

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Farhat Abbas Sétif1

Faculté des sciences et de
technologie

Département d'Électronique



جامعة فرحات عباس سطيف1

كلية العلوم و التكنولوجيا

قسم الإلكترونيك

Thèse

Présentée au Département d'Électronique

En vue de l'obtention de Diplôme de

Doctorat En Science

En ELECTRONIQUE

Par :

Mr. BOUMAARAF Abdelâali

Magister en électronique

Thème :

Contribution à l'Optimisation d'un Système de
Conversion Photovoltaïque au Fil de Soleil

Implémentation de la technique RPWM sur FPGA

Soutenu le/...../..... devant le jury:

Mr. Saâd BOUGUEZEL
Mr. Abdelhalim MAYOUF
Mr. Mouloud AYAD
Mr. Abdelatif KHELIL
Mr. Laïd CHERGUI
Mr. Kher-eddine BOUDJAMAA

Prof. Université Ferhat Abbas Sétif 1
Prof. Université Ferhat Abbas Sétif 1
Prof. Université Ferhat Abbas Sétif 1
Prof. Université H. Lakhedra – El Oued
MC-A- Université A. Laghrour - Khenchela
MC-A- Université A. Laghrour - Khenchela

Président
Directeur de thèse
Examineur
Examineur
Examineur
Examineur

DEDICACES

À la mémoire de mes chers parents,

vos amour inconditionnel et vos précieuses leçons continuent de me guider chaque jour en l'absence physique de votre présence bienveillante qui m'encourage silencieusement à poursuivre mes efforts avec détermination malgré le vide que votre départ laisse en moi ; pourtant ta spiritualité persistante éclaire toujours mon chemin et guide mes actions avec une lumière réconfortante dans mon cœur.

Ce travail est une dédicace à votre souvenir avec toute ma tendresse et ma reconnaissance éternelle envers vous qui m'ont soutenu tout au long de ce parcours parsemé d'obstacles et de victoires.

A ma tendre épouse,

Votre soutien inestimable votre calme rassurant et votre patience légendaire ont été d'une aide précieuse tout au long de cette expérience enrichissante. Chaque jour qui passe, vous avez su comment me comprendre, m'encourager et me soutenir pour surmonter mes incertitudes et mes émotions, vous avoir à mes côtés est le plus grand atout cela a signifié bien plus qu'un simple réconfort vous étiez un véritable support de puissance, d'enthousiasme et de récréation. Cela n'aurait pas été possible sans vous, sans votre encouragement et votre dévouement sans faille tout au long de la réalisation de ce travail. Je vous remercie du fond du cœur, pour tout ce que vous avez apporté à ma vie pour toujours avec tant de générosité, de gentillesse et de bienveillance.

À mes chers beaux-parents,

Votre soutien, votre amour, vos conseils, votre motivation constante votre gentillesse indéfectible dont vous avez fait preuve m'ont été une source d'inspiration qui m'a sincèrement poussé à donner le meilleur tout au long de ce parcours. Je vous exprime toute ma gratitude et mon respect pour votre présence précieuse à mes côtés, et dédie ces pages à vous, mes parents en esprit.

À mes chers enfants,

Votre amour pur, votre joie contagieuse, votre innocence et votre énergie débordante illuminent chacune de mes journées. Vous êtes ma plus grande fierté et ma source de bonheur. Ce travail vous est dédié avec tout mon amour. Puissiez-vous toujours croire en vos rêves, les poursuivre avec passion et détermination et continuer à savourer la vie avec cette nature insouciant et authentique que vous me rappelez tant chaque jour.

À ma famille, mes amis et mes proches,

Cela a été d'une importance capitale et pour moi, cela m'a apporté un soutien inconditionnel, des encouragements et un haut niveau de compréhension envers les exigences de cette étude. Chaque mot, chaque geste et chaque attention ont été inestimables pour me donner la force de continuer dans les moments durs. Je vous remercie du fond du cœur pour votre présence et votre contribution.

REMERCIEMENTS

Au nom de Dieu, le Tout Miséricordieux, le Très Miséricordieux,

Je Tiens à exprimer ma profonde gratitude envers **Allah**, le Tout-Puissant, le Créateur de l'univers, Celui qui guide, qui donne et qui pardonne. Sans Sa volonté, Sa grâce infinie et Son soutien constant, rien de ce que j'entreprends ne serait possible.

Je suis convaincue que cette thèse est le résultat d'une contribution approfondie et fructueuse, constituant un petit pas dans la recherche constante visant à améliorer les résultats. Je saisis cette opportunité pour exprimer ma sincère gratitude envers les nombreuses personnes qui m'ont soutenue lors de cette étape délicate et pour la réalisation de ces travaux.

En premier lieu, je tiens à remercier chaleureusement Monsieur **Abdelhalim MAAYOUF**, Directeur de thèse et professeur à l'université de Farhat Abbas Sétif 1, pour la confiance qu'il m'a accordée en acceptant de diriger ma thèse. Je souhaite le remercier tout particulièrement pour sa compétence, son expérience et pour avoir assuré le suivi de mon travail de manière agréable tout au long de ces années de thèse. Ses nombreux conseils m'ont été très utiles et m'ont permis d'accomplir un travail de qualité. Il a su apporter sa rigueur scientifique et sa maîtrise académique pour mener à bien ce travail de recherche. Qu'il trouve ici toute ma reconnaissance ainsi que mon humble témoignage quant à sa patience, sa gentillesse et ses qualités humaines exceptionnelles et inégalées. Encore une fois, merci pour tout ce que vous avez fait pour moi.

Je suis très sensible à l'honneur que m'a fait Mr. **BOUGUEZEL Saâd**, professeur à l'université Farhat Abbas Sétif1, d'avoir acceptée de présider le jury de ma soutenance. Aussi, je tiens à lui exprimer toute ma reconnaissance pour l'intérêt porté à ce modeste travail.

Je remercie aussi vivement les membres du jury :

Monsieur **Mouloud AYAD**, Professeur à l'université Farhat Abbas Sétif1,

Monsieur **Abdelatif KHELIL** Professeur à l'université Hamma Lakhedar – El Oued,

Monsieur **Kher-eddine BOUDJAMAA**, Maître de conférences à l'université Abbès LAGROUR KHENCHELA, Directeur de Laboratoire des Capteurs, Instrumentations et Procédés (LCIP),

Monsieur **Laïd CHERGUI**, Maître de conférences à l'université Abbès LAGROUR KHENCHELA, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en acceptant de l'examiner et l'honneur qu'ils m'ont fait en participant à ce jury.

Enfin, à tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail, je tiens à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance. Votre soutien, qu'il soit direct ou indirect, a été précieux et a grandement facilité l'accomplissement de ce travail. Merci infiniment pour votre aide et votre présence tout au long de ce parcours.

SOMMAIRE

DEDICACES.....	II
REMERCIEMENTS.....	III
SOMMAIRE	IV
LISTE DES FIGURES	XV
LISTE DES TABLEAUX.....	XXI
GLOSSAIRE.....	22
INTRODUCTION GENERALE	XXV
Chapitre 1	I
LES GRANDES SOURCES D'ENERGIE	1
1.1. Introduction	1
1.2. Les sources d'énergie fossiles	1
1.3. Les sources d'énergie renouvelables.....	1
1.4. Les sources d'énergie fissiles	1
1.4.1 Évaluation des grandes sources d'énergie	2
1.4.2 Les énergies polluantes non renouvelables.....	3
1.5. L'énergie nucléaire	3
1.6. LE GAZ NATUREL :	4
1.7. LE PETROLE :.....	5
1.8. LE CHARBON :	5
1.8.1 Les énergies fossiles et leur impact sur le climat :	6
1.9. LES ENERGIES RENOUVELABLES :.....	7
1.9.1 Le gisement éolien.....	8
1.9.2 Le gisement solaire (énergie solaire)	8
1.9.3 Différentes méthodes solaires pour produire de l'énergie	8
1.10. Les procédés classiques thermiques et électriques	9

1.11.	Techniques avec concentration du rayonnement : -----	9
1.12.	Le PV concentré -----	9
1.13.	Les centrales solaires thermodynamiques -----	9
1.14.	La biomasse -----	10
1.15.	L'énergie géothermique -----	10
1.16.	La mer, une formidable ressource pour produire de l'énergie -----	10
1.17.	L'impact environnemental des énergies renouvelables -----	10
1.18.	Le photovoltaïque dans le monde : -----	13
1.19.	Potentiel d'énergie solaire en Algérie -----	13
1.20.	Les zones énergétiques Algériennes : -----	14
1.21.	Projet Desertec : -----	14
1.22.	Conclusion -----	16

Chapitre 2 18

GISEMENT SOLAIRE ET EFFET PHOTOVOLTAÏQUE 18

2.1.	Introduction : -----	18
2.1.	Effet photovoltaïque : -----	18
2.2.	Le rayonnement solaire : -----	19
2.3.	Système de poursuite solaire -----	21
2.4.	Le mouvement de la terre et le mouvement du soleil et ces coordonnées : -----	22
2.5.	La variation annuelle du rayonnement direct extraterrestre lon : -----	22
2.6.	La déclinaison du soleil δ : -----	23
2.7.	Mesure du l'heure : -----	23
2.8.	Angle horaire de lever et de coucher du soleil et la durée astronomique de jour : -----	25
2.9.	Les irradiances réfléchies par le sol incident sur un plan incliné : -----	25
2.10.	Les irradiances horaires réfléchir par le sol : -----	26
2.11.	Les irradiances horaires diffuses sont isotropes : -----	26
2.12.	Les irradiances horaires diffuses anisotropes : -----	26
2.13.	Calcul du gain -----	27
2.14.	Description du programme : -----	27
2.15.	Description générale du « solar-Trakher » : -----	29
2.16.	Description fonctionnelle du système ETARACK à simple axe : -----	29
2.17.	Les systèmes de poursuite solaire actifs : -----	32
2.18.	Les systèmes aveugles : -----	32
2.19.	Les systèmes sensibles -----	32

2.20.	Montures de poursuite : -----	32
2.21.	Monture équatorienne :-----	32
2.22.	Monture azimutale : -----	32
2.23.	Formule générale du facteur d'incidence-----	33
2.24.	Dispositif mécanique :-----	33
2.25.	Capteurs : -----	34
2.26.	Moteur à courant continu :-----	34
2.27.	Système de commande :-----	35
2.28.	Carte drivers -----	35
2.29.	Conclusion :-----	35

Chapitre 3 37

CELLULES ET GENERATEURS PHOTOVOLTAÏQUES37

3.1.	Introduction -----	37
3.2.	Cellule photovoltaïque -----	37
3.2.1	Caractéristiques techniques :	37
3.2.2	Fonctionnement :	38
3.2.3	Historique des cellules photovoltaïques (PV)	38
3.2.4	Évolution historique :	38
3.2.5	Rendements selon les matériaux.....	39
3.2.6	Fonctionnement d'une cellule photovoltaïque :	40
3.2.6.1	La jonction PN utilisée comme capteur et principe de superposition :	41
3.2.6.2	Comportement statique de la jonction PN	43
3.2.6.3	Effet photovoltaïque (PV)	43
3.2.6.4	Caractéristiques de fonctionnement.....	43
3.2.7	Modélisation du comportement électrique d'une cellule photovoltaïque	43
3.2.7.1	Modèle à deux exponentielles	44
3.2.8	Les caractéristiques électriques d'une cellule PV :.....	45
3.2.8.1	La courbe courant-tension d'une cellule PV :.....	45
3.2.8.2	Tension de circuit ouvert (Voc).....	46
3.2.8.3	Courant de court-circuit (Icc).....	46
3.2.8.4	Puissance caractéristique d'une cellule PV	46
3.2.8.5	La puissance maximale :	47
3.2.8.6	Le facteur de forme :	47
3.3.	Constitution d'un générateur photovoltaïque (PV) :-----	48
3.3.1	Optimisation du générateur PV	50
3.3.2	Comportement d'un générateur photovoltaïque (PV)	50

3.3.3	Influence de l'éclairement	50
3.3.4	Influence de la température	50
3.3.5	Influence de l'éclairement inhomogène.....	50
3.4.	Situation de l'étude sur les systèmes de conversion photovoltaïques (PV)-----	52
3.5.	Analyse des points de puissance maximale (PPM) -----	52
3.6.	Le semi-conducteur -----	53
3.7.	Spectre du rayonnement solaire-----	53
3.8.	Les deux types de dopage-----	54
3.8.1	Dopage de type n (négatif).....	54
3.8.2	Dopage de type p (positif)	54
3.9.	Structure d'une cellule photovoltaïque -----	54
3.9.1.1	Passivation des faces avant et arrière	55
3.9.1.2	Couche antireflet.....	55
3.9.1.3	Texturation de la surface.....	55
3.9.1.4	Contacts face avant et arrière	56
3.9.1.5	Champ électrique arrière (BSF).....	56
3.9.1.6	Technique de fabrication d'une cellule photovoltaïque	56
3.9.1.7	Enjeux et perspectives.....	56
3.10.	Fabrication des cellules photovoltaïques -----	57
3.10.1.1	Extraction et purification du silicium.....	57
3.10.1.2	Purification du silicium :	58
3.10.1.3	Obtention des lingots de silicium :	58
3.10.1.4	Obtention des wafers photovoltaïques :	59
3.10.1.5	Dopage du silicium :	59
3.11.	Les différents types de cellules photovoltaïques :-----	59
3.11.1	Les cellules monocristallines :	59
3.11.2	Les cellules poly cristallines :	60
3.11.3	Les cellules amorphes :	61
3.11.3.1	Applications :	61
3.12.	Les cellules en couches minces-----	61
3.13.	Les cellules en polymère -----	61
3.13.1	Les cellules à multi-jonction	62
3.13.2	Module à l'arséniure de gallium (GaAs).....	62
3.13.3	Le diséléniure de cuivre et d'indium + sulfure de cadmium (CIS)	62
3.13.4	Le dioxyde de titane ou rutile (TiO ₂).....	62
3.13.5	Les cellules à concentration.....	62
3.14.	Simulation d'une cellule photovoltaïque -----	63
3.14.1	Logiciel de simulation : PC1D	63
3.14.2	Fonctionnalités principales :	63

3.14.3	Interface du logiciel :	64
3.14.4	Paramètres de la cellule étudiée	64
3.14.5	Simulation et résultats	64
3.14.6	Avantages de la simulation avec PC1D	64
3.14.6.1	Les paramètres des régions	65
3.14.6.2	Les paramètres d'excitation	66
3.14.6.3	Les résultats	66
3.14.7	Résultats de la simulation :	66
3.14.7.1	Paramètres de simulation	66
3.15.	Résultats de la simulation -----	66
3.15.1.1	Les caractéristiques essentielles de la cellule simulée	66
3.15.1.2	Caractéristiques I-V	67
3.15.1.3	Réponse spectrale	67
3.15.1.4	Influence des différents paramètres physique et technologiques sur le rendement des cellules	68
3.16.	Conclusion : -----	70
Chapitre 4		72
4.1.	Introduction : -----	72
4.2.	Fonctionnement d'un générateur PV à sa puissance maximale -----	73
4.2.1	Principe :	73
4.2.2	Exemple d'interface de puissance	74
4.3.	Synthèse des différentes méthodes MPPT -----	76
4.3.1	Synthèse des différentes MPPT rencontrées dans la littérature	76
4.4.	Base théorique de la commande extrême -----	76
4.5.	Les premiers types de commande MPPT -----	76
4.5.1	Fonctionnement de l'algorithme	76
4.5.2	Avantages et limites	77
4.6.	Commandes MPPT destinées aux applications spatiales -----	78
4.6.1	Principe de fonctionnement	78
4.6.2	Limitations	78
4.7.	Commande MPPT par contre-réaction de tension -----	78
4.7.1	Contre-réaction de tension par V_{ref} fixe	79
4.7.2	Principe de fonctionnement	79
4.7.3	Avantages	79
4.7.4	Limitations	79
4.7.5	Principe de fonctionnement	79
4.8.	Méthode MPPT analogique basée sur la tension de circuit ouvert $V_{ref} = f(VOC)$ -----	80
4.8.1	Avantages	80
4.8.2	Limitations	80

4.8.3	Relation entre VOP et VOC	80
4.9.	Contre-réaction de tension par une cellule pilote	81
4.9.1	Principe de fonctionnement	81
4.9.2	Avantages	81
4.10.	Commande MPPT par contre-réaction de courant	82
4.11.	Contre-réaction de courant par $I_{ref}=f(I_{CC})$	82
4.11.1	Fonctionnement	82
4.11.2	Limitations	82
4.12.	Contre-réaction par maximisation du courant de sortie	82
4.13.	Méthode de Sullivan et Power [11]	82
4.13.1	Principe	82
4.13.2	Avantages	82
4.13.3	Limitation	83
4.14.	Contre-réaction de puissance	83
4.14.1	Principe de base	83
4.14.2	Limitations	83
4.15.	Les MPPT à implantation analogique	83
4.16.	MPPT par oscillations forcées	84
4.16.1	Principe	84
4.17.	MPPT à implantation mixte	85
4.18.	Contraintes supplémentaires	85
4.19.	Algorithme Perturbation et observation (P&O)	85
4.19.1	Principe de fonctionnement	85
4.20.	Organigramme de l'algorithme P&O	86
4.20.1	Inconvénient de la méthode P&O	86
4.20.2	Exemple de dysfonctionnement	86
4.21.	Amélioration de l'algorithme Perturbation et Observation (P&O)	88
4.21.1	Principe de l'amélioration	88
4.21.2	Avantages de l'amélioration	89
4.22.	Méthode d'incrément de conductance	90
4.22.1	Principe de base	90
4.23.	Fonctionnement de la méthode	90
4.23.1	Avantages par rapport à la méthode P&O	90
4.24.	Cas d'augmentation de l'insolation	90
4.25.	Comparaison avec et sans contrôleur MPPT	90
4.26.	Méthode améliorée d'incrément de conductance	93
4.27.	Méthode de la capacité parasite	95
4.28.	Fonctionnement de l'algorithme	95
4.29.	Limitations	95

4.30.	MPPT par les réseaux de neurones-----	95
4.31.	Procédure de commande par rétropropagation du gradient -----	95
4.31.1	Avantages des réseaux de neurones	96
4.32.	Structure du contrôleur neuronal -----	96
4.33.	Apprentissage par rétropropagation du gradient-----	96
4.34.	. Choix de la structure des réseaux de neurones-----	98
4.34.1	Définition de la structure du réseau de neurones	98
4.34.2	Objectif	98
4.35.	La commande floue -----	99
4.36.	Mise en œuvre d'un régulateur flou -----	99
4.37.	Fuzzification des entrées-----	100
4.38.	Normalisation des grandeurs physiques -----	100
4.38.1	Fonctions d'appartenance et valeurs linguistiques	101
4.39.	Exemple de fuzzification-----	101
4.40.	Contrôleur MPPT flou optimisé par les algorithmes génétiques (AGF) -----	102
4.41.	Contrôleur MPPT Flou optimisé par les Algorithmes Génétiques -----	102
4.42.	Applications des Algorithmes Génétiques dans les CLF -----	102
4.43.	Conception du contrôleur MPPT flou original-----	102
4.44.	Fuzzification-----	103
4.45.	Fuzzification-----	103
4.45.1	Variables linguistiques.....	103
4.46.	Rôle des entrées $E(k)$ et $CE(k)$ -----	103
4.47.	Fonctions d'appartenance-----	104
4.48.	Fonctions d'appartenance pour le MPPT -----	104
4.49.	Méthode d'inférence et défuzzification -----	106
4.49.1	Défuzzification.....	106
4.50.	Optimisation par les Algorithmes Génétiques (AG) -----	106
4.50.1	Choix du critère d'optimisation	106
4.51.	Conclusion -----	106

METHODES DE MODULATION ET TECHNIQUES DE COMMANDE DES ONDULEURS.....107

Chapitre 5 108

METHODES DE MODULATION ET TECHNIQUES DE COMMANDE DES ONDULEURS.....108

5.1.	Introduction -----	108
5.2.	Caractéristiques des signaux PWM -----	108

5.2.1	Caractéristiques générales	108
5.2.1.1	La modulation sinusoïdale dipolaire.....	110
5.3.	Contrôle de la tension par modulation de la largeur d'impulsion M.L.I -----	111
5.4.	Synchronisme et asynchronisme de la M.L.I: -----	112
5.5.	M.L.I Synchrone :-----	112
5.6.	M.L.I Asynchrone avec un rapport de fréquence rationnel : -----	112
5.7.	M.L.I Asynchrone avec un rapport de fréquence non rationnel :-----	113
5.8.	La commande en M.L.I-----	113
5.9.	M.L.I naturelle -----	114
5.10.	Présentation du modulateur-----	114
5.11.	Principe de fonctionnement de la M.L.I naturelle-----	114
5.12.	Commande à la fréquence des grandeurs de sortie (Pleine onde)-----	114
5.13.	Commande par modulation sinus- triangle -----	117
5.14.	M.L.I Sinusoïdal -----	118
5.15.	Les autres méthodes M.L.I-----	119
5.16.	La MLI à modulant aléatoire -----	119
5.17.	La M.L.I à fréquence aléatoire-----	120
5.18.	La MLI contrôlée en courant-----	120
5.19.	Le contrôle par hystérésis-----	121
5.20.	La M.L.I Précalculée-----	121
5.21.	La MLI pré- calculée ou optimisée (optimized feed- forward PWM)-----	121
5.22.	Commande vectorielle du moteur asynchrone -----	122
5.22.1	Introduction	122
5.23.	Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO). -----	122
5.23.1	La S.V.M (Space Vector Modulation)	123
5.24.	Equivalence entre la M.L.I triphasée et la S.V.M -----	124
5.25.	Techniques DPWM triphasées -----	125
5.26.	Stratégies de modulation DPWM -----	126
5.27.	Approches conventionnelles de la DPWM-----	127
5.28.	Schéma de commande général du VSI-----	127
5.29.	Classification des M.L.I-----	128
5.30.	Méthodes de commande de l'association onduleur-moteur asynchrone -----	130
5.30.1	La commande D.T.C (Direct Torque Control).....	130
5.30.1.1	Principe de la commande directe du couple	130
5.30.2	Le contrôle vectoriel du couple	131
5.30.3	Le contrôle de flux statorique	132
5.31.	Présentation de la structure de contrôle-----	133

5.31.1.1	Choix du vecteur tension V_s	133
5.32.	Commande par linéarisation entrée-sortie	134
5.33.	Commande scalaire du moteur asynchrone	136
5.33.1	Principe de la commande en U/f	136
5.34.	Contrôle en U/f du moteur asynchrone	137
5.35.	Contrôle scalaire de la tension	139
5.36.	Modélisation et simulation de la chaîne d'alimentation d'un moteur asynchrone	139
5.36.1	Modélisation du système	139
5.36.1.1	Modélisation de l'algorithme de commande (P&O)	140
5.36.1.2	Modélisation du hacheur boost	141
5.36.1.3	Modélisation de l'onduleur à deux niveaux et de sa commande MLI	142
5.36.1.4	Modélisation d'un moteur asynchrone	142
5.36.1.5	Modélisation de la chaîne de conversion	142
5.36.1.6	RESULTATS ET DISCUSSIONS	143
5.37.	Conclusion	146

Chapitre 6 149

INTRODUCTION.....149

6.1.	PRINCIPE DE LA COMMANDE PWM	150
6.2.	ETUDE MATHEMATIQUE DE LA MODULATION PWM	151
6.3.	Principe de variation de la fréquence du signal	152
6.4.	Spectre des différents signaux générés par répétition à partir d'un même signal de référence. ---	152
6.5.	Déphasage des instants de commutation	153
6.6.	Répétition R fois	154
6.7.	Résultat par simulation et par calcul :	155
6.8.	Répétition alternée	156
6.9.	Facteur de perte	157
6.10.	Répétition alternée d'amplitude variable	158
6.11.	Principe de technique d'amplitude variable	158
6.12.	Etude mathématique	159
6.13.	Répétition variable	161
6.14.	Facteur de perte	163
6.15.	Applications des résultats de l'étude	163
6.16.	Conception et réalisation de convertisseur	164
6.17.	Carte d'alimentation	165

6.18.	Carte drivers -----	165
6.19.	Principe de contrôle de la masse flottante -----	165
6.20.	Carte de commande -----	166
6.21.	Carte de puissance -----	166
6.22.	Essai et test -----	166
6.23.	Méthode d'utilisation de la modulation MLI. -----	167
6.24.	DESCRIPTION DU CIRCUIT ELECTRIQUE : -----	167
6.25.	Micro contrôleur : -----	167
6.26.	Stratégie d'adressage -----	167
6.27.	CIRCUIT D'ADRESSAGE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT : -----	169
6.28.	+Circuit d'adressage PAL N°1: -----	170
6.29.	Circuit PAL N°2: -----	170
6.30.	Circuit PAL N°3: -----	171
6.31.	RESULTAT DE L'ETUDE THEORIQUE : -----	171
6.31.1	Tests et essais	175
6.31.2	Résultats expérimentaux.....	175
IMPLEMENTATION DE LA RPWM SUR FPGA,.....		177
6.32.	INTRODUCTION -----	177
6.33.	Schéma Synoptique général -----	177
6.34.	Différents modules de la conception -----	177
6.34.1	Comparateur Consigne / Référence.....	177
6.34.2	Compteur d'adressage	178
6.34.3	Compteur / Décompteur	178
6.35.	Mémoire principale -----	178
6.36.	Mémoire de répétition -----	178
6.37.	Décompteur de nombre de répétitions -----	179
6.38.	Multiplexeur de commande -----	179
6.39.	Signaux d'Entrée / Sortie des différents modules -----	179
6.40.	Comparateur Consigne / Référence: -----	179
6.41.	Compteur d'adressage ompteur:-----	180
6.41.1	Compteur /Décompteur:.....	182
6.41.2	Mémoire principale:.....	182
6.41.3	Mémoire de répétition:.....	183
6.41.4	Décompteur de nombre de répétitions:	184
6.41.5	Multiplexeur de commande	184
6.42.	PROGRAMME PRINCIPALE:-----	186

6.43.	Conclusion -----	186
CONCLUSION GENERALE :		188
 ANNEXE 192		
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES		198

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1. Température globale moyenne de 1850 à nos jours. -----	7
Figure 1-2: Evolution du taux de dioxyde de carbone dans l'atmosphère terrestre dans les dernières 10000 années[27]. -----	7
Figure 1-3 : Le schéma de la figure donne un aperçu des conversions d'énergie que nous sommes capables d'exploiter. [8]-----	11
Figure 1-4 : évolution des coûts des énergies renouvelables-----	11
Figure 1-5 : graphe d'évolution de la consommation mondiale en énergie estimée jusqu'à 2050-----	13
Figure 1-6: Cartographie sommaire permettant de visualiser la structure et les nœuds du réseau électrique du projet Desertec.-----	15
Figure 1-7 : Cartographie sommaire permettant de visualiser les nœuds entre les producteurs et les consommateurs du réseau électrique du projet Desertec -----	15
Figure 2-1: Les zones énergétiques dans le monde-----	18
Figure 2-2. Spectre de la lumière (rayonnement solaire) intensité lumineuse en fonction de la longueur d'onde [21]-----	19
Figure 2-3. Représentation du différent axe de la terre [24]. -----	21
Figure 2-4 : La variation annuelle du rayonnement solaire extraterrestre dans un plan perpendiculaire aux rayons solaires (cite d'Adrar) -----	23
Figure 2-5 Schéma représente la variation annuelle de la déclinaison du soleil.-----	24
Figure 2-6. Schéma représentent les différents angles et les plans de la terre Erreur ! Source du renvoi introuvable. -----	25
Figure 2-7 : Les variations annuelles de l'angle horaires de lever du soleil (cite d'Adrar). -----	25
Figure 2-8: Les composantes de l'irradiance solaire sur terre, d'après INES Education-----	26
Figure 2-9 : Gain des irradiances journalières extraterrestre d'une poursuite solaire par apport un angle optimal[13]-----	27
Figure 2-10 .Organigramme pour déterminer la variation de gisement solaire en fonction de lieu [13] -----	28
Figure 2-11 : Images globales du système de poursuite passif -----	29
Figure 2-12 : le système au lever de soleil-----	30
Figure 2-13 : le système suit le soleil -----	30
Figure 2-14 : le système perpendiculaire au rayon de soleil -----	31
Figure 2-15 : le système au coucher de soleil -----	31
Figure 2-16 : dispositif mécanique de la poursuite solaire -----	33
Figure 2-17. Capteur solaire pour détecter l'erreur d'orientation-----	34
Figure 2-18 : Schéma synoptique du système de commande -----	35

Figure 2-19 : Schéma synoptique de la carte drivers-----	35
Figure 3-1 .évolutions du rendement des cellules photovoltaïques-----	41
Figure 3-2. Représentation schématisée d'une pile solaire à jonction PN standard -----	41
Figure 3-3. Schéma du circuit équivalent simplifié d'une cellule photovoltaïque -----	42
Figure 3-4. Caractéristiques d'une jonction PN polarisée sous différents éclairagements (E), -----	42
Figure 3-5: Caractéristiques I(V) et courbe I-V d'une cellule PV -----	45
Figure 3-6. Puissances maximale idéale et pratique. -----	47
Figure 3-7. Cellules connectées en parallèle avec leur caractéristiques courant-tension -----	48
Figure 3-8. Ensemble de cellules PV montées en série-parallèle pour former un module PV. -----	49
Figure 3-9. Comportement d'un générateur PV décrit par 36 cellules en série identiques à celle de la figure 1.5[23]-----	49
Figure 3-10. Résultats de simulation des caractéristiques I(V) et de la puissance délivrée par le générateur PV en fonction de différentes irradiances reçues [23]-----	51
Figure 3-11. Influence de la température effective des cellules PV sur la tension de circuit ouvert V_{oc} et la puissance maximale du générateur PV à $\Phi = 1000 \text{ W/m}^2$ [23]. -----	51
Figure 3-12. Caractéristiques électriques d'un générateur PV ayant des diodes de protection (dites diodes By-pass) [23]-----	52
Figure 3-13. Point de puissance maximale (PPM), puissance et courant correspondant à V_{OP} -----	53
Figure 3-14. Structure de la cellule photovoltaïque. -----	55
Figure 3-15: Extraction du silicium. -----	58
Figure 3-16. Purification du silicium. -----	58
Figure 3-17.Les lingots de silicium. -----	58
Figure 3-18: Obtention des wafers photovoltaïques. -----	59
Figure 3-19 Cellules Photovoltaïques Monocristallines. -----	60
Figure 3-20. Cellules Photovoltaïques Poly cristallines. -----	60
Figure 3-21 : Schéma d'un système CPV[87] -----	63
Figure 3-22. Fenêtre du logiciel PC1D utilisé en simulation numérique-----	65
Figure 3-23. Schéma de la cellule utilisée. -----	67
Figure 3-24. Caractéristique I-V de la cellule solaire (avec et sans l'excitation lumineuse)-----	67
Figure 3-25. Rendement quantique interne IRQ.-----	68
Figure 3-26. Variation de la puissance maximale en fonction de la surface de la cellule solaire (Avec et Sans la couche Texturée) -----	69
Figure 3-27.Variation de la puissance maximale en fonction de l'épaisseur de la cellule. -----	69
Figure 3-28 Variation de la puissance maximale en fonction de dopage de la cellule. -----	69
Figure 3-29. Variation de la puissance maximale en fonction de la température ambiante. -----	70
Figure 4-1. Points de fonctionnement résultant de l'association des générateurs PV sous un niveau d'éclairement E1 avec une charge résistive -----	73

Figure 4-2 (a) et la figure 4.3.(b) illustrent le fonctionnement d'un générateur photovoltaïque (PV) en fonction des caractéristiques de la charge à laquelle il est connecté. -----	74
Figure 4-3. Exemple de d'un convertisseur statique DC-DC pouvant être utilisé comme adaptateur entre un générateur PV et une charge -----	75
Figure 4-4. Utilisation d'un MPPT sur un convertisseur (a)Caractéristique I(V) à la sortie du convertisseur. (b)Caractéristique P(V) à la sortie du convertisseur (c) Caractéristique I(V) à la sortie du module solaire.-----	75
Figure 4-5. Organigramme d'une MPPT classique pouvant être implantée sur calculateur [35]. -----	77
Figure 4-6. Systèmes d'alimentation pour les applications spéciales [39]. -----	78
Figure 4-7. MPPT par contre réaction de tension par référence fixe.[41] -----	80
Figure 4-8. Exemple d'une commande MPPT analogique basée sur la mesure de la tension de circuit ouvert VOC du générateur PV [39] -----	81
Figure 4-9. Exemple d'une commande MPPT simple implantée en analogique -----	84
Figure 4-10. Ondulation de puissance provoquée par la modulation de tension. -----	85
Figure 4-11. Organigramme de l'algorithme P&O (CP est la largeur du pas de perturbation).-----	87
Figure 4-12. Déviation de la méthode de perturbation et observation du point MPP-----	88
Figure 4-13. Forme d'onde avec MPPT et sans MPPT, de la puissance, du rapport cyclique et de la tension du panneau PV, en utilisant la méthode P&O combiné avec un hacheur Buck à $T=25^{\circ}\text{C}$ et $S=1000\text{ W/m}^2$. -----	88
Figure 4-14. Forme d'ondes avec MPPT et sans MPPT, de la puissance, du rapport cyclique et de la tension du panneau PV, en utilisant la méthode P&O Améliorée combinée avec un hacheur Buck à $T=25^{\circ}\text{C}$ et $S=1000\text{ W/m}^2$. -----	91
Figure 4-15. Organigramme de l'algorithme MPPT d'Incrémentation de conductance (CC : est le pas de la correction de la puissance de sortie vers le MPP).-----	92
Figure 4-16. Forme des signaux de puissance, du rapport cyclique et de la tension du module PV. -----	93
Figure 4-17. Organigramme de l'algorithme MPPT d'Incrémentation de conductance améliorée.[53] -----	94
Figure 4-18. Structure d'apprentissage du contrôleur MPPT neuronal.-----	96
Figure 4-19. Organigramme du principe du fonctionnement de la commande neuronale. -----	97
Figure 4-20. Forme des signaux de puissance, du rapport cyclique et de la tension du module PV, réalisé par le contrôleur neuronal combiné avec un hacheur Buck-Boost à $T= 25^{\circ}\text{C}$ et $S=1000\text{W/m}^2$. [51]---	99
Figure 4-21 : Schéma de principe de la régulation floue [67] -----	100
Figure 4-22. Fuzzification continue avec trois fonctions d'appartenance [67] -----	101
Figure 4-23. Fonctions d'appartenances de : (a) L'entrée E (b) L'entrée CE (c) La sortie dD.-----	105
Figure 5-1: Différentes configurations de signaux MLI. -----	109
Figure 5-2: Signal MLI symétrique à $C=3$ commutations par quart de période -----	109
Figure 5-3: Modulation sinusoïdale dipolaire. $A_0 = A_t/2$. -----	110
Figure 5-4 : Modulation sinusoïdale dipolaire. $A_0 = A_r/2$. -----	110
Figure 5-5. La symétrie de la commande M.L.I -----	111
Figure 5-6. Principe de la technique M.L.I -----	111

Figure 5-7. M.L.I naturelle deux niveaux. Chronogrammes et spectre d'amplitude. -----	112
Figure 5-8. PWM régulière symétrique. -----	113
Figure 5-9. Allure des tensions d'un onduleur triphasé pour une commande en pleine onde -----	115
Figure 5-10. Courant continu de l'onduleur triphasé avec commande en pleine onde ($\varphi = 30^\circ$). -----	116
Figure 5-11. Principe de la SP.W.M (M.L.I sinusoïdale)-----	118
Figure 5-12. Schéma synoptique exemple pour la M.L.I modulante aléatoire -----	119
Figure 5-13. Schéma synoptique pour la MLI fréquence aléatoire -----	120
Figure 5-14. Principe du contrôle vectoriel -----	123
Figure 5-15 Configuration VSI 2L3P. -----	126
Figure 5-16 :Schéma de contrôle général de VSI à l'aide de CBPWM [137]. -----	127
Figure 5-17 : Tensions de modulation et formes d'onde de signaux de tension de séquence nulle obtenues par différentes stratégies DPWM (a) DPWM0, (b) DPWM1, (c) DPWM2, (d) DPWM3, (e) DPWMMIN, (f) DPWMMAX [137][16]. -----	128
Figure 5-18. classification des méthodes M.L.I en fonction de méthode d'implantation [16] -----	129
Figure 5-19 : Classification générale de la modulation en largeur d'impulsion basée sur la fréquence de commutation [22]. -----	130
Figure 5-20. Onduleur de tension et vecteurs de tension V_s -----	131
Figure 5-21. Evolution de l'extrémité de Φ_s -----	133
Figure 5-22. Choix du vecteur tension -----	133
Figure 5-23. Evolution de la tension en loi de commande U/f . -----	137
Figure 5-24. Déplacement de la caractéristique Couple -glissement-----	138
Figure 5-25. Déplacement de la caractéristique Couple -vitesse -----	138
Figure 5-26.Schéma synoptique du système -----	139
Figure 5-27. Modèle Simulink du générateur photovoltaïque -----	140
Figure 5-28. Modèle Matlab/Simulink du MPPT (P&O) étudié -----	141
Figure 5-29. Forme simple d'hacheur bosst-----	141
Figure 5-30. Le modèle d'hacheur et circuit de commande-----	141
Figure 5-31. Schéma de simulation d'un onduleur triphasée -----	142
Figure 5-32. L'ensemble chaîne de conversion sous Matlab /Simulink avec un filtre LC et le moteur asynchrone -----	142
Figure 5-33. Le courant statorique (i_s) en fonction du temps. -----	143
Figure 5-34. Le courant rotorique (i_r) en fonction du temps. -----	143
Figure 5-35. La tension (V_s) après le filtre LC.-----	144
Figure 5-36. La tension (V_i) a la sortie de l'onduleur. -----	144
Figure 5-37. La vitesse rotorique en fonction du temps. -----	144
Figure 5-38. Résultat de simulation du signal du courant d'aimantation du moteur. -----	145
Figure 6-1 : Principe de la commande PWM utilisé -----	150

Figure 6-2:Schéma de principe de l'étage de puissance du convertisseur onduleur triphasé-----	150
Figure 6-3. Spectre de signal modulé en PWM pour $f=10$ et 45 Hz -----	151
Figure 6-4 : L'onde de commande avec répétition (a) $R=2$ (b) $R=3$ -----	152
Figure 6-5. Spectre de signal de commande et un signal répété-----	153
Figure 6-6: Les états des interrupteurs du pont alignés -----	153
Figure 6-7 : Les états des interrupteurs du pont centrés -----	153
Figure 6-8: Les états des interrupteurs du pont -----	154
Figure 6-9: Les états des interrupteurs du pont avec correction-----	154
Figure 6-10 : Spectre d'un signal répété obtenu par calcul-----	156
Figure 6-11 : Spectre d'un signal répété obtenu par simulation -----	156
Figure 6-12: Signal de commande avec répétition alternée -----	157
Figure 6-13 : Spectre d'un signal alternativement répété obtenu par formule -----	157
Figure 6-14 : Spectre d'un signal alternativement répété obtenu par simulation-----	157
Figure 6-15 : Facteur de perte en fonction du nombre de répétition. -----	158
Figure 6-16 : Exemple d'un signal de commande -----	158
Figure 6-17 : Spectre des signaux de commande de la Figure 6-16 -----	159
Figure 6-18 : Spectre des signaux composés pour différent Δr (b) $\Delta r =0.2$, (b) $\Delta r=0.1$, (c) $\Delta r=0$, (d) $\Delta r=0.1$ -----	160
Figure 6-19 : Valeur de l'amplitude du fondamental pour quatre valeurs différentes de r_i en fonction de r_p pour $m=8$ et 24 -----	160
Figure 6-20 : Amplitude du fondamental en fonction du nombre de répétition des segments pairs (R_p) pour trois différentes valeurs de Δr -----	161
Figure 6-21 : Valeur de 'a' en fonction du nombre des segments $S=2-24$. -----	161
Figure 6-22 : Forme et spectre d'un signal de commande PWM variablement répété, pas min ($R_2=2$, $R_{13}=2$) -----	162
Figure 6-23 : Forme et spectre d'un signal de commande PWM variablement répété ($R_1=1$, $R_2=2$, $R_3=3$). -----	162
Figure 6-24. La variation du pas d'incrémentatation en fonction du nombre de répétition.-----	163
Figure 6-25 : Facteur de perte en fonction du nombre de répétition-----	164
Figure 6-26 : Schéma synoptique du convertisseur -----	165
Figure 6-27 : Schéma synoptique de la carte drivers-----	165
Figure 6-28. Circuit utilisé pour maîtriser la masse flottante -----	166
Figure 6-29 : Schéma synoptique de la carte de commande -----	166
Figure 6-30 : Schémas synoptique de la carte de puissance -----	166
Figure 6-31 : Schéma synoptique du banc d'essai-----	167
Figure 6-32 : Organigramme de gestion appliqué au μ contrôleur-----	168
Figure 6-33 : Organigramme de la procédure d'ADC -----	168
Figure 6-34: Schéma synoptique du circuit d'adressage -----	169

