli, « *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques* », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, Janvier 1999.
- [90] A. Aoufi, « *Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage* », Thèse de Magistère, Université Mohamed Khider, Biskra, Algérie, Octobre 2011.
- [91] A. Attou, « *Commande de la machine asynchrone dédiée à l'énergie photovoltaïque* », Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbes, Algérie, juillet 2017.

- [92] F. Hamidia, « *Contribution à la modélisation et à la commande neuro-floue de machines électriques* », Thèse de Doctorat ENP, Alger, Algérie, 2013.
- [93] M. Arrouf, N. Bouguechal, « *Vector control of an induction motor fed by a photovoltaic generator* », *Journal of Applied Energy*, pp. 159–167, 2003.
- [94] M. Yaichi, M.K. Fellah, A. Mammeri, « *A neural network based MPPT technique controller for photovoltaic pumping system* », *International Journal of Power Electronics and Drive System*, 2014, vol. 4, no. 2, pp. 241-255, 2014.
- [95] A. Meroufel. « *Control de la machine asynchrone* », Polycopie de cours, Université de Sidi Bel-Abbes, Algérie, 2008/2009.
- [96] E. Chiali, « *Commande directe du couple d'une machine asynchrone pilotée par un convertisseur matriciel* », Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbes, Algérie, juin 2017.
- [97] Z. Bin Ibrahim et al., « *Simulation investigation of SPWM, THIPWM and SVPWM techniques for three phase voltage source inverter* », *International Journal of Power Electronics and Drive System*, vol. 4, no. 2, pp. 223-232, 2014.
- [98] M. Kumar, R. Gupta, « *Sampling effect characterization of digital SPWM of SVI in time domain* », *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 4150-4159, July 2016.
- [99] A. Merabet « *Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone* », Thèse de Doctorat, Université du Québec à Chicoutimi, Canada, Mai 2007.
- [100] D.Nguyen, « *Etude de stratégies de modulation pour onduleur triphasé dédiées à la réduction des perturbations du bus continu en environnement embarqué* », Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, novembre 2011.
- [101] S.Fernandez « *Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau* », Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, France, Octobre 2013.
- [102] A. Bouafia, J. P. Gaubert, F. Krim, « *Predictive direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM)* », *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 25, no. 1, pp. 228-236, January. 2010.
- [103] M.O. Benaissa, S. Hadjeri, S.A. Zidi, « *Sizing modelling and simulation of PV generation system feeding a 6 MW induction motor dedicated to pumping applications* », *Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies*, vol. 30, no. 1, pp. 161-176, June 2017.

- [104] M. Angel, P. Cid, « *Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques* », Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France, 2006.
- [105] F. Abed, , « *A contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone* », Thèse de doctorat, Université Henry Poincaré, Nancy, France, 2002.
- [106] S. Belhamdi « *Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone* », Thèse de Magister, Université de Biskra, Algérie, 2005.
- [107] A. Hussain, « *Contribution à la commande adaptative robuste par modes glissants* », Thèse de Doctorat, Université de Reims, France 2009.
- [108] S. Belhamdi « *Diagnostic des défauts de la machine asynchrone contrôlée par différentes techniques de commande* », Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Algérie, Mai 2014.
- [109] S. Bachir, J.C. Trigeassau, S. Tnani, « *Diagnostic des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétriques sans capteur de vitesse* », Conférence internationale francophone d'automatique, Nantes, France, juin 2002.
- [110] A. Massoum, « *Réglage flou et neuro-flou d'une machines asynchrone sans capteur mécanique* », Thèse de Magister, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbes, Algérie, 2003.
- [111] A. Meroufel, « *Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique* », Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbes, Algérie, 2004.
- [112] T. Banerjee, J.N. Bera, S. Chowdhuri, G. Sakar, « *A comparative study between different modulations techniques used in field oriented control induction motor drive* » In IEEE Proc of International conference on control, instrumentation energy & communication (CIEC) , pp. 358-362, Janvier 2016.
- [113] J.P. Caron, J.P. Hautier, « *Modélisation et commande de la Machine Asynchrone* », Edition Technip, ISBN 2-7108-0683-5. 1995.
- [114] K. Nabti « *Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue* », Mémoire de Magister, Université Mentouri, Constantine, Algérie, juillet 2006.
- [115] M.O. Benaissa, S. Hadjeri, S.A. Zidi, « *High Performance Fuzzy Logic Control of Induction Motor Drives Powered by Photovoltaic Panel Using Fuzzy MPPT Controller* », International Conference on Progres in Applied Science 'ICPAS', Istanbul, Turkey, 2017.