Figure 6-35: Graphe d'état du circuit d'adressage -----	169
Figure 6-36 : Graphe d'état du PAL N°1-----	170
Figure 6-37 : Graphe d'état du PAL N°2-----	170
Figure 6-38 : Organigramme de gestion utilisé pendant les tests-----	172
Figure 6-39 : Tension et spectre de phase pour trois fréquences-----	173
Figure 6-40 : l'onduleur réalisé sous le pont d'essai-----	174
Figure 6-41 : Onduleur Réaliser basé sur un microcontrôleur ST-Thomson et des PALs -----	174
Figure 6-42: Forme et spectre de la tension de sortie de l'onduleur (f= 22.1 HZ) -----	174
Figure 6-43 : Forme et spectre du courant de sorite de l'onduleur (f= 22.1 HZ) -----	174
Figure 6-44 : Forme et spectre de la tension de sortie de l'onduleur (49 HZ)-----	175
Figure 6-45 : Forme et spectre du courant de sortie de l'onduleur (f= de 49 HZ) -----	175
Figure 6-46 : Schéma Synoptique général du circuit à implanter sur FPGA -----	178
Figure 6-47: résultats de simulation Comparateur Consigne / Référence.-----	180
Figure 6-48 : resultats de simulation Compteur d'adressage ompteur.-----	180
Figure 6-49. résultats de simulation Compteur /Décompteur:-----	182
Figure 6-50 : résultats de la simulation de la Mémoire principale. -----	183
Figure 6-51: résultats de la simulation de la Mémoire de répétition. -----	184
Figure 6-52 : résultats de simulation Décompteur de nombre de répétitions. -----	184
Figure 6-53 .résultats de simulation Multiplexeur de commande . -----	185
Figure 6-54 : résultats de la simulation du programme principal. -----	186

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1-1: la consommation primaire mondiale des énergies.-----	2
Tableau 1-2: la repartissent des énergies primaires selon les années2013/2023[6]. -----	2
Tableau 1-3: la production d'uranium selon les pays. -----	3
Tableau 1-4: la consommation d'uranium selon les réacteurs. -----	4
Tableau 1-5: la production du gaz selon les pays. -----	4
Tableau 1-6: la production du pétrole selon les pays. / 1 tonne = 7,33 barils.-----	5
Tableau 1-7: la production du charbon par pays[7]. -----	6
Tableau 1-8 : Évolution de la production brute d'électricité d'origine renouvelable (TWh) -----	12
Tableau 1-9 : gisement solaire de l'Algérie par région -----	13
Tableau 1-10 : Moyenne journal de la somme des irradiances directes normales pendant le moi Juin par ville algérienne.-----	14
Tableau 2-1. Valeurs énergétiques des photons issus du spectre solaire [3] -----	20
Tableau 2-2 : le facteur d'incidence et les différents types de poursuite [29] -----	33
Tableau 3-1. Énergie de gap des principaux matériaux présents dans les capteurs solaires photovoltaïques [3]. -----	38
Tableau 3-2. Rendement des générateurs PV mesuré à une température de 25°C et un éclairement de 1000 W/m ² sous un spectre global AM1,5 [30]. -----	40
Tableau 3-3. Caractéristiques essentielles de la cellule étudiée-----	66
Tableau 4-1. Table de vérité de l'algorithme « perturbation et observation améliorée » : L'ensoleillement, V_p : Tension de fonctionnement, V_{mp} : Tension de la puissance maximale -----	89
Tableau 6-1: Formule de variation minimale de fréquence pour chaque technique -----	163
Tableau 6-2 : tableau récapitulatif de génération des signaux alternés -----	164
Tableau 6-3 : Résultat théorique présentant le gain en mémoire et le pas de variation fréquentielle de chaque technique-----	171
Tableau 6-4: Résultat numérique d'une tension de ligne-----	173

GLOSSAIRE

Acronymes

DC	Direct Current (Convertisseur DC-DC)
FPGA	Field Programmable Gate Array
GA_MPPT	Genetic Algorithm MPPT
GPV	Générateur Photovoltaïque
HDL	Hardware Description Language
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MSC	Méthodes Soft Computing
P&O_MPPT	Perturb and Observe MPPT
CLF	Contrôleurs à Logique Floue
AG	Algorithmes Génétiques
VHDL	(VHSIC Hardware Description Language)
PWM	Pulse Width Modulation
RPWM	Repeated Pulse Width Modulation
ARPWM	Atterned Repeated Pulse Width Modulation
CRPWM	Combined Repeated Pulse Width Modulation

Symboles	
η_1 et η_2	Facteur d'idéalité
AM0	Condition hors atmosphère, à haute altitude
AM2	Condition dans l'atmosphère terrestre, avec le soleil à 30° au-dessus de l'horizon
C	Vitesse de la lumière [m/s]
Cn	Capacité nominale d'une batterie [A/h]
d	Rapport cyclique
ddes	Rapport cyclique désiré
e	Charge de l'électron [1,602.10-19 coulomb]
Eg	Energie du gap [W/m ²]
EnR	Energie renouvelable
Eph	Quantité d'énergie d'un photon [eV]
h	Constante de Planck [6,62.10-34 J.s]
I	Courant d'un générateur PV [A]
ICC	Courant de court-circuit d'une cellule ou d'un module solaire [A]
Idd	Courant traversant une diode [A]
Idr	Courant traversant une diode [A]
IOP	Courant optimale d'un générateur PV [A]
Iph	Photo courant généré par un générateur PV [A]
IPV	Courant du module ou panneau PV [A]
IS	Courant de saturation d'une diode [A]
IS(A)	Courant d'obscurité des porteurs minoritaires (ou courant de saturation inverse de la diode),
K	Constante de Boltzmann (K=1,380.10-23 J/K)
l	Longueur d'onde lumineuse [m]
NbreNC(k)	Nombre de neurones à la couche k
Nm	Nombre de cellules PV en parallèle
Nn	Nombre de cellules PV en série
P	Puissance d'un générateur PV [W]
S	Ensoleillement [W/m ²]
T	Température de la jonction des cellules PV [°K]
TS	Période de commutation [s]
V	Tension à la sortie d'un module solaire [V]
Vi	Tension d'entrée (in) d'un module PV [V]
Vmp	Tension d'un module PV au point de puissance maximale [V]
VO	Tension de sortie (out) d'un module PV [V]
Voc	Tension du circuit ouvert [V]
VOP	Tension optimale d'un générateur PV [V]
VPV	Tension aux bornes du module ou panneau PV [V]
η	Coefficient dépendant du matériau de la cellule solaire, Lorsque $\eta=2$; IS $\approx$ 10nA à T=300K pour le silicium aux courants faibles, Lorsque $\eta = 1$ pour le silicium aux courants forts.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

INTRODUCTION GENERALE

La non stabilité du prix du pétrole au cours de ces dernières années dépasse toute les prévisions et les études faites par les spécialistes et les chercheurs ; qui démontre que l'approvisionnement des sociétés mondial en énergie se pose de manière de plus en plus aiguë à mesure de l'augmentation des besoins des pays émergents, cumules à ceux des sociétés industrielles de plus en plus énergivores, en plus notre demande interne en énergie qui ne cesse de s'accroître d'une année à l'autre.

Les enjeux politiques et économiques actuel durant la période 2019-2025 ont imposés un recours à l'utilisation des énergies de schiste (gaz et pétrole) non renouvelable, pour un bon approvisionnement des sociétés mondiales de cette énergie, même avec leurs inconvénients majeurs, la pollution et la dégradation de l'environnement, ainsi le rendement dérisoire et la complexité de l'opération d'extraction de ces produits, même avec le retour au charbon constaté après la crise russo-ukrainienne.

Cette déstabilisation des prix et l'inondation du marché par des quantités étouffantes des produits conventionnels non régénérables est momentanée et ne reflète pas la réalité et l'importance vitale à ces produits, la solution idéale et permanente qui est toujours disponible et à notre portée s'est le recourt aux Energies Renouvelables, qui sont revenues au centre de toutes les attentions essentiellement grâce à leur caractère d'innocuité pour l'environnement, ce qui représente certainement une voie de sortie vis à vis de notre mode de consommation en énergies fossiles[1].

Depuis le siècle dernier, la consommation mondiale d'énergie a connu une augmentation considérable, entraînant une hausse des prix, notamment celui du pétrole, qui a dépassé une moyenne de 100 dollars le baril. Cependant, les ressources en pétrole, charbon et gaz ne sont pas inépuisables. De plus, leur combustion excessive contribue à la pollution et à l'aggravation du changement climatique, tout en alimentant la volatilité des prix. Face à ces défis, la transition vers des énergies renouvelables s'impose comme une solution incontournable.

Les énergies renouvelables, telles que l'énergie hydraulique, éolienne et solaire, ont progressé de 12,5 % depuis 1990. Parmi ces sources, l'énergie solaire occupe une place prépondérante, notamment en Algérie, un pays doté d'un immense potentiel solaire. En effet, l'Algérie dispose de ressources énergétiques renouvelables abondantes, capables de répondre aux besoins croissants en électricité, un vecteur essentiel pour le développement économique et social.

Consciente de cet enjeu, l'Algérie a lancé en 2011 un programme ambitieux visant à développer les énergies renouvelables et à améliorer l'efficacité énergétique. Ce programme prévoit l'installation d'une puissance renouvelable de 22 000 MW d'ici 2030, dont 12 000 MW destinés à la demande nationale et 10 000 MW à l'exportation. Le solaire photovoltaïque et l'éolien constituent les piliers de ce programme, mais celui-ci intègre également la biomasse, la cogénération, la géothermie et le solaire thermodynamique. Fin décembre 2022, la puissance totale installée en énergies renouvelables atteignait 589,7 MW, dont 460,8 MW hors hydroélectricité[2].

L'énergie solaire offre aujourd'hui un rendement de conversion énergétique compétitif, dépassant souvent les 30 à 35 % obtenus avec les systèmes basés sur la combustion de combustibles fossiles. Le rayonnement solaire, qui atteint la Terre sous forme d'ondes électromagnétiques, transporte une énergie considérable. Avant de traverser l'atmosphère, la puissance de ce rayonnement est d'environ 1 367 W/m². Cependant, une partie de cette énergie est absorbée par l'atmosphère, réduisant la quantité disponible à la surface de la Terre à environ 1 000 W/m² par journée ensoleillée. Cette énergie varie en fonction de la position géographique, de la nébulosité et des conditions météorologiques[3].

L'exploitation de l'énergie solaire, bien que prometteuse, présente des défis liés à son caractère intermittent et diffus. Pour maximiser son utilisation, il est essentiel de combiner des systèmes de stockage et des techniques de gestion de puissance. Un générateur photovoltaïque (PV) doit fonctionner à son point de puissance maximale (MPP), qui varie en fonction de la température et de l'ensoleillement. Pour atteindre cet objectif, un contrôleur électronique, appelé MPPT (Maximum Power Point Tracking), est intégré entre le

générateur PV et la charge. Ce dispositif ajuste en continu l'impédance pour transférer la puissance maximale disponible, quelles que soient les conditions environnementales.

Les systèmes équipés de MPPT peuvent produire 21 à 25 % de leur puissance maximale théorique, contre seulement 30 % pour les systèmes sans MPPT. Cette différence souligne l'importance des technologies de régulation et de contrôle dans l'optimisation des systèmes photovoltaïques. En Algérie, où l'ensoleillement est abondant tout au long de l'année, l'exploitation de l'énergie solaire revêt une importance stratégique, notamment pour répondre aux défis liés à la sécheresse dans les régions isolées.

Le rendement global de conversion doit tenir compte du rendement de la cellule photovoltaïque, de l'orientation des panneaux solaire, de la surface de captation, de l'efficacité de la stratégie de suivi du point de puissance maximale (MPPT) et le rendement du convertisseur de puissance qui induit des pertes de fonctionnement optimal. Ces pertes, bien que non associées à un échauffement ou à une dissipation de puissance, impactent la productivité globale du système. La figure 1-1 illustre les différentes étapes de la chaîne de conversion, depuis l'énergie solaire brute jusqu'à l'énergie électrique injectée dans le moteur asynchrone, mettant en évidence les pertes à chaque étape et l'importance d'optimiser chaque composant pour maximiser le rendement global[4].

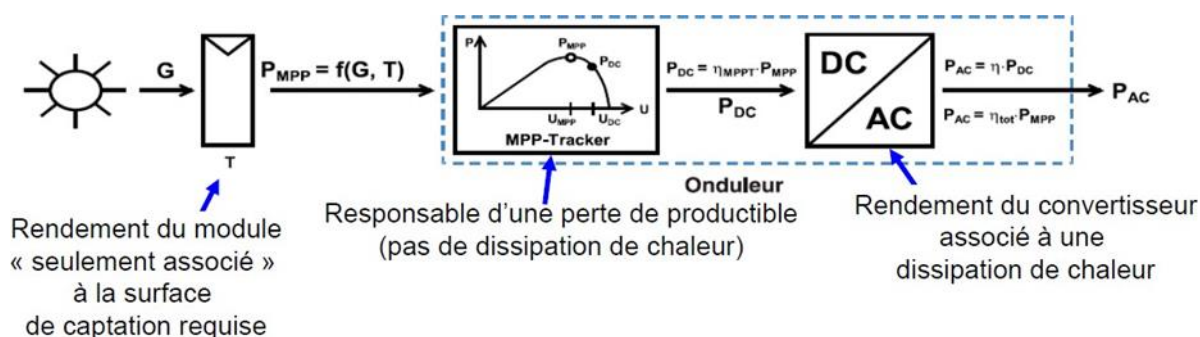


Figure 1: Rendement électrique global du système de conversion photovoltaïque [5]

Parallèlement, les entraînements à vitesse variable connaissent un essor significatif, tant sur le plan quantitatif que qualitatif. Ces systèmes, qui optimisent les processus industriels tout en réduisant la consommation d'énergie et de matières premières, reposent sur des avancées technologiques dans les composants semi-conducteurs et l'informatique industrielle. La commande de ces systèmes nécessite une approche pluridisciplinaire, intégrant la mécanique, l'électrotechnique, l'électronique de puissance, l'automatique et l'informatique.

Dans ce contexte, l'étude des techniques de commande des moteurs asynchrones par modulation de largeur d'impulsion (PWM) revêt une importance particulière. Les recherches actuelles s'orientent vers l'amélioration des performances de ces systèmes, notamment à travers l'optimisation des cellules photovoltaïques, la gestion de l'énergie et l'efficacité des applications finales. Trois axes de recherche se distinguent :

L'énergie solaire photovoltaïque : Ce domaine explore les matériaux et procédés de fabrication innovants, tels que les cellules à hétérojonction, les cellules à colorants et les cellules organiques, capables de capter une gamme plus large de longueurs d'onde.

La gestion de l'énergie : Cet axe vise à optimiser l'intégration des énergies renouvelables dans les réseaux électriques et à améliorer l'efficacité des systèmes de conversion d'énergie.

L'amélioration de l'efficacité dans les utilisations finales : Cette recherche se concentre sur l'optimisation des processus industriels, des systèmes de chauffage et de refroidissement, ainsi que sur la gestion de l'énergie domestique.

Parmi les applications prometteuses de l'énergie photovoltaïque, le pompage solaire occupe une place centrale, notamment dans les zones rurales et isolées. Les systèmes de pompage photovoltaïque offrent

une solution fiable pour l'approvisionnement en eau, à condition d'être correctement dimensionnés. L'optimisation de ces systèmes, qu'il s'agisse de pompage d'eau, d'entraînement de moteurs à vitesse variable ou de production de froid solaire, nécessite une approche multidisciplinaire, intégrant la physique, l'électronique, l'électrotechnique, l'automatisme, l'informatique, les mathématiques et la chimie.

Dans ce travail, nous nous concentrons sur l'optimisation des systèmes photovoltaïques alimentés directement du soleil, sans dispositif de stockage. Cette étude vise à concevoir un convertisseur DC/AC piloté par une technique de commande innovante, basée sur une variante de répétition des segments, afin d'améliorer l'efficacité et la performance de ces systèmes.

Organisation de la thèse

Pour mieux répondre à ces questions et ces difficultés d'optimiser les systèmes photovoltaïques, le rapport de la thèse est sup-divisé en six chapitres. Pour chacun, les apports et contributions sont développés et résumés à la fin. Ainsi qu'une introduction et une conclusion.

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art des énergies conventionnelles et renouvelables et spécialement l'énergie solaire et la conversion photovoltaïque. On présentera les grandes sources d'énergie de notre terre.

Le deuxième chapitre est consacré à l'évaluation du gisement solaire mondial et national, l'effet photovoltaïque et à l'optimisation des systèmes photovoltaïques de point de vue installation et orientation des panneaux solaire et leur position par-rapport au soleil et l'indispensabilité d'un dispositif de poursuite solaire afin d'augmenter le rendement du système. Cette partie du travail est le fruit d'un travail de recherche dans le cadre d'un projet national de recherche PNR Code du projet : 07.07.21.99 mené à la station d'expérimentations des équipements solaires au milieu saharien à Adrar durant la période 2000-2003 dont l'étude est focalisée sur les systèmes de poursuite solaire muni d'un héliostat [13].

Le troisième chapitre est consacré à l'étude bibliographique pour donner l'état de l'art de l'énergie photovoltaïque dans le domaine envisagée, ainsi que des notions sur les différents systèmes PV et sur les différentes parties constituant notre système de pompage et qui sont le générateur PV et la cellule photovoltaïque en générale.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude des techniques d'optimisation de point de fonctionnement d'un système de conversion photovoltaïque la MPPT, on présentera quelques méthodes de "Tracking" de la puissance maximale des panneaux solaires telles que les algorithmes "Perturb & Observe", "Constant Voltage", "Incrémental Conductance", et "Parasitic Capacitance" et l'application de la méthode « P & O » à notre système.

Dans le cinquième chapitre, on présente les différentes méthodes de modulation en largeur d'impulsion ainsi que les commandes et les techniques d'optimisation appliquées et adaptées au commandement d'un système photovoltaïque dont le moteur asynchrone est l'élément primordial dans la chaîne de conversion photovoltaïque et avec succès on présente une modélisation et une simulation globale, par Matlab/Simulink d'un système d'entraînement d'un moteur asynchrone alimenté par un Générateur Photovoltaïque (GPV). Ce système comprend un hacheur piloté par la technique Perturb and Observe (P&O) et un onduleur commandé par une technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM).

Dans le sixième chapitre, nous présenterons notre contribution à l'optimisation technique de la commande et de la modulation en largeur d'impulsion. Cette dernière repose sur la répétition des segments d'un signal échantillonné, ainsi que sur diverses combinaisons de génération de signaux alternés, variables et combinés. Une circuiterie optimisée, gérée par un microcontrôleur et un système d'adressage séquentiel, garantit l'accès aux données avec une grande flexibilité et dans des délais idéaux pour la commande de la carte de puissance. Des résultats améliorés obtenus sont également illustrés. Des nouvelles procédures de génération de la technique RPWM proposée sont illustrées avec une étude mathématique, simulation et présentation des résultats.

Une implémentation sur FPGA, présenter dans ce chapitre, avec une vérification par VHDL.

La thèse se termine par une conclusion et quelques perspectives.

Contributions personnelles et publications

- [1] BOUMAARAF Abdelâali1, MAYOUF Abdelhalim, ZERDOUDI Assia, BENOUDJIT Nabil, “Modeling and Simulation Under Matlab/Simulink Of The Power Supply Chain Of An Asynchronous Motor In Solar Photovoltaic Energy”, J. Electrical Systems, Vol-Issue N°04 (2024),PP.8247 – 8254, <https://doi.org/10.52783/jes.7895>.
- [2] Boumaaraf, A., Mohamadi, T., and Gourmat, L., “FPGA implementation of high-frequency multiple PWM for variable voltage variable frequency controller”, in Technologies and Materials for Renewable Energy, Environment and Sustainability: Tmrees, 2016, vol. 1758, no. 1, Art. no. 020018. doi:10.1063/1.4959394.
- [3] Abdelâali Boumâaraf, Tayeb Mohamadi, Nadhir Messai, “Improving of the Generation Method of Repeated PWM Based on the Signals Combinations Applied to a PV Pumping System”, Energy Procedia, Volume 74, 2015, Pages 320-330, <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2015.07.615>. (<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610215013831>)
- [4] Abdelaali Boumaaraf, Tayeb Mohamadi, Mohamed Djamel Draou . Optimization of the Repeated PWM Command Applied to the Variable Voltage Variable Frequency (VVVF) Converter. International Journal of Computer Applications. 24, 2 (June 2011), 1-7. DOI=10.5120/2926-3869
- [5] A. Boumaaraf, M. D. . Draou, and S. . Chikhi, “Un Nouveau Concept de la Commande PWM Destiné au Système de Pompage Photovoltaïque”, J. Ren. Energies, vol. 5, no. 2, pp. 139-147, Dec. 2002.
- [6] S.Chikhi, Boumaaraf Abdelaali, M. D. Draou, « «Amélioration de la réponse spectrale dans la conversion DC/AC, application : photovoltaïque », 2001/10,Conférence INERSOLE 2001,ADRAR
- [7] Boumaaraf, A. and Gourmat, L. 2021. FPGA Implementation of High-Frequency Repeated PWM for Variable Voltage Variable Frequency Controller. Advanced Aspects of Engineering Research Vol. 9. (May 2021), 139–155. DOI:<https://doi.org/10.9734/bpi/aaer/v9/8409D>.
- [8] BOUMAARAF Abdelâali, MANSOURI A, KHELFAOUI R, DRAOU M.D. « Étude et développement d'un système de pompage photovoltaïque muni d'un héliostat » rapport d'activité, Projet PNR, [CDER](#).

LES GRANDES SOURCES D'ENERGIE



Chapitre 1

LES GRANDES SOURCES D'ÉNERGIE

1.1. Introduction

Les sources d'énergie disponibles dans le monde sont extrêmement nombreuses et variées, ce qui rend difficile leur énumération exhaustive. Pour simplifier, elles sont généralement classées en trois grandes catégories : les énergies fossiles, les énergies renouvelables et les énergies fissiles. Ce premier chapitre vise à présenter l'importance globale de ces sources d'énergie et à mettre en lumière l'intérêt croissant pour l'énergie photovoltaïque.

Par ailleurs, pour mieux évaluer les différentes sources d'énergie, il est possible de les classer en deux grandes catégories : l'énergie primaire et l'énergie finale. L'énergie primaire englobe toutes les formes d'énergie disponibles sur un territoire, qu'elles soient produites localement ou importées, sans avoir subi de transformation chimique, thermique ou mécanique. Elle inclut le pétrole brut, le gaz naturel, le charbon, la biomasse, ainsi que les énergies éolienne et solaire. L'énergie finale, quant à elle, désigne l'énergie produite après transformation, comme l'électricité générée par les barrages hydroélectriques ou les centrales nucléaires.

Il est important de noter que l'unité couramment utilisée pour mesurer l'énergie est la tonne équivalente pétrole (TEP), qui correspond à l'énergie libérée par la combustion d'une tonne de pétrole, soit environ 42 milliards de joules (42 GJ) ou près de 12 mégawatts-heures.

1.2. Les sources d'énergie fossiles

Les énergies fossiles proviennent de la fossilisation, sur des millions d'années, de matières organiques issues d'êtres vivants. Elles sont principalement représentées par le pétrole, le gaz naturel et le charbon. À elles seules, ces trois sources représentent près de 90 % de l'énergie consommée dans le monde.

Contrairement aux énergies renouvelables, les énergies fossiles sont limitées en quantité et ont un impact environnemental significatif, notamment en termes d'émissions de gaz à effet de serre. Cependant, elles ont joué un rôle crucial dans l'industrialisation et la modernisation des sociétés. Selon les prévisions, elles continueront à dominer le paysage énergétique mondial pendant encore plusieurs décennies.

1.3. Les sources d'énergie renouvelables

À l'inverse des énergies fossiles, les énergies renouvelables présentent plusieurs avantages majeurs : elles sont propres sur le plan écologique, largement réparties à travers le monde (ce qui réduit les tensions géopolitiques liées à l'énergie), et surtout, elles sont inépuisables à l'échelle humaine.

Le principal défi associé aux énergies renouvelables réside dans la création des conditions techniques et économiques permettant leur exploitation optimale. Parmi les sources d'énergies renouvelables les plus répandues, on trouve l'énergie solaire photovoltaïque, l'énergie éolienne, l'énergie marémotrice et l'énergie issue de la biomasse.

1.4. Les sources d'énergie fissiles

Les énergies fissiles, comme les énergies fossiles, proviennent de matières présentes en quantités limitées dans la nature. Cependant, contrairement aux énergies fossiles, elles ne produisent pas de gaz à effet de serre lors de leur utilisation. Les deux principales sources d'énergie fissiles sont l'uranium et le plutonium.

Malgré leur potentiel énergétique élevé, les énergies fossiles sont souvent critiquées en raison des risques liés à leur radioactivité et à leur dangerosité en cas d'accident ou de mauvaise gestion des déchets.

1.4.1 Évaluation des grandes sources d'énergie

Chaque source d'énergie présente des avantages et des inconvénients, ce qui explique qu'elles suscitent à la fois des partisans et des détracteurs. Si les énergies non renouvelables (fossiles et fissiles) dominent encore largement le paysage énergétique mondial, la prise de conscience croissante des enjeux climatiques et la montée d'une conscience éco-citoyenne poussent de plus en plus de personnes et de gouvernements à se tourner vers les énergies renouvelables.

Pour encourager cette transition, des aides et subventions écologiques ont été mises en place dans de nombreux pays. Selon le rapport de British Petroleum, la consommation mondiale d'énergie primaire (hydrocarbures, charbon, électricité d'origine hydraulique ou nucléaire) s'élève à 10 878,5 millions de tonnes équivalent pétrole (MTEP), soit 10,878 gigatonnes équivalent pétrole (GTEP). Cette consommation se répartit comme suit : [à compléter avec les données du rapport].

Ce texte met en évidence les enjeux liés aux différentes sources d'énergie et souligne l'importance de la transition vers des solutions plus durables pour répondre aux défis environnementaux et énergétiques du XXI^e siècle.

Tableau 1-1: la consommation primaire mondiale des énergies.

ENERGIE PRIMAIRE	MTEP
PETROLE	3389,8
GAZ	2574,9
CHARBON	3090,1
NUCLEAIRE	635,5
HYDROELECTRICITE	688,1

Les autres sources d'énergie font l'objet de statistique très approximative : il faut ajouter environ 1,5 milliard de tonnes de bois énergie, ou 540 MTEP ainsi que 500 MTEP de biomasse soit un totale d'énergie primaire de 11,9 GTEP incluant les énergies renouvelables. Cet ensemble se répartit de la manière suivante du début de XX^e siècle à nos jours :

Tableau 1-2: la répartition des énergies primaires selon les années 2013/2023[6].

Énergie	Production en 2013	Production en 2023	Variation 2023/2013	Consommation 2023 en exajoules	Part en 2023
<u>Pétrole</u>	86,57 Mbbl/j	96,26 Mbbl/j	+11,2 %	196,43	31,7 %
<u>Charbon</u>	165,52 EJ	179,24 EJ	+8,3 %	164,03	26,5 %
<u>Gaz naturel</u>	121,18 EJ	146,13 EJ	+20,6 %	144,37	23,3 %
<u>Nucléaire</u>	2 490,3 TWh	2 737,7 TWh	+9,9 %	24,57	4,0 %
<u>Hydraulique</u>	3 787,9 TWh	4 240,2 TWh	+11,9 %	39,65	6,4 %
Autres renouvelables	52,93 EJ	90,23 EJ	+70,5 %	50,58	8,2 %

Les énergies primaires peuvent être divisées en deux grandes catégories : les énergies non renouvelables (ou fossiles) et les énergies renouvelables. Les énergies non renouvelables comprennent le charbon, les hydrocarbures (pétrole et gaz naturel), tandis que les énergies renouvelables englobent l'énergie éolienne, l'hydroélectricité, la biomasse (bois, biogaz, biocarburants, etc.).

La croissance constante de la demande en énergie nécessitera des réponses ambitieuses de la part des États. Produire 73 % d'énergie en plus d'ici 2030 par rapport aux niveaux actuels exigera des investissements colossaux à l'échelle mondiale. Cependant, la question centrale ne se limite pas à la quantité d'énergie produite, mais plutôt au mix énergétique : vers quelles sources d'énergie les États se tourneront-ils pour répondre à cette demande croissante ? Cette question est influencée par des facteurs géopolitiques complexes, tels que les choix politiques (promotion de l'énergie nucléaire, subventions pour certaines énergies), les conditions géographiques (accès à la géothermie, à l'hydroélectricité ou à des gisements éoliens importants) et les stratégies nationales (recherche d'indépendance énergétique).

1.4.2 Les énergies polluantes non renouvelables

Depuis des millénaires, l'homme exploite les ressources de la Terre pour en tirer de l'énergie. Parmi ces ressources, certaines sont non renouvelables et commencent à s'épuiser. Aujourd'hui, le scénario d'une pénurie mondiale de certaines de ces ressources n'est plus de la science-fiction. Par ailleurs, l'utilisation de ces énergies s'accompagne souvent d'impacts environnementaux et sociaux significatifs.

Les énergies non renouvelables, principalement les combustibles fossiles (charbon, pétrole, gaz naturel), représentent environ 80 % de l'énergie primaire commercialisée. Bien que ces énergies aient dominé le paysage énergétique depuis le début du XX^e siècle, les énergies renouvelables ne sont pas à négliger. Par exemple, le bois-énergie, encore largement utilisé dans les pays en développement et même dans certains pays développés comme la France, représente une part comparable à celle de l'énergie nucléaire.

1.5. L'énergie nucléaire

L'énergie nucléaire est considérée comme une énergie non renouvelable, car elle repose sur des matières premières limitées, principalement l'uranium. Ce minerai est extrait de la pechblende, souvent associé à d'autres métaux comme le nickel, le cobalt et l'argent. Après extraction, l'uranium est transformé en un produit transportable appelé yellow cake, qui sert de base pour la production d'énergie nucléaire.

Bien que l'énergie nucléaire ne produise pas de gaz à effet de serre lors de son utilisation, elle soulève des questions liées à la gestion des déchets radioactifs, à la sécurité des centrales et à la disponibilité limitée des ressources en uranium. Ces défis en font une source d'énergie à la fois prometteuse et controversée.

Tableau 1-3: la production d'uranium selon les pays.

Rang	Pays	% du total de production de l'uranium
1	Canada	25
2	Australie	19
3	Kazakhstan	13
4	Niger	9
5	Russie	8
6	Namibie	8
7	Ouzbékistan	6
8	Etats-Unis	4

Pour le nucléaire civil, le plus important n'est pas les possessions de mines d'uranium mais la maîtrise technologique de la production qui représente 7% de la consommation mondiale d'énergie primaire ou 635,5 MTEP.

1.6. LE GAZ NATUREL :

Le gaz naturel est un mélange d'hydrocarbures composé principalement de méthane. Pour être transporté, il doit être purifié en éliminant les impuretés telles que l'eau, l'hydrogène sulfureux (H₂S) et le dioxyde de carbone (CO₂). Il peut également être liquéfié, soit en le refroidissant à une température de -160 °C, soit en augmentant la pression, ce qui permet de le transformer en gaz naturel liquéfié (GNL) pour faciliter son transport et son stockage.

Tableau 1-4: la consommation d'uranium selon les réacteurs.

Pays	Nombre de réacteurs	Consommation en MTEP	% Du total de consommation
Etats-Unis	103	187,5	29,5
Rance	59	102,1	16,1
Japon	55	68,6	10,8
Russie	31	35,4	5,6
Corée de sud	20	33,7	5,3
Royaume-Unis	19	17	2,7
Canada	18	22,3	3,5
Allemagne	17	37,9	6
Inde	17	4	0,6
Chine	11	12,3	1,9

Le nucléaire assure 79% de la production électrique française.

Le Qatar est le premier exportateur mondial de GNL, avec 31 milliards de mètres cubes exportés sur un total mondial de 211 milliards de mètres cubes. Une part importante du gaz naturel est consommée localement dans les pays producteurs. Par exemple, la Russie consomme environ 400 milliards de mètres cubes par an sur son territoire.

Chaque année, les réserves de gaz naturel découvertes dépassent la quantité consommée, ce qui laisse entrevoir une relative abondance de cette ressource à moyen terme. De nouvelles perspectives pourraient également émerger avec l'exploitation des hydrates de méthane, des structures dans lesquelles les molécules de gaz sont piégées dans des cages de molécules d'eau. Ces hydrates se trouvent principalement dans les fonds marins profonds ou dans les pergélisols sibériens. Cependant, les technologies actuelles ne permettent pas encore une exploitation rentable et sûre de ces ressources.

En 2023, la production mondiale de gaz naturel s'élevait à 2 865 milliards de mètres cubes, soit 2 586,4 millions de tonnes équivalent pétrole (MTEP). Cette production se répartissait comme suit :

Tableau 1-5: la production du gaz selon les pays.

Rang	Pays	roduction en milliards m3 par an	Du total de production
1	Russie	612,1	21,3
2	Etats-Unis	524,1	18,5
3	Canada	187	6,5
4	Iran	105	3,7
5	Algérie	84,5	2,9
6	Royaume-Unis	80	2,8
7	Arabie-saoudite	37,7	2,6
8	Turkménistan	62,2	2,2
9	Pays-Bas	61,9	2,2
10	Malaisie	60,2	2,1

1.7. LE PÉTROLE :

En 1963, la compétitivité des prix a favorisé le pétrole par rapport au charbon, déclenchant une forte augmentation de la consommation pétrolière. Cette croissance a alimenté l'essor massif de l'industrie automobile, entraînant notamment l'expansion urbaine. Le pétrole est ainsi devenu la première source d'énergie primaire, représentant plus de 40 % de la consommation mondiale dans les années 1970, et environ 35 % aujourd'hui.

Le pétrole est mesuré en barils, une unité de volume héritée des anciens barils de bois de 159 litres utilisés au XIX^e siècle. Cependant, la qualité du pétrole varie considérablement selon son lieu d'extraction. Cette qualité est évaluée par sa densité, mesurée en degrés API (American Petroleum Institute). L'échelle API va de 10° API (équivalent à la densité de l'eau) pour les pétroles très lourds à 35° API pour les pétroles très légers. Les pétroles légers, pauvres en soufre, sont plus coûteux car ils nécessitent moins de raffinage, contrairement aux pétroles lourds.

Parmi les nombreuses variétés de pétrole brut, trois types servent de référence sur le marché mondial : le WTI (West Texas Intermediate, référence américaine), le Brent (référence européenne, coté à Londres) et l'Arabian Light (référence moyen-orientale).

En plus des pétroles conventionnels, il existe des pétroles non conventionnels, tels que les sables bitumineux, les huiles extra-lourdes et les schistes bitumineux. On trouve également des pétroles dits "avortés", dont le processus de formation géologique est incomplet et doit être achevé artificiellement par craquage à haute température.

En termes de production, la quantité totale de pétrole extraite atteint 81,6 millions de barils par jour, soit 3 914 millions de tonnes (MT) par an, dont 3 860 MT sont consommées. Cette production se répartit de la manière suivante :

Tableau 1-6: la production du pétrole selon les pays. / 1 tonne = 7,33 barils.

Rang	Pays	Production en millions de barils par jours	Production en million de tonne par an	% Du total de production
1	Arabie saoudite	10,86	514,6	13,1
2	Russie	9,77	480,5	12,3
3	Etats-Unis	6,87	311,8	8
4	Iran	4,34	209,8	5,4
5	Chine	3,68	183,7	4,7
6	Mexique	3,68	183,1	4,7
7	Canada	3,15	151,3	3,9

1.8. LE CHARBON :

Le charbon se divise en trois catégories principales :

La tourbe : Composée de débris végétaux encore reconnaissables, elle dégage beaucoup de fumée et peu de chaleur lors de sa combustion.

Le lignite : Formé de débris végétaux partiellement carbonisés, il libère environ une fois et demi plus d'énergie que la tourbe.

La houille (ou charbon proprement dit) : Une tonne de houille, mesurée en tec (tonne équivalent charbon), équivaut à 0,66 TEP (tonne équivalent pétrole), soit 1 TEP = 1,55 TEC. La houille libère trois fois plus d'énergie

que la tourbe et deux fois plus que le lignite (1 tonne de houille = 3 tonnes de lignite). L'anthracite, une variété supérieure de houille, offre une qualité et un rendement énergétique encore plus élevés.

La demande mondiale de charbon a plus que doublé entre 1970 et 2004, et selon l'Agence Internationale de l'Énergie (AIE), elle devrait tripler d'ici 2050, avec une croissance au moins équivalente à celle observée au XIX^e siècle. Le charbon reste essentiel dans deux grands secteurs : la sidérurgie et la production d'électricité, contribuant à environ 40 % de l'électricité mondiale. Par ailleurs, il est possible, bien que coûteux, de transformer le charbon en carburant liquide (Coal to Liquids ou CTL) pour produire de l'essence synthétique, comme cela a été fait en Allemagne pendant la Seconde Guerre mondiale.

Le charbon est l'énergie primaire la plus répandue sur la planète, avec un ratio réserves/production de 147 ans selon BP, contre environ 40 ans pour le pétrole et 60 ans pour le gaz. En 2007, la production mondiale de charbon s'élevait à 3 079 MTEP. Les États-Unis ont longtemps été le premier producteur mondial, mais ils ont été dépassés par la Chine, qui occupe désormais cette position.

Tableau 1-7: la production du charbon par pays[7].

Pays	Production en million de tonnes en 2005	Production en MTEP en 2007	Production en MTEP en 2023	%Total de production en TEP
Chine	2190	1212,3	4 610	39,4
Etats-Unis	1208	595,1	524	19,3
Inde	426	209,7	1 020	6,8
Australie	369	203,1	459	6,8
Russie	298	144,5	439	4,7
Afrique du sud	246	144,8		4,7
Allemagne	203	50,3		1,6
Pologne	159	67		2,2
Indonésie	135	119,9	775	3,9

1.8.1 Les énergies fossiles et leur impact sur le climat :

Les énergies fossiles, comprenant le charbon, le pétrole et le gaz naturel, sont aujourd'hui au cœur de nombreux débats mondiaux. Ces ressources, issues de la décomposition d'organismes vieux de plusieurs millions d'années, sont extraites de gisements souterrains[26]. Cependant, leur utilisation massive a des conséquences majeures sur l'environnement, notamment en contribuant au réchauffement climatique.

Entre le début de l'ère industrielle et la fin du XX^e siècle, la température moyenne mondiale a augmenté de près de 1 °C. Cette hausse est illustrée par les données historiques des températures moyennes annuelles globales, représentées par des points noirs sur les graphiques, avec des écarts simples par rapport aux moyennes de référence[27].

L'axe vertical gauche indique les anomalies de température par rapport à la moyenne des années 1961-1990.

L'axe horizontal à droite montre la température actuelle estimée en degrés Celsius (°C).

Les tendances linéaires sont également représentées pour différentes périodes :

25 ans (1981-2005) : en jaune,

50 ans (1956-2005) : en orange,

100 ans (1906-2005) : en violet,

150 ans (1856-2005) : en rouge.

Ces tendances mettent en évidence une accélération du réchauffement climatique au cours des dernières décennies, soulignant l'urgence de réduire notre dépendance aux énergies fossiles et de transitionner vers des sources d'énergie plus durables.

Ce réchauffement climatique est étroitement lié à l'augmentation du taux de CO_2 dans l'atmosphère, une hausse qui est majoritairement attribuée par les scientifiques aux activités humaines (voir Figure 2). Le CO_2 joue un rôle clé dans l'effet de serre, un phénomène qui consiste en la rétention des rayonnements solaires dans l'atmosphère terrestre. Au lieu d'être renvoyés vers l'espace, une partie des rayonnements infrarouges émis par la surface de la Terre est absorbée par le CO_2 , contribuant ainsi au réchauffement global de l'atmosphère. Ce mécanisme amplifie progressivement les températures moyennes à l'échelle planétaire, avec des conséquences profondes sur les écosystèmes et le climat.