- [116] IEEE/CIGRE (Institute of Electrical and Electronic Engineers/Conseil International des Grands Réseaux Electriques), *FACTS Overview*. Piscataway, NJ: IEEE Service Centre, 1995. Special issue. 95TP108.
- [117] R.M. Mathur, R.K. Varma, « *Thyristor-based FACTS controllers for electrical transmission systems* », Piscataway: IEEE Press, 2002.
- [118] P. Moore, P. Ashmole, « *Flexible AC transmission systems. III. Conventional FACTS controllers* », Power Engineering Journal, vol. 11, pp. 177-183, 1997
- [119] N.G. Hingorani, L. Gyugyi, « *Understanding FACTS – concepts and technology of flexible ac transmission system.* », IEEE Press, 2000.
- [120] K. Sebaa, « *Commande intelligente pour l'amélioration de la stabilité dynamique des réseaux d'énergie électrique* », Thèse de Doctorat, Université de Houari Boumediene, Alger, Algérie, Septembre 2008.
- [121] H. Boudjella, « *Contrôle des puissances réactives et des tensions dans un réseau de transport au moyen de dispositifs FACTS (SVC)* », Mémoire de Magister, Université de Sidi Bel-Abbes, Algérie, Janvier 2008.
- [122] Y. Guo, D.J. Hill. Wang, « *Global transient stability and voltage regulation for power systems* », IEEE Transactions on Power Systems, vol. 16, no. 4, November 2001.
- [123] J. Liu, Y. .H. Song, P.A. Mehta, « *Strategies for handling UPFC constraints in Steady-state power flow and voltage control* », IEEE Transactions on Power Systems, vol. 15, pp. 566-571, May 2000.
- [124] S. Gerbex, R. Cherkaoui, A. J. Germond, « *Optimal location of multi-type FACTS devices in a power system by means of genetic algorithms* », IEEE Transactions on Power Systems, vol. 16, pp. 537-544, August 2001.
- [125] M.T. Bina, D.C. Hamill « *A Classification Scheme for FACTS Controllers* » School of Electronic Engineering, Information Technology and Mathematics, University of Surrey, Guildford GU2 5XH, United Kingdom.
- [126] M.O. Benaissa, « *Analyse de la stabilité transitoire d'un réseau comportant un (PSS) et un (SVC)* », Mémoire de Magister, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbes, Algérie, Janvier 2014.
- [127] N.G. Hingorani, L. Gyugyi « *Understanding FACTS* », IEEE Press NewYork, 2000.
- [128] M. Yahiaoui, « *Contrôle optimal des puissances réactives et des tensions dans un réseau d'énergie électrique par dispositifs FACTS* », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf, Oran, Algérie, Avril 2014.

- [129] E.G. Shahraki, « *Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques* », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, octobre 2003.
- [130] H. Samet, M. Admin. « *A comparison between SVC and STATCOM in flicker mitigation of electric arc furnace using practical recorded data* », 30th International Power System Conference (PSC), pp. 300-304, November 2015.
- [131] R. Sirjani, A.R. Jordehi, « *Optimal placement sizing of distribution static compensator (D-STATCOM) in electric distribution networks: A review* », Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 77, pp. 688-694, September 2017.
- [132] J.C. Passelergue, « *Interaction des dispositifs FACTS dans les grands réseaux électriques* », Thèse de Doctorat de l'INPG, 26 Novembre 1998.
- [133] P. Petitclair, « *Modélisation et commande de structures FACTS: Application au STATCOM* », Thèse de Doctorat de l'INPG, 16 Juillet 1997.
- [134] N.G. Hingorani and L. Gyugyi, « *Understanding FACTS* », IEEE Press., New York, 2000.
- [135] Y. Riffonneau, F. Barruel, S. Bacha, « *Problématique du stockage associé aux systèmes photovoltaïques connectés au réseau* », Revue des Energies Renouvelables vol. 11, no. 3, pp. 407 – 422, 2008.
- [136] R. G. Wandhare, V. Agarwal, « *Reactive power capacity enhancement of a PV- grid system to increase PV penetration level in smart grid scenario*», IEEE Trans. Smart Grid, vol. 5, no. 4, pp. 1845–1854, 2014.
- [137] L. Naik, K. Palanisamy, « *A dual operation of PV-STATCOM as active power filter and active power injector in grid tie wind-PV system* », International journal of renewable energy research, vol. 5, no. 4, pp. 978–982, 2015.
- [138] [. Di-Fazio, G. Fusco, M. Russo, « *Decentralized control of distributed generation for voltage profile optimization in smart feeders* », IEEE Trans. Smart Grid, vol. 4, no. 3, pp. 1586–1596, 2013.
- [139] R. K. Varma, S. A. Rahman, T. Vanderheide, « *New control of PV solar farm as STATCOM (PV-STATCOM) for increasing Grid power transmission limits during night and day* », IEEE Trans. Power Delivery, vol. 30, no. 2, pp. 755–763, 2015.
- [140] S.A. Rahman, « *Novel controls of photovoltaic (PV) solar farms* », Thèse de Doctorat, Université de Western, Ontario, Canada, Octobre 2012.