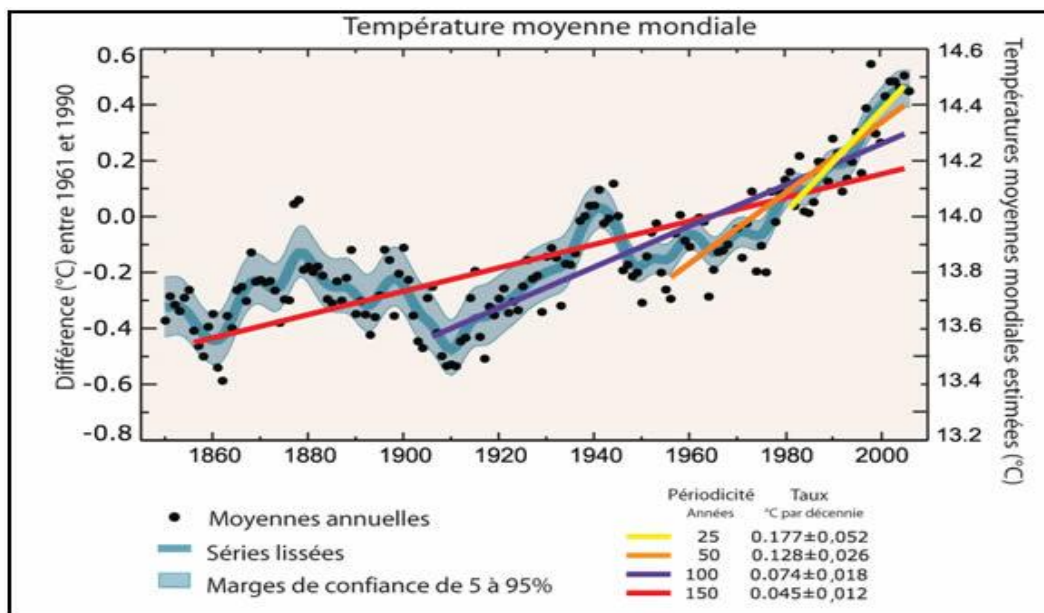


Figure 1-1. Température globale moyenne de 1850 à nos jours.

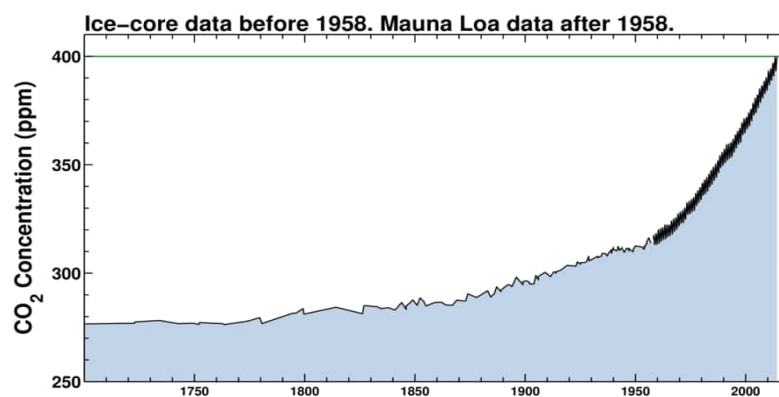


Figure 1-2: Evolution du taux de dioxyde de carbone dans l'atmosphère terrestre dans les dernières 10000 années[27].

1.9. LES ÉNERGIES RENOUVELABLES :

Les énergies renouvelables (EnR, en abrégé) désignent des formes d'énergie dont la consommation n'épuise pas les ressources à l'échelle humaine. Bien que l'énergie soit une grandeur physique, on parle

couramment de « sources d'énergie renouvelables » ou d'« énergies d'origine renouvelable ». La forme courte « énergies renouvelables » est toutefois largement utilisée dans le langage courant.

Le soleil constitue la principale source des différentes formes d'énergies renouvelables. Son rayonnement transporte l'énergie utilisable, que ce soit directement ou indirectement, à travers divers processus naturels. Par exemple, il intervient dans la photosynthèse, le cycle de l'eau (qui permet l'hydroélectricité), la formation du vent (énergie éolienne), l'énergie des vagues (énergie marémotrice) et des courants sous-marins (énergie hydrolienne). Il est également à l'origine de la différence de température entre les eaux superficielles et profondes des océans (énergie thermique des mers) ou encore de la diffusion ionique provoquée par le mélange d'eau douce et d'eau salée (énergie osmotique).

La chaleur interne de la Terre (géothermie) est également considérée comme une forme d'énergie renouvelable. De même, le système Terre-Lune génère les marées des océans, permettant l'exploitation de l'énergie marémotrice.

En revanche, les combustibles fossiles (charbon, pétrole, gaz) et les matériaux fissiles (uranium, plutonium) ne sont pas des sources d'énergie renouvelables. Leur consommation dépasse largement la vitesse à laquelle ces ressources se renouvellent naturellement, ce qui les rend limitées à l'échelle humaine [8].

Pour promouvoir et coordonner le développement des énergies renouvelables, l'Agence Internationale pour les Énergies Renouvelables (IRENA) a été créée en 2009. Elle compte aujourd'hui 148 États signataires, dont 70 ont déjà ratifié ses statuts [28].

1.9.1 Le gisement éolien

L'énergie éolienne est appelée à jouer un rôle significatif dans le mix énergétique de demain. Selon les projections du scénario énergétique tendanciel pour la France à l'horizon 2030, la production éolienne pourrait atteindre 43 GWh, soit environ un dixième de la production nucléaire prévue dans le même scénario. Si l'énergie éolienne est mutualisée à l'échelle continentale, les problèmes liés à l'intermittence du gisement pourraient être facilement résolus. Dans le cas contraire, des solutions de stockage de l'électricité (par pompage-turbinage, compression d'air, volants d'inertie, etc.) deviendraient indispensables pour garantir une alimentation électrique stable.

1.9.2 Le gisement solaire (énergie solaire)

Chaque année, la Terre reçoit environ $1,56 \times 10^{18}$ kWh d'énergie solaire, ce qui représente plus de 10 000 fois la consommation mondiale d'électricité ! Cette ressource immense peut être exploitée de deux manières principales :

La voie thermodynamique : convertir le rayonnement solaire en chaleur, puis éventuellement en électricité.

La voie photovoltaïque : convertir directement le rayonnement solaire en électricité grâce à des cellules photovoltaïques.

Ces deux approches offrent des perspectives prometteuses pour répondre aux besoins énergétiques mondiaux tout en réduisant l'impact environnemental[29].

1.9.3 Différentes méthodes solaires pour produire de l'énergie

Le rayonnement solaire peut être converti directement en différentes formes d'énergie :

En chaleur : via des procédés thermodynamiques ou thermochimiques.

En électricité : grâce à des procédés photovoltaïques.

En énergie chimique : principalement sous forme d'hydrogène (par photo-catalyse ou photosynthèse biomimétique) ou de combustibles de synthèse. Cette dernière option, bien que très prometteuse, est encore en phase de développement[3].

En biomasse : à condition que sa production ne concurrence pas l'agriculture ou les écosystèmes naturels.

1.10. Les procédés classiques thermiques et électriques

Techniques sans concentration du rayonnement :

Conçues pour intégrer des sources d'énergie dans les bâtiments (résidentiels ou professionnels) via des capteurs plans fixes (toitures, façades).

Applications : chauffe-eau solaire, réfrigération solaire, panneaux photovoltaïques (PV).

Les mêmes panneaux PV sont utilisés dans des fermes photovoltaïques, parfois équipés de dispositifs de suivi du soleil pour maximiser leur efficacité.

1.11. Techniques avec concentration du rayonnement :

Utilisent des réflecteurs mobiles pour concentrer le rayonnement solaire.

Applications : génération de puissance électrique (fermes photovoltaïques) ou thermique (centrales solaires thermodynamiques ou thermochimiques).

Seul le système de chauffe-eau et chauffage solaire de l'habitat est considéré comme mature, avec un rendement de l'ordre de 40 %.

Le PV non concentré bénéficie d'un marché en pleine expansion (+40 % par an en moyenne), mais son essor dépend encore largement des tarifs de rachat subventionnés. Les solutions PV commercialisées sont encore loin d'atteindre leur potentiel théorique en termes de rendement et de coûts. Les matériaux actuels ne sont pas encore optimisés, et l'ingénierie photonique pourrait, à long terme (2020-2050), permettre d'exploiter l'intégralité du spectre solaire, dépassant ainsi les limites actuelles des matériaux.

1.12. Le PV concentré

Le PV concentré combine une cellule à très haut rendement (25-30 % avec des cellules tri-jonction AsGa) et un dispositif de suivi du soleil avec concentration solaire (typiquement 500 soleils). Cette technologie permet de maximiser l'énergie solaire tout en réduisant l'utilisation de matières premières. Cependant, ces installations complexes ont un coût unitaire élevé et nécessitent un niveau de concentration élevé pour être économiquement viables.

1.13. Les centrales solaires thermodynamiques

Ces centrales utilisent un fluide caloporteur (eau, huile, sels fondus, etc.) pour transférer la chaleur à haute température (HT) vers un générateur d'électricité (turbines à vapeur ou moteurs Stirling). L'hybridation avec une énergie fossile d'appoint (gaz) et l'intégration de systèmes de stockage permettent de gérer l'intermittence du solaire. Il existe quatre types de centrales solaires thermodynamiques à concentration :

Systèmes paraboliques (C = 5 à 10 000 soleils) : Utilisent un miroir parabolique mobile pour concentrer l'énergie sur un moteur Stirling.

Adaptés aux petites puissances (≤ 50 kW).

Centrales à tour (C = 1 000 soleils) : Utilisent un champ d'héliostats qui concentrent les rayons sur un récepteur central situé au sommet d'une tour.

Exemple : la centrale Thémis en France (exploitée de 1984 à 1986).

Centrales cylindro-paraboliques (C = 50 à 150 soleils) : Utilisent des miroirs cylindro-paraboliques pour concentrer les rayons sur des tubes contenant un fluide caloporteur (huile synthétique).

Centrales à concentrateurs linéaires de Fresnel (C = 50 à 100 soleils) : Utilisent des miroirs plans pivotants pour concentrer le rayonnement sur un tube récepteur linéaire.

1.14. La biomasse

La biomasse est une forme indirecte d'énergie solaire stockée grâce à la photosynthèse. Elle est exploitée par combustion ou métabolisation. Cependant, sa durabilité dépend de la gestion des ressources. Les biocarburants et le bois en sont des exemples.

Des avancées prometteuses incluent l'utilisation de cyanobactéries modifiées pour convertir l'énergie solaire en carburant, équilibrant ainsi la production et la consommation de CO₂. Une étude de l'université de Stanford a montré que la production d'électricité à partir de la biomasse est plus rentable et écologique que sa transformation en biocarburants. Par exemple, 1 hectare de culture permet de parcourir 52 000 km avec de l'électricité contre 31 000 km avec de l'éthanol. Cependant, cette approche soulève des questions sur l'utilisation des sols et la sécurité alimentaire.

1.15. L'énergie géothermique

L'énergie géothermique exploite la chaleur interne de la Terre, produite par la désintégration radioactive de l'uranium, du thorium et du potassium dans la croûte terrestre. Elle est utilisée pour le chauffage ou la production d'électricité.

Contrairement à d'autres énergies renouvelables, la géothermie ne dépend pas des conditions atmosphériques. En 2009, les principaux producteurs étaient les États-Unis, les Philippines et l'Indonésie, ce dernier détenant 40 % des réserves mondiales.

Cependant, l'exploitation géothermique comporte des risques, notamment l'augmentation de l'activité sismique due aux modifications de pression dans les sous-sols.

1.16. La mer, une formidable ressource pour produire de l'énergie

La mer offre plusieurs sources d'énergie encore peu exploitées :

Énergie marémotrice : exploite les marées (exemple : barrage de la Rance en Bretagne, inauguré en 1966).

Énergie houlomotrice : exploite le mouvement des vagues (prototypes existants, mais pas de production à grande échelle).

Énergie maréthermique : exploite la différence de température entre les eaux de surface et les eaux profondes (adaptée aux zones tropicales).

Thalassothermie : récupère les calories de l'eau de mer pour alimenter des pompes à chaleur (chauffage, climatisation).

À l'exception de l'uranium fissile et de l'énergie géothermique, notre unique source d'énergie est le Soleil. [8].

L'énergie osmotique (ou énergie bleue) ; Cette énergie est produite lors de la rencontre entre l'eau salée et l'eau douce, grâce au phénomène d'osmose.

Ces énergies marines, tout comme l'hydrogène décarboné, la bioluminescence ou encore le thorium, font sans aucun doute partie des énergies de demain [18].

1.17. L'impact environnemental des énergies renouvelables

Comme toutes les activités humaines, la production et la consommation d'énergie ont un impact sur l'environnement, variant en ampleur, localisation et durée [6].

L'énergie photovoltaïque est considérée comme une énergie renouvelable exceptionnelle et puissante. Elle utilise une source d'énergie primaire inépuisable : le rayonnement solaire. Une caractéristique majeure de l'énergie photovoltaïque est la baisse constante des coûts associés à sa production et à son installation.

Au fil des années, les progrès technologiques ont permis d'améliorer l'efficacité des cellules photovoltaïques et de réduire considérablement leurs coûts. Ces avancées ont rendu l'énergie solaire plus

accessible et abordable pour un large public, tant pour les particuliers que pour les entreprises. En outre, comme l'énergie solaire ne produit pas d'émissions nocives, elle contribue également à la préservation de l'environnement.

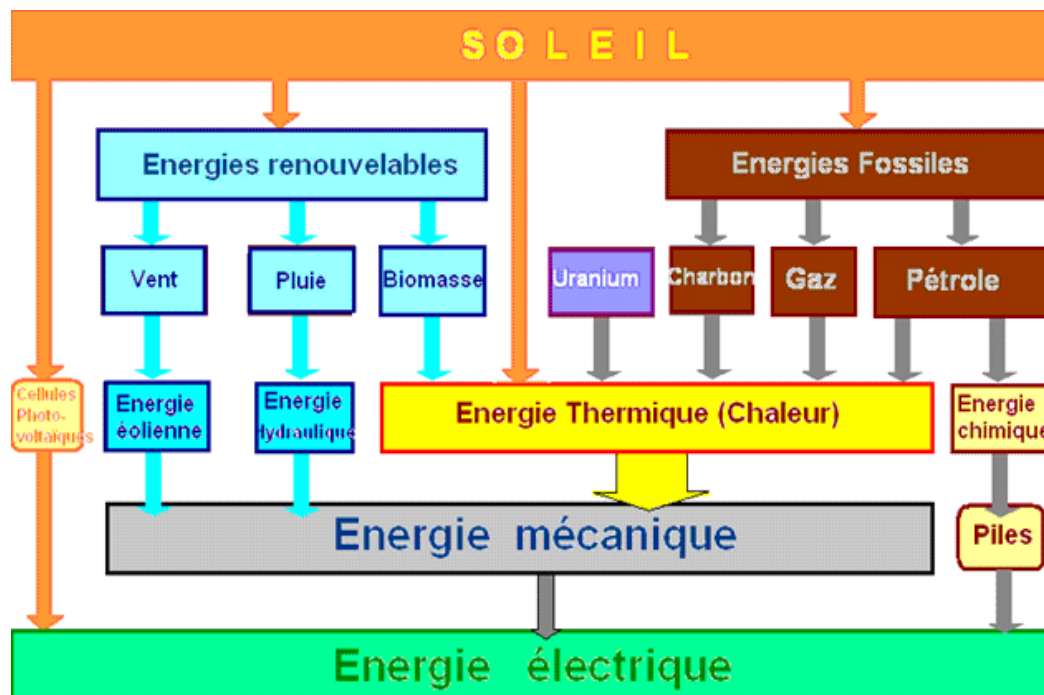


Figure 1-3 : Le schéma de la figure donne un aperçu des conversions d'énergie que nous sommes capables d'exploiter. [8]

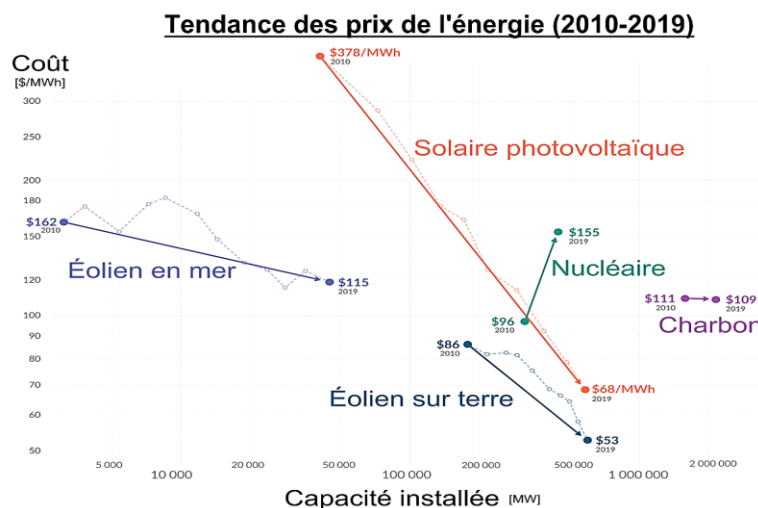


Figure 1-4 : évolution des coûts des énergies renouvelables

Bien que l'énergie électrique produite par les systèmes photovoltaïques ne génère aucune pollution directe, il est important de noter que la production, le fonctionnement et le traitement de ces systèmes ont, comme tout produit industriel, un impact sur l'environnement, même si celui-ci reste relativement faible.

La fabrication des modules photovoltaïques implique plusieurs étapes ayant des conséquences environnementales :

Transformation de matières premières : Certaines de ces matières sont spécifiques et nécessitent une extraction et un traitement énergivores.

Consommation d'énergie : La production des panneaux solaires requiert une quantité significative d'énergie, souvent issue de sources non renouvelables.

Utilisation de produits chimiques toxiques : Des substances chimiques, couramment employées dans l'industrie électronique, sont utilisées lors de la fabrication. Ces produits peuvent être nocifs pour l'environnement et la santé si leur gestion n'est pas rigoureusement contrôlée.

Tableau 1-8 : Évolution de la production brute d'électricité d'origine renouvelable (TWh)

Énergie	1990	%	2000	%	2010	%	2015	2018	% 2018	var. 2018/1990
Hydraulique	2 192	18,4 %	2 696	17,4 %	3 535	16,4 %	3 982	4 325	16,2 %	+97 %
Biomasse	105	0,9 %	114	0,7 %	278	1,3 %	416	518	1,9 %	+392 %
Déchets	8	0,1 %	17	0,1 %	33	0,2 %	38	39	0,1 %	+365 %
Géothermie	36	0,3 %	52	0,3 %	68	0,3 %	81	89	0,3 %	+144 %
Solaire PV*	0,09	0,001 %	0,8	0,005 %	32	0,15 %	250	554	2,1 %	×6 092
Solaire therm.*	0,7	0,006 %	0,5	0,003 %	1,6	0,008 %	10	11	0,04 %	+1 608 %
Éolien	4	0,03 %	31	0,2 %	342	1,6 %	834	1 273	4,8 %	×328
Marées	0,5	0,005 %	0,5	0,004 %	0,5	0,002 %	1,0	1,0	0,004 %	+88 %
Total EnR	2 347	19,7 %	2 912	18,8 %	4 291	19,9 %	5 610	6 811	25,5 %	+190 %

Source des données : Agence internationale de l'énergie¹⁸².

* % = part dans la production d'électricité ; Solaire PV = Solaire photovoltaïque ; Solaire therm. = Solaire thermodynamique.

NB : l'AIE inclut dans la production hydroélectrique celle des centrales de pompage-turbinage, qui n'est pas renouvelable.

En fonctionnement, l'impact d'un système photovoltaïque se résume principalement à des considérations visuelles et paysagères, ainsi qu'à une perturbation potentielle des écosystèmes locaux dans le cas des centrales au sol. Cependant, ces impacts restent généralement limités et localisés.

Lorsque les modules photovoltaïques atteignent leur fin de vie après plusieurs décennies d'utilisation, ils peuvent être démontés et recyclés. Les matériaux qui les composent (verre, métaux, silicium, etc.) sont en grande partie récupérables et réutilisables, ce qui réduit les déchets finaux à une fraction minime de leurs composants.

Globalement, l'impact environnemental du photovoltaïque est très faible comparé à la plupart des autres filières énergétiques. Cette faible empreinte écologique, associée à l'abondance et à la gratuité de la ressource solaire, explique pourquoi de nombreux pays cherchent à exploiter les avantages du rayonnement solaire.

Cependant, malgré son potentiel considérable, la contribution de l'énergie solaire à la production mondiale d'électricité reste encore très modeste. En 2021, par exemple, l'énergie solaire ne représentait que 3,7 % de la production totale d'électricité mondiale. Toutefois, la part de l'électricité d'origine solaire a connu une croissance significative au cours des dix années précédentes, avec un taux de croissance annuel moyen de 29,6 % (voir figure 6).

Cette dynamique montre que le développement de l'exploitation de l'énergie solaire est inéluctable, porté par les progrès technologiques, la baisse des coûts et la prise de conscience croissante des enjeux climatiques.

1.18. Le photovoltaïque dans le monde :

Le potentiel de la technologie photovoltaïque est tel que la filière est incontournable pour répondre à la demande mondiale. Au cours de ces dernières années,

Le marché mondial du photovoltaïque a enregistré un taux de croissance annuel impressionnant de 35 %. En 2022, ce marché a connu une hausse de 35 % par rapport à 2021, avec 236 GW de nouvelles installations photovoltaïques mises en service. Cette croissance a porté le parc photovoltaïque mondial à un total de 1 183 GW. Par ailleurs, la capacité de production des modules photovoltaïques approche désormais les 700 GW par an, une valeur bien supérieure à la production réelle de 2022, car les fabricants anticipent une demande croissante dans les années à venir.

Les prévisions pour les prochaines années sont tout aussi optimistes : les experts estiment que la production pourrait être multipliée par 40 d'ici 2030. Cette dynamique attire de plus en plus de pays, désireux de tirer parti des avantages économiques et environnementaux de l'énergie solaire.

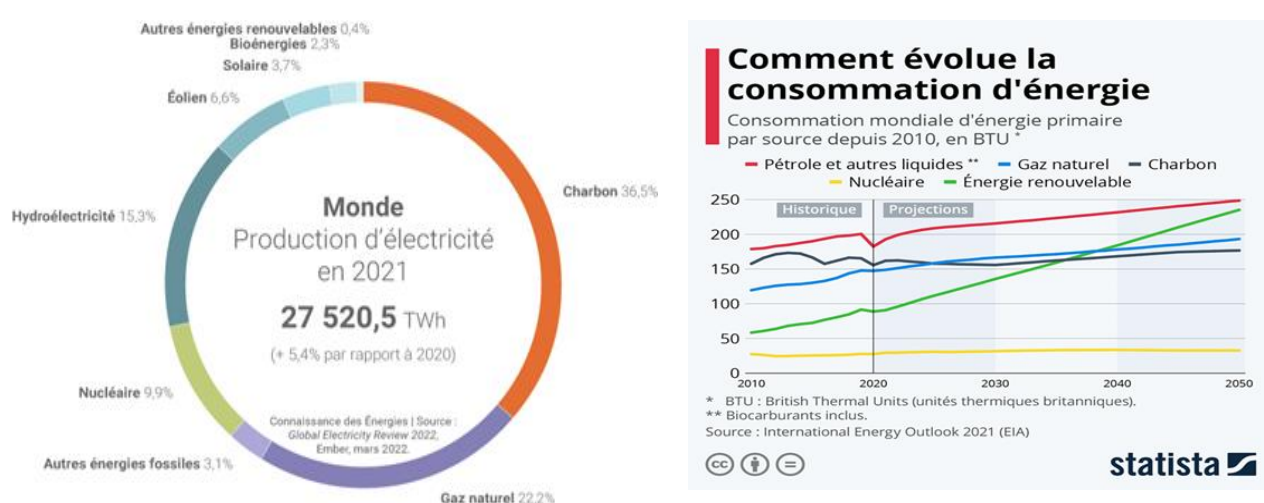


Figure 1-5 : graphe d'évolution de la consommation mondiale en énergie estimée jusque 2050

1.19. Potentiel d'énergie solaire en Algérie

Grâce à sa situation géographique privilégiée, l'Algérie dispose de l'un des gisements solaires les plus importants au monde. La durée d'insolation sur la quasi-totalité du territoire national dépasse 2 000 heures par an, et peut atteindre jusqu'à 3 900 heures dans les régions des hauts plateaux et du Sahara.

Tableau 1-9 : gisement solaire de l'Algérie par région

Régions	Région côtière	Haut 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

Ce gisement dépasse 5 milliard de GWh/an.

L'énergie solaire reçue quotidiennement sur une surface horizontale de 1 m² est en moyenne de 5 kWh sur la majeure partie du territoire. Cela se traduit par un apport annuel d'environ 1 700 kWh/m² dans le nord du pays et 2 263 kWh/m² dans le sud. Ces chiffres témoignent du potentiel exceptionnel de l'Algérie pour le

développement de l'énergie solaire, une ressource abondante et inépuisable qui pourrait jouer un rôle clé dans la transition énergétique du pays.

1.20. Les zones énergétiques Algériennes :

Tableau 1-10 : Moyenne journal de la somme des irradiations directes normales pendant le mois de Juin par ville algérienne.

Région	Energie globale moyenne
Annaba	4.61 KWh/m ²
Alger	5.26 KWh/m ²
Batna	5.97 KWh/m ²
Ouargla	6.35 KWh/m ²
Ain Salah	6.75 KWh/m ²
Adrar	7.10 KWh/m ²
Tamanrasset	7.00 KWh/m ²
Janet	7.44 KWh/m ²

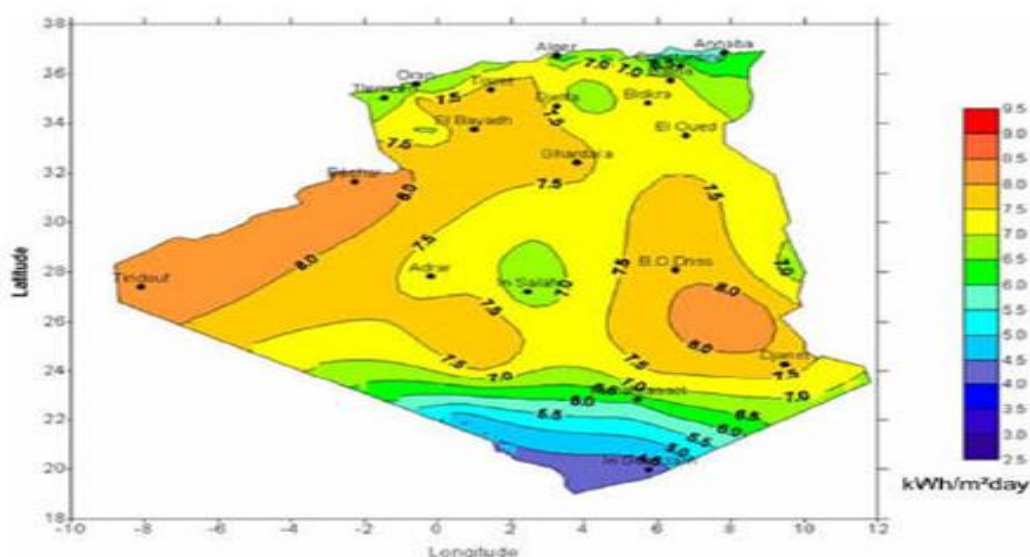


Figure I.4: Spectre solaire en Algérie [3].

1.21. Projet Desertec :

Le Projet Desertec est un projet éco-énergétique de grande envergure mené par la Desertec Foundation. Il a été créé sous les auspices du Club de Rome et de la Trans-méditerranéen pour la coopération sur les énergies. Il s'agit de créer un réseau interconnecté alimenté par des centrales solaires du Maroc à l'Arabie Saoudite (également relié via Gibraltar) et des câbles sous-marins à l'Europe.



Figure 1-6: Cartographie sommaire permettant de visualiser la structure et les nœuds du réseau électrique du projet Desertec.

DESERTEC vise à la fois à répondre en grande partie aux besoins des pays producteurs d'Afrique du Nord et du Moyen-Orient, et à fournir 15% (dans un premier temps) de l'électricité nécessaire à l'Europe.



Figure 1-7: Cartographie sommaire permettant de visualiser les nœuds entre les producteurs et les consommateurs du réseau électrique du projet Desertec

Le projet Desertec repose sur un principe simple mais puissant : chaque kilomètre carré de désert reçoit annuellement une énergie solaire équivalente à 1,5 million de barils de pétrole. Selon cette logique, la surface totale des déserts de la planète pourrait fournir plusieurs centaines de fois l'énergie actuellement consommée dans le monde. Par exemple, couvrir 0,3 % des 40 millions de km² de déserts avec des centrales thermiques solaires permettrait de répondre aux besoins électriques mondiaux de 2009, estimés à environ 18 000 TWh par an [7].

Le 21 juin 2012, à Munich, l'initiative industrielle Desertec Industrial Initiative (DII) a présenté son étude intitulée « Desert Power 2050 ». Cette étude révèle que les abondantes ressources en énergie éolienne et

solaire de la région EU-MENA (Europe, Moyen-Orient et Afrique du Nord) pourraient permettre la création d'un système électrique intégré, reposant à 90 % sur les énergies renouvelables.

Selon cette vision, les pays d'Afrique du Nord et du Moyen-Orient (MENA) pourraient non seulement couvrir leurs propres besoins en électricité grâce aux énergies renouvelables, mais aussi développer un secteur d'exportation d'électricité, générant des revenus annuels pouvant atteindre 60 milliards d'euros. Pour l'Europe, importer 20 % de ses besoins en électricité depuis ces régions désertiques permettrait une économie de 30 euros par MWh, tout en contribuant de manière plus efficace à la réalisation des objectifs climatiques de l'Union européenne.

L'étude souligne également que l'éolien et le solaire seront des composantes essentielles du futur mix énergétique de la région EU-MENA, contribuant respectivement à environ 50 % et 25 % de l'approvisionnement total. Elle met en avant la complémentarité entre l'offre et la demande des deux rives de la Méditerranée, tant sur le plan géographique que saisonnier.

1.22. Conclusion

Le photovoltaïque, bien qu'étant la plus jeune des énergies renouvelables, présente des avantages majeurs ; il est non polluant, souple et fiable. Pour les 2 milliards de personnes non encore raccordées au réseau électrique, il constitue souvent la seule solution viable, évitant ainsi le recours à des groupes électrogènes peu fiables et dépendants de carburants fossiles.

La multiplication des points de production d'électricité à base d'énergies renouvelables permet également de réduire les pertes d'énergie liées au transport sur les lignes électriques. Les techniques d'intégration des modules photovoltaïques dans les bâtiments sont déjà disponibles et offrent de nombreux avantages, tant économiques qu'environnementaux.

Actuellement, c'est probablement dans le secteur spatial que le photovoltaïque est le plus adapté et compétitif, notamment grâce à l'amélioration du rapport poids/rendement des cellules solaires, rendue possible par l'utilisation de cellules ultraminces et de nouveaux matériaux. Pour que cette technologie devienne compétitive sur les marchés terrestres, il est essentiel de stimuler son développement. Les économies d'échelle, combinées aux progrès technologiques, permettront de réduire les coûts et de rendre l'énergie solaire accessible à tous.

GISEMENT SOLAIRE ET EFFET PHOTOVOLTAÏQUE



Chapitre 2

GISEMENT SOLAIRE ET EFFET PHOTOVOLTAÏQUE

2.1. Introduction :

Depuis toujours, l'homme a cherché à exploiter l'énergie émise par le soleil, l'étoile la plus proche de la Terre. Les utilisations les plus anciennes, connues depuis des siècles, sont souvent directes, comme en agriculture grâce à la photosynthèse, ou dans des applications de séchage et de chauffage, qu'elles soient artisanales ou industrielles.

Cette énergie solaire est disponible en abondance sur toute la surface de la Terre. Bien qu'elle soit atténuée lors de son passage à travers l'atmosphère, la quantité qui atteint le sol reste considérable. On estime ainsi qu'elle varie entre 1 000 W/m² dans les zones tempérées et jusqu'à 1 400 W/m² dans les régions où l'atmosphère est peu polluée par la poussière ou l'humidité.

Cette disponibilité inégale de l'énergie solaire a conduit à l'identification de zones géographiques particulièrement favorables, souvent répertoriées dans des atlas solaires. Ces atlas mettent en évidence des « gisements solaires » [2], c'est-à-dire des régions où l'ensoleillement est optimal pour le développement de projets solaires à grande échelle. Ces zones, souvent situées dans les régions désertiques ou subtropicales, représentent un potentiel énergétique immense pour l'avenir.

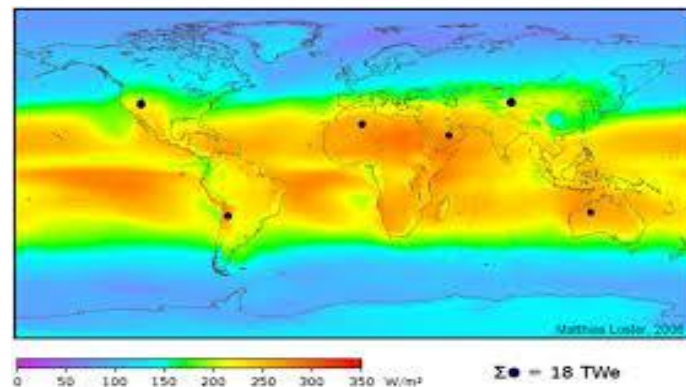


Figure 2-1: Les zones énergétiques dans le monde

Pour comprendre le fonctionnement de l'énergie solaire et optimiser son utilisation, ce chapitre propose un rappel des principales relations physiques qui régissent cette énergie, avant d'introduire les concepts de capteur solaire et de générateur photovoltaïque. Ensuite, une synthèse des différentes applications de l'énergie solaire sera présentée, suivie d'une analyse des systèmes de commande permettant d'adapter l'énergie produite par le générateur photovoltaïque aux besoins spécifiques des utilisateurs.

Cette démarche permettra de mieux appréhender les mécanismes de conversion de l'énergie solaire, les technologies associées et les solutions de gestion nécessaires pour maximiser l'efficacité et la rentabilité des installations photovoltaïques.

2.1. Effet photovoltaïque :

Il a été démontré que le rayonnement solaire est constitué de photons transportant chacun une énergie E_{ph} qui répond, elle-même, à la relation suivante :

$$E_{ph} = h \frac{c}{\lambda} \quad (2-1)$$

Où E_{ph} représente la quantité d'énergie, λ la longueur d'onde, h la constante de Planck et c la vitesse de la lumière.

D'après la relation (2.1), on observe que l'énergie solaire est inversement proportionnelle à la longueur d'onde. Le flux d'énergie solaire est transmis sous forme de rayonnements électromagnétiques, dont les longueurs d'onde diffèrent sensiblement de celles du corps noir dans l'espace, et encore plus une fois que ce rayonnement traverse l'atmosphère terrestre, comme le montre la figure 1.1. Il est important de noter que le spectre de l'énergie solaire dans l'atmosphère terrestre est décalé vers le rouge et l'infrarouge par rapport au spectre observé hors atmosphère [3].

La figure 2.2 illustre la répartition spectrale du rayonnement solaire, en distinguant deux conditions principales :

AM0 : condition hors atmosphère, à haute altitude.

AM2 : condition dans l'atmosphère terrestre, avec le soleil à 30° au-dessus de l'horizon.

Source : Distribution de la puissance lumineuse en fonction de la longueur d'onde dans le spectre solaire [13].

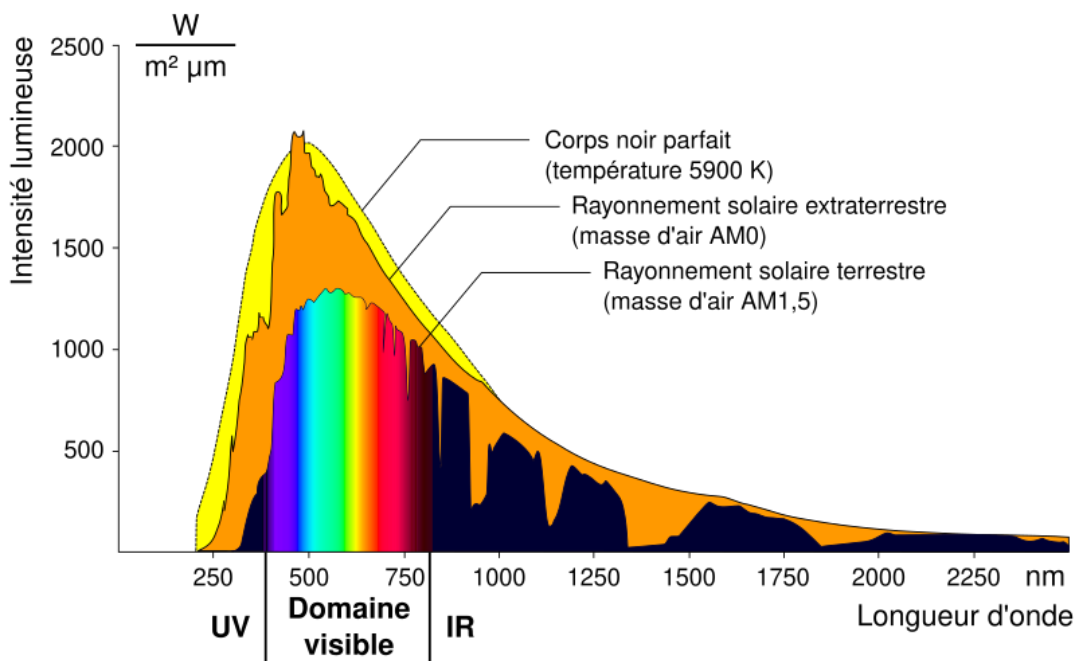


Figure 2-2. Spectre de la lumière (rayonnement solaire) intensité lumineuse en fonction de la longueur d'onde [21]

Les longueurs d'onde du rayonnement solaire atteignant la Terre se situent entre 0,2 μm (ultraviolet) et 4 μm (infrarouge), avec un maximum d'énergie autour de 0,5 μm . Environ 97,5 % de l'énergie solaire se concentre entre 0,2 μm et 2,5 μm , et plus particulièrement entre 0,4 μm et 0,78 μm , qui correspond au spectre visible.

Pour capter efficacement cette énergie, les capteurs solaires doivent être conçus pour être compatibles avec ces longueurs d'onde, afin de pouvoir piéger les photons et les convertir en chaleur ou en électricité. Le tableau 1.1 fournit les valeurs énergétiques caractéristiques des photons pour différentes longueurs d'onde, ainsi que les zones correspondantes du spectre lumineux.

2.2. Le rayonnement solaire :

Hors atmosphère, l'énergie moyenne annuelle reçue par la Terre est d'environ 5,5 kWh/m² par jour. Cependant, en traversant l'atmosphère, le rayonnement solaire subit une atténuation et une modification de son spectre en raison de phénomènes complexes tels que l'absorption par les gaz, la diffusion par les molécules, ainsi que l'absorption et la diffusion par les poussières et les aérosols. Par exemple, la couche

d'ozone absorbe la majeure partie du rayonnement ultraviolet, tandis que la vapeur d'eau absorbe une partie importante du rayonnement infrarouge.

Tableau 2-1. Valeurs énergétiques des photons issus du spectre solaire [3]

λ (μm)	$E_{ph}(eV)$	Zone
0,2	6,2	Ultraviolet
0,4	3,1	Visible bleu
0,5	2,48	Visible jaune vert
0,78	1,39	Visible rouge
1	1,24	Infrarouge
2	0,62	Infrarouge
4	0,31	Infrarouge

En conséquence, le flux énergétique reçu au sol dépend de nombreux facteurs, et son maximum ne dépasse généralement pas $1\,000\text{ W/m}^2$, avec un spectre décalé vers le rouge par rapport au spectre hors atmosphère. Le rayonnement global au sol est donc influencé par la composition et l'épaisseur de l'atmosphère traversée par les rayons lumineux au cours de la journée. Ce rayonnement global se décompose en deux composantes principales :

Rayonnement direct : provenant directement du soleil.

Rayonnement diffus : résultant de la diffusion du rayonnement solaire par l'atmosphère.

Ces deux types de rayonnement sont exploités par les générateurs solaires pour produire de l'énergie.

Pour tenir compte de la position relative du soleil, qui modifie l'épaisseur d'atmosphère traversée par les rayons lumineux, on introduit un coefficient appelé masse atmosphérique ou nombre d'air masse (AM), défini par

$$m \approx \frac{1}{\sin A} \quad (2-2)$$

A ($^\circ$) élévation du soleil sur l'horizon (90° au zénith).

Ainsi, lorsque le soleil est au zénith, on parle de conditions AM1, car les rayons lumineux traversent une épaisseur unitaire de l'atmosphère (environ 7,8 km). Lorsque le soleil est à 30° au-dessus de l'horizon, on obtient les conditions AM2. Enfin, hors atmosphère, à haute altitude, on définit les conditions AM0.

Le concept de nombre d'air masse (AM) permet de caractériser la puissance transportée par le rayonnement solaire :

AM0 : $1\,353\text{ W/m}^2$ (hors atmosphère).

AM1 : 833 W/m^2 (soleil au zénith).

AM1,5 : conditions standard utilisées pour calibrer les cellules photovoltaïques.

Ces conditions standards (AM1,5) incluent un spectre solaire spécifique, une puissance incidente de $1\,000\text{ W/m}^2$ et une température de 25°C . C'est dans ces conditions que les performances et spécifications des dispositifs photovoltaïques sont mesurées et comparées.

En plus de l'influence de l'atmosphère, le flux solaire reçu sur une surface dépend de plusieurs autres facteurs :

Orientation et inclinaison de la surface : une orientation optimale vers le soleil maximise l'énergie captée.

Latitude du lieu et degré de pollution : les régions proches de l'équateur reçoivent généralement plus d'énergie, tandis que la pollution atmosphérique peut réduire le flux solaire.

Période de l'année : l'ensoleillement varie selon les saisons.

Instant de la journée : la position du soleil dans le ciel influence directement l'intensité du rayonnement reçu.

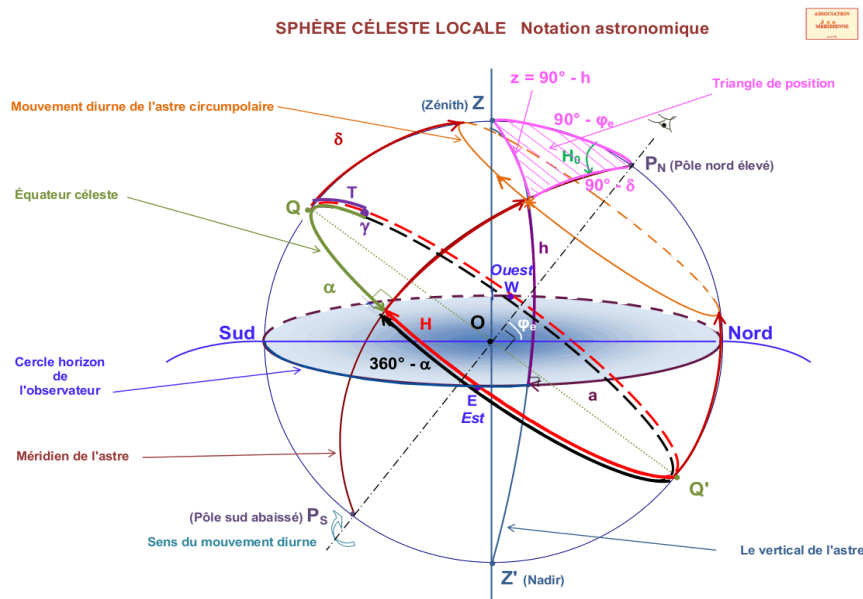


Figure 2-3. Représentation du différent axe de la terre [24].

2.3. Système de poursuite solaire

La poursuite solaire a été de tous les temps pour l'homme depuis le développement des capteurs solaires son objectif primordial. Toutes les études théoriques montrent le gain important que cela peut engendrer vis-à-vis d'un système fixe.

Mais la poursuite solaire nécessite une énergie supplémentaire pour assurer le mouvement du capteur (un axe ou deux) et un système de contrôle et de guidage qui permet de concrétiser cet avantage.

C'est dans ce contexte, que se pose la question, quand et à quel niveau de puissance, la poursuite solaire devient intéressante et avantageuse?.

Par exemple, il n'est pas intéressant de faire la poursuite d'un système PV de faible puissance (quelque dizaine de watts). Puisque le gain est insignifiant, et le coût du système de poursuite est plus grand et par conséquent l'avantage du gain devient insignifiant.

La même chose s'applique à un système de charge électronique par énergie photovoltaïque. Pour les systèmes statiques, la batterie est chargée alternativement (charge électronique) et le module fonctionne dans un point de fonctionnement qui n'est pas optimisé.

Dans ce cas la poursuite solaire n'a aucun effet sur le rendement global, par contre le coût du système devient productif.

L'étude que nous avons menée sur le système de poursuite solaire révèle surtout l'avantage qu'il procure aux systèmes de pompage photovoltaïques (PV) à un certain niveau de puissance. En effet, le démarrage de la motopompe nécessite une puissance de 150 à 250 W disponible sur le moteur, ce qui peut fournir un débit faible au début et à la fin de la journée, correspondant à la durée d'ensoleillement. Avec un système de poursuite solaire, la motopompe peut démarrer plus tôt dans la journée avec une puissance faible, comparativement à d'autres systèmes sans poursuite.

En fin de compte, le gain se traduit de deux sorties :

1. Un gain en énergie pour les ensoleillements (de 25% théoriquement) ;
2. Un gain en durée de fonctionnement de la motopompe ;

Ces deux gains permettent un gain assez conséquent du point de vue qualité d'eau puisée et stockée.

Les systèmes de poursuite solaires dans toutes leurs formes possibles ont été conçus depuis plus de 50 ans. Ils peuvent être équipés de mécanisme à simple axe ou doubles axes activés passivement ou activement.

Les modules PV courant ont une durée de vie garantie entre 10 et 20 ans, d'où la nécessité de choisir un système de poursuite qui permet cette garantie.

La solution envisageable pour garantir cette durée de vie est de prévoir une installation fixe, [en acier ou aluminium] constituée d'une structure fixe en acier ou aluminium avec une mise à la terre.

La plupart des systèmes de poursuite solaires sont actifs et par conséquent ne peuvent pas attendre un long terme, et cela dû à la complexité des équipements de contrôle.

La construction d'un système de poursuite active diffère considérablement de celle d'un système passif.

La plupart des systèmes actifs courants disponibles utilisent des positionneurs fonctionnant avec l'énergie électrique et sont constitués de plusieurs parties mobiles (gearboxes, commande de moteur, ...) ainsi que d'autres parties additionnelles les sensors de lumière et position, l'électronique de contrôle et commande. En plus de tout cela, il faut trouver l'énergie est indispensable pour le fonctionnement de ce type de système.

Par contre, les systèmes de poursuite passifs ne possèdent aucune de ces désavantages, le support de la structure est fabriqué en acier. Il utilise la gravité comme force motrice pour mouvoir le

La variation des rayonnements solaires en fonction du temps est un facteur crucial qui influence directement les besoins énergétiques des systèmes fonctionnant à l'énergie solaire. Pour optimiser ces systèmes, il est essentiel de bien connaître le gisement solaire du site où ils seront implantés. Cette connaissance permet de réaliser un prédimensionnement précis du champ de captation, comme un champ photovoltaïque, en tenant compte des exigences énergétiques spécifiques. Une telle approche est économiquement rentable, étant donné le coût élevé des capteurs solaires photovoltaïques, et elle garantit une utilisation optimale, un fonctionnement efficace et un rendement maximal des systèmes, tels que le pompage photovoltaïque, la réfrigération solaire, etc.

Pour mener à bien cette étude, il est nécessaire de disposer de données détaillées sur le gisement solaire, heure par heure et jour par jour, afin de modéliser avec précision les variations du rayonnement solaire.

Dans cette partie du projet, le travail est consacré à l'élaboration d'une méthode de calcul permettant d'estimer le gain d'énergie maximal reçu sur la surface du capteur. Cette méthode vise à déterminer :

Les angles d'inclinaison optimaux (journaliers, mensuels moyens et annuels) pour maximiser l'énergie captée.

Les angles d'orientation instantanés par rapport à l'horizontale (angle azimutal du soleil), notamment dans le cas d'un système de poursuite du soleil (tracking).

Cette étude repose sur deux configurations principales :

- Les panneaux solaires sont inclinés sur l'horizon et orientés en plein Sud,
- Les panneaux solaires sont instantanément sous incidence normale aux rayons solaires (c'est le cas d'une poursuite avec un Héliostat).

2.4. Le mouvement de la terre et le mouvement du soleil et ces coordonnées :

2.5. La variation annuelle du rayonnement direct extraterrestre I_{on} :

Le rayonnement direct I_{on} est l'éclairement reçu par un plan disposé sous incidence normale aux rayons solaires par unité de surface à la limite supérieure de l'atmosphère, est donné par [1] en watts par mètre carré (voir fig.1):

$$I_{on} = I_{sc} \left(1 + 0.033 \cos \left(\frac{366.N}{365} \right) \right) [\text{Wm}^{-2}] \quad (1)$$

N : numéro d'ordre du jour dans l'année $1 \leq N \leq 365$;

I_{sc} : constante solaire, la valeur la plus probable actuellement retenue est 1367 W/m^2 ;

$E_0 = 1 + 0.033 \cos\left(\frac{366.N}{365}\right)$: Facteur de correction de l'excentricité de l'orbite terrestre [36];

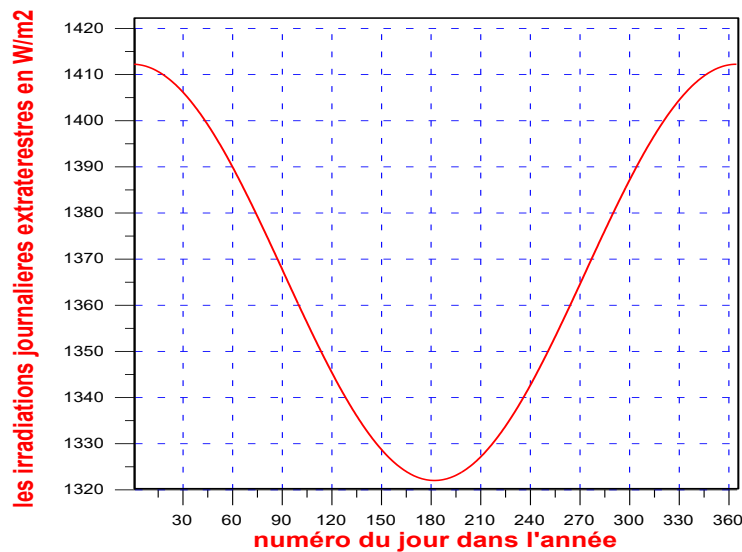


Figure 2-4 : La variation annuelle du rayonnement solaire extraterrestre dans un plan perpendiculaire aux rayons solaires (cite d'Adrar)

2.6. La déclinaison du soleil δ :

C'est l'angle formé par la direction du soleil et le plan équatorial terrestre, on adopte la convention de compter positivement les latitudes de l'hémisphère Nord (compris entre 0° à l'équateur et $+90^\circ$ au pôle Nord), et négativement celle de l'hémisphère Sud (compris entre 0° à l'équateur et -90° au pôle Sud), et variée tout au long de l'année entre deux valeurs extrêmes $\pm 23.45^\circ$.

Les lois du mouvement relatif terre-soleil permettent de calculer les variations de la déclinaison au long de l'année. Pour la pratique, une formule d'approximation est suffisante, elle est donnée par [36] (voir fig. 2-4):

$$\delta = 23.45 \cdot \sin\left(360 \frac{284.N}{365}\right) \text{ degré} \quad (2-3)$$

2.7. Mesure du l'heure :

Une rotation régulière de la terre sur elle-même autour de l'axe des pôles correspond à 24 heures en moyenne, et on voit ainsi qu'à chaque heure correspond à un écart angulaire en longitude de 15° , soit 4 minutes par degré de longitude, compte tenu du sens de rotation de la terre, et en effectuant du signe + les longitudes à l'Est de méridien origine, et de signe – les longitudes à l'Ouest de méridien [36].

Ainsi, le soleil passe au méridien de tous les lieux de même longitude à l'heure t_0 tel que

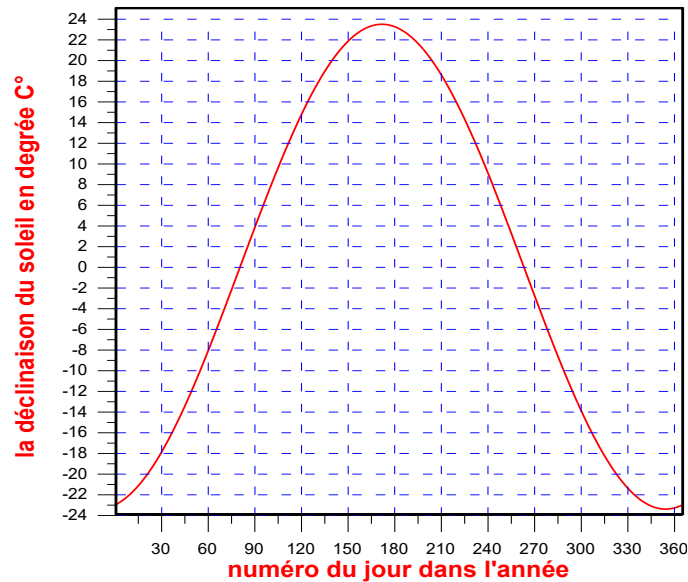


Figure 2-5 Schéma représente la variation annuelle de la déclinaison du soleil[13].

$$t_0 = 12 - \frac{\lambda}{12} \text{ [heures]} \quad (3)$$

Le méridien retenu comme origine et celui de GREENWICH et le temps t_0 de ce méridien et le temps universel TU (GMT).

- Le temps solaire moyen TSM est compté à partir de midi ;
- Le temps civil moyen local TCML se compté à partir de minuit est donné par [3] :

$$TCML = TSM + 12 \text{ [heures]} \quad (4)$$

on peut exprimer ce dernier en fonction de temps universel comme suite [3] :

$$TCML = TU - \frac{24}{360} (L - L_G) \text{ [heures]} \quad (5)$$

où : $L_G = 0^\circ$ la longitude de Greenwich (prise comme origine);

L : la longitude du lieu considérée;

Où de là, on peut écrire [3,4]:

$$TCML = TU - \frac{24}{360} (L - L_{CF}) + \frac{24}{360} (L_{CF} - L_G) \text{ [heures]} \quad 2-4)$$

L_{CF} : la longitude du centre du fuseau horaire du lieu considéré.

-Le temps civil moyen du fuseau horaire de lieu considéré est donné par [3] :

$$TCMF = TU - \frac{24}{360} (L_{CF} - L_G) \text{ [heures]} \quad (2-5)$$

-le temps local TL lu sur les horloges est donné par [3] (voir fig.3):

$$TL = TCMF + n \quad (2-6)$$

Où n : nombre variable suivant le pays [3]

-le temps solaire vrai est compté à partir de midi est donnée par [3] :

$$TSV = TL - n - \frac{24}{360} (L - L_{CF}) - 12 + \Delta t \text{ [heures]} \quad 2-7)$$

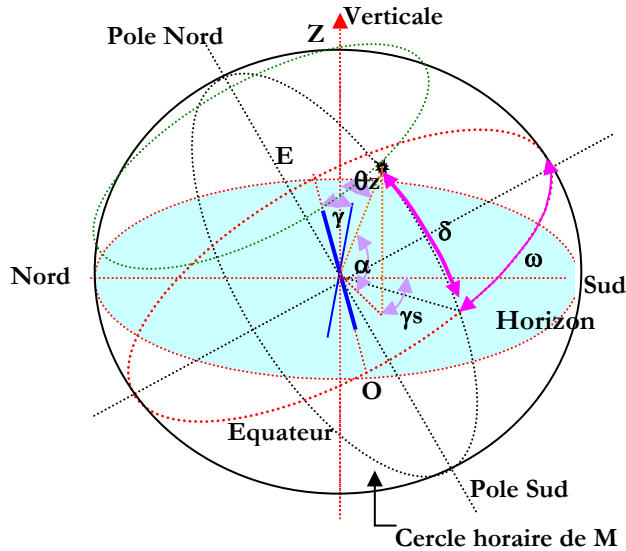


Figure 2-6. Schéma représentant les différents angles et les plans de la terre [13]

2.8. Angle horaire de lever et de coucher du soleil et la durée astronomique de jour :

On déduit les heures de lever et de coucher de soleil ω_s (soleil sur l'horizon), on met l'hauteur angulaire du soleil égal à zéro dans la formule (16), on trouve [1, 2, 3] :

$$\cos \omega_s = -\tan \phi \tan \delta \quad (2-8)$$

où ω_s est l'angle horaire du soleil à son lever, et de signe négatif à son coucher (ω_{co}).

-La durée astronomique du jour est donnée par la formule suivante [1,2] :

$$Dj = \frac{2}{15} \arccos(-\tan \phi \tan \delta) [\text{heures}] \quad (2-9)$$

où : latitude du lieu ϕ , la déclinaison du soleil δ , sont exprimés en degrés.

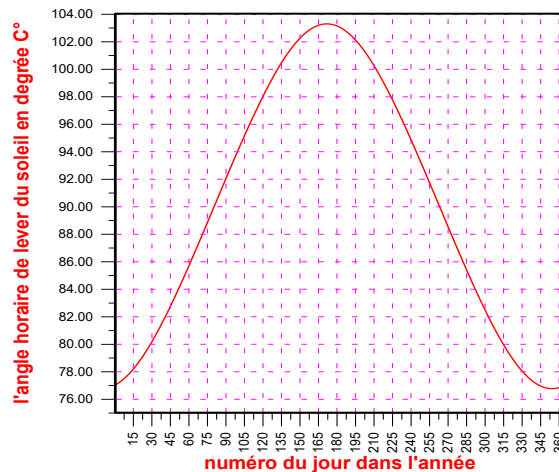


Figure 2-7 : Les variations annuelles de l'angle horaires de lever du soleil (cite d'Adrar)[13].

2.9. Les irradiances réfléchies par le sol incident sur un plan incliné :

Les irradiances totales réfléchies par le sol peut être écrite comme suit [5]:

$$I_r = (I_b \rho_b + I_d \rho_d) A_g \quad (84)$$

A_g surface totale vue par le plan incliné ;

ρ_b albédo pour les radiations direct ;

ρ_d albédo pour les radiations diffusés ;

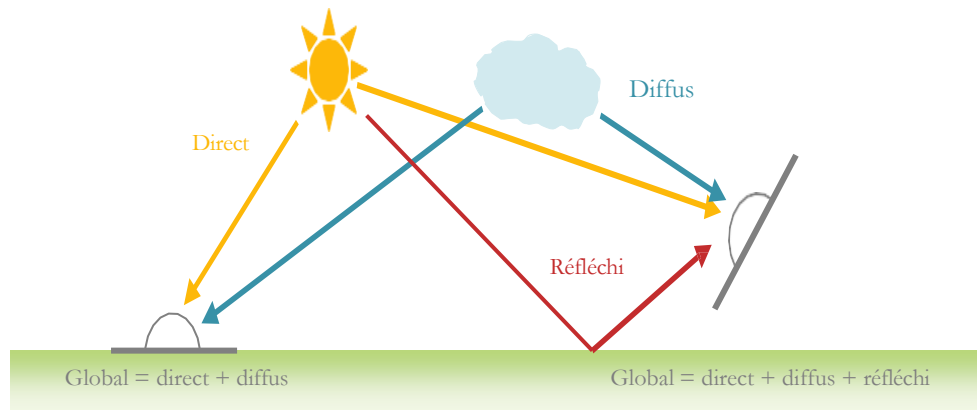


Figure 2-8: Les composantes de l'irradiance solaire sur terre, d'après INES Education

Pour simplifier l'étude, nous allons considérer d'abord deux cas limites :

2.10. Les irradiances horaires réfléchir par le sol :

2.11. Les irradiances horaires diffuses sont isotropes :

Cette approximation est valable pour le cas d'un ciel uniformément couvert (diffusion parfaite). Les irradiances reçu sur le plan considéré est proportionnelle à l'angle solide sous lequel il voit le sol et par la suite, les irradiances horaires diffuses isotrope est exprimée par [5]:

$$I_r = (I_b \rho_b + I_d \rho_d) \frac{1}{2} (1 - \cos \beta) \text{ [kJ.m}^{-2}\text{hr}^{-1}] \quad 2-10$$

Dans le cas où la réflectivité des radiations direct et diffuse sont identique on aura [5] (voir fig.28):

$$I_r = \frac{1}{2} I \rho (1 - \cos \beta) \text{ [kJ.m}^{-2}\text{hr}^{-1}] \quad (2-11)$$

2.12. Les irradiances horaires diffuses anisotropes :

La radiation diffuse anisotrope provient essentiellement de la partie du ciel entourant le soleil. En autres termes, les radiations circom-solaires sont plus importantes que les radiations diffuses hémisphériques. C'est le cas lorsque le ciel est clair et sans nuages et, que la turbidité est importante (diffusion imparfaite), ainsi, la radiation globale est composée essentiellement de la radiation directe.

Temps et Coulson [5] ont recommandé une expression sous ces conditions qui devrait être multiplié par le facteur suivant donnée comme suite [5]:

$$\left[1 + \sin^2\left(\frac{\theta_z}{2}\right) \right] (|\cos \Delta|) \quad 2-12$$

Où Δ (pour plus d'information voir Réf.5) est l'azimut de la surface inclinée envers le soleil. Par conséquent, au-dessous d'un ciel clair, la radiation incidente sur un plan inclinée peut être exprimée [5] (voir fig.29):

$$I_r = \frac{1}{2} I \rho (1 - \cos \beta) \left[1 + \sin^2\left(\frac{\theta_z}{2}\right) \right] (|\cos \Delta|) \text{ [kJ.m}^{-2}\text{hr}^{-1}] \quad 2-13$$

2.13. Calcul du gain

Dans la figure 2-8 on présente le gain des irradiances journalières d'une poursuite solaire par rapport à un angle optimal et par rapport à trois angles utilisés souvent dans les installations solaires 0°, 30° et 35°

On remarque bien que le gain journalier est très important, il peut atteindre **63 %** pour un angle optimal et un angle égal à latitude de lieu.

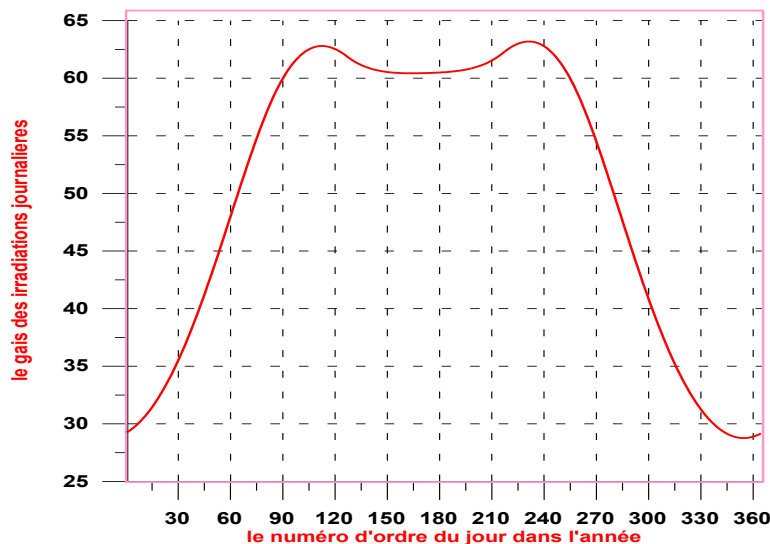


Figure 2-9 : Gain des irradiances journalières extraterrestres d'une poursuite solaire par rapport à un angle optimal[13]

2.14. Description du programme :

Le rayonnement solaire arrivant à la surface de la terre n'est pas celui émis par le soleil, à cause des différents phénomènes d'absorption, de diffusion et de filtrage au niveau des différentes couches atmosphériques. Ainsi, il varie à la fois périodiquement et aléatoirement durant l'année.

Cependant, différentes approches permettent d'estimer correctement l'irradiation solaire au sol à partir des données mesurées comme l'insolation, la transmissivité atmosphérique, qui permet de décrire ou de reproduire les variations horaires et journalières de l'irradiation solaire.

Dans cette étude, on a élaboré un software de calcul en fortran dont l'estimation des différentes irradiances extraterrestres ou en présence de l'atmosphère, reçues sur un plan : horizontal, incliné vers l'équateur d'un angle β , d'orientation arbitraire et incliné d'un angle β , normal aux rayons solaires, qui sont :

- Les irradiances horaires ;
- Les irradiances journalières ;
- Les irradiances en moyenne mensuelle ;

Afin d'estimer les irradiances globales en présence de l'atmosphère, une méthode de calcul a été citée dans les paragraphes précédentes basée sur le modèle du Liu et Jordan pour l'estimation des différentes irradiances directes, diffuses par le ciel et réfléchies par le sol, et on a tenu compte dans ce programme seulement le cas d'un ciel anisotrope d'indice de clarté de 0.61.

Ainsi, l'évaluation des différents grandeurs journalières, en moyenne mensuelle, par mis eux, les angles horaires et le temps solaire vrai ; de lever et de coucher du soleil, la durée astronomique du la journée,...etc.

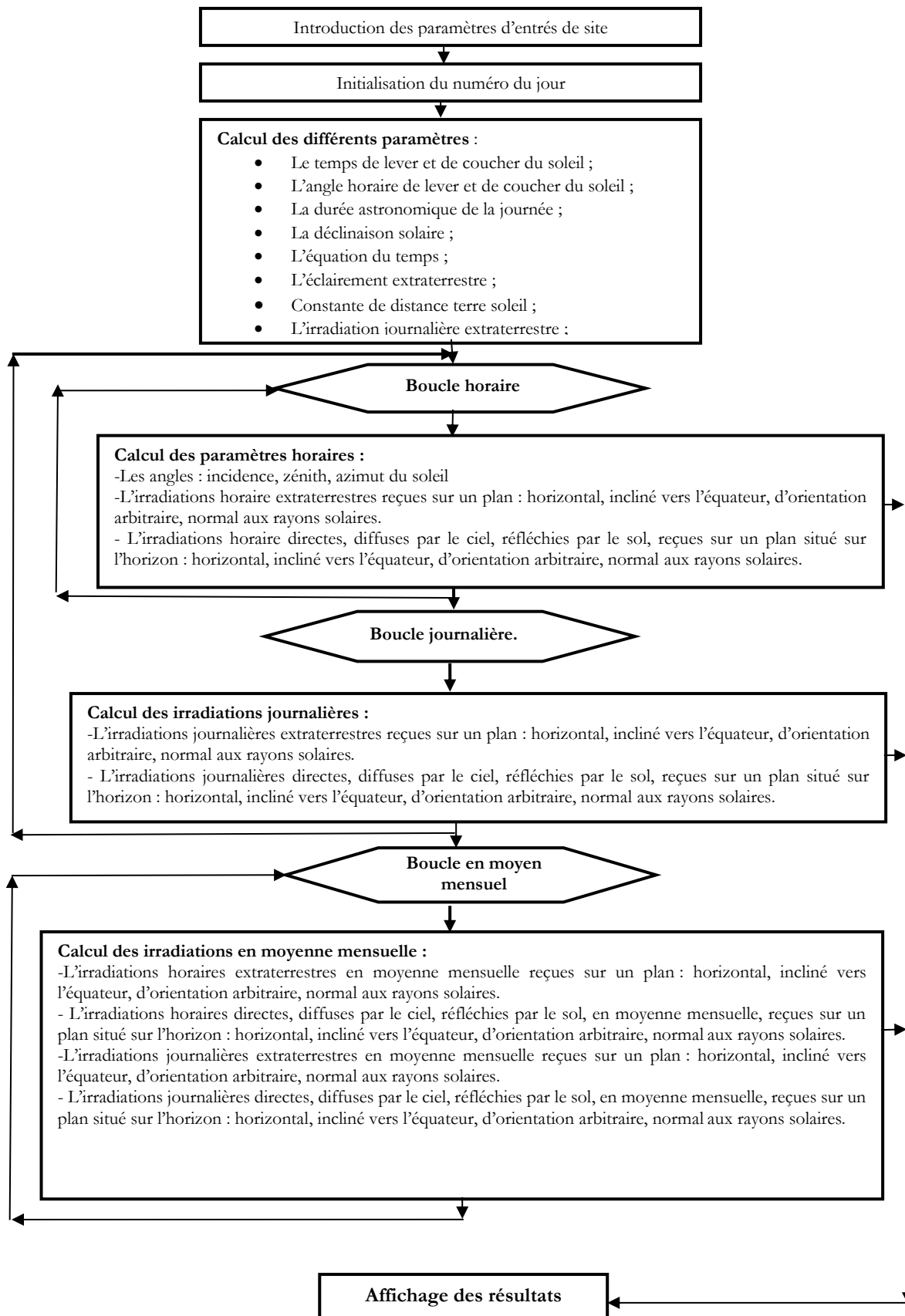
Organigramme de calcul

Figure 2-10 .Organigramme pour déterminer la variation de gisement solaire en fonction de lieu [13]

Les différentes étapes de calcul dans le programme sont résumées comme suit :

- Les paramètres d'entrés :

3. Latitude du lieu ;
4. Longitude du lieu ;
5. Décalage de faisceau horaire ;
6. Le pas de scrutation ;

- Les opérations de calcul :

7. Boucle de calcul des grandeurs de gisements horaires ;
8. Boucle de calcul des grandeurs de gisement journalières ;
9. Boucle de calcul des grandeurs de gisement en moyen mensuelle ;

- Affichage des différents paramètres calculés ;

2.15. Description générale du « solar-Trakher » :

Les supports du modules PV tourne par l'effet de l'échange d'un liquide entre deux boîtiers métalliques situés dans chaque côté du support, ce qui a pour effet de pivoter le système (en alternant son centre de gravité), et qui se stabilise en face du soleil.



Figure 2-11 : Images globales du système de poursuite passif

2.16. Description fonctionnelle du système ETARACK à simple axe :

Le fonctionnement du système de poursuite ETARACK, constituées en la présence de deux boîtiers métalliques sont montés opposément sur les paliers extrêmes du support des modules PV. Les boîtiers métalliques sont remplis avec un liquide et sont connecter entre eux avec une petite canalisation. Sur le haut de chaque boîtier métallique est monté un petit panneau cache d'ambre de panneau cache d'ambre

projette une ombre sur le boîtier métallique correspondant en relation avec l'angle du soleil. Quand le soleil réchauffe le boîtier métallique, le liquide à l'intérieur se dilate, le liquide le plus posé au soleil, qui est le plus éloigné de l'effet d'ombre du panneau, développe une grande pression forçant le liquide à se diriger vers l'autre boîtier métallique le plus froid. Cet état de fait, fait balancer le support mécanique causant son pivotement jusqu'à équilibre de l'effet d'ombre sur les boîtiers métalliques et que les modules solaires soient perpendiculaires au soleil.

Pour réduire les mouvements dus au vent, « damper » hydraulique disponible normalement, est utilisés. Il n'a aucune influence sur le système de positionnement.

Le système eut supporté des forces de vent jusqu'à 120 Km/m^2 (vitesse de vent 140 km/h), de vent par sa force peut occasionnellement perturber le positionnement par de courtes périodes, les frottements du « damper » dus au vent peuvent causer des erreurs atteignant 10° par rapport à la position optimale perpendiculaire au soleil.

Cette erreur de positionnement, dus aux « frictions » du vent sur le « damper », peut être facilement corrigée par l'utilisation des derniers modèles de modules PV, qui possèdent des micro-pyramides spéciales sur leurs surfaces.

La structure de cette surface permet une meilleure absorption des irradiations solaires que les anciens modèles et par conséquent éliminer le besoin de poursuite précis à la fraction de degré près.

Ce système de poursuite à simple axe, requiert un ajustement par l'optimisation des modèles en face du soleil, en fraction de saison de l'année. En faisant cet ajustement deux fois par an (plus de deux fois est encore meilleur), un gain appréciable est obtenu.

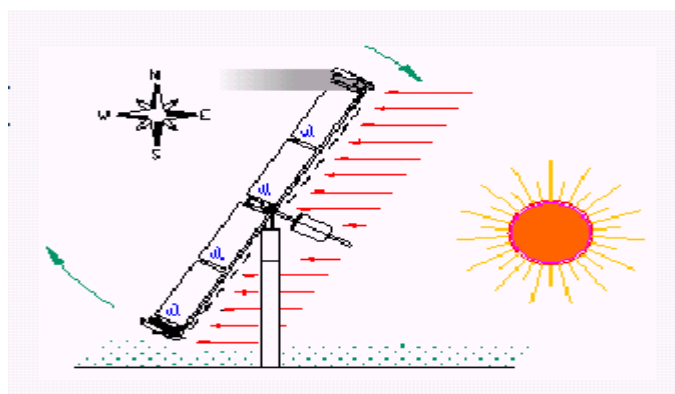


Figure 2-12 : le système au lever de soleil

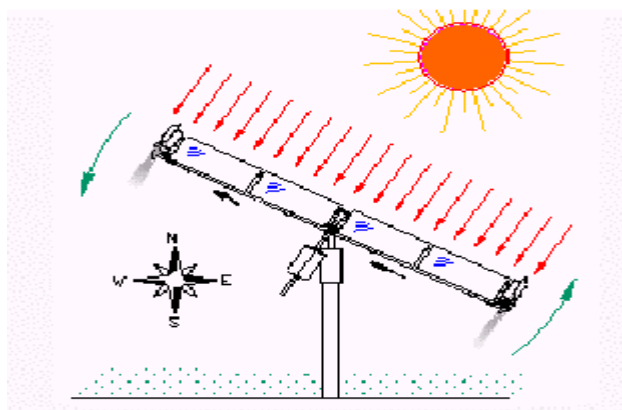


Figure 2-13 : le système suit le soleil

Le Tracker suit le soleil d'Est à l'Ouest suivent la progression de la journée.

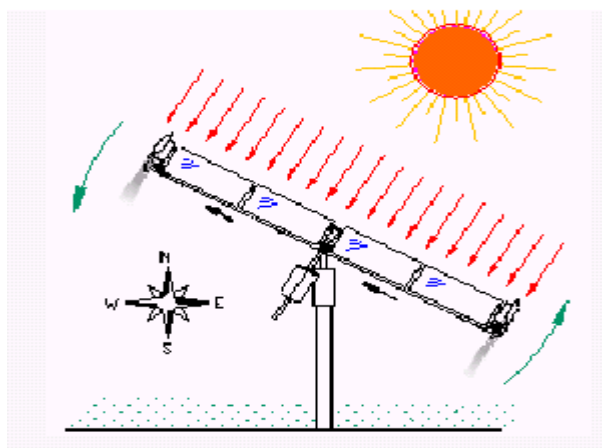


Figure 2-14 : le système perpendiculaire au rayon de soleil

Le matin de base heure, les modules solaires sont positionnés vers le plein ouest, quand le soleil commence à se lever. Au lever du soleil, les irradiances exciteront le boîtier métallique le plus bas, qui est le moins ombrés, faisant augmenter la pression du liquide qui se déplace vers le boîtier métallique le plus haut, le support commence à balancer et trouve vers l'Est.

La différence de température et la différence de pression sont dues à la pression d'ombre. Quand le soleil n'est pas perpendiculaire aux modules PV, un des bouts métalliques est plus ombrés qu'autre, causant la rotation du ETRACKER jusqu'à ce que l'équilibre de l'effet d'ombre soit atteint, et par conséquent le ETRACKER se stabilise.

Au coucher du soleil le tracker est positionner plein Ouest et passe la nuit dans cette position, jusqu'au lever du soleil, ou jour d'après et que le tracker se réveille et s'aligne vers l'Est.

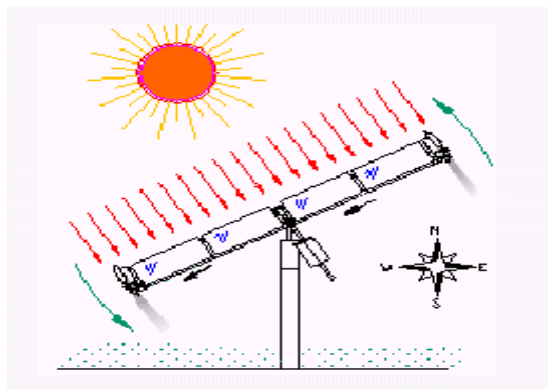


Figure 2-15 : le système au coucher de soleil

Quelque avantage de ETARACK :

- Un gain moyen de 25% dans la puissance de sortie du GPV pendant l'année.
- Durant les mois d'été, le gain peut aller jusqu'à 50%, pour les systèmes pompage, et durant les journées d'été claires, un gain de 100% peut être atteint (des mesures l'approuvent).
- La maintenance de ETARACK est presque insignifiante. Il ne nécessite que l'ajustement saisonnier des modules.
- Le système ETARACK est conçu de telle façon à accepter la majorité des modules fabriqués (Siemens, BP, Kycara,....)

2.17. Les systèmes de poursuite solaire actifs :

Les systèmes de poursuite solaire actifs sont classés en deux grandes catégories :

2.18. Les systèmes aveugles :

Ce type assure un suivi automatique et continu, indépendamment de la visibilité du soleil.

Il est basé sur une commande électronique programmée, qui détermine à chaque instant et en fonction du lieu, du jour de l'année, et de l'heure, les coordonnées du soleil, assurant ainsi l'orientation correcte du capteur. Ce type de système présente l'inconvénient majeur d'accumuler les erreurs d'orientation sur toute l'année ainsi que la consommation inutile hors de la visibilité du soleil.

2.19. Les systèmes sensibles

Les systèmes de poursuite sensibles conçus à base de capteurs photosensibles, assurent une poursuite précise dépendant de la visibilité du soleil. Ils présentent une plus grande souplesse vis-à-vis de la commande, comme ils peuvent assurer une poursuite discontinue ou continue selon le besoin.

2.20. Montures de poursuite :

Deux types de poursuite sont adoptés : poursuite à un seul axe, et à deux axes. Quant aux dispositifs mécaniques à deux axes, deux types de montures sont possibles :

2.21. Monture équatorienne :

Dans laquelle, l'un des deux axes de rotation est parallèle à l'axe polaire, l'autre, lui est perpendiculaire. Dans ce cas l'angle de poursuite autour du premier axe est l'angle horaire, tandis que le seconde est l'angle de déclinaison. La vitesse de poursuite du premier est de 15 degrés par heure, et celle du seconde est donnée par la formule :

$$\frac{d\delta}{dt} = \frac{0.01634}{\cos(\delta)} \sin(0.98563(N - 173))$$

n : numéro du jour dans l'année.

2.22. Monture azimutale :

Dans cette monture, l'un des axes de rotation est l'axe parallèle à l'horizon. L'angle de poursuite autour du zénith est donc l'angle azimutal solaire A ; tandis que l'angle de poursuite autour de l'axe horizontal est l'angle de latitude α . Les vitesses de poursuite sont données par :

$$\frac{dA}{dt} = \frac{\cos(\delta)}{\cos(A) \cdot \cos^2(\alpha)} (\cos(\delta) \sin^2(H) \tan(\alpha) \cdot \cos(\varphi) - \cos(\alpha) \cdot \cos(H)) \frac{dH}{dt} \quad (2-14)$$

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{-\cos(\varphi) \cdot \sin(\delta) \cdot \sin(H)}{\cos(\alpha)} \frac{dH}{dt} \quad (2-15)$$

H : angle horaire.

Φ : latitude géométrique du lieu.

La monture équatorienne permet un mouvement uniforme en angle horaire et une grande précision de poursuite, alors qu'elle présente une complexité de réalisation, à cause de son axe parallèle à l'axe polaire, contrairement à la monture azimutale.

Le **facteur d'incidence** est un terme utilisé pour décrire l'efficacité avec laquelle un système (comme un capteur solaire, un panneau photovoltaïque ou un dispositif optique) intercepte ou utilise la lumière incidente en fonction de l'angle d'incidence. Il est souvent exprimé comme une fonction de l'angle entre la direction de la lumière incidente et la normale (perpendiculaire) à la surface du système.

2.23. Formule générale du facteur d'incidence

Le facteur d'incidence (F_i) peut être exprimé par la formule suivante :

$$F_i = \cos(\theta)$$

Où :

θ : angle d'incidence, c'est-à-dire l'angle entre la direction de la lumière incidente et la normale à la surface.

$\cos(\theta)$: fonction cosinus qui modélise la projection efficace de la lumière sur la surface.

Suivant la structure et le type de poursuite choisi, le flux lumineux intercepté est plus ou moins important, ceci dépend du facteur d'incidence donné par le tableau n°1 pour les différents types de poursuite :

Tableau 2-2 : le facteur d'incidence et les différents types de poursuite [29]

Type de poursuite	Facteur d'incidence
Une rotation autour de l'axe N-S	$\sin(\rho) \cdot \sin(\delta) + \cos(\delta) \cos(\rho) \cdot \cos^2(H) + \cos^2(\delta) \sin^2(H)$
Une rotation autour de l'axe E-O horizontal	$(1 + \cos^2(\delta) \cos^2(H))^{\frac{1}{2}}$
Une rotation parallèle à l'axe polaire	$\cos(\delta)$
Deux axes orthogonaux	1

2.24. Dispositif mécanique :

Le type de poursuite à deux axes de rotation se compose de : axe assure un pivotement de 90° du générateur photovoltaïque porté par le panneau solaire l'intermédiaire d'une vis sans fin et sa roue. Le panneau est fixé sur l'axe (1). Le mouvement de rotation est transmis du moteur à la roue par une vis sans fin liée à ce dernier.