- [141] L. Abbassen, « *Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque* », Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou, Algérie, Mai 2011.
- [142] R. Mechouma, « *Contribution à l'étude des onduleurs dans les systèmes photovoltaïques : application pour les charge commerciale* », Thèse de Doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, Mars 2015
- [143] S. Mishra, Y. Mishra, « *Decoupled controller for single-phase grid connected rooftop PV systems to improve voltage profile in residential distribution systems* », IET Renewable Power generation, vol. 11, no. 2, pp. 370-377, April 2017.
- [144] M. Bongiorno, « *Control of voltage source converters for voltage dip mitigations for shunt and series configurations* », PhD dissertation, 2004, Chalmers University of Technology; Sweden: Gothenburg.
- [145] C. Du, « *The control of VSC-HVDC and its use for large industrial power system* », PhD dissertation, Chalmers University of Technology; Sweden: Gothenburg, 2007.
- [146] F. Ghezal, « *Régulation de tension dans un réseau électrique par le dispositif STATCOM* », Mémoire de Magister, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbes, Algérie, Juin 2008.
- [147] B. Bouhadouza. Souleymane, « *Amélioration de la stabilité transitoire des fermes éoliennes par l'utilisation du STATCOM* », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie, Avril 2011.
- [148] P. Petitclair « *Modélisation et Commande de structures FACTS : (Flexible Alternative cuitent Transmission System) Application au STATCOM (static compensator)*», Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), France, Juillet 1997.
- [149] S. Hadjeri, F. Ghezal, S.A. Zidi, « *Simulation of three-level 48-pulses statcom* », ACTA ELECTROTEHNICA, vol. 49, no. 2, pp. 189-194, 2008.
- [150] M. Rani, A. Gupta, « *Steady state voltage stability enhancement of power system using facts devices* », IEEE Power India International Conference (PIICON), Delhi, India, 2014.
- [151] M.O. Benaissa, S. Hadjeri, S.A. Zidi, « *Modeling and simulation of grid connected PV generation system using Matlab/Simulink* », International journal of power electronics and drive systems, vol. 8, no. 1, pp. 392–401, 2017.
- [152] A. Chikh, A. Chandra, « *An optimal maximum power point tracking algorithm for PV systems with climatic parameters estimation* », IEEE Trans. Sustainable Energy, vol. 6, no. 2, pp. 644–652, 2015.

- [153] H. Abu-Rub, A. Iqbal, M. Ahmed, « *Adaptive neuro-fuzzy inference system-based maximum power point tracking of solar PV modules for fast varying solar radiations*», Int. J. of Sustainable Energy, vol. 31, no. 6, pp. 383–398, 2012.

Résumé :

Les études dans le domaine des énergies renouvelables sont nombreuses et sont en constante évolution. Le photovoltaïque est l'un des axes de recherche actuellement en plein essor d'investigation tant sur les cellules à haut rendement que sur les structures liées à l'exploitation.

Cette thèse abordera d'abord un état de l'art sur les différentes filières technologiques photovoltaïques. Dans cette optique nous décrivons le principe de fonctionnement d'un panneau photovoltaïque, sa modélisation mathématique ainsi que les différentes caractéristiques qui nous donneront une vision sur la suite de l'étude.

La non-linéarité de la caractéristique $I=f(V)$ dans un système photovoltaïque nous poussera à explorer les différentes stratégies d'extraction de l'énergie fournie par les panneaux solaires. En effet le (Maximum Power Point Tracking) dite MPPT est une partie essentielle du générateur photovoltaïque utilisé dont le but d'extraire le maximum de puissance disponible dans les cellules. Différents algorithmes MPPTs sont introduits nous citons entre autres : (Perturb and Observe), (Incremental Conductance), d'autres algorithmes sont à base de l'intelligence artificielle comme (Fuzzy Logic Control) (FLC) et (Artificial neural network) (ANN), d'autres études ont envisagé la fusion entre (FLC) et (ANN) nommée Adaptive Neuro Fuzzy Inference system (ANFIS), ce dernier combine l'aptitude du Fuzzy Logic à traiter les données imprécises avec les capacités d'apprentissage du Artificial Neural Network.