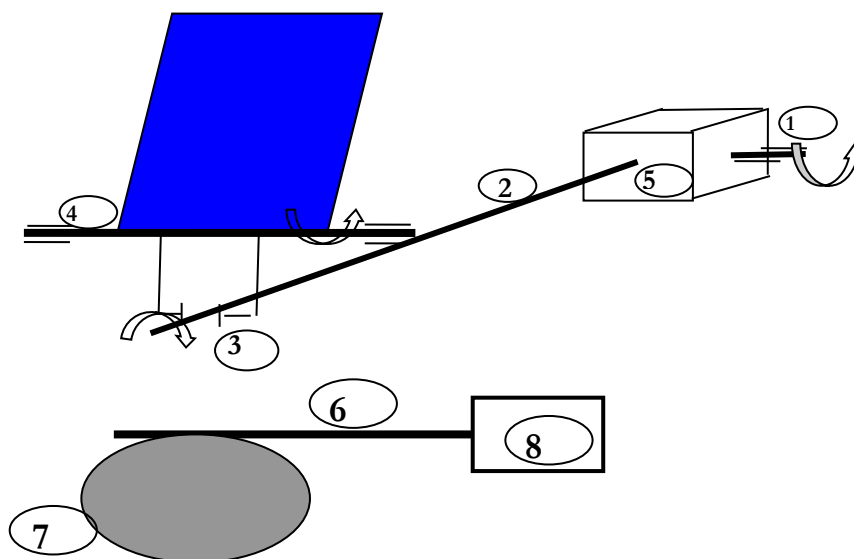


Figure 2-16 : dispositif mécanique de la poursuite solaire

L'utilisation de vis sans fin a pour conséquence une irréversibilité dans le système évitant ainsi toute sorte de perturbation sur le système (vents, gravité...), et garantissant une consommation nulle à l'arrêt du système.

Deux potentiomètres sont couplés chacun sur un mouvement pour indiquer la position. Le dispositif est muni de deux capteurs fixés sur le générateur photovoltaïque, afin d'assurer la visée du soleil selon la latitude et l'azimut, ainsi que deux moteurs à courant continu fournissant les couples nécessaires aux mouvements de suivi. Finalement deux fins de courses sont placées de part et d'autre pour éviter le blocage de système mécanique.

2.25. Capteurs :

Un des types de capteurs les plus utilisés dans la localisation de sources lumineuses est le pont à photorésistants placés de part et d'autre d'un séparateur opaque qui a pour rôle de projeter l'ombre sur l'une des photo-résistance suivant l'orientation relative au soleil, ainsi un déséquilibre se produit dans le pont et produit à son tour une d.d.p qui sera amplifiée pour détecter l'erreur d'orientation. Ce même principe peut être utilisé avec d'autres éléments photosensibles tels que photodiodes ou phototransistors.

2.26. Moteur à courant continu :

Le type de moteur le plus adapté aux asservissements est le moteur à courant continu. Il comporte deux parties principales, le stator et le rotor. A ces deux parties s'ajoute un troisième élément, l'ensemble collecteur-balais.

Un **moteur électrique** à courant continu est une machine tournante qui exploite le fait qu'un conducteur placé perpendiculairement à un champ magnétique et parcouru par un courant se déplace en fauchant le champ magnétique : il est donc capable de **produire un effort mécanique**.

La constitution d'un moteur électrique est identique à celle d'une dynamo, ce qui signifie que la même machine peut fonctionner soit comme un moteur, pour produire une force, soit comme un générateur de courant.

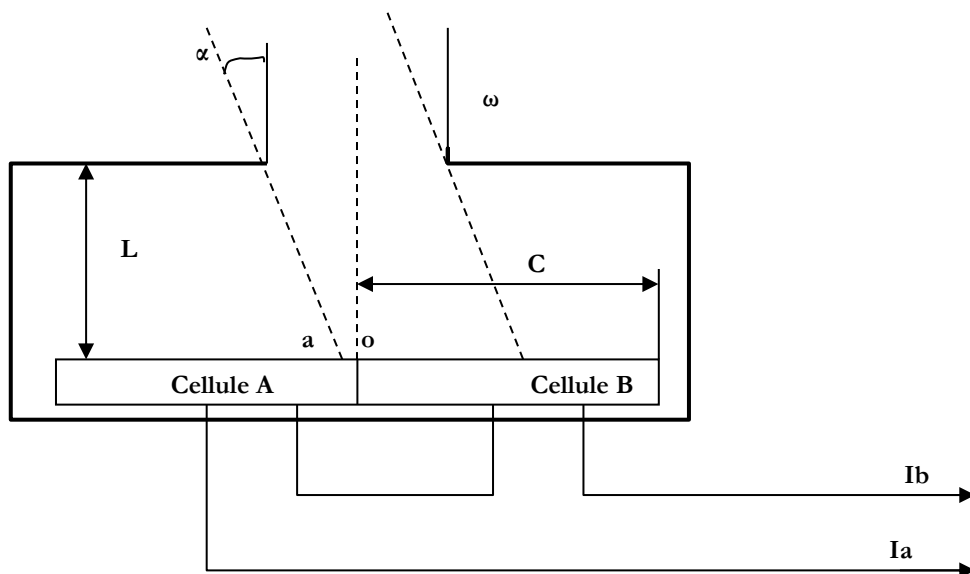


Figure 2-17. Capteur solaire pour détecter l'erreur d'orientation

Comme dans la dynamo, le champ magnétique est produit par les pôles inducteurs du stator. On fait circuler un courant dans les conducteurs du rotor ; ceux-ci, étant perpendiculaires au champ, sont soumis à une force magnétique. Le bobinage est réalisé de telle sorte que les forces de chacun des conducteurs s'additionnent. La force totale du moteur est la somme des forces qui s'exercent sur les conducteurs : on l'appelle **couple** du moteur.

Pour augmenter le couple, on peut augmenter la tension aux bornes de l'induit ou augmenter le champ magnétique en augmentant la tension aux bornes de l'inducteur.

Pour inverser le sens de rotation du moteur, il suffit d'inverser la polarité de la tension aux bornes de l'inducteur ou de l'induit.

2.27. Système de commande :

Le système de commande est composé de trois cartes : Carte de commande ; Carte driver ; Carte de puissance.

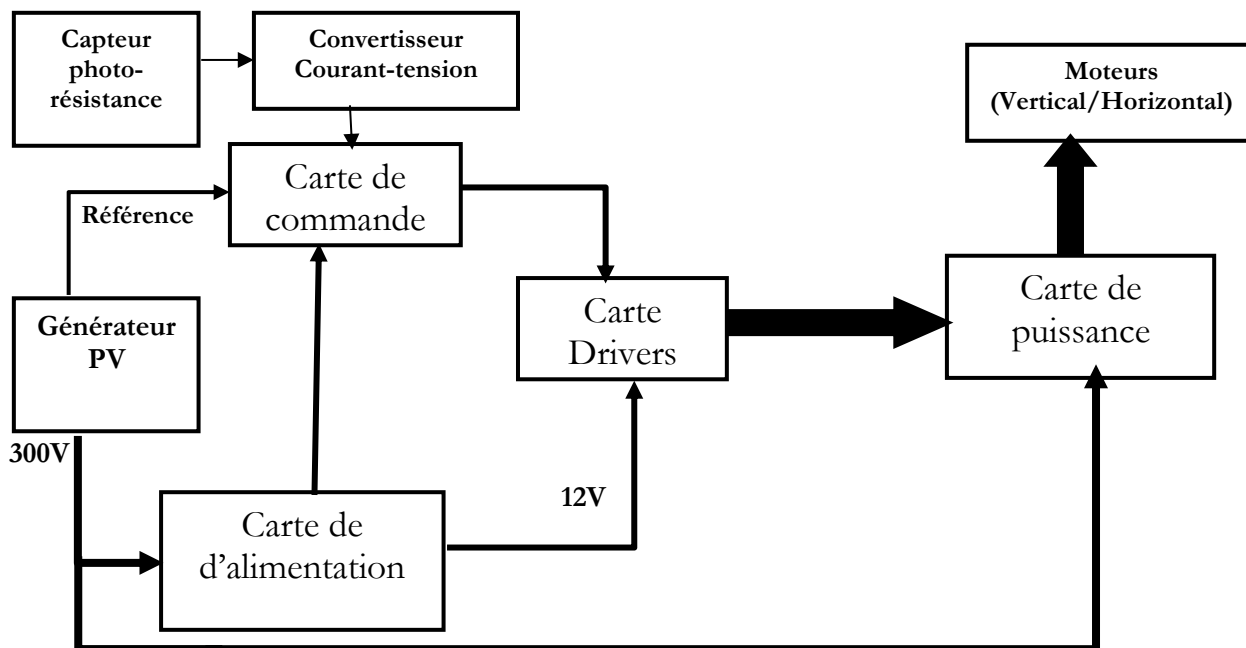


Figure 2-18 : Schéma synoptique du système de commande

2.28. Carte drivers

Cette carte a été conçue pour assurer l'isolation (5v, 15v et 300v) entre les différentes tensions tenant compte des masses flottantes exigées par l'étage de puissance. On présente à la figure 5 le schéma synoptique de la carte drivers :

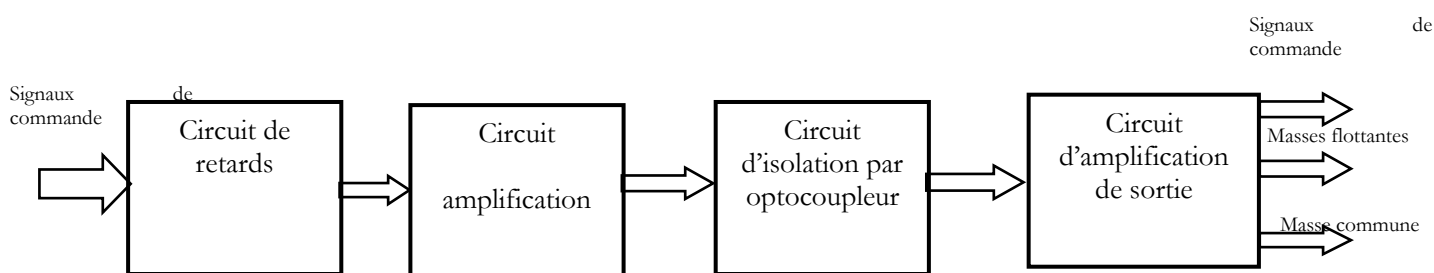


Figure 2-19 : Schéma synoptique de la carte drivers

2.29. Conclusion :

Dans cette partie de travail on a présenté une synthèse de caractérisation de site d'Adrar : les différentes inclinaisons, les différents paramètres, calcul des paramètres horaires, calcul des irradiances journalières et le calcul des irradiances en moyenne mensuelle, afin d'obtenir le gain en énergie en utilisant le système de poursuite solaire.

Le gain annuel des irradiances est estimé à 40% pour un champ photovoltaïque muni par un système de poursuite solaire comparativement à une installation fixe avec un angle d'inclinaison égale à l'altitude de site.

CELLULES ET GENERATEURS PHOTOVOLTAÏQUES



CELLULES ET GENERATEURS PHOTOVOLTAÏQUES

3.1. Introduction

Ces dernières années, le développement des énergies renouvelables a connu une croissance significative. La production d'électricité à partir de sources renouvelables permet non seulement d'assurer une sûreté d'approvisionnement pour les consommateurs, mais aussi de respecter les normes écologiques en matière d'énergie. Le caractère renouvelable d'une énergie dépend de la vitesse de régénération de la source par rapport à la vitesse à laquelle elle est consommée. Le soleil, source d'énergie quasi illimitée, pourrait couvrir plusieurs milliers de fois la consommation énergétique mondiale. C'est pourquoi l'être humain cherche depuis longtemps à exploiter cette énergie abondante et largement disponible à travers la planète, notamment grâce à la cellule photovoltaïque (PV).

Découvert en 1839 par Antoine Becquerel, le principe de conversion de la lumière en électricité n'a été exploité qu'un siècle plus tard. Grâce aux avancées dans les matériaux semi-conducteurs, notamment les travaux de Jan Czochralski, la technologie photovoltaïque a progressé de manière significative. Cette évolution a permis, entre autres, la construction du premier satellite alimenté par l'énergie solaire : [9].

Dans ce chapitre, nous aborderons le principe de fonctionnement des cellules photovoltaïques, leurs performances, ainsi que les générateurs solaires photovoltaïques et les différentes configurations permettant de constituer un panneau solaire. Nous explorerons également les méthodes de fabrication et de modélisation des cellules photovoltaïques.

3.2. Cellule photovoltaïque

Le terme « photovoltaïque » désigne le processus physique de transformation de l'énergie lumineuse en énergie électrique par le transfert de l'énergie des photons aux électrons d'un matériau. Ce phénomène, découvert par A. Becquerel en 1839, a été expliqué par Albert Einstein en 1905, ce qui lui a valu le prix Nobel de Physique en 1921[10].

Photo vient du grec « phos », qui signifie lumière, **Volt** rend hommage à Alessandro Volta (1745-1827), physicien pionnier dans les recherches sur l'électricité.

Photovoltaïque (PV) signifie donc littéralement « électricité lumineuse »[10].

3.2.1 Caractéristiques techniques :

Puissance de crête (W_c ou P_w) : Puissance maximale fournie par un module solaire dans des conditions standardisées (ensoleillement de $1\,000\text{ W/m}^2$ et température de jonction de 25 °C).

Tension en circuit ouvert (open circuit) : Tension maximale produite par un module solaire lorsqu'il ne débite aucun courant (généralement entre $19,5$ et $21,5\text{ V}$).

Intensité de court-circuit (short circuit) : Intensité maximale débitée par un module solaire en court-circuit sous un ensoleillement de $1\,000\text{ W/m}^2$.

Point de puissance maximale (PPM ou Maximum Power Point) : Point où la puissance du module est maximale ($P = U \times I$), dépendant de la température (dérive de tension de $-0,048\text{ V/°C}$).

Intensité au maximum de puissance (Maximum Power Current) : Intensité débitée à la tension du point de puissance maximale.

System voltage max : Tension maximale supportée par le module ou un ensemble de modules en série.

3.2.2 Fonctionnement :

Une cellule photovoltaïque est un composant électronique (une diode PN de grande surface) qui, exposé à la lumière, produit de l'électricité grâce à l'effet photovoltaïque. Le courant généré est proportionnel à la lumière incidente, et l'électricité produite est de type continu.

Les cellules photovoltaïques les plus courantes sont fabriquées à partir de semi-conducteurs, principalement du silicium (Si), mais aussi d'autres matériaux comme le sélénure de cuivre et d'indium ($\text{CuIn}(\text{Se})_2$ ou $\text{CuInGa}(\text{Se})_2$) ou le tellure de cadmium (CdTe). Elles sont constituées de fines plaques d'une dizaine de centimètres de côté, encapsulées entre deux contacts métalliques, pour une épaisseur de l'ordre du millimètre.

Ces cellules sont assemblées en modules solaires photovoltaïques (ou panneaux solaires) pour atteindre la puissance souhaitée.

3.2.3 Historique des cellules photovoltaïques (PV)

Le développement des énergies renouvelables a connu une croissance exponentielle ces dernières années. La production d'électricité à partir de sources renouvelables permet d'assurer une sûreté d'approvisionnement tout en respectant les normes écologiques. Le soleil, source d'énergie quasi illimitée, pourrait couvrir plusieurs milliers de fois la consommation énergétique mondiale. C'est pourquoi l'homme a cherché à exploiter cette énergie, aboutissant à la création de la cellule photovoltaïque (PV).

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de fonctionnement des cellules photovoltaïques, leurs performances, ainsi que les générateurs solaires photovoltaïques et les différentes configurations permettant de constituer un panneau solaire. Nous abordons également les méthodes de fabrication et de modélisation des cellules photovoltaïques.

De nombreuses recherches sont menées aujourd'hui pour développer des cellules à rendement plus élevé, stables dans le temps et moins coûteuses à produire.

3.2.4 Évolution historique :

Début du XIX^e siècle : Premières maisons équipées de panneaux solaires et électrification rurale.

1990 : Plus d'un million de maisons individuelles équipées de systèmes photovoltaïques.

1995 : Lancement de programmes de toits photovoltaïques au Japon et en Allemagne, généralisés depuis 2001.

Pour produire un courant électrique, les photons doivent être absorbés par le matériau photovoltaïque, transmettant leur énergie aux électrons, qui sont ensuite collectés pour former un courant électrique.

Matériaux	Sbi	AsI	Ge	SbGa	Si	Iue	AsGa	CdTe	CdSe
Eg	0.2	0.35	0.67	0.72	1.11	1.29	1.35	1.45	1.74

Tableau 3-1. Énergie de gap des principaux matériaux présents dans les capteurs solaires photovoltaïques [3].

Parmi les cellules solaires photovoltaïques, le silicium (Si) reste le matériau le plus utilisé, en particulier pour les applications terrestres, en raison de son faible coût. Il se présente sous diverses formes : cristallin, multicristallin, amorphe ou en couche mince. Historiquement, le silicium provenait souvent des déchets de l'industrie microélectronique, ce qui évitait des étapes de purification coûteuses.

Les cellules multicouches, quant à elles, sont principalement destinées aux applications spatiales en raison de leur coût élevé. Cependant, elles offrent des rendements plus élevés, une meilleure fiabilité et une détérioration moindre de leurs caractéristiques au fil du temps par rapport aux cellules à base de silicium. Ces cellules sont fabriquées à partir de divers matériaux inorganiques, dont la plupart sont listés dans le tableau 1.2. Les versions les plus récentes sont constituées de quatre couches de matériaux différents.

Pour que l'énergie solaire soit davantage utilisée comme générateur électrique, il est essentiel de réduire le coût des capteurs. C'est pourquoi, depuis plusieurs années, des recherches se concentrent sur les matériaux organiques et les polymères, qui présentent des propriétés photovoltaïques sous certaines conditions. Ces cellules, dites de troisième génération, bien qu'ayant des rendements encore faibles (le record mondial de 3,5 % a été établi en 2001), sont très prometteuses en raison de leur coût très bas. Elles suscitent un regain d'intérêt dans de nombreux laboratoires [4].

Le rendement d'une cellule photovoltaïque est l'un des principaux critères de qualité. Il est mesuré selon des normes strictes, en fixant un spectre lumineux spécifique (AM1,5), une pression et une température de fonctionnement standardisées. Le rendement global de conversion d'énergie correspond au rapport entre la puissance électrique délivrée par la cellule et l'éclairement incident de 1000 W/m^2 .

Jusqu'en 1999, les rendements de conversion étaient décevants, principalement en raison d'une mauvaise mobilité des charges électriques. Cependant, des travaux de recherche récents ont montré que l'utilisation de matériaux et techniques appropriés peut conduire à des rendements significatifs [5-13].

3.2.5 Rendements selon les matériaux

Silicium amorphe hydrogéné : $\sim 12,7 \%$

Silicium multicristallin : $\sim 15 \%$

Silicium monocristallin : $\sim 23 \%$

D'autres matériaux ont également été étudiés, notamment :

Les hétérojonctions à base de sulfures (CdS et Cu_2S).

L'arséniure de gallium (GaAs), avec des rendements dépassant 25 % en laboratoire.

Les composés multicouches (au moins trois matériaux différents), qui ont atteint des rendements supérieurs à 30 % en laboratoire.

Les performances actuelles des cellules photovoltaïques sont résumées dans le tableau 3.2.

Le silicium reste le matériau dominant dans l'industrie photovoltaïque en raison de son coût abordable et de sa disponibilité. Cependant, les cellules multicouches et les matériaux innovants (comme l'arséniure de gallium ou les composés organiques) offrent des rendements plus élevés et des perspectives prometteuses pour l'avenir. Bien que les cellules de troisième génération aient encore des rendements modestes, leur faible coût et leur potentiel d'amélioration en font une piste de recherche essentielle pour démocratiser l'énergie solaire. Les avancées technologiques et les nouveaux matériaux pourraient permettre d'atteindre des rendements encore plus élevés, rendant l'énergie photovoltaïque plus compétitive et accessible à grande échelle [79].

3.2.6 Fonctionnement d'une cellule photovoltaïque :

Une pile solaire est un dispositif semi-conducteur qui absorbe la lumière et la convertit en énergie électrique. La cellule photovoltaïque la plus courante aujourd'hui est une cellule simple à jonction PN en silicium, avec un rendement pouvant atteindre environ 17 % [15]. Elle est constituée d'un substrat de base modérément dopé de type P et d'une couche supérieure mince fortement dopée de type N. Un contact métallique mince sur la couche externe et un contact métallique sur la face arrière relie l'élément photovoltaïque à la charge (voir Figure 1.2).

Tableau 3-2. Rendement des générateurs PV mesuré à une température de 25°C et un éclairement de 1000 W/m² sous un spectre global AM1,5 [30].

Classification	Rendement (%)	Surface (cm ²)	Courant de court-circuit {mA/cm ² }	Tension de circuit ouvert (V)	Centre de test et date
Silicon					
Si (crystalline cell)	26.8 ± 0.4 ^a	274.4 (t)	0.7514	41.45 ^b	ISFH (10/22)
Si (DS wafer cell)	24.4 ± 0.3 ^a	267.5 (t)	0.7132	41.47 ^c	ISFH (8/20)
Si (thin transfer submodule)	21.2 ± 0.4	239.7 (ap)	0.687 ^e	38.50 ^{d,e}	NREL (4/14)
Si (thin-film minimodule)	10.5 ± 0.3	94.0 (ap)	0.492 ^e	29.7 ^{d,f}	FhG-ISE (8/07)
GaAs (thin-film cell)	29.1 ± 0.6	0.998 (ap)	1.1272	29.78 ^g	FhG-ISE (10/18)
GaAs (multicrystalline)	18.4 ± 0.5	4.011 (t)	0.994	23.2	NREL (11/95)
InP (crystalline cell)	24.2 ± 0.5 ^h	1.008 (ap)	0.939	31.15 ⁱ	NREL (3/13)
Thin-film chalcogenide					
CIGS (cell) (Cd-free)	23.35 ± 0.5	1.043 (da)	0.734	39.58 ^j	AIST (11/18)
CIGSSe (submodule)	20.3 ± 0.4	526.7 (ap)	0.6834	39.55 ^{dk}	NREL (5/23)
CdTe (cell)	21.0 ± 0.4	1.0623 (ap)	0.8759	30.25 ^e	Newport (8/14)
CZTSSe (cell)	12.1 ± 0.3	1.066 (da)	0.5379	35.29 ^k	NPVM (4/23)
CZTS (cell)	10.0 ± 0.2	1.113 (da)	0.7083	21.77 ⁱ	NREL (3/17)
Si (amorphous cell)	10.2 ± 0.3 ^{l,h}	1.001 (da)	0.896	16.36 ^e	AIST (7/14)
Si (microcrystalline cell)	11.9 ± 0.3 ^h	1.044 (da)	0.550	29.72 ⁱ	AIST (2/17)
Perovskite					
Perovskite (cell)	24.35 ± 0.5 ^m	1.007 (da)	1.159	25.60 ^k	NPVM (4/23)
Perovskite (minimodule)	22.4 ± 0.5 ^m	26.02 (da)	1.127 ^d	25.61 ^{d,b}	NPVM (7/22)
Dye sensitised					
Dye (cell)	11.9 ± 0.4 ⁿ	1.005 (da)	0.744	22.47 ^o	AIST (9/12)
Dye (minimodule)	10.7 ± 0.4 ⁿ	26.55 (da)	0.754 ^d	20.19 ^{d,p}	AIST (2/15)
Dye (submodule)	8.8 ± 0.3 ⁿ	398.8 (da)	0.697 ^d	18.42 ^{d,q}	AIST (9/12)
Organic					
Organic (cell)	15.2 ± 0.2 ^{h,r}	1.015 (da)	0.8467	24.24 ^c	FhG-ISE (10/20)
Organic (minimodule)	15.7 ± 0.3 ^r	19.31 (da)	0.8771 ^d	24.37 ^{el}	JET (1/23)
Organic (submodule)	11.7 ± 0.2 ^r	203.98 (da)	0.8177 ^d	20.68 ^{d,s}	FhG-ISE (10/19)

Lorsque la cellule est exposée à un rayonnement lumineux, les photons créent des paires électron-trou si leur énergie est supérieure à la bande interdite (gap) du semi-conducteur ($h\nu > E_g$). Ce phénomène est appelé effet photovoltaïque. Les porteurs de charge nouvellement créés dans la zone de déplétion (région d'épuisement) sont séparés par le champ électrique interne de la jonction PN. Cette séparation des charges entraîne une polarisation de la jonction PN, générant ainsi une

tension de photo-voltage. Qu'une charge soit reliée à la cellule, cette tension causera un courant (appelé le photo-courant) qui circulera dans le circuit.

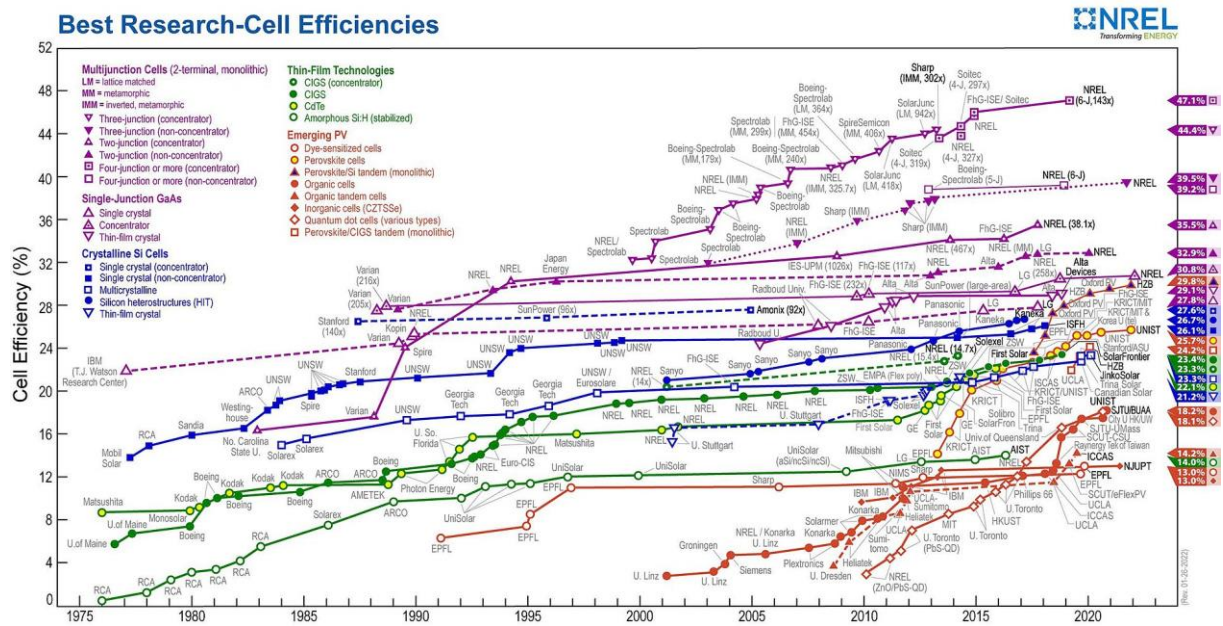


Figure 3-1 .évolutions du rendement des cellules photovoltaïques

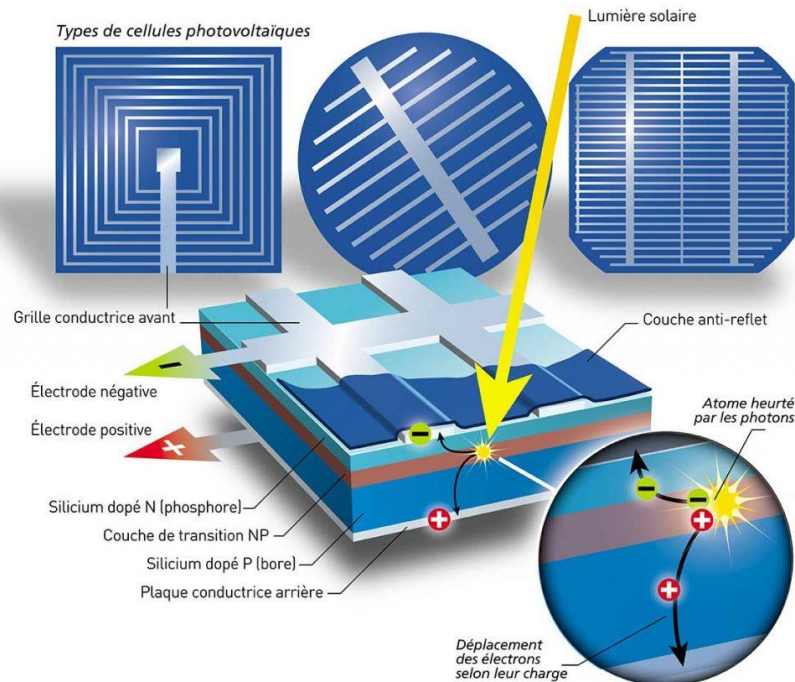


Figure 3-2. Représentation schématique d'une pile solaire à jonction PN standard

3.2.6.1 La jonction PN utilisée comme capteur et principe de superposition :

Les propriétés de la jonction PN et la réaction du semi-conducteur au rayonnement mènent au schéma du circuit équivalent idéal simplifié d'une cellule photovoltaïque représenté sur la figure 2.3.

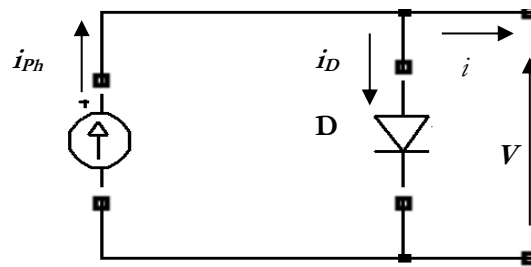


Figure 3-3. Schéma du circuit équivalent simplifié d'une cellule photovoltaïque

Sous sa représentation physique la plus simple, le modèle d'une photopile solaire comprend une zone de charge d'espace (ou zone de déplétion) dépourvue de porteurs libres, séparant deux régions semi-conductrices de types P et N, supposées homogènes.

L'expression du courant de jonction $I_j(V, T)$ est dérivée à partir de l'équation de Boltzmann, des équations de transport de Poisson, et des conditions aux limites spécifiques au semi-conducteur utilisé. La première formulation de ce courant est issue du modèle de diffusion de Shockley, qui décrit le comportement des porteurs de charge dans une jonction PN sous l'effet d'un champ électrique et d'un gradient de concentration. [16].

$$I_d = I_S \left[\exp\left(\frac{V}{\eta V_T}\right) - 1 \right] \quad \text{avec} \quad V_T = \frac{KT}{e} \quad (3-1)$$

$$I = I_{ph} - I_S \left[\exp\left(\frac{eV}{\eta KT}\right) - 1 \right] \quad (3-2)$$

Avec:

- $I_S(A)$: Courant d'obscurité des porteurs minoritaires (ou courant de saturation inverse de la diode),
- I_{ph} : Photo courant produit.
- T : Température.
- η : Coefficient dépendant du matériau de la cellule solaire, Lorsque $\eta=2$; $I_S \approx 10nA$ à $T=300K$ pour le silicium aux courants faibles, Lorsque $\eta = 1$ pour le silicium aux courant forts.
- e : Charge élémentaire ($e=1,602 \cdot 10^{-19} C$).
- K : Constante de Boltzmann ($K=1,380 \cdot 10^{-23} J/K$)

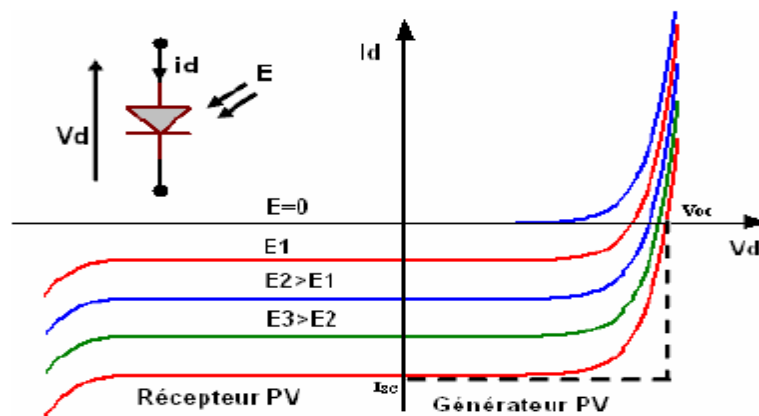


Figure 3-4. Caractéristiques d'une jonction PN polarisée sous différents éclairagements (E),

3.2.6.2 Comportement statique de la jonction PN

Le comportement statique d'une jonction PN est décrit par l'équation électrique (1.3). Sous polarisation directe, la barrière de potentiel est abaissée, permettant ainsi le passage d'un courant de porteurs majoritaires. Sous polarisation inverse, seul un faible courant de porteurs minoritaires (appelé courant de saturation) circule. Ce courant varie peu avec la tension appliquée, tant que celle-ci reste inférieure à la tension de claquage. Il est important de noter que ces courants, qu'ils soient directs ou inverses, sont sensibles à la température de la jonction, comme c'est le cas pour les jonctions classiques.

3.2.6.3 Effet photovoltaïque (PV)

Lorsque la jonction PN est exposée à un rayonnement solaire, l'effet photovoltaïque (PV) se produit. Le flux lumineux crée des paires électron-trou supplémentaires dans le matériau, à condition que l'énergie des photons soit supérieure ou égale à la bande interdite (E_g) du semi-conducteur. La différence de potentiel ainsi générée aux bornes de la structure caractérise l'effet photovoltaïque. Cette tension, appelée photo-tension, varie entre 0,3 V et 0,7 V, selon les matériaux et la structure de la jonction.

3.2.6.4 Caractéristiques de fonctionnement

Comme illustré sur la figure 1.4, le comportement de la jonction PN dépend de la tension appliquée:

Si $V < 0$: La jonction fonctionne comme un photorécepteur.

Si $V > 0$: La jonction agit comme un générateur, produisant un courant de court-circuit (I_{cc}) proportionnel à l'éclairement.

3.2.7 Modélisation du comportement électrique d'une cellule photovoltaïque

Pour modéliser de manière plus précise le comportement d'une cellule photovoltaïque constituée d'une jonction PN, il est nécessaire de prendre en compte :

Le photo-courant produit (I_{ph}), généré par l'effet photovoltaïque.

Les pertes d'énergie dues à l'effet Joule, représentées par une résistance série (R_s) et une résistance parallèle (R_p).

L'expression résultante, qui décrit la caractéristique courant-tension (I-V) pour une température et un éclairement donné en mode générateur, intègre ces paramètres pour refléter le comportement réel de la cellule.

$$I = I_{ph} - \frac{(V + I R_s)}{R_p} - I_{dd} - I_{dr} \quad (3-3)$$

Ou

$$I_{dd} = I_{od} \left\{ \exp \left[\left(\frac{e}{(k.T)} \right) \cdot (V + R_s \cdot I) \right] - 1 \right\} \quad (3-4)$$

$$I_{dr} = I_{or} \cdot \left\{ \exp \left[\left(\frac{e}{(k.T)} \right) \cdot (V + R_s \cdot I) \right] - 1 \right\} \quad (3-5)$$

Les paramètres du circuit équivalent (figure 1.5) sont donc au nombre de six: I_{ph} , I_{od} , I_{or} , η , R_s , et R_p , le facteur de qualité pouvant prendre une valeur différente de l'unité.

Ce modèle, se nommons VDEM (deux exponentielles, variable).

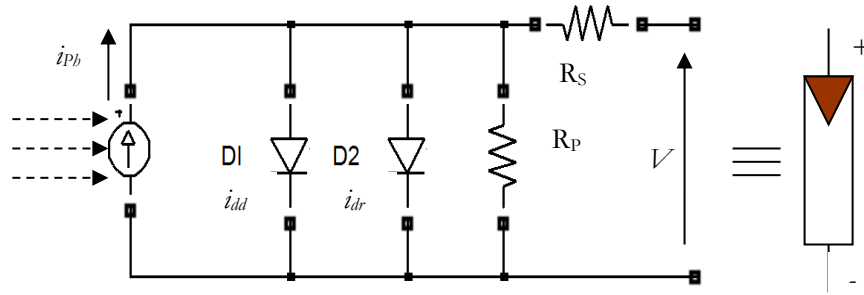


Figure 3.4 : Schéma équivalent d'une photopile réelle

Le schéma équivalent déduit de l'équation (1.5) à deux exponentielles représente une photopile réelle, en tenant compte des pertes résistives dans une technologie moderne. Ce modèle inclut :

- Une source de courant (I_{ph}) représentant le photo-courant généré par l'effet photovoltaïque.
- Deux diodes pour modéliser les phénomènes de recombinaison des porteurs de charge.
- Une résistance série (R_s) pour représenter les pertes ohmiques dans les contacts et le matériau.
- Une résistance parallèle (R_p) pour tenir compte des courants de fuite.

Ces paramètres varient en fonction du niveau d'éclairement et de la température [19] [20] [21], selon les mécanismes physiques impliqués et le composant considéré.

3.2.7.1 Modèle à deux exponentielles

Le modèle à deux exponentielles permet une description précise de la caractéristique $I(V)$ d'une photopile solaire fonctionnant en mode générateur. Pour une diode électronique (à l'obscurité), le photo-courant I_{ph} est nul, et l'équation est généralement écrite pour un courant fourni par le circuit en mode récepteur (équation (1.6)) :

$$I = \frac{(V - R_s \cdot I)}{R_p} + I_{dd} + I_{dr} \quad (3-6)$$

Tandis qu'en mode photopile (diode éclairée), I_{ph} est non nul, le modèle devient:

$$I = I_{ph} - I_{S1} \left[e^{\frac{q(V - I R_s)}{\eta_1 K T}} - 1 \right] - I_{S2} \left[e^{\frac{q(V - I R_s)}{\eta_2 K T}} - 1 \right] - \frac{V + I R_s}{R_p} \quad (3-7)$$

Avec :

- I_{ph} : Le photo courant produit.
- η_1 et η_2 : Les facteurs d'idéalité de la diode.
- R_s et R_p : La résistance série et la résistance parallèle, respectivement.
- T : La température absolue en Kelvin.

Le photo-courant maximal ($I_{ph.max}$) est atteint sous une insolation maximale. Il est souvent exprimé par la relation :

$$I_{ph} = S I_{ph.max} \quad (3-8)$$

où S représente le pourcentage d'insolation ($0 \leq S \leq 1$).

Il est visible que la caractéristique courant-tension ($I-V$), décrite par l'équation (2-7), dépend fortement de deux facteurs principaux :

L'insolation : Le niveau d'ensoleillement influence directement le photo-courant (I_{ph}).

La température : Les propriétés du photo-courant (I_{ph}) et les courants de saturation inverse des diodes sont également sensibles à la température, comme l'ont montré les études [22].

Ainsi, une augmentation de la température peut amplifier les effets thermiques sur les courants de saturation et modifier les performances globales de la cellule photovoltaïque.

$$I_{ph}(T) = I_{ph}|(T = 298. K)[1 + (T - 298. K). (5.10^{-4})] \quad (3-9)$$

$$I_{S1} = K_1 T^3 . e^{-\frac{E_g}{KT}} \quad (3-10)$$

$$I_{S1} = K_2 T^{\frac{5}{2}} . e^{-\frac{E_g}{KT}} \quad (3-11)$$

Où E_g est la bande d'énergie du semi-conducteur, avec :

$$\left(K_1 = 1,2 \frac{A}{cm^2} . K^3\right)$$

$$\left(K_2 = 2,9 . 10 \frac{A}{cm^2} . K^{\frac{5}{2}}\right)$$

3.2.8 Les caractéristiques électriques d'une cellule PV :

3.2.8.1 La courbe courant-tension d'une cellule PV :

La courbe caractéristique d'une cellule PV représente la variation du courant qu'elle produit en fonction de la tension aux bornes de la cellule PV depuis le court-circuit (tension nulle correspondante au courant maximum produit) jusqu'au circuit ouvert (courant nul pour une tension maximale aux bornes de la cellule).

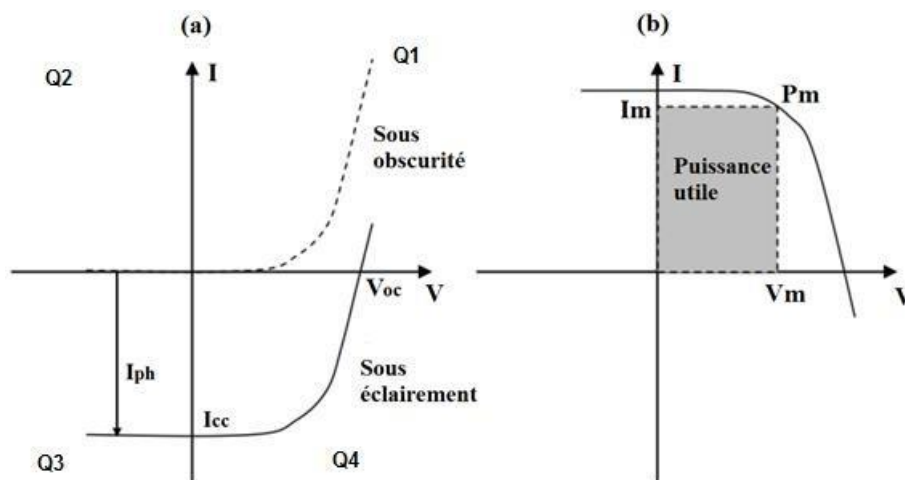


Figure 3-5: Caractéristiques I(V) et courbe I-V d'une cellule PV

La Figure 3-5 (a) montre la courbe I-V d'une cellule photovoltaïque (PV) dans les quatre quadrants, à la fois dans l'obscurité et sous un éclairement solaire. La cellule PV, lorsqu'elle est polarisée électriquement, se comporte comme une diode.

Quadrants Q1 et Q2 : La cellule PV est dans l'obscurité.

Quadrants Q3 et Q4 : La cellule PV est exposée à la lumière.

Dans le quadrant Q4, la cellule étant éclairée, sa jonction P-N est polarisée en inverse, et le courant qui circule est celui des porteurs minoritaires [37]. Ce courant est de signe opposé à celui de la tension. La courbe est décalée vers le quadrant Q4 jusqu'à la valeur du courant de court-circuit (I_{cc}), qui est proportionnel à la quantité maximale de lumière disponible. La tension de circuit ouvert (V_{oc}) correspond à la tension aux bornes de la cellule lorsque le courant est nul [25, 26].

La partie la plus intéressante de la caractéristique I-V (Figure 1.8.(b)) est celle où la cellule génère de l'énergie, en particulier au point de puissance maximale (P_m). À ce point, on associe la tension maximale (V_m) et le courant maximal (I_m) [28, 29].

Paramètres clés de la cellule PV

E : Éclairement en W/m^2 .

S : Surface active de la cellule.

I_{cc} : Courant de court-circuit (obtenu pour $V = 0$).

V_{oc} : Tension en circuit ouvert (obtenue pour $I = 0$).

I_{mp} : Courant à la puissance maximale de fonctionnement.

V_{mp} : Tension à la puissance maximale de fonctionnement.

η : Rendement de conversion.

FF : Facteur de forme.

3.2.8.2 Tension de circuit ouvert (V_{oc})

La tension de circuit ouvert (V_{oc}) est déterminée par les caractéristiques de la jonction électronique et des matériaux utilisés. Pour une cellule donnée, elle varie peu avec l'intensité lumineuse, notamment pour des éclairagements supérieurs à 100 W/m^2 (ce qui correspond à un rayonnement solaire par temps très couvert). Elle est mesurée en branchant un voltmètre directement aux bornes de la cellule.

3.2.8.3 Courant de court-circuit (I_{cc})

Le courant de court-circuit (I_{cc}) est directement proportionnel à l'énergie rayonnante reçue, c'est-à-dire à l'éclairement (S en W/m^2), à la température ambiante, à la vitesse de circulation de l'air ambiant, et à la surface de la cellule. Il est mesuré en branchant un ampèremètre aux bornes de la cellule.

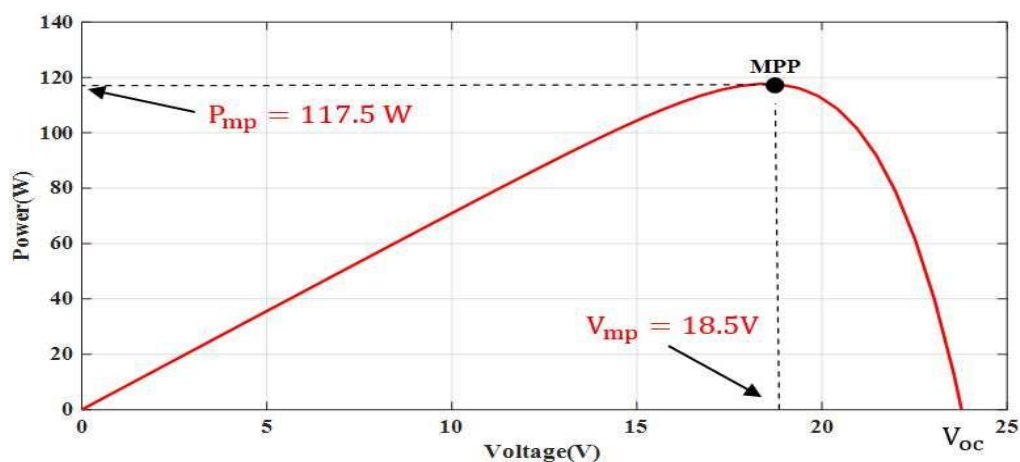
Dans les cellules PV au silicium, la tension V_{oc} est généralement comprise entre 0,4 V et 0,6 V, tandis que le courant I_{cc} est de l'ordre de 12 mA/cm^2 .

3.2.8.4 Puissance caractéristique d'une cellule PV

Dans des conditions ambiantes fixes (éclairage, température, vitesse de circulation de l'air, etc.), la puissance électrique (P en W) disponible aux bornes d'une cellule PV est déterminée par la relation :

$$P = V \cdot I \quad (3-12)$$

où V est la tension et I le courant délivrés par la cellule. La puissance maximale est atteinte au point de fonctionnement optimal (P_m), où le produit $V_{mp} \cdot I_{mp}$ est maximal.



P (W) : Puissance mesurée aux bornes de la cellule PV. V (V) : Tension mesurée aux bornes de la cellule PV. I (A) : Intensité mesurée aux bornes de la cellule PV.

3.2.8.5 La puissance maximale :

Pour une cellule solaire idéale, la puissance maximale ($P_{\max, \text{idéale}}$) est égale au produit de la tension de circuit ouvert (V_{co}) et du courant de court-circuit (I_{cc}) :

$$P_{\max, \text{idéale}} = V_{co} \cdot I_{cc} \quad (3-13)$$

$P_{\max, \text{idéale}}$ (W) : La puissance mesurée aux bornes de la cellule PV

V_{co} (V) : La tension de circuit ouvert mesurée aux bornes de la cellule PV

I_{cc} (A) : L'intensité de court-circuit mesurée aux bornes de la cellule PV

Cependant, en pratique, la courbe caractéristique I-V d'une cellule PV est plus courbée (voir figure 1.6). Par conséquent, la tension au point de puissance maximale ($V_{\max}$) est inférieure à V_{co} , et le courant au point de puissance maximale ($I_{\max}$) est inférieur à I_{cc} . La puissance maximale réelle est donc donnée par :

$$P_{\max} = V_{P_{\max}} \cdot I_{P_{\max}} \quad (3-14)$$

3.2.8.6 Le facteur de forme :

Le facteur de forme (F) « f » est un paramètre clé qui mesure l'efficacité avec laquelle une cellule PV convertit l'énergie lumineuse en énergie électrique. Il est défini comme le rapport entre la puissance maximale réelle ($P_{\max}$) et le produit de la tension de circuit ouvert (V_{co}) et du courant de court-circuit (I_{cc}) (c'est-à-dire la puissance maximale d'une cellule idéale) :

$$f = \frac{P_{\max}}{(V_{co} \cdot I_{co})}$$

F : Facteur de forme (sans unité).

$P_{\max}$ (W) : Puissance maximale aux bornes de la cellule PV.

V_{co} (V) : Tension de circuit ouvert.

I_{cc} (A) : Intensité de court-circuit.

Le facteur de forme f est de l'ordre de 70 % pour une cellule de fabrication industrielle.

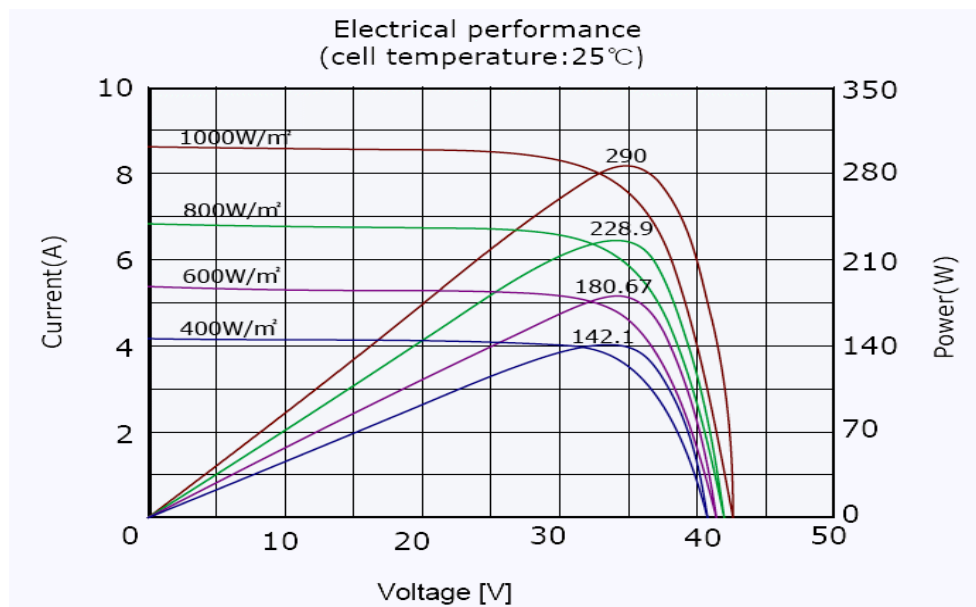


Figure 3-6. Puissances maximale idéale et pratique.

3.3. Constitution d'un générateur photovoltaïque (PV) :

En assemblant des cellules photovoltaïques (PV) en série ou en parallèle, il est possible de constituer un générateur PV adapté aux besoins spécifiques des applications bien déterminées.

Association en série : Les tensions des cellules individuelles s'additionnent, ce qui permet d'obtenir une tension totale plus élevée.

Association en parallèle : Les courants des cellules individuelles s'additionnent, ce qui permet d'obtenir une intensité totale plus élevée.

Ces deux types de regroupement sont couramment utilisés pour ajuster les valeurs de tension et de courant en sortie du générateur PV, en fonction des exigences de l'application. Par exemple, une association en série est souvent utilisée pour augmenter la tension de sortie, tandis qu'une association en parallèle est privilégiée pour augmenter le courant disponible.

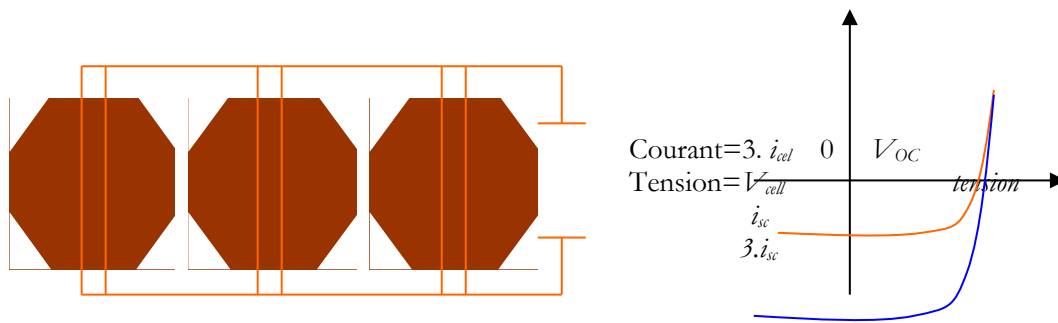


Figure 3-7. Cellules connectées en parallèle avec leur caractéristiques courant-tension

La modélisation du circuit équivalent (voir Figure 1.5) permet de dériver une équation décrivant le comportement d'une rangée photovoltaïque de cellules, communément appelée module solaire ou rangée solaire. Pour une rangée composée de Z cellules photovoltaïques connectées en série, l'équation du courant est donnée par :

$$I = I_{ph} - I_{S1} \left[e^{\frac{q(V-IZR_S)}{Z\eta_1 K T}} - 1 \right] - I_{S2} \left[e^{\frac{q(V-IZR_S)}{Z\eta_2 K T}} - 1 \right] - \frac{V+IZR_S}{ZR_p} \quad (3-15)$$

- **I** : Courant de sortie du module.
- **I_{ph}** : Photo-courant généré par l'effet photovoltaïque.
- **I_{S1}, I_{S2}** : Courants de saturation des diodes.
- **q** : Charge de l'électron.
- **V** : Tension aux bornes du module.
- **Z** : Nombre de cellules en série.
- **R_S** : Résistance série.
- **η₁, η₂** : Facteurs d'idéalité des diodes.
- **K** : Constante de Boltzmann.
- **T** : Température absolue (en Kelvin).
- **R_p** : Résistance parallèle (shunt).

Ces modules solaires peuvent ensuite être assemblés en série ou en parallèle pour atteindre les valeurs de tension et de courant souhaitées pour le système photovoltaïque.

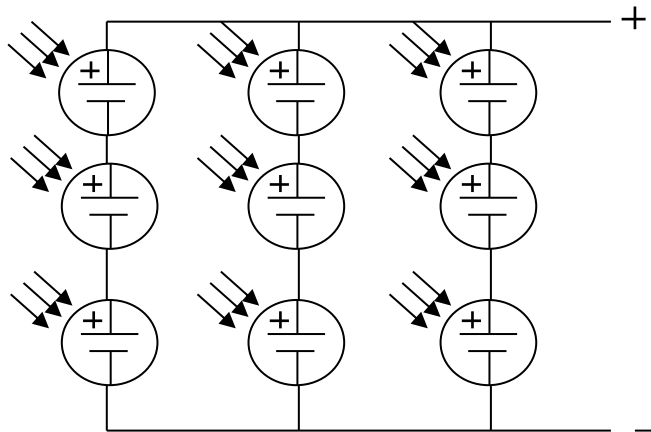


Figure 3-8. Ensemble de cellules PV montées en série-parallèle pour former un module PV.

Pour obtenir une force électromotrice (tension) supérieure à 12 volts, il est nécessaire de connecter plusieurs cellules photovoltaïques en série. Par exemple, un panneau solaire fournissant 20 volts à vide est généralement constitué de 36 cellules de 0,6 volt chacune.

D'un autre côté, la mise en parallèle de cellules permet d'augmenter l'intensité du courant délivré par le générateur.

En combinant les connexions en série et en parallèle, il est possible de concevoir un générateur photovoltaïque aux caractéristiques de tension et de courant adaptées aux besoins spécifiques de l'application[88].

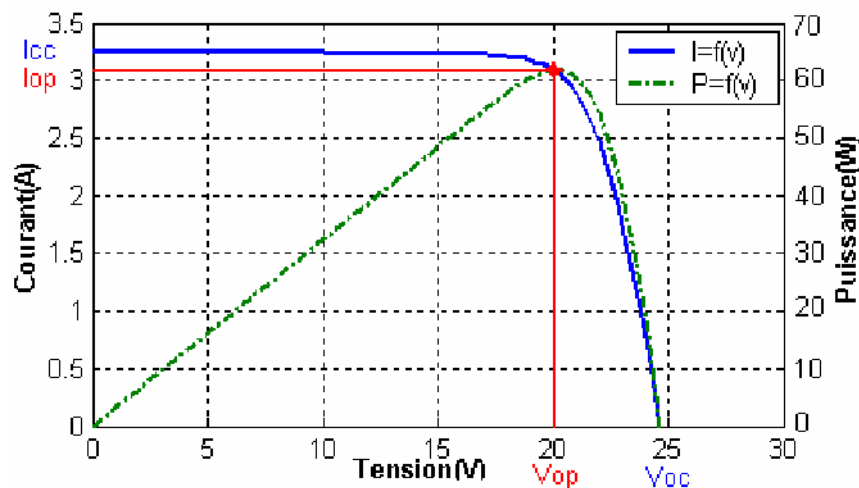


Figure 3-9. Comportement d'un générateur PV décrit par 36 cellules en série identiques à celle de la figure 1.5[23]

Un générateur photovoltaïque (PV) peut être constitué de N_n cellules en série et N_m cellules en parallèle. La puissance disponible en sortie du générateur PV est donnée par:

$$p_{PV} = N_n \cdot V_{PV} \cdot N_m \cdot I_{PV} \quad (3-16)$$

N_n : Nombre de cellules en série.

N_m : Nombre de cellules en parallèle.

V_{PV} : Tension du générateur PV.

I_{PV} : Courant du générateur PV.

3.3.1 Optimisation du générateur PV

Pour qu'un générateur PV fonctionne de manière optimale, les $N_n \times N_m$ cellules doivent se comporter de manière identique. Cela nécessite :

Même technologie et lot de fabrication : Les cellules doivent être issues de la même technologie et, idéalement, du même lot de fabrication.

Conditions de fonctionnement identiques : Les cellules doivent être soumises aux mêmes conditions d'éclairement, de température, de vieillissement et d'inclinaison.

Charge adaptée : Le générateur doit être connecté à une charge permettant de fonctionner près de sa puissance optimale, correspondant à la somme des puissances des cellules élémentaires.

La puissance du générateur PV sera optimal si chaque cellule fonctionne à sa puissance maximale (P_{max}), avec une tension optimale (V_{op}) et un courant optimal (I_{op}).

Modules photovoltaïques commerciaux : Pour réduire les dysfonctionnements, les fabricants commercialisent rarement des cellules individuelles. Au lieu de cela, ils proposent des modules pré-câblés, généralement constitués de 36 cellules en série. Chaque module a ses propres caractéristiques électriques, garanties à $\pm 10\%$ selon le lot de fabrication[82].

3.3.2 Comportement d'un générateur photovoltaïque (PV)

Le comportement d'un générateur PV dépend de plusieurs facteurs externes, notamment l'éclairement, la température et l'homogénéité de l'éclairement.

3.3.3 Influence de l'éclairement

La puissance délivrée par un générateur PV dépend de l'irradiation qu'il reçoit. Comme le montre la figure 1.11, l'éclairement peut être modélisé en première approximation par une source de courant proportionnelle à l'irradiation.

3.3.4 Influence de la température

Le courant délivré par chaque cellule dépend de la température interne de la jonction PN. Une augmentation de la température (par exemple, de 25 °C à 100 °C) entraîne une diminution de la tension de circuit ouvert (V_{oc}) et, par conséquent, une perte de puissance disponible. Cet effet est illustré dans la figure 1.12.

Les chutes de tension sont dues à une augmentation du courant de saturation inverse dans la diode, résultant de la variation de la concentration des porteurs intrinsèques et d'un taux de recombinaison plus élevé dans le semi-conducteur.[9][23]

3.3.5 Influence de l'éclairement inhomogène

Lorsque les cellules d'un générateur PV ne sont pas uniformément éclairées (par exemple, à cause d'ombres portées par des feuilles d'arbres ou des infrastructures), certaines cellules peuvent devenir réceptrices au lieu de génératrices. Ce comportement est illustré dans la figure 2.10 [9][23].

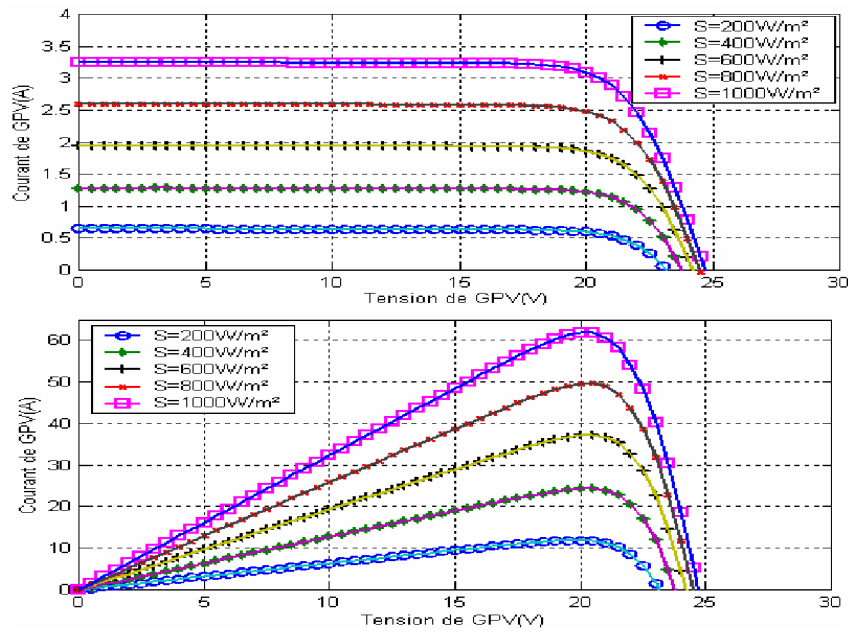


Figure 3-10. Résultats de simulation des caractéristiques $I(V)$ et de la puissance délivrée par le générateur PV en fonction de différentes irradiances reçues [23]

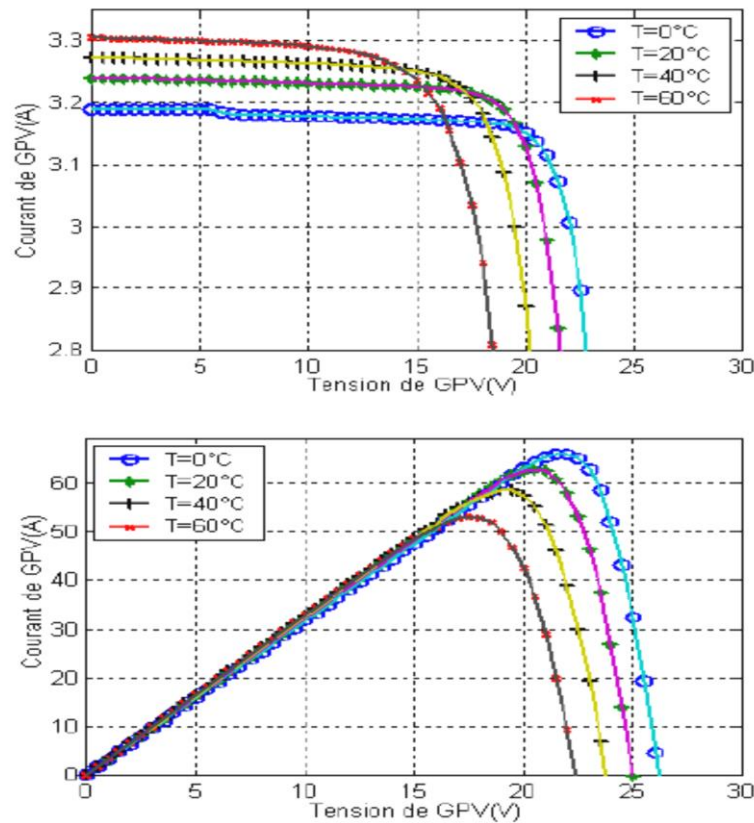


Figure 3-11. Influence de la température effective des cellules PV sur la tension de circuit ouvert V_{oc} et la puissance maximale du générateur PV à $\Phi = 1000 \text{ W/m}^2$ [23].

3.4. Situation de l'étude sur les systèmes de conversion photovoltaïques (PV)

Les courbes de puissance représentées sur les figures 2.10 et 2.11 montrent clairement que la puissance de sortie (P_{OP}) d'un module solaire dépend directement de deux facteurs environnementaux ; L'intensité de la lumière incidente sur le module solaire et la température ambiante.

En conséquence, la tension de fonctionnement (V_{OP}) et le courant de fonctionnement (I_{OP}) varient constamment en fonction de ces paramètres.

Pour remédier ces contraintes, un équipement d'adaptation doit être placé entre le module solaire et la charge. Son rôle est d'assurer un transfert d'énergie optimal vers la charge en ajustant les conditions de fonctionnement. Cet équipement permet d'augmenter significativement le rendement de puissance en maintenant la tension de service (V) proche de la tension de fonctionnement optimale (V_{OP}) :

$$V = V_{OP} + \delta \quad (3-17)$$

δ : Correction introduite par l'équipement d'adaptation, qui doit être aussi petite que possible.

Il est important de noter qu'un écart de 10 % entre la tension de service V et la tension optimale V_{OP} entraîne une perte de puissance de près de 25 % par rapport à la puissance optimale P_{OP} , comme le montre la figure 1.14.

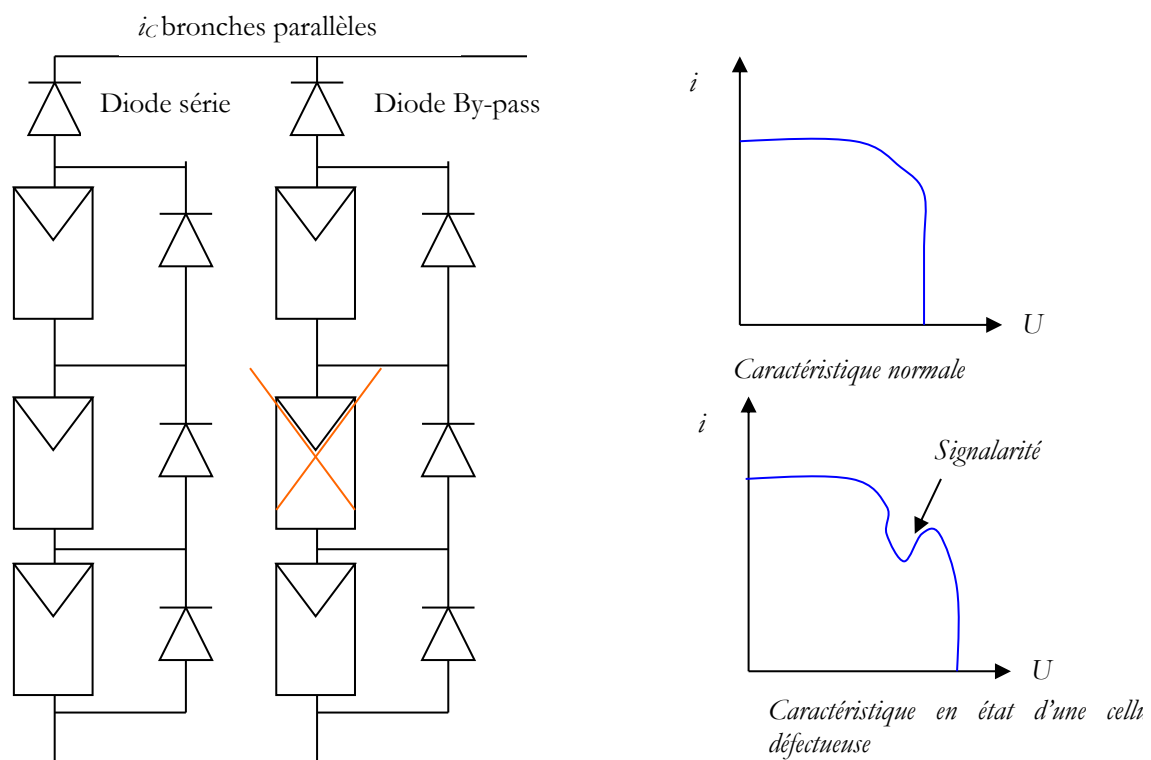


Figure 3-12. Caractéristiques électriques d'un générateur PV ayant des diodes de protection (dites diodes By-pass) [23]

3.5. Analyse des points de puissance maximale (PPM)

Comme le montre la figure 2.13, les points de puissance maximale (PPM) forment une surface en fonction des variations de température et d'ensoleillement. Cette distribution de points illustre

comment la puissance optimale d'un système photovoltaïque évolue en réponse à ces deux paramètres environnementaux[46].

Grâce à cette analyse, une installation photovoltaïque équipée d'un contrôleur MPPT (Maximum Power Point Tracking) peut garantir un fonctionnement optimal en s'adaptant dynamiquement aux changements de température et d'ensoleillement, ou aux deux simultanément. Le contrôleur MPPT ajuste en permanence le point de fonctionnement pour maximiser la puissance extraite du système, quel que soit l'endroit sur la surface énergétique représentée [57].

3.6. Le semi-conducteur

Un semi-conducteur est un matériau dont la concentration en charges libres est beaucoup plus faible que celle des métaux. Pour qu'un électron lié à son atome (dans la bande de valence) devienne libre et participe à la conduction du courant, il doit recevoir une énergie minimale pour atteindre les niveaux énergétiques supérieurs (bande de conduction). Cette énergie, appelée bande interdite (band gap), est exprimée en électronvolts (eV).

La valeur de la bande interdite est spécifique à chaque matériau semi-conducteur. Pour les applications photovoltaïques, elle varie généralement entre 1,0 eV et 1,8 eV. Par exemple :

Silicium cristallin (c-Si) : 1,1 eV.

Silicium amorphe (a-Si) : 1,7 eV.

Cette propriété est cruciale pour la conception des cellules photovoltaïques, car elle détermine la longueur d'onde de la lumière que le matériau peut absorber efficacement.

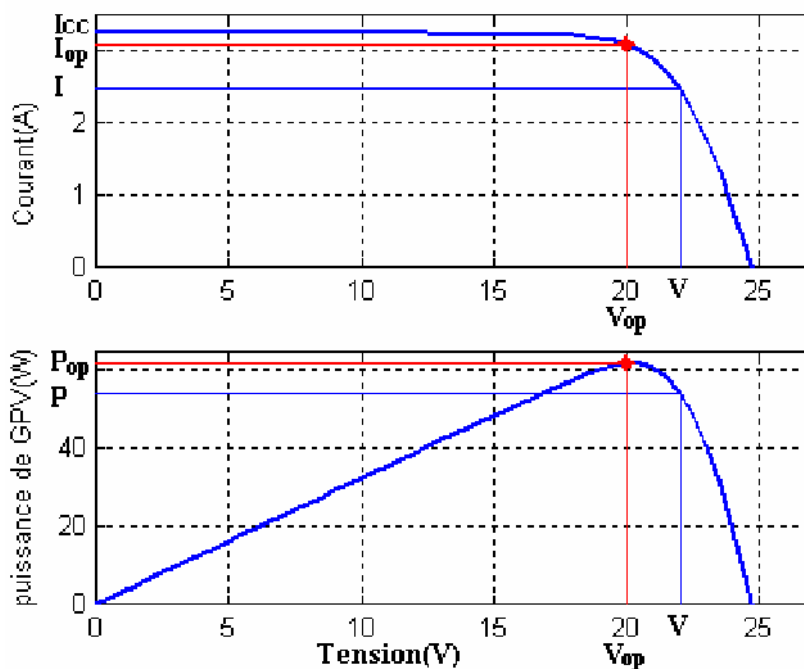


Figure 3-13. Point de puissance maximale (PPM), puissance et courant correspondant à V_{op}

3.7. Spectre du rayonnement solaire

Le spectre du rayonnement solaire représente la distribution des photons (particules de lumière) en fonction de leur énergie, qui est inversement proportionnelle à la longueur d'onde. Lorsque ce

rayonnement atteint une cellule solaire, une partie est réfléchiée, une autre est absorbée, et le reste traverse l'épaisseur de la cellule.

Les photons absorbés dont l'énergie est supérieure à l'énergie de la bande interdite (band gap) libèrent un électron négatif, laissant derrière eux un "trou" positif. Pour séparer ces paires électron-trou et générer un courant électrique, un champ électrique (E) doit être créé de part et d'autre de la cellule. Ce champ est généré par la méthode du dopage avec des impuretés.

3.8. Les deux types de dopage

3.8.1 Dopage de type n (négatif)

Le dopage de type n consiste à introduire dans le réseau cristallin du semi-conducteur des atomes étrangers qui libèrent un électron excédentaire (charge négative). Par exemple, le phosphore (P) est utilisé pour doper le silicium (Si). Dans un matériau de type n, la concentration en électrons libres est fortement augmentée.

3.8.2 Dopage de type p (positif)

Le dopage de type p utilise des atomes qui créent des trous excédentaires dans le réseau cristallin. Le bore (B) est le dopant de type p le plus couramment utilisé pour le silicium.

Lorsque deux dopages différents (type n et type p) sont effectués de part et d'autre de la cellule, un champ électrique constant est créé par la présence d'ions fixes positifs et négatifs. Les charges électriques générées par l'absorption du rayonnement contribuent alors au courant photovoltaïque.

Il est important de noter que lorsque l'énergie de la bande interdite augmente, le courant diminue, mais la tension est plus élevée.

3.9. Structure d'une cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est constituée de plusieurs couches :

Cœur de la cellule :

- Une couche de type n (porteurs de charges négatives)
- Une couche de type p (porteurs de charges positives).

Couches conductrices :

- Une grille métallique (cathode, pôle +) recouvrant la couche de type n.
- Une couche conductrice (anode, pôle -) sous la couche de type p.

Revêtement anti-réflexion : Placé sur la face supérieure pour réduire la réflexion de la lumière, car le silicium est très réfléchissant.

Couche de protection : Une couche de verre protège la cellule, qui est très fragile.

L'épaisseur totale d'une cellule photovoltaïque est généralement de l'ordre du millimètre. Pour atteindre une puissance suffisante, les cellules individuelles sont reliées entre elles pour former un panneau solaire. Cette association permet de combiner les tensions et les courants de chaque cellule, offrant ainsi une puissance globale adaptée aux besoins des applications visées [68][69].

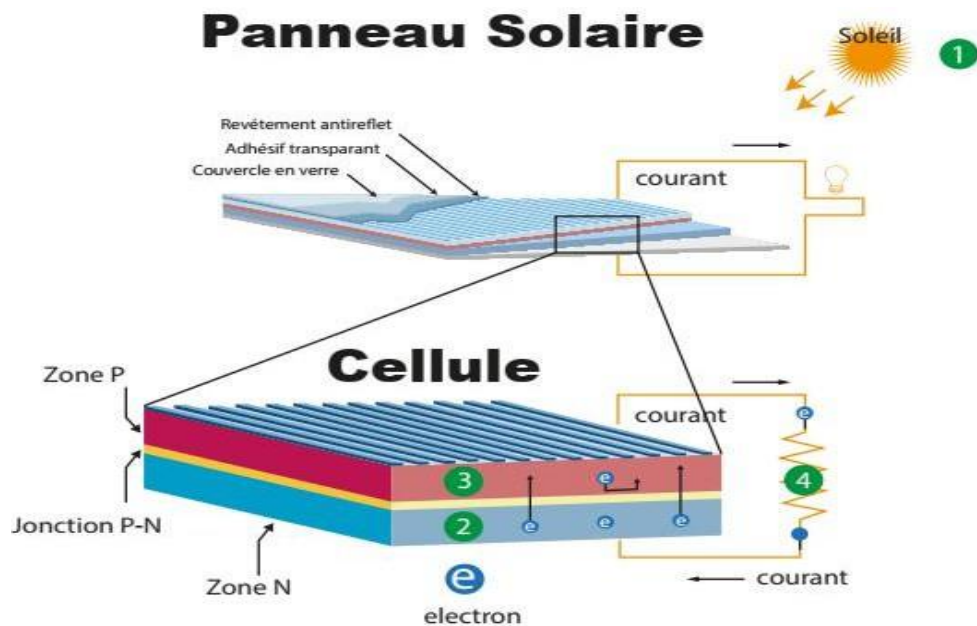


Figure 3-14. Structure de la cellule photovoltaïque.

3.9.1.1 Passivation des faces avant et arrière

La surface des semi-conducteurs présente une densité importante de défauts, tels que des liaisons pendantes ou des impuretés, qui entraînent des pertes significatives dues à la recombinaison en surface. La passivation vise à améliorer les propriétés électroniques de la surface et du volume du matériau en neutralisant les effets de ces défauts électriquement actifs. En photovoltaïque, plusieurs couches de passivation sont utilisées, les principales étant l'oxyde thermique de silicium (SiO_2) et le nitrure de silicium hydrogéné (SiN_xH).

3.9.1.2 Couche antireflet

Pour minimiser la réflexion de la lumière, une couche antireflet (CAR) est appliquée. Le principe de fonctionnement des CAR repose sur l'interférence des faisceaux lumineux dans des couches diélectriques minces. Lorsque l'épaisseur de la couche diélectrique est égale à :

$$d_{CAR} = \frac{(2N + 1) \cdot \lambda}{4 \cdot n_{CAR}}, \quad N = 0, 1, 2, 3 \dots$$

Les faisceaux réfléchis à l'interface air/CAR et CAR/semi-conducteur s'annulent. Pour les cellules photovoltaïques à haut rendement, une double couche antireflet (utilisant deux diélectriques différents) est souvent employée. Parmi les matériaux couramment utilisés pour les CAR figurent le TiO_2 , le SiO_2 , le ZnS , le MgF_2 et le SiN_x [95][96].

3.9.1.3 Texturation de la surface

La texturation du silicium est une technique utilisée pour réduire la réflectivité de la surface de la cellule. Elle consiste à créer un relief micrométrique, généralement de forme pyramidale, à la surface du matériau. Comme la longueur d'onde de la lumière incidente est inférieure aux dimensions de ces structures, les rayons lumineux suivent les lois de l'optique géométrique.

La texturation permet une réflexion multiple de la lumière : un rayon incident sur une pyramide est réfléchi vers une pyramide adjacente, réduisant ainsi le coefficient de réflexion total de R à R^2 . De plus, un rayon incident est transmis dans la cellule avec un angle de réfraction θ différent de 0° , ce qui augmente la longueur du trajet de la lumière dans le silicium d'un facteur $1/\sin\theta$. Cela améliore l'absorption des photons.

Enfin, la texturation favorise le piégeage de la lumière dans la cellule. Sur la face arrière, un angle d'incidence critique θ_c (environ 17° pour le silicium dans l'air) permet une réflexion totale, prolongeant le trajet des photons et augmentant leur absorption. Ce phénomène est particulièrement utile pour les cellules de faible épaisseur et peut être renforcé par une texturation de la face arrière ou l'ajout d'une couche antireflet. Les méthodes de texturation incluent des attaques chimiques (KOH, NaOH), des procédés mécaniques (laminage à froid) ou des techniques laser.

3.9.1.4 Contacts face avant et arrière

Les contacts métalliques sur les faces avant et arrière de la cellule servent à collecter le courant généré par les porteurs de charge photo-induits. Ces contacts doivent être ohmiques, c'est-à-dire présenter une caractéristique courant-tension linéaire $I=f(V)$. La résistance des contacts est un paramètre crucial : une résistance élevée augmente la résistance série de la cellule, réduisant ainsi le facteur de forme et le rendement.

Dans les cellules photovoltaïques industrielles en silicium multicristallin, les contacts sont généralement réalisés par sérigraphie. Pour les cellules à haut rendement, des techniques plus précises comme la pulvérisation cathodique ou l'évaporation sous vide sont privilégiées.

3.9.1.5 Champ électrique arrière (BSF)

Le champ électrique arrière (BSF : Back Surface Field) est une technique visant à créer une barrière de potentiel (par exemple, une jonction $(p+ - pp + - p)$ sur la face arrière de la cellule. Cette barrière confine les porteurs minoritaires dans la base, les éloignant de la face arrière où la vitesse de recombinaison est élevée.

Le BSF est particulièrement important pour les cellules à faible épaisseur, où l'économie de matière première est cruciale. Dans le cas du silicium multicristallin, les longueurs de diffusion des porteurs minoritaires atteignent environ $200\ \mu\text{m}$, ce qui justifie l'optimisation continue de cette technique.

3.9.1.6 Technique de fabrication d'une cellule photovoltaïque

Le silicium est le matériau le plus couramment utilisé pour fabriquer les cellules photovoltaïques. Il est obtenu par réduction de la silice (SiO_2), un composé abondant dans la croûte terrestre, notamment dans le sable et le quartz. La première étape consiste à produire du silicium métallurgique, pur à 98 %, à partir de quartz. Ce silicium est ensuite purifié à plus de 99,999 % pour atteindre la qualité photovoltaïque nécessaire.

Le silicium purifié est transformé en lingots, puis découpé en fines plaques appelées « wafers » d'environ $200\ \mu\text{m}$ d'épaisseur. Ces wafers sont dopés avec des éléments comme le phosphore (P), l'arsenic (As), l'antimoine (Sb) ou le bore (B) pour créer des régions de type NN ou PP. Enfin, les wafers sont métallisés pour former les contacts électriques, devenant ainsi des cellules photovoltaïques fonctionnelles.

La production de ces cellules nécessite une quantité importante d'énergie. On estime qu'un module photovoltaïque doit fonctionner entre deux et trois ans pour compenser l'énergie utilisée lors de sa fabrication.

3.9.1.7 Enjeux et perspectives

Les techniques de fabrication et les matériaux utilisés font l'objet de recherches intensives pour réduire les coûts et améliorer le recyclage des cellules photovoltaïques. Les technologies à couches minces sur substrats standardisés gagnent en popularité dans l'industrie.