Un autre aspect qui peut être intéressant à aborder dans cette thèse est celui des systèmes photovoltaïques autonomes ou « stand-alone », ces installations ne sont pas connectées au réseau, mais elles doivent assurer la couverture de la demande de la charge en tout temps, de sorte que leurs utilisations sont encore plus attrayantes dans les régions isolées et arides (Sahara Algérien). Notre pays peut satisfaire dans une certaine mesure quelques besoins en énergie électrique notamment ceux qui sont liés aux applications de pompage où l'utilisation des systèmes PV autonomes est considérée comme l'une des domaines les plus prometteurs de l'énergie solaire. Ces systèmes sont au cœur de plusieurs secteurs industriels comme l'industrie pétrolière, la production de l'énergie thermique et nucléaire...etc. Une compréhension de la manière dont ces systèmes fonctionnent est essentielle pour améliorer leurs performances et réduire leurs coûts d'exploitation.

En dernier lieu, une idée novatrice est abordée dans cette thèse liée à l'utilisation du PV système lorsqu'il est connecté au réseau électrique, en effet une association avec un onduleur (VSC) rend l'ensemble capable de maintenir la tension du nœud de connexion (Point of Common Coupling) (PCC) à un niveau désiré, sans pour autant avoir recours aux d'autres dispositifs qui pourraient augmenter le coût total du système de transmission comme les systèmes FACTS.

Mot clés : Energie solaire, Chaîne de conversion, MPPT, Système de pompage, Moteur asynchrone, Système Photovoltaïque (PV) connecté au réseau, Intelligence artificielle, FACTS, PV-STATCOM, Régulation de la tension.

ملخص:

الدراسات في مجال الطاقات المتجددة عديدة وتتطور باستمرار. فالطاقة الشمسية هي واحدة من مجالات البحث التي تعرف حاليا تحقيقات سريعة، سواء على مستوى الخلايا ذات المردودية العالية أو الهياكل المخصصة للاستغلال.

هذه الأطروحة هي أولا بصدد معالجة التطورات السارية على مختلف التقنيات الكهروضوئية. في هذا السياق، سوف نشرح مبدأ عمل اللوحة الكهروضوئية، و كذلك نمذجتها الرياضية، فضلا عن الخصائص المختلفة التي سوف تعطينا وجهة نظر عن بقية الدراسة.

إن عدم خطية الخصائص $I=f(V)$ في النظام الكهروضوئي يدفعنا إلى استكشاف مختلف الاستراتيجيات استخراج الطاقة التي توفرها الألواح الشمسية. في الواقع (Maximum Power Point Tracking) و المسمى MPPT هو جزء أساسي من المولد الكهروضوئي و الذي يهدف إلى استخراج الطاقة القصوى المتاحة في الخلايا الكهروضوئية. سيتم عرض مختلف الخوارزميات MPPT، نذكر من بينها: (Incremental Conductance) , (Perturb and Observe), بينما تستند خوارزميات أخرى على الذكاء الاصطناعي مثل، (FLC) و (ANN) ، وقد تصورت دراسات أخرى الاندماج بين (FLC) ونظام (ANN) المسمى (Adaptive Neuro Fuzzy Inference system) (ANFIS) ، و الذي يجمع بين قدرة (FLC) على معالجة البيانات غير دقيقة مع قدرات التعلم (ANN).

هناك جانب آخر يمكن أن يكون موضع اهتمام في هذه الأطروحة كون أن الأنظمة الكهروضوئية المستقلة الغير متصلة بالشبكة، يجب أن تضمن أن يتم تغطية الطلب على الطاقة في جميع الأوقات، حيث أن استخدامها يكون أكثر جاذبية في المناطق النائية والقاحلة (الصحراء الجزائرية). بلدنا يمكن أن يلبي إلى حد ما بعض احتياجات الطاقة الكهربائية، وخاصة منها تلك المتعلقة بتطبيقات الضخ حيث انه استخدام أنظمة كهروضوئية المستقلة تعتبر واحدة من المجالات الواعدة في مجال الطاقة الشمسية. هذه الأنظمة هي في صميم العديد من القطاعات الصناعية مثل صناعة البترول، وإنتاج الطاقة الحرارية والنووية...الخ. إن فهم كيفية عمل هذه الأنظمة أمر بالغ الأهمية لتحسين الأداء وخفض تكاليف التشغيل.

وأخيرا، تم تناول فكرة مبتكرة في هذه الأطروحة متعلقة باستخدام نظام PV عندما يكون متصلا بالشبكة الكهربائية، في الواقع ربط هذا النظام بال(VSC) يمكن المنظومة من الحفاظ على مستوى التوتر المرغوب عند نقطة الربط المشتركة (PCC) دون استخدام أجهزة أخرى يمكن أن تزيد من التكلفة الإجمالية لنظام الشبكة مثل الأنظمة FACTS.

كلمات مفتاحية : الطاقة الشمسية، سلسلة التحويل، MPP، نظام الضخ، المحرك الغير متزامن، أنظمة الطاقة الكهروضوئية (PV) المتصلة بالشبكة، الذكاء الاصطناعي، PV-STATCOM، FACTS، تسوية التوتر.