Entre 2006 et 2007, la pénurie de silicium a freiné la croissance de la production mondiale de panneaux solaires, empêchant une baisse significative des prix. Aujourd'hui, l'industrie cherche à réduire la quantité de silicium utilisée. Par exemple, l'épaisseur des cellules monocristallines est passée de $300\ \mu\text{m}$ à $200\ \mu\text{m}$, avec l'objectif d'atteindre $150\ \mu\text{m}$, réduisant ainsi les coûts et l'énergie nécessaire à leur production.

3.10. Fabrication des cellules photovoltaïques

L'énergie solaire photovoltaïque est produite par la conversion directe d'une partie du rayonnement solaire en électricité. Cette conversion repose sur l'effet photovoltaïque, qui génère un courant électrique lorsque la surface d'une cellule est exposée à la lumière.

Deux technologies dominent actuellement le marché :

- Les cellules cristallines (monocristallines et polycristallines).
- Les cellules à couches minces (silicium amorphe, CdTe, CIGS).

3.10.1.1 Extraction et purification du silicium

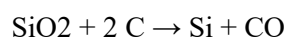
Le silicium est extrait de la silice (SiO_2), le deuxième composé le plus abondant dans la croûte terrestre après l'oxygène. La silice se trouve principalement dans les roches sédimentaires (sables, grès) et métamorphiques (schistes, gneiss, quartzites). Les roches métamorphiques se forment par recristallisation sous l'effet de la température et de la pression, souvent en profondeur dans la croûte terrestre.

La silice est réduite en silicium métallurgique, puis purifiée pour obtenir le silicium de qualité photovoltaïque nécessaire à la fabrication des cellules solaires.



Figure II.3 : La silice : matière première d'une cellule photovoltaïque.

Le silicium est un élément chimique de symbole Si. Il n'existe pas à l'état pur dans la nature et doit donc être extrait de composés tels que la silice (SiO_2). La silice est un dioxyde de silicium, abondant dans la croûte terrestre, notamment dans le sable et le quartz. L'extraction du silicium à partir de la silice se fait par une réaction chimique simplifiée



Cette réaction, appelée réduction de la silice, nécessite des conditions extrêmes. Elle est réalisée dans un four à arc électrique, où la température peut atteindre 3 000 °C. La puissance de ces fours peut aller jusqu'à 30 MW, ce qui est nécessaire pour enclencher et maintenir les réactions chimiques.

En réalité, la réduction de la silice en silicium implique un grand nombre de réactions chimiques intermédiaires complexes. À l'issue de ce processus, le silicium est obtenu sous forme liquide, avec une pureté d'environ 98 %. Cependant, cette pureté est insuffisante pour les applications photovoltaïques, qui nécessitent un silicium d'une pureté supérieure à 99,999%.

Pour atteindre cette pureté, le silicium métallurgique doit subir des étapes supplémentaires de purification. L'une des méthodes les plus courantes est le procédé Siemens, qui transforme le silicium en un composé gazeux (comme le trichlorosilane ou le tétrachlorure de silicium), puis le purifie par distillation avant de le retransformer en silicium de haute pureté.

Ce silicium ultrapur est ensuite utilisé pour fabriquer des lingots, qui sont découpés en fines plaques appelées wafers. Ces wafers servent de base à la fabrication des cellules photovoltaïques,

après avoir été dopés et métallisés pour créer les jonctions et contacts nécessaires à la conversion de l'énergie solaire en électricité.

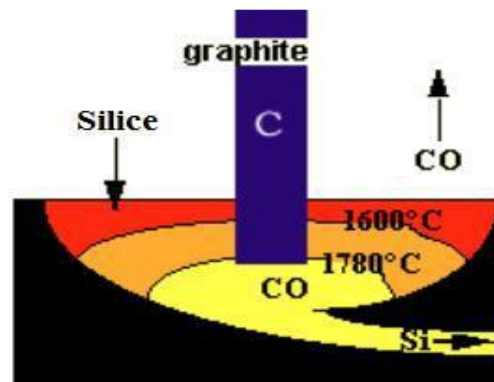


Figure 3-15: Extraction du silicium.

3.10.1.2 Purification du silicium :

Il s'agit, en partant du silicium métallurgique, de faire une purification chimique. De nombreux procédés ont été développés par les différents producteurs mondiaux de silicium. Au final, le procédé de purification aboutit à l'obtention de lingots de silicium purifiés à 99.99 %.



Figure 3-16. Purification du silicium.

3.10.1.3 Obtention des lingots de silicium :

Une fois l'étape de purification terminée, vient l'étape de cristallisation du silicium liquide. Le produit issu de cette étape est un lingot de silicium à l'état solide. Il existe deux grandes méthodes de cristallisation. La première permet d'obtenir du silicium polycristallin (composé de plusieurs cristaux). La deuxième permet d'obtenir du silicium monocristallin (composé d'un seul cristal).

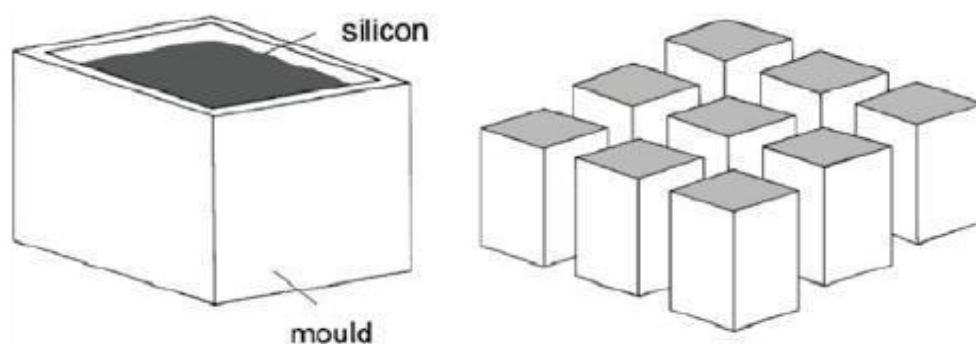


Figure 3-17. Les lingots de silicium.

3.10.1.4 Obtention des wafers photovoltaïques :

Les lingots cylindriques (silicium monocristallin) ou parallélépipédiques (silicium polycristallin) de silicium obtenus à l'issue de l'étape de solidification sont ensuite sciés en fines plaques de 200 micromètres d'épaisseur qui sont appelées « wafers » (en anglais, "wafer" signifie "galette"). La coupe des lingots est effectuée par une scie à fil.

Compte-tenu de la faible épaisseur des tranches à découpées (300 μm), le principal problème du sciage est la perte de découpe. Afin de minimiser ces pertes, la solution technique retenue est la scie à fil. En effet, la perte de découpe (kerf) typique des scies à fil est de 200 μm à 240 μm , ce qui représente 55% de perte en moins par rapport aux scies à diamètre intérieur (perte de découpe de 310 μm à 350 μm).

Avec une scie à fil, il faut donc 570 μm de silicium pour produire une tranche de 350 μm . L'étape du sciage représente un élément déterminant dans le coût de la production des cellules photovoltaïques.

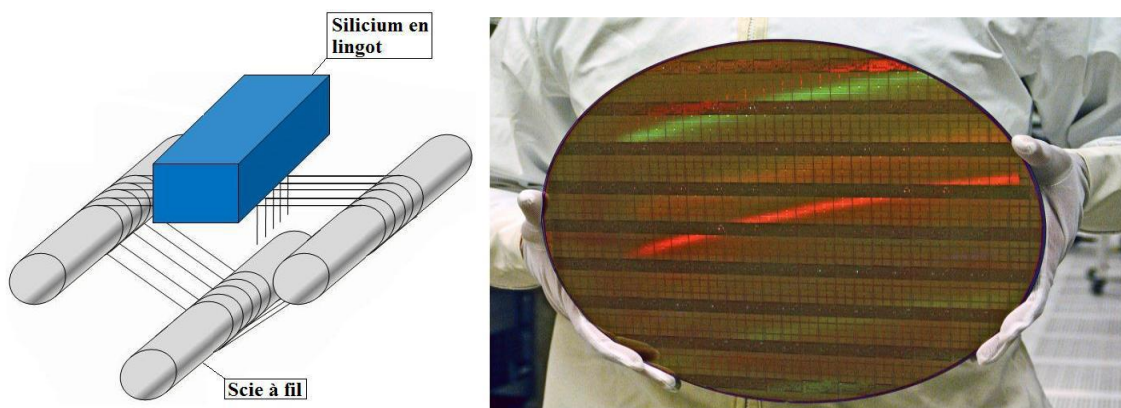


Figure 3-18: Obtention des wafers photovoltaïques.

3.10.1.5 Dopage du silicium :

Les wafers de silicium obtenus à l'issue de l'étape de sciage sont alors introduits dans un réacteur de croissance dans lequel va se dérouler l'étape de dopage.

Le dopage est une méthode permettant de réaliser la jonction P-N. Cela consiste à introduire des impuretés dans un cristal intrinsèque pour modifier ces propriétés électriques. Le semi-conducteur dopé est alors appelé "semi-conducteur extrinsèque". Il existe deux types de dopage : le type N (Négatif) et le type P (Positif).

3.11. Les différents types de cellules photovoltaïques :

3.11.1 Les cellules monocristallines :

Les cellules monocristallines sont les photopiles de la première génération. Elles sont élaborées à partir d'un bloc de silicium cristallisé en un seul cristal. Vues de près, les cellules ont une couleur uniforme. Elles ont un bon rendement, mais la méthode de production est laborieuse.

Le silicium n'est pas cristallisé, il est déposé sur une feuille de verre. La cellule est d'un gris très foncé. C'est la cellule des calculatrices et des montres dites "solaires" [100].



Figure 3-19 Cellules Photovoltaïques Monocristallines.

Avantage :

- Très bon rendement (23% en théorie et environ 17% dans la pratique).

Inconvénients :

- Coût élevé
- Rendement faible sous un faible éclairement

3.11.2 Les cellules poly cristallines :

Les cellules poly cristallines sont élaborées à partir d'un bloc de silicium cristallisé en forme de cristaux multiples. Vues de près, on peut voir les orientations différentes des cristaux (tonalités différentes). Elles ont un rendement de 11 à 13%, mais leur coût de production est moins élevé que les cellules monocristallines.

Pendant le refroidissement du silicium, il se forme plusieurs cristaux. Ce genre de cellule est également bleu, mais n'est pas uniforme, on distingue des motifs créés par les différents cristaux[111].

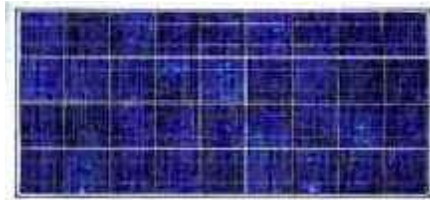


Figure 3-20. Cellules Photovoltaïques Poly cristallines.

Avantage :

- Bon rendement 13%, mais cependant moins bon que le monocristallin.
- Moins cher que le monocristallin
- Meilleur rapport qualité/prix.

Inconvénient :

- Rendement faible sous un faible éclairement.



3.11.3 Les cellules amorphes :

Les cellules photovoltaïques amorphes sont constituées d'une fine couche de silicium déposée sur un support en verre ou en matière synthétique. Contrairement au silicium cristallin, les atomes de silicium dans ces cellules ne sont pas organisés de manière régulière, ce qui leur confère une structure désordonnée. Leur rendement est relativement faible, de l'ordre de 5 à 10 %, ce qui est inférieur à celui des cellules cristallines. Cependant, elles présentent l'avantage d'être moins coûteuses à produire.

3.11.3.1 Applications :

Elles sont principalement utilisées dans les petits appareils électroniques comme les montres et les calculatrices, mais leur faible rendement les rend peu adaptées aux installations solaires de grande envergure.

Avantages :

- Fonctionnent efficacement même sous un faible éclairage (temps couvert ou lumière intérieure).
- Coût de production moins élevé que les cellules cristallines.

Inconvénients :

- Rendement faible en plein soleil (environ 6 %).
- Dégradation des performances au fil du temps.

3.12. Les cellules en couches minces

La technologie des cellules en couches minces repose sur le dépôt d'une fine couche de silicium amorphe (ou d'autres matériaux semi-conducteurs) sur un substrat de verre ou de plastique. Cette méthode permet d'économiser du matériau semi-conducteur, car celui-ci n'est pas découpé dans un bloc massif comme pour les cellules cristallines.

Cette technologie est prometteuse pour réduire les coûts et élargir les applications des panneaux solaires, notamment dans les domaines où la flexibilité et le poids sont des critères importants.

3.13. Les cellules en polymère

Les cellules photovoltaïques en polymère, également appelées cellules organiques, utilisent des matériaux plastiques ou organiques pour convertir la lumière en électricité. Ces matériaux sont faciles à manipuler et peu coûteux à produire, ce qui en fait une alternative intéressante au silicium.

Avantages :

- Coût de production réduit grâce à des techniques de fabrication proches de l'imprimerie.
- Flexibilité et légèreté, permettant des applications innovantes (tuiles solaires, produits souples).
- Dégradabilité et respect de l'environnement.

Défis :

- Rendement et fiabilité encore inférieurs à ceux des cellules en silicium.
- Verrous technologiques à lever pour une commercialisation à grande échelle.

Perspectives :

Les cellules en polymère pourraient s'imposer dans des niches où les technologies traditionnelles ne sont pas adaptées, notamment pour des applications nécessitant une intégration discrète ou flexible.

3.13.1 Les cellules à multi-jonction

Les cellules à multi-jonction sont composées de plusieurs couches de matériaux semi-conducteurs, chacune optimisée pour absorber une partie spécifique du spectre solaire. Cette approche permet d'augmenter significativement le rendement en captant une plus grande partie de l'énergie lumineuse.

Avantages :

- Rendement élevé grâce à l'absorption optimisée de différentes longueurs d'onde.
- Utilisation de matériaux variés (autres que le silicium) pour maximiser l'efficacité.

Applications :

Ces cellules sont principalement utilisées dans les applications spatiales et les systèmes à concentration solaire, où les performances priment sur le coût.

3.13.2 Module à l'arséniure de gallium (GaAs)

Les modules à base d'arséniure de gallium (GaAs) sont principalement utilisés dans les applications spatiales en raison de leur rendement exceptionnel, dépassant 25 % (voire plus avec des concentrateurs de lumière).

Avantages :

Rendement très élevé, adapté aux environnements exigeants.

Inconvénients :

Coût de production très élevé, limitant leur utilisation aux domaines où la performance est critique.

3.13.3 Le diséléniure de cuivre et d'indium + sulfure de cadmium (CIS)

Les cellules CIS utilisent une couche ultra-mince (de l'ordre du micromètre) de matériaux semi-conducteurs, évitant ainsi l'utilisation de silicium. Cette technologie permet de réduire les coûts tout en offrant une certaine flexibilité.

Avantages :

- Coût de production réduit.
- Possibilité d'installation sur des matériaux flexibles.

Défis :

- Rendement encore inférieur à celui des cellules en silicium polycristallin.

3.13.4 Le dioxyde de titane ou rutile (TiO₂)

Les cellules à base de dioxyde de titane, également appelées cellules de Graetzel, sont des cellules solaires nanocristallines à colorant. Leur fonctionnement s'inspire de la photosynthèse avec une couche de TiO₂ est recouverte d'un colorant qui libère des électrons sous l'effet de la lumière et ces électrons traversent l'oxyde et sont collectés pour générer un courant électrique. Présentant un avantage de coût de production faible et potentiel d'intégration dans des applications innovantes.

3.13.5 Les cellules à concentration

Les cellules à concentration combinent une cellule solaire classique avec un système optique (miroirs ou lentilles) qui concentre la lumière sur une petite surface de cellule. Elles présentent un

rendement très élevé (jusqu'à 40,7 % en laboratoire) et nécessitent moins de surface de cellule, ce qui diminue les coûts. Elles sont utilisées dans les centrales solaires à concentration. Elles trouvent également leur place dans les applications spatiales et terrestres où l'efficacité est primordiale [88][89].

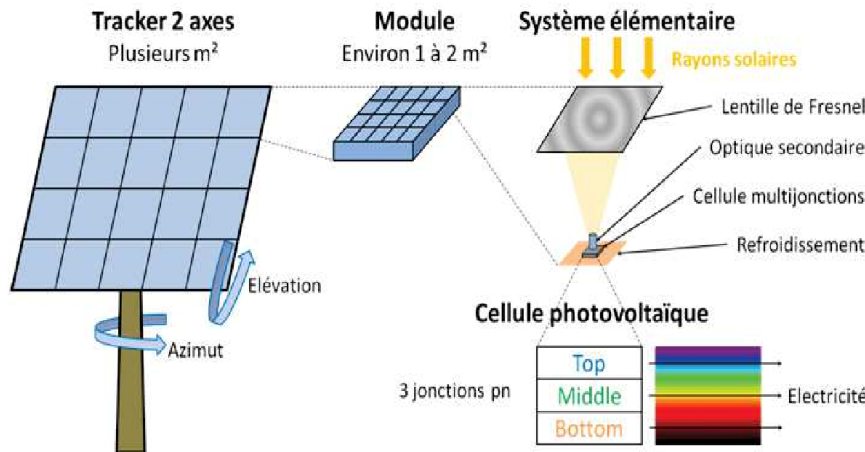


Figure 3-21 : Schéma d'un système CPV[87]

3.14. Simulation d'une cellule photovoltaïque

L'exploitation de l'énergie solaire repose sur l'utilisation de cellules photovoltaïques, qui convertissent le rayonnement solaire en un courant électrique continu. La simulation de ces cellules est un outil essentiel pour optimiser leur conception et leurs performances. Le logiciel **PC1D** est largement utilisé pour simuler des structures photovoltaïques en ajustant des paramètres géométriques, technologiques et physiques (largeur, surface, dopage, température, etc.). Les résultats obtenus sont très proches des données expérimentales, ce qui permet de gagner du temps et de réduire les coûts de développement [12].

Dans cette section, nous présentons une étude simulée d'une cellule solaire à base de silicium monocristallin réalisée avec PC1D. Cette simulation permet d'analyser et de comprendre les paramètres essentiels qui influencent les performances de la cellule.

3.14.1 Logiciel de simulation : PC1D

Le logiciel PC1D (Personal Computer One Dimensionnel) est un outil de simulation numérique dédié aux cellules solaires, développé à l'université de New South Wales (Sydney, Australie), un acteur majeur dans la recherche photovoltaïque. Il jouit d'une réputation internationale pour sa précision et sa facilité d'utilisation.

3.14.2 Fonctionnalités principales :

- Simulation de n'importe quelle structure photovoltaïque en fonction des matériaux disponibles dans la base de données.
- Ajustement des paramètres variables tels que la largeur, la surface, le dopage, la température, etc.
- Résultats de simulation très proches des données expérimentales, permettant une optimisation rapide et économique des cellules.

3.14.3 Interface du logiciel :

L'interface de PC1D est divisée en quatre sections :

1. **Paramètres du dispositif** : Définition des caractéristiques de la cellule (matériaux, dimensions, etc.).
2. **Paramètres des régions** : Configuration des différentes zones de la cellule (émetteur, base, contacts, etc.).
3. **Paramètres d'excitation** : Définition des conditions d'éclairement et de température.
4. **Résultats de la simulation** : Affichage des courbes courant-tension (I-V), des rendements et d'autres paramètres clés.

3.14.4 Paramètres de la cellule étudiée

Dans notre simulation, nous avons utilisé les paramètres suivants pour une cellule photovoltaïque à base de silicium monocristallin :

- **Aire du dispositif** : La surface de la cellule est un paramètre crucial, car elle influence directement le photo-courant généré. Pour cette simulation, une surface de **4 cm²** a été choisie.
- **Surface texturée** : La texturation de la surface avant de la cellule est essentielle pour réduire les pertes par réflexion du rayonnement incident. Dans cette étude, la surface texturée est composée de micro-pyramides inversées avec une profondeur de **3 μm** et un angle facial de **54,74°**. La texturation n'a été appliquée que sur la face avant, car la face arrière est considérée comme étant à l'obscurité.

3.14.5 Simulation et résultats

La simulation avec PC1D permet d'obtenir des informations précises sur les performances de la cellule photovoltaïque, notamment :

- La courbe courant-tension (I-V).
- Le rendement de conversion de la cellule.
- Les pertes par recombinaison et réflexion.
- L'impact de la température sur les performances.

Ces résultats permettent d'optimiser la conception de la cellule en ajustant les paramètres pour maximiser le rendement et minimiser les coûts.

3.14.6 Avantages de la simulation avec PC1D

- **Gain de temps** : La simulation évite la nécessité de fabriquer et de tester physiquement plusieurs prototypes.
- **Réduction des coûts** : Les essais virtuels réduisent les dépenses liées aux matériaux et à la main-d'œuvre.
- **Précision** : Les résultats sont très proches des données expérimentales, ce qui en fait un outil fiable pour la recherche et le développement.
- Les deux faces sont considérées comme neutres, du fait qu'il n'y a pratiquement de charges aux interfaces, c.à.d. qu'il n'y a pas de barrière de potentielle aux surfaces.
- Nous n'avons pas introduit de couches antireflets, car elle est remplacée par la texturation. Cette couche est généralement de la silice (SiO₂), elle peut être remplacée par d'autres

matériaux qui sont transparent au spectre solaire et qui sont donnée dans le logiciel sous forme de fichiers.

- Réflectance optique interne : elle est négligée dans notre simulation, nous considérons que les surfaces sont spéculaires et non diffuses c.à.d. non rugueuses.
- Par défaut, l'émetteur et la base sont connectés au circuit, tandis que le collecteur est déconnecté.
- Diode ou condensateur. Dans notre cas nous considérons qu'il n'y a pas d'élément qui peut shunter le circuit.

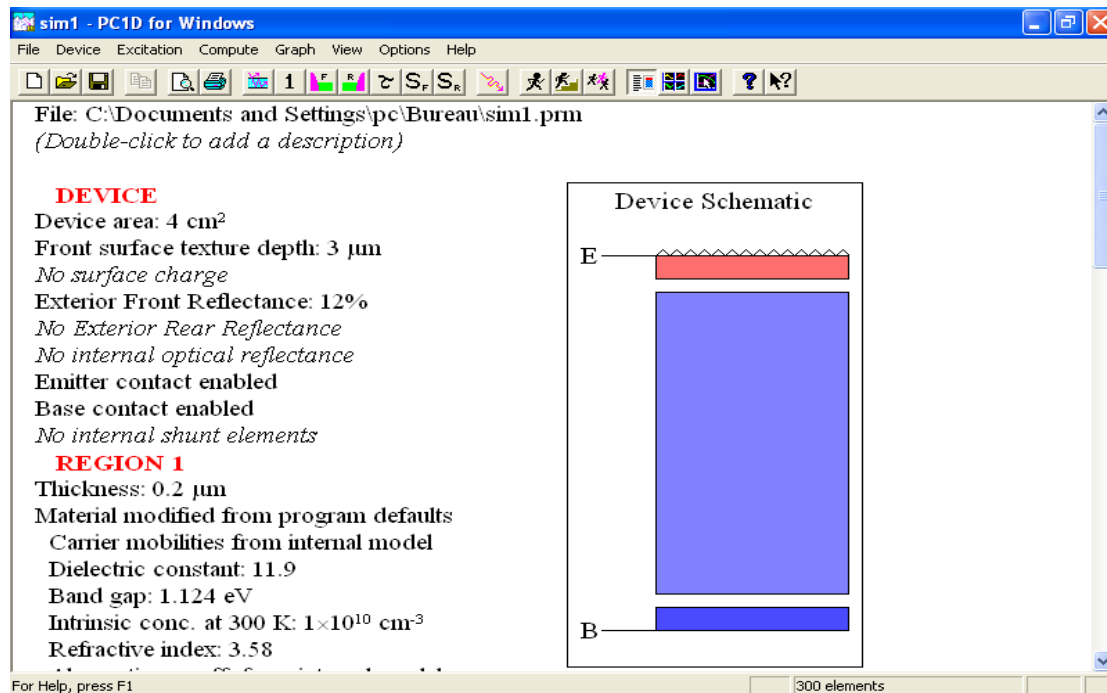


Figure 3-22. Fenêtre du logiciel PC1D utilisé en simulation numérique

3.14.6.1 Les paramètres des régions

L'épaisseur de l'émetteur est relativement mince par rapport à la base. Dans le cas du silicium elle varie sur un intervalle compris entre 0,1 μm et 2,5 μm.

- Le matériau utilisé : les paramètres qui le décrivent, sont stockés dans des fichiers d'extension (*.mat). Les paramètres stockés dans ce fichier sont :
 - La mobilité des porteurs.
 - La constante diélectrique.
 - L'énergie de gap (eV).
 - La concentration intrinsèque (cm⁻³).
 - L'indice de réfraction
 - Coefficient d'absorption.
 - Absorption des porteurs libres.
- Type et concentration de dopage : de type N ou P;
- Ce logiciel présente quatre profils de dopages : le profil uniforme, le profil exponentiel, le profil gaussien et le profil erfc.
- Les recombinaisons en volume.

- Les recombinaisons face avant et arrière.

3.14.6.2 Les paramètres d'excitation

Le mode d'excitation : il y a trois modes d'excitation (en équilibre, stationnaire et transitoire). Pour une bonne simulation numérique, le mode transitoire est vivement recommandé.

Dans la plu part des cas on choisit la température ambiante, $T=300$ K.

Dans notre étude, seulement la face avant de la première région (région de type N) est éclairée par un flux lumineux d'une intensité de $0,1 \text{ W/cm}^2$. Pour avoir la réponse spectrale, le logiciel fait un balayage sur l'intervalle de longueurs d'onde compris entre $[300, 1200]$ nm. Pour avoir la caractéristique, il utilise directement le fichier d'aire masse «AM 15g.spc».

La seconde source est désactivée, car la face arrière n'est pas éclairée dans notre cas.

3.14.6.3 Les résultats

Les résultats que nous pouvons visualiser en utilisant le fichier d'excitation « One-Sun.exc » sont:

- -La valeur du courant de court-circuit.
- -La valeur de la tension en circuit ouvert.
- -La valeur de la puissance maximale.

3.14.7 Résultats de la simulation :

3.14.7.1 Paramètres de simulation

Dans cette étude nous avons simulé une cellule solaire à base de silicium monocristallin de type "N⁺ P P⁺" (figure III-2) dont les paramètres sont les suivants :

- Surface 4 cm^2 avec une texturation de l'angle de $54^\circ,74$ et d'une épaisseur de $3 \mu\text{m}$ à la surface avant de la couche N⁺ pour optimiser le captage du rayonnement.
- Un émetteur "N⁺" (1^{ère} région) classique dopé à 10^{17} cm^{-3} et de l'épaisseur de $0,2 \mu\text{m}$, pour la réalisation des cellules solaires, nécessite une épaisseur importante pour une bonne collecte de porteurs. Ce type d'émetteur est appelé Emetteur Transparent et dispose d'un phénomène de diffusion très important.
- Une couche P (2^{ème} région) d'une épaisseur de $100 \mu\text{m}$ et du dopage de 10^{16} cm^{-3}
- Un collecteur de type P⁺ (3^{ème} région) d'une épaisseur de $0,2 \mu\text{m}$ et du dopage très fort de 10^{19} cm^{-3}
- L'émetteur et le collecteur sont reliés à des contacts ohmiques de très faibles résistances.

3.15. Résultats de la simulation

3.15.1.1 Les caractéristiques essentielles de la cellule simulée

Dans un premier temps nous avons présenté dans le tableau suivant les caractéristiques essentielles de la cellule étudiée, ces caractéristiques sont la puissance maximale, le courant du circuit fermé et la tension du circuit ouvert [12].

Paramètres	Puissance maximale $P_{\max}$ (W)	Courant du court-circuit I_{cc} (A)	Tension du circuit ouvert V_{co} (V)
Sans la couche P ⁺	0,1810	-0,0968	0,7315
Avec la couche P ⁺	0,1807	-0,0968	0,7202

Tableau 3-3. Caractéristiques essentielles de la cellule étudiée

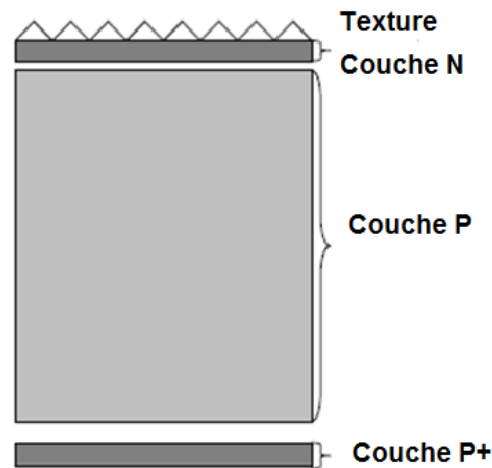


Figure 3-23. Schéma de la cellule utilisée.

3.15.1.2 Caractéristiques I-V

La figure (III-3) présente la caractéristique courant tension de la cellule étudiée, sur cette figure nous avons fait une comparaison de la caractéristique I-V sans et avec l'excitation de la lumière, ou nous avons vu clairement la différence qui résulte sur la présence de la lumière et donc l'effet photovoltaïque, la caractéristique I-V sans l'excitation lumineuse est celle de la jonction P-N normalisée.

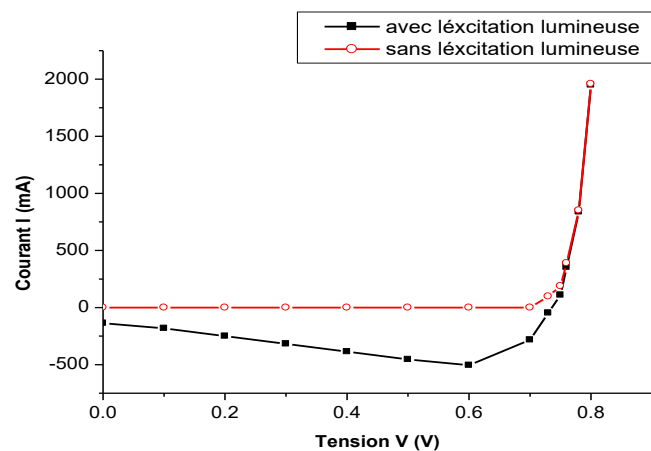


Figure 3-24. Caractéristique I-V de la cellule solaire (avec et sans l'excitation lumineuse)

3.15.1.3 Réponse spectrale

La figure (3-26) représente le rendement quantique interne RQI de la cellule étudiée en fonction de la longueur d'onde du spectre solaire, où nous avons vu que pour des longueurs d'onde dans la bande entre 300 et 900 nm le RQI est stabilisé dans la valeur de 100 % puis il diminue rapidement jusqu'à 0 % pour $\lambda \geq 1100$ nm, et ça s'explique comme pour les énergies plus ou égales à la bande interdite les paires électrons trous sont créés, mais pour les énergies moins du Gap les paires électrons trous ne sont plus créées et donc le rendement RQI est pratiquement égale à zéro.

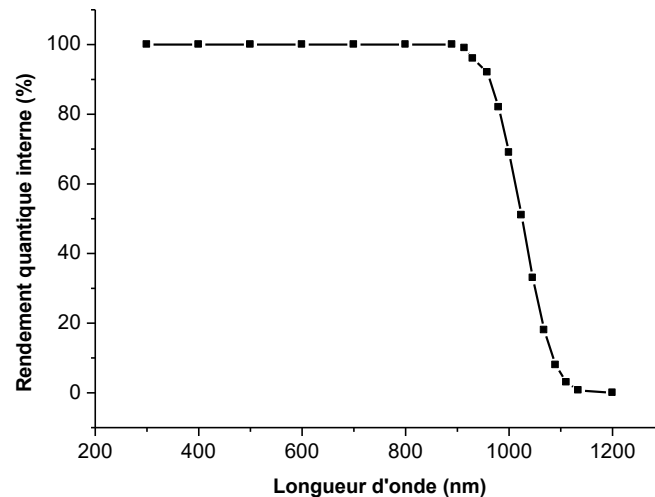


Figure 3-25. Rendement quantique interne IRQ.

3.15.1.4 Influence des différents paramètres physique et technologiques sur le rendement des cellules

Pour présenter l'effet de quelques paramètres physique (température, ...) et technologiques (dopage, surface, ...) sur le rendement des cellules solaire à base de silicium, nous avons présenté dans les paragraphes suivants les variations de la puissance maximale de ces cellules en fonction des différents paramètres, chaque fois en varie le paramètre étudié et fixe les autres.

La figure (3-27) présente en même temps l'influence de la surface et de la couche texturée sur la puissance maximale de la cellule, où nous avons vu d'une part que le rendement de la cellule est augment vis-à-vis que le grandissement de la surface et d'autre part que la couche texturée joue un rôle positif pour l'amélioration du rendement.

La figure (III-6) présente l'effet de l'épaisseur de la couche émetteur (la couche N) et de la couche base (la couche P) toujours sur la puissance maximale de cellule, où nous avons que l'épaisseur de l'émetteur ne présente aucune influence sur le rendement de la cellule jusqu'à 100 μm puis il présente un influence négatif pour des couches plus épaisses, par contre l'épaisseur de la base est présente une influence positif jusqu'à 100 μm puis il démunie le rendement lorsque la base est plus épaisse.

La figure (III-7) présente l'effet du dopage de la couche émetteur (concentration des électrons Nd) et de la couche base (concentration des trous Na) sur la puissance maximale de cellule, où nous avons que le dopage de l'émetteur ne présente aucune influence, né positif né négatif, mais les concentrations plus de 10^{17} cm^{-3} des porteurs dans la base présentent une influence négative sur le rendement des cellules solaires.

La figure (III-8) illustre l'influence de la température ambiante sur la puissance maximale de la cellule solaire à base du silicium, où nous avons vu que les températures présente les meilleurs rendements sont celles entre 30 et 40 C°.

A partir de cette étude, il vu clairement que les meilleures cellules sont les possède les paramètres technologiques suivants :

1. Surface plus de 10 cm² avec la couche texturée.
2. Epaisseur du collecteur de 0,1 à 1 μm (couche mince)
3. Epaisseur de la base de 100 μm .
4. Dopage du collecteur de 10^{16} à 10^{18} cm^{-3}
5. Dopage de la base de 10^{16} à 10^{17} cm^{-3}
6. Température ambiante entre 30 et 40 C°.

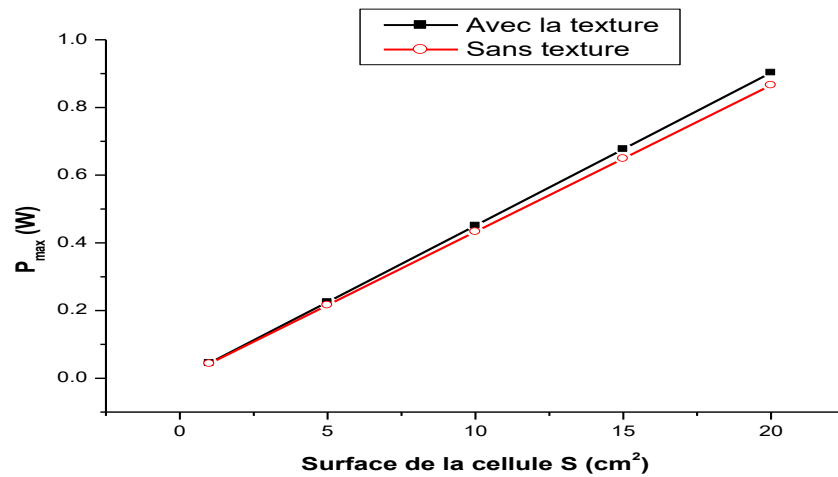


Figure 3-26. Variation de la puissance maximale en fonction de la surface de la cellule solaire (Avec et Sans la couche Texturée)

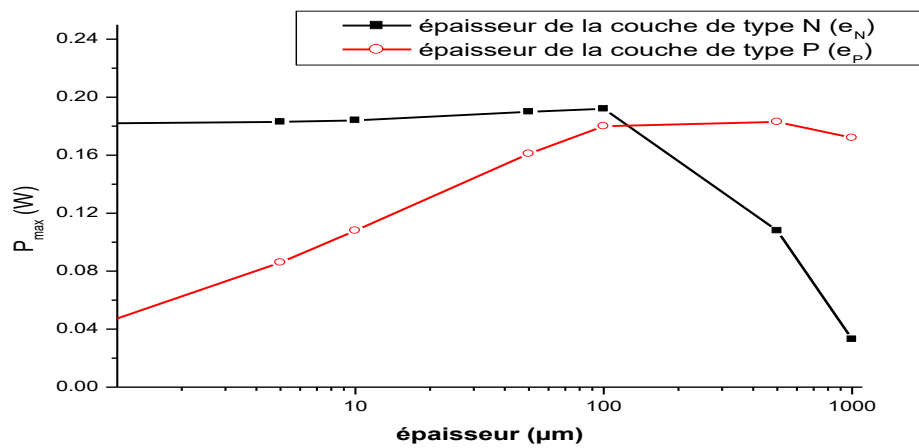


Figure 3-27. Variation de la puissance maximale en fonction de l'épaisseur de la cellule.

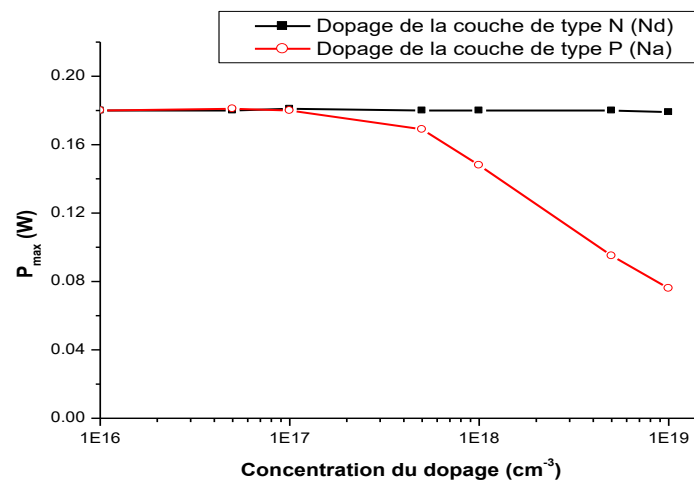


Figure 3-28 Variation de la puissance maximale en fonction de dopage de la cellule.

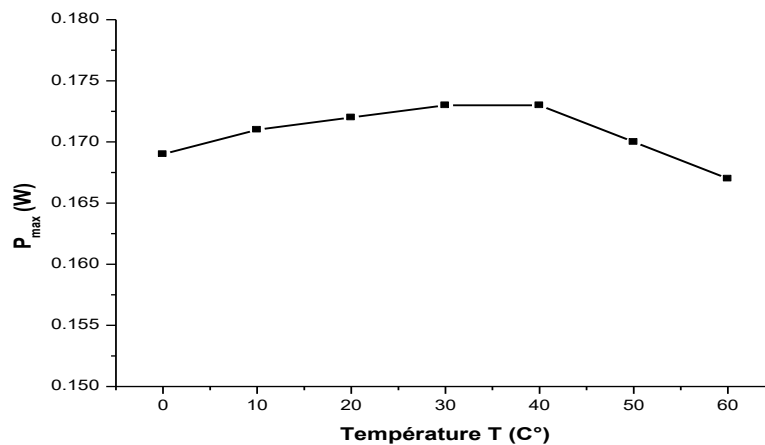


Figure 3-29. Variation de la puissance maximale en fonction de la température ambiante.

3.16. Conclusion :

En conclusion, l'étude présentée dans ce chapitre a permis d'explorer en détail les différentes technologies de cellules photovoltaïques, en mettant l'accent sur leurs principes de fonctionnement, leurs avantages, leurs inconvénients et leurs applications. Nous avons également abordé l'importance de la simulation dans l'optimisation des cellules solaires, en utilisant le logiciel PC1D pour analyser les performances d'une cellule à base de silicium monocristallin.

Les cellules photovoltaïques, qu'elles soient cristallines, amorphes, à couches minces ou à base de matériaux organiques, offrent chacune des avantages spécifiques en termes de coût, de rendement et de flexibilité. Les technologies émergentes, comme les cellules à multi-jonction, les cellules à concentration ou les cellules de Graetzel, ouvrent de nouvelles perspectives pour améliorer l'efficacité et réduire les coûts de production.

La simulation avec PC1D a démontré son utilité pour prédire les performances des cellules solaires en ajustant des paramètres clés tels que la surface, la texturation ou le dopage. Cette approche permet de gagner du temps et de réduire les coûts de développement, tout en fournissant des résultats proches des données expérimentales.

Enfin, ce travail souligne l'importance de la recherche et de l'innovation dans le domaine photovoltaïque pour répondre aux défis énergétiques actuels. Les progrès technologiques, combinés à une meilleure compréhension des matériaux et des procédés de fabrication, contribueront à rendre l'énergie solaire plus accessible, plus efficace et plus durable.

En résumé, ce travail met en lumière la diversité des technologies photovoltaïques et leur potentiel pour transformer notre manière de produire et de consommer l'énergie. Il montre également que la simulation numérique est un outil indispensable pour accélérer l'élaboration de solutions solaires efficaces et compétitives. Il aborde également l'optimisation d'un système de conversion photovoltaïque, qui repose essentiellement sur la recherche en cellules pour augmenter le rendement du système dans son ensemble.

ALGORITHMES DE POURSUITE DU POINT DE
PUISSANCE MAXIMALE (MPPT) DEDIES AUX
SYSTEMES PHOTOVOLTAÏQUES

Chapitre 4

ALGORITHMES DE POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE (MPPT) DEDIES AUX SYSTEMES PHOTOVOLTAÏQUES

4.1. Introduction :

La commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) est une technique essentielle pour optimiser l'efficacité des systèmes photovoltaïques. Les panneaux solaires produisent de l'électricité en convertissant l'énergie lumineuse en énergie électrique. Cependant, la puissance générée par un panneau solaire dépend de plusieurs facteurs, notamment l'ensoleillement, la température et la charge connectée.

Le point de puissance maximale (MPP) est le point où le panneau solaire produit la puissance maximale possible. Ce point varie en fonction des conditions environnementales et de la charge. La commande MPPT est utilisée pour suivre et maintenir le fonctionnement du panneau solaire à ce point optimal, garantissant ainsi une production d'énergie maximale.

Principes de Base de la Commande MPPT

Suivi du Point de Puissance Maximale : La commande MPPT ajuste continuellement la charge électrique du panneau solaire pour s'assurer qu'il fonctionne toujours à son point de puissance maximale. Cela implique de mesurer la tension et le courant du panneau et de calculer la puissance produite.

Algorithmes de MPPT : Plusieurs algorithmes peuvent être utilisés pour la commande MPPT, notamment :

Perturb and Observe (P&O) : Cet algorithme perturbe périodiquement la tension du panneau et observe l'effet sur la puissance. Si la puissance augmente, la perturbation continue dans la même direction ; sinon, elle change de direction.

Incremental Conductance (IncCond) : Cet algorithme compare la conductance instantanée du panneau à sa conductance incrémentale pour déterminer la direction du MPP.

Algorithmes basés sur l'intelligence artificielle : Des techniques comme les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques peuvent également être utilisés pour améliorer la précision et la rapidité du suivi MPPT.

Avantages de la Commande MPPT :

Efficacité Énergétique : La commande MPPT permet d'extraire la puissance maximale des panneaux solaires, augmentant ainsi l'efficacité globale du système.

Adaptabilité : Les systèmes MPPT peuvent s'adapter aux variations rapides des conditions environnementales, telles que les changements d'ensoleillement et de température.

Optimisation des Coûts : En maximisant la production d'énergie, la commande MPPT contribue à réduire les coûts d'exploitation des systèmes photovoltaïques.

La commande MPPT est une technologie cruciale pour les systèmes photovoltaïques, permettant d'optimiser la production d'énergie et d'améliorer l'efficacité globale du système. Les différents

algorithmes de MPPT offrent des solutions adaptées à diverses conditions et exigences, garantissant ainsi une performance optimale des installations solaires.

4.2. Fonctionnement d'un générateur PV à sa puissance maximale

4.2.1 Principe :

Concevoir des systèmes photovoltaïques optimisés est complexe en soi. En effet, la puissance produite par un générateur photovoltaïque (PV) varie fortement selon l'éclairement, la température, mais aussi avec le vieillissement global du système. [27]

Chaque charge, qu'elle soit en courant continu (DC) – comme les batteries ou certains appareils électroménagers conçus pour des réseaux isolés – ou en courant alternatif (AC) – tel que le réseau électrique algérien (220 V/50 Hz) ou certains moteurs –, présente un comportement spécifique. Par ailleurs, la charge peut varier de manière soudaine en fonction de la consommation des utilisateurs, ce qui est particulièrement difficile à anticiper, surtout dans le cas de petits réseaux locaux. Pour qu'une connexion source-charge soit réalisable, il est nécessaire qu'il existe un point de fonctionnement correspondant à l'intersection des caractéristiques électriques des deux éléments. [27]

Ainsi, pour atteindre une puissance maximale, la résistance du circuit doit être optimisée de manière à ce que le point de fonctionnement coïncide avec le point de puissance maximale (MPP). Cette optimisation garantit une exploitation efficace de l'énergie disponible.

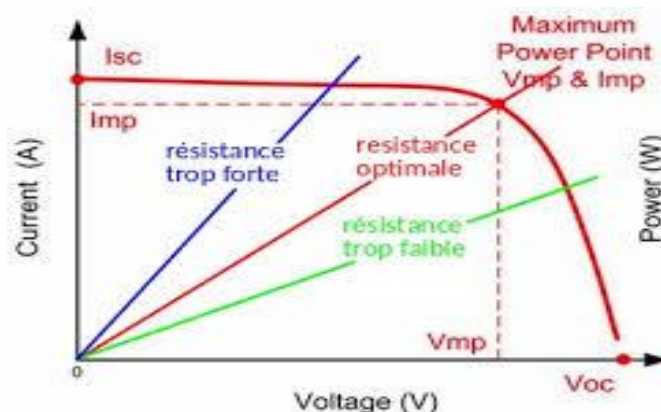


Figure 4-1. Points de fonctionnement résultant de l'association des générateurs PV sous un niveau d'éclairement E_1 avec une charge résistive

Que la charge soit de type résistif ou une batterie avec une résistance interne variable (par exemple, R), l'adaptation optimale ne se produit qu'à un point de fonctionnement spécifique, appelé Point de Puissance Maximal (PPM) ou P_{max} . Ce point représente la puissance maximale que le générateur PV peut fournir pour une courbe $I(V)$ donnée. Cependant, dans le cas d'une charge de type batterie, le point de connexion source-charge n'est généralement pas optimal. Par conséquent, une connexion directe entre le générateur PV et la batterie entraîne rarement un rendement optimal du système.

Analyse du point de fonctionnement Lors d'une connexion directe entre un générateur PV et une batterie, le rendement du système dépend de l'écart entre la tension optimale du générateur PV (V_{OP}) et la tension de la batterie (V_{bV}), qui varie en fonction de son état de charge. Prenons l'exemple d'une batterie au plomb de tension nominale 12 V et d'un générateur PV composé d'un module BP585 [26] avec une tension optimale dans ce cas, le rendement de l'ensemble est calculé comme suit :

$$\eta = \frac{V_b \times I_b}{V_{OP} \times I_{OP}} = \frac{12 \times 5}{16.7 \times 4.7} = 76.4\% \quad (4-1)$$

- Si l'état de charge de la batterie est telle que sa tension vaut 14 V, le rendement atteint devins :

$$\eta = \frac{14 \times 4.9}{16.7 \times 4.7} = 87.4\% \quad (4-2)$$

Pour que le générateur photovoltaïque (PV) fonctionne le plus souvent possible dans son régime optimal, la solution couramment adoptée consiste à introduire un convertisseur statique. Ce dispositif joue le rôle d'adaptateur entre la source (le générateur PV) et la charge (par exemple, une batterie ou un réseau électrique). Grâce à une commande spécifique, le convertisseur statique permet au générateur PV de délivrer sa puissance maximale $P_{\max}$ qui correspond à :

$$P_{\max} = V_{OP} \times I_{OP} \quad (4.3)$$

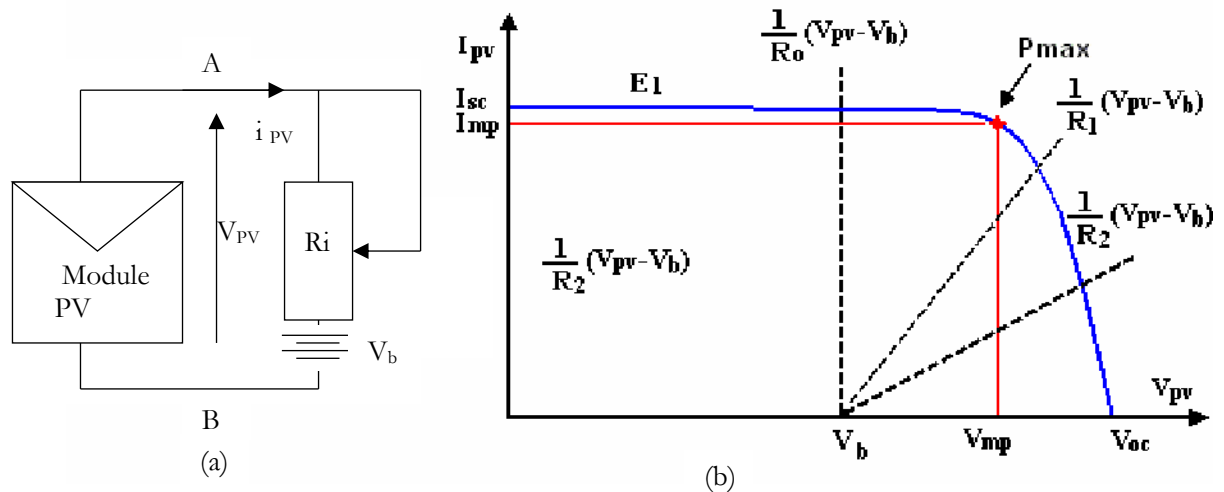


Figure 4-2 (a) et la figure 4.3.(b) illustrent le fonctionnement d'un générateur photovoltaïque (PV) en fonction des caractéristiques de la charge à laquelle il est connecté.

Où V_{op} et I_{op} représentent respectivement la tension et le courant optimaux du générateur PV pour une courbe ($I(V)$) donnée. Il est important de noter que, contrairement aux régulations de tension ou de courant, les commandes MPPT (Maximum Power Point Tracking) sont des régulateurs de puissance d'entrée. Elles ne disposent que d'un degré de liberté pour réguler la grandeur de sortie : soit le courant, soit la tension de sortie. Cette limitation exclut certaines applications nécessitant une forme spécifique de courant et de tension simultanément, ce qui peut restreindre leur utilisation dans des cas particuliers.

4.2.2 Exemple d'interface de puissance

Prenons l'exemple illustré à la figure 4.4, qui correspond à un convertisseur DC-DC élévateur (boost). Ce type de convertisseur est couramment utilisé comme adaptateur source-charge dans les systèmes photovoltaïques, notamment lorsque la charge nécessite une tension supérieure à celle fournie par le générateur PV. Ce fonctionnement est illustré à la figure 4.5.

Le convertisseur boost permet d'ajuster la tension de sortie en fonction des besoins de la charge tout en maintenant le générateur PV à son point de puissance maximale (PPM). Cela est réalisé en modulant le rapport cyclique du convertisseur, ce qui permet d'élever la tension d'entrée (celle du générateur PV) à une tension de sortie plus élevée, adaptée aux exigences de la charge. Cette

flexibilité fait du convertisseur boost un composant clé dans les systèmes photovoltaïques, en particulier lorsque la tension du générateur PV est inférieure à celle requise par la charge.

L'utilisation d'un convertisseur DC-DC élévateur permet non seulement d'adapter la tension entre le générateur PV et la charge, mais aussi de garantir que le générateur fonctionne à son point de puissance maximale, optimisant ainsi l'efficacité globale du système.

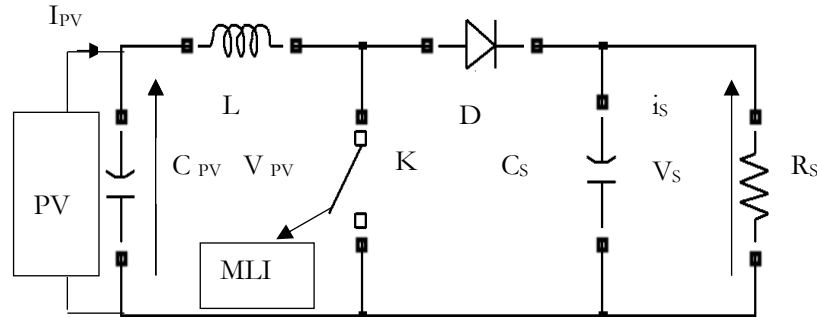


Figure 4-3. Exemple de d'un convertisseur statique DC-DC pouvant être utilisé comme adaptateur entre un générateur PV et une charge

L'adaptation entre la source et la charge est réalisée par la variation du rapport cyclique d . En effet, si nous supposons que le boost fonctionne en conduction continue et si nous considérons que le rendement de ce dernier avoisine les 100%, alors les relations électriques entre les grandeurs d'entrée du convertisseur (correspondant à I_{PV} et V_{PV} du générateur PV) et de sortie du convertisseur (respectivement I_S et V_S) ne dépendent que du rapport cyclique D (Duty cycle). L'adaptation optimale est alors réalisée lorsque I_{PV} et V_{PV} valent respectivement I_{OP} et V_{OP} (Figure 4.5.). Ceci correspond alors à une résistance optimale R_{OP} du générateur répondant à l'équation suivante :

$$R_{OP} = \frac{V_{OP}}{I_{OP}} = (1-d)^2 \times \frac{V_S}{I_S} = (1-d)^2 \times R_S \quad (4.4)$$

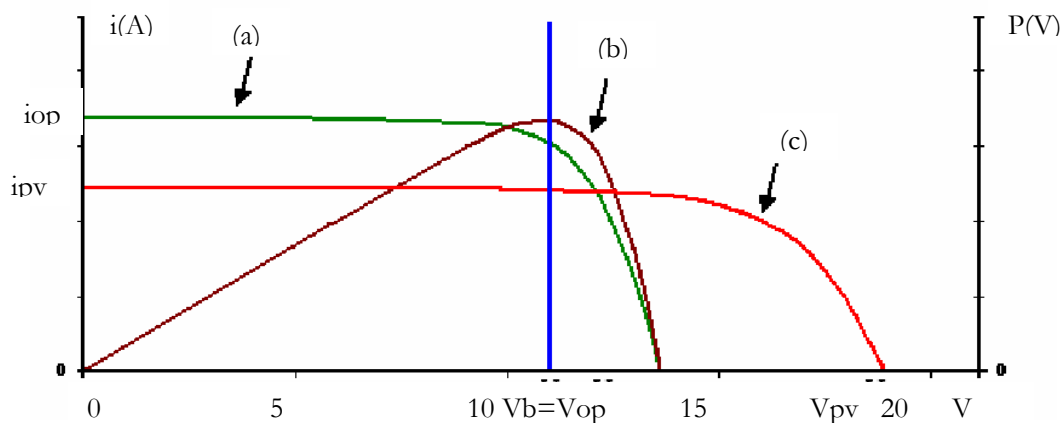


Figure 4-4. Utilisation d'un MPPT sur un convertisseur
(a) Caractéristique $I(V)$ à la sortie du convertisseur.
(b) Caractéristique $P(V)$ à la sortie du convertisseur
(c) Caractéristique $I(V)$ à la sortie du module solaire.

L'utilisation d'un convertisseur entre la source et la charge (batterie) permet une translation de la caractéristique de puissance $P(V)$ sur l'axe des tensions au fur et à mesure que la batterie se charge

ou se décharge de telle sorte que le sommet de la caractéristique de puissance P_{max} restera toujours autour de la tension de la batterie V_b . Cela s'effectue par un réarrangement de la caractéristique $I(V)$ à la sortie du convertisseur comme le montre la (Figure 3.4).

Cette adaptation source/charge qui se fait en intercalant un convertisseur peut être optimisée en ajustant le rapport cyclique d pour que d'un côté, le générateur puisse fonctionner à la valeur optimale de la charge R_{OP} et d'un autre côté, que la charge puisse varier « **à sa guise** » dans la mesure où le point d'intersection *source-charge* continue d'exister.

4.3. Synthèse des différentes méthodes MPPT

Il est important de noter qu'une seule grandeur électrique (courant ou tension) aux bornes de la charge peut être régulée à la fois. Cela implique une hypothèse de fonctionnement de la charge : celle-ci doit soit accepter un courant variable lorsque la tension est fixée par le convertisseur statique, soit tolérer de fortes variations de tension.

Pour permettre une adaptation automatique et en temps réel, plusieurs lois de commande ont été développées. Ces méthodes visent toutes à rechercher automatiquement le point de puissance maximale (PPM) du système, en exploitant la nature convexe des courbes de puissance des générateurs photovoltaïques (PV) ou, plus généralement, des sources d'énergie non linéaires. Dans les paragraphes suivants, nous présentons une synthèse des différents types de commandes MPPT disponibles dans la littérature, en mettant en avant leurs avantages et leurs inconvénients.

4.3.1 Synthèse des différentes MPPT rencontrées dans la littérature

Depuis 1968, année de la première publication sur une loi de commande MPPT adaptée aux systèmes photovoltaïques [35], de nombreuses méthodes ont été proposées. Face à la multitude de publications dans ce domaine, nous avons classé les différentes techniques MPPT selon leur principe de base, tout en prenant en compte des critères tels que la précision du suivi (tracking) et la rapidité de réponse. Cette classification permet une évaluation comparative des méthodes. Une première analyse comparative avait déjà été réalisée par A. S. Kislovski en 1993 [36].

4.4. Base théorique de la commande extrémale

La commande extrémale (ou régulateur extrémal) est la méthode la plus développée et étudiée pour les sources d'énergie non linéaires, comme les générateurs PV. Elle repose sur le principe de recherche du maximum de la courbe de puissance, qui est de nature convexe. Associée à un ou plusieurs convertisseurs statiques, cette commande permet au générateur de produire une puissance maximale dans la plupart des conditions.

4.5. Les premiers types de commande MPPT

Les premiers algorithmes MPPT étaient relativement simples, en raison des limitations des microcontrôleurs disponibles à l'époque. Ces algorithmes étaient principalement conçus pour des applications spatiales, où les variations de température et d'ensoleillement sont moins prononcées que dans les applications terrestres. L'un des premiers algorithmes MPPT pour les systèmes photovoltaïques a été décrit par A.F. Boehringer[44]. Son principe repose sur un **algorithme de contrôle adaptatif** qui maintient le système à son point de puissance maximale (PPM).

4.5.1 Fonctionnement de l'algorithme

1. **Initialisation** : Le système démarre avec un rapport cyclique initial d_0 et une puissance initiale P_0 .

2. **Mesure** : Le courant I_b et la tension V_b aux bornes de la batterie, ainsi que le courant de charge I_s , sont mesurés.
3. **Calcul de la puissance** : La puissance instantanée P_n est calculée comme suit :

$$P_n = (I_b + I_s) \times V_b$$
4. **Comparaison** : P_n est comparée à P_0 .
 - Si $P_n < P_0$, le rapport cyclique d est **incrémenté**.
 - Si $P_n \geq P_0$, le rapport cyclique d est **réduit**.
5. **Mise à jour** : P_0 prend la valeur de P_n , et une nouvelle mesure est effectuée pour répéter le processus.

4.5.2 Avantages et limites

- **Avantages** :
 - Simplicité de mise en œuvre.
 - Capacité à atteindre un rendement proche de 100 % avec un algorithme bien conçu.
- **Limites** :
 - **Pertes de conversion numérique** : Les calculs numériques introduisent des pertes.
 - **Temps de calcul** : La fréquence de commande des interrupteurs est limitée par les performances du microprocesseur, ce qui restreint la dynamique globale de la commande (généralement en dessous de 100 kHz).

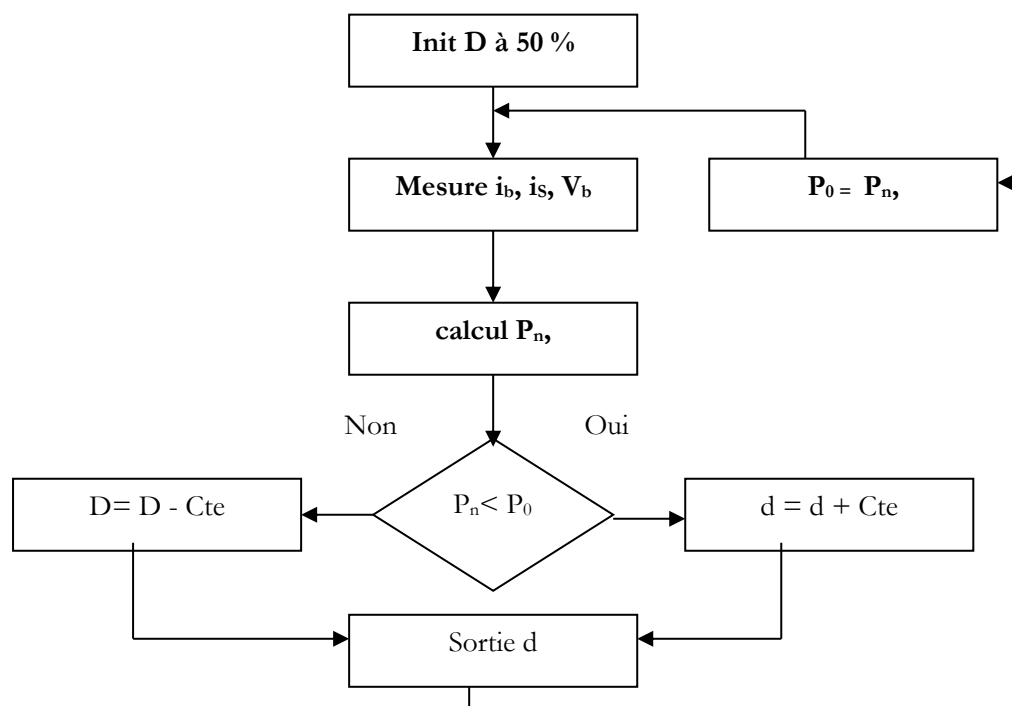


Figure 4-5. Organigramme d'une MPPT classique pouvant être implantée sur calculateur [35].

4.6. Commandes MPPT destinées aux applications spatiales

La commande MPPT de type analogique, (voir figure 3.18), est conçue pour des applications spatiales. Elle repose sur la mesure du courant de sortie du convertisseur et est appliquée à un convertisseur abaisseur de type Buck avec une batterie comme charge. Cette méthode est particulièrement adaptée aux environnements spatiaux, où les variations d'ensoleillement sont rares et lentes.

4.6.1 Principe de fonctionnement

Mesure unique : La puissance de sortie est estimée uniquement à partir du courant de sortie, en supposant que la tension aux bornes de la batterie reste constante.

Hypothèse simplificatrice : Cette approche repose sur l'hypothèse que la tension de la batterie ne varie pas, ce qui limite la précision et le champ d'application de la commande.

4.6.2 Limitations

Restriction du type de charge : Cette méthode ne convient qu'à des charges spécifiques (comme les batteries) et ne peut pas être généralisée à d'autres types de charges.

Rendement plafonné : L'hypothèse d'une tension de batterie constante limite le rendement maximal pouvant être atteint.

Bien que cette commande analogique soit simple et adaptée aux applications spatiales, ses limitations en termes de précision et de flexibilité la rendent peu adaptée à des environnements terrestres ou à des charges variables. De plus, l'absence de résultats chiffrés sur les rendements obtenus soulève des questions sur son efficacité réelle dans des conditions pratiques.

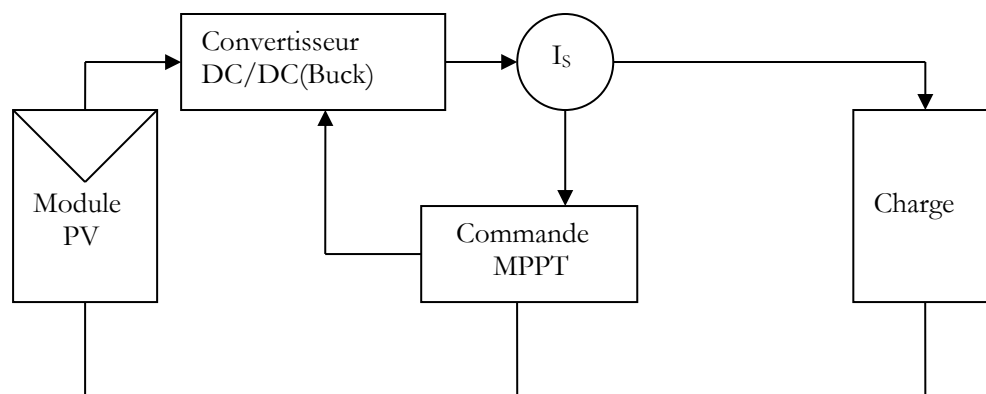


Figure 4-6. Systèmes d'alimentation pour les applications spéciales [39].

4.7. Commande MPPT par contre-réaction de tension

La commande MPPT par **contre-réaction de tension** est une méthode qui repose sur le contrôle de la tension de fonctionnement des panneaux photovoltaïques (PV). Elle fonctionne en comparant la tension de sortie du panneau à une **tension de référence**, générant ainsi une **tension d'erreur**. Cette erreur est utilisée pour ajuster le **rapport cyclique** de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) afin d'annuler l'erreur et maximiser la puissance de sortie. Selon la nature de la tension de référence (fixe ou variable, interne ou externe), on distingue trois types de méthodes.

4.7.1 Contre-réaction de tension par V_{ref} fixe

Cette méthode est basée sur une comparaison simple entre la tension de sortie du panneau PV et une tension de référence prédéfinie (V_{ref}). L'objectif est d'ajuster continuellement le rapport cyclique d du convertisseur DC/DC pour maintenir la tension du panneau aussi proche que possible de V_{ref} .

4.7.2 Principe de fonctionnement

1. Tension de référence : La tension de référence V_{ref} est fixée à une valeur correspondant à la tension moyenne des points de puissance maximale (PPM) mesurés lors de tests sous différentes conditions d'ensoleillement et de température.
2. Comparaison : La tension de sortie du panneau PV est comparée à V_{ref} .
3. Ajustement du rapport cyclique :
 - Si la tension du panneau est inférieure à V_{ref} , le rapport cyclique d est augmenté pour augmenter la tension.
 - Si la tension du panneau est supérieure à V_{ref} , le rapport cyclique d est réduit pour diminuer la tension.

4.7.3 Avantages

- **Simplicité** : La méthode est facile à mettre en œuvre, car elle repose sur une comparaison simple et un ajustement direct du rapport cyclique.
- **Stabilité** : En utilisant une tension de référence fixe, le système est stable et prévisible.

4.7.4 Limitations

- **Rigidité** : La tension de référence étant fixe, cette méthode ne s'adapte pas aux variations rapides des conditions environnementales (ensoleillement, température).
- **Efficacité limitée** : Comme la tension de référence est une moyenne, elle ne correspond pas toujours au point de puissance maximale réel, ce qui peut réduire l'efficacité du système.

Cette méthode est particulièrement adaptée aux environnements où les conditions d'ensoleillement et de température sont relativement stables, comme dans certaines applications spatiales ou dans des régions à climat constant.

La commande MPPT par contre-réaction de tension avec une tension de référence fixe est une méthode simple et stable, mais elle présente des limitations en termes d'adaptabilité et d'efficacité dans des environnements variables. Pour des applications terrestres ou dans des conditions changeantes, des méthodes plus avancées, comme celles utilisant des tensions de référence variables ou des algorithmes adaptatifs, sont souvent préférées.

Il est important de noter que Salameh [39], après 1988, a développé une nouvelle méthode MPPT analogique. Cette méthode repose sur la relation quasi linéaire entre la tension de circuit ouvert (VOC) et la tension optimale du générateur (VOP), qui correspond à la tension permettant d'obtenir la puissance maximale (P_{max}). Cette relation est exprimée par l'équation (4.3).

4.7.5 Principe de fonctionnement

1. **Mesure de VOC** : La tension de circuit ouvert (VOC) du panneau solaire est mesurée régulièrement en déconnectant temporairement le panneau de l'entrée du convertisseur. Cette mesure est effectuée à une fréquence donnée.

2. **Ajustement de Vref** : La tension de référence (Vref) est ajustée à une fraction de VOC, déterminée expérimentalement à **76 % de VOC**.
3. **Calcul de Vcomp** : La tension de commande (Vcomp) est obtenue en calculant la différence entre VOC et Vref. Cette tension est ensuite utilisée comme entrée de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour contrôler le convertisseur DC-DC.

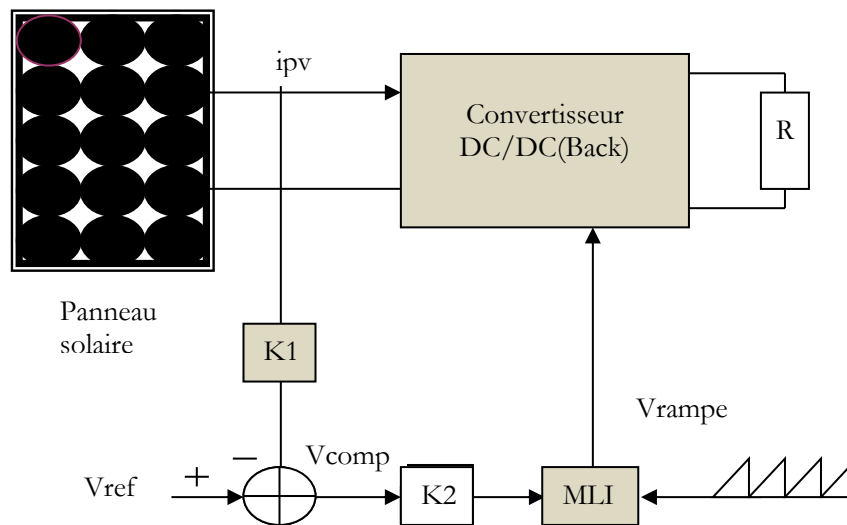


Figure 4-7. MPPT par contre réaction de tension par référence fixe.[41]

4.8. Méthode MPPT analogique basée sur la tension de circuit ouvert $V_{ref} = f(V_{OC})$

4.8.1 Avantages

- **Estimation de la tension de commande** : Cette méthode prend en compte l'état réel du panneau PV, y compris les effets de l'ensoleillement, de la température, de l'occultation, du vieillissement et de l'accumulation de poussière sur les cellules.
- **Simplicité** : Elle offre une approche simple pour estimer la tension optimale du générateur.

4.8.2 Limitations

- **Fraction fixe de VOC** : L'ajustement de Vref à 76 % de VOC est une valeur fixe, ce qui limite la précision de la méthode. Elle ne peut pas être considérée comme une véritable méthode de poursuite du point de puissance maximale (MPP).
- **Perte de puissance** : Environ **10 % de la puissance disponible** aux bornes du générateur PV peut être perdue, en particulier dans des conditions terrestres où la température et l'ensoleillement varient considérablement.

4.8.3 Relation entre VOP et VOC

Une observation simple montre que V_{OP} et V_{OC} sont proportionnels sur une large plage de fonctionnement. Cette relation peut être exprimée par :

$$V_{OP} = Cte \times V_{OC}$$

4-3)

où **Cte** est une constante généralement comprise entre **0,7 et 0,85**, dépendant de la température et du type de générateur PV utilisé. Cependant, cette méthode nécessite une connaissance précise des conditions environnementales (température, vieillissement) et un calibrage préalable de la cellule de multiplication.

4.9. Contre-réaction de tension par une cellule pilote

Pour éviter les inconvénients de la méthode précédente, notamment les pertes de puissance et le bruit électrique causés par l'interruption du circuit pour mesurer VOC, une **cellule pilote** est ajoutée au panneau solaire. Cette cellule, du même type que le générateur PV, permet de mesurer en continu la tension de circuit ouvert (VOC) sans interrompre le fonctionnement du système.

4.9.1 Principe de fonctionnement

4. **Mesure continue de VOC** : La tension de circuit ouvert de la cellule pilote est mesurée en continu, fournissant une estimation de la tension de circuit ouvert de l'ensemble du panneau.
5. **Calcul de VOP** : En multipliant cette tension par une constante **Cte** (comprise entre 0,7 et 0,85) et par le nombre de cellules en série dans le panneau, on déduit la tension optimale du générateur (VOP).

4.9.2 Avantages

- **Pas d'interruption du circuit** : La mesure continue de VOC évite les pertes de puissance et les perturbations électriques.
- **Précision améliorée** : Cette méthode offre une estimation plus précise de VOP, adaptée aux variations environnementales.
- La méthode utilisant une **cellule pilote** représente une amélioration significative par rapport à la méthode précédente. Elle permet une estimation continue et précise de la tension optimale du générateur (VOP) sans interrompre le fonctionnement du système, ce qui en fait une solution plus efficace pour les applications terrestres où les conditions environnementales varient fréquemment.
-

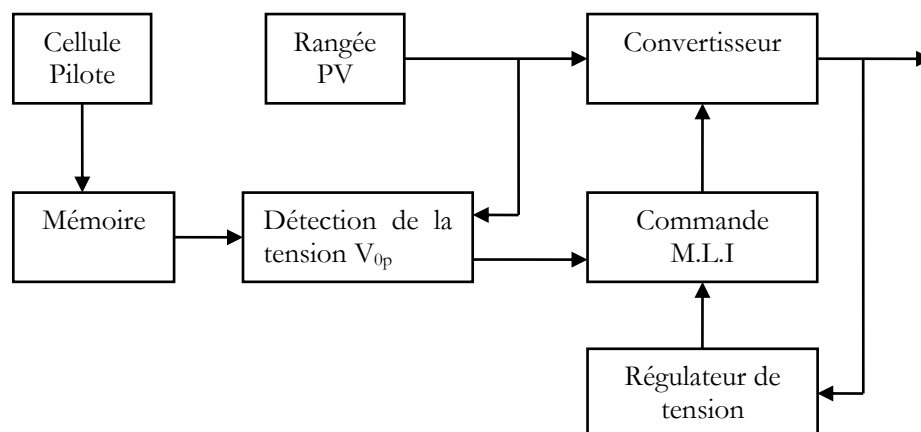


Figure 4-8. Exemple d'une commande MPPT analogique basée sur la mesure de la tension de circuit ouvert VOC du générateur PV [39]

4.10. Commande MPPT par contre-réaction de courant

4.11. Contre-réaction de courant par $I_{ref}=f(I_{cc})$

Par analogie avec les méthodes de contre-réaction de tension, le courant de court-circuit (ICC) du panneau solaire permet de déterminer le courant optimal de fonctionnement pour extraire la puissance maximale. Le courant optimal est proportionnel au courant de court-circuit, avec un coefficient de proportionnalité quasi constant, indépendamment des conditions d'ensoleillement et de température.

4.11.1 Fonctionnement

1. **Pondération constante** : Une pondération fixe est appliquée pour maximiser la puissance dans des conditions de fonctionnement fréquentes.
2. **Correction dynamique** : Le rapport de proportionnalité est ajusté en fonction des conditions atmosphériques (ensoleillement, température) [10].

4.11.2 Limitations

- **Inapplicabilité de la tension de référence fixe** : La méthode à tension de référence fixe ne peut pas être utilisée ici, car le courant optimal varie considérablement avec l'ensoleillement et la température.
- **Impossibilité d'utiliser une cellule pilote** : Court-circuiter une cellule pilote en permanence entraîne un échauffement excessif, ce qui fausse les mesures et peut endommager la cellule [10].

4.12. Contre-réaction par maximisation du courant de sortie

La plupart des méthodes MPPT utilisent le courant de sortie (IPV) et la tension de sortie (VPV) du panneau PV pour ajuster la tension de sortie via un convertisseur DC-DC, afin de rapprocher le point de fonctionnement du point de puissance maximale (MPP).

4.13. Méthode de Sullivan et Power [11]

Sullivan et Power ont proposé une méthode MPPT basée uniquement sur la mesure du courant. Cette méthode repose sur l'hypothèse que, lorsque la charge est une batterie, la tension de charge est approximativement constante. Ainsi, maximiser la puissance de sortie revient à maximiser le courant de charge de la batterie (I_b).

4.13.1 Principe

- Au lieu de minimiser $dtdP$, cette méthode minimise $dVdI_b$.
- Le courant mesuré est interprété de la même manière que le signal de puissance dans les méthodes précédentes.

4.13.2 Avantages

- **Simplicité** : La méthode est moins complexe que d'autres approches.
- **Efficacité** : Maximiser le courant d'entrée du convertisseur DC-DC équivaut à maximiser la puissance.

4.13.3 Limitation

Cette méthode ne fonctionne que pour des charges de type batterie. Pour d'autres charges (moteur à courant continu, charge résistive), dV/dI_b est nul au MPP, rendant impossible la synthèse du MPP uniquement à partir du courant mesuré [45].

Cela revient à dire que la variation de la puissance au niveau de la batterie par rapport à son courant d'entrée est Strictement supérieure à zéro c-à-d $\frac{dP_b}{dI_b} > 0$ Cela a peut-être donc exprimé de la façon suivante :

$$0 < \frac{V_b}{I_b} + \frac{dV_b}{dI_b} < \infty \quad 4-4$$

Il faut savoir que la relation (3.4) n'est valable que dans le cas où la charge est une batterie, car dans le cas contraire tel qu'un moteur à courant continu ou une charge résistive, le rapport $\frac{dP}{dI}$ est nul au point MPP et il sera alors impossible de synthétiser le MPP seulement de la composante du courant mesuré.[45]

4.14. Contre-réaction de puissance

L'objectif de cette méthode est d'augmenter la puissance de sortie du panneau PV. Bien que certaines applications nécessitent de maximiser la puissance à la charge, les travaux de Sullivan et Power [39] montrent que maximiser la puissance au niveau de la charge (par exemple, un moteur à courant continu) peut parfois se traduire par une maximisation de la puissance absorbée dans ses enroulements, sans pour autant maximiser la puissance mécanique en sortie.

Pour éviter de limiter l'architecture de la commande MPPT aux exigences spécifiques d'une charge, il est préférable de concevoir une architecture générale capable de maximiser la puissance électrique directement à la sortie du panneau solaire.

4.14.1 Principe de base

Mesure des composantes : Le courant (I_{PV}) et la tension (V_{PV}) de sortie du panneau sont mesurés.

Calcul de la puissance instantanée : La puissance instantanée ($P_{PV} = I_{PV} \times V_{PV}$) est calculée.

Algorithme itératif : Un algorithme de recherche itérative ajuste en temps réel la position du point de puissance maximale (PPM). Si la puissance de sortie augmente, le sens de recherche est maintenu ; sinon, il est inversé.

4.14.2 Limitations

Le PPM n'est jamais atteint avec une précision parfaite en raison ; des valeurs arrondies par la carte d'acquisition des grandeurs mesurées.

De l'approximation dans le calcul de la dérivée $\Delta P(k) = P(k) - P(k-1)$, qui reste toujours approximative [46].

4.15. Les MPPT à implantation analogique

L'implantation de ce type de commande est réalisée avec des composants logiques et analogiques, sans nécessiter de calculs complexes. Cela confère à ces commandes une grande

dynamique et une rapidité élevée face aux perturbations, les temps de réponse étant limités uniquement par les délais des composants analogiques.

Leur principe est souvent moins complexe que les équivalents numériques ; ces commandes peuvent fonctionner à des fréquences dépassant le MHz, permettant de réduire la taille des composants passifs des convertisseurs statiques.

Bien que leur performance, ces commandes nécessitent un compromis entre rapidité et précision. Par exemple, la commande développée par Salameh en 1988[121] permet une oscillation autour du PPM dans des conditions de variations lentes d'ensoleillement, mais elle exige un équilibre entre un faible taux d'oscillations et une bonne dynamique en cas de changements d'ensoleillement ou de charge. Cette contrainte a longtemps limité l'adoption des implantations analogiques[122].

4.16. MPPT par oscillations forcées

Contrairement aux méthodes précédentes, où la dérivée de la puissance est utilisée pour localiser le MPP, la méthode des oscillations forcées injecte un faible signal sinusoïdal (environ 100 Hz) dans la tension du panneau. Cela induit une composante sinusoïdale dans la puissance de sortie, dont la phase et l'amplitude dépendent de la position du point de fonctionnement par rapport au MPP.

4.16.1 Principe

- **Auto-oscillation** : Dans les méthodes classiques, le point de fonctionnement oscille naturellement autour du MPP sans jamais l'atteindre.
- **Oscillation forcée** : Un signal sinusoïdal est injecté pour forcer l'oscillation, permettant une localisation plus précise du MPP.

La contre-réaction de puissance et les MPPT à implantation analogique offrent des approches variées pour maximiser l'efficacité des systèmes photovoltaïques. La première se concentre sur la maximisation de la puissance électrique à la sortie du panneau, tandis que la seconde utilise des composants analogiques pour une réponse rapide et dynamique. Enfin, la méthode des oscillations forcées introduit une nouvelle dimension en forçant des oscillations contrôlées pour localiser le MPP avec précision. Chaque méthode présente des avantages et des limites, en fonction des conditions d'utilisation et des exigences du système.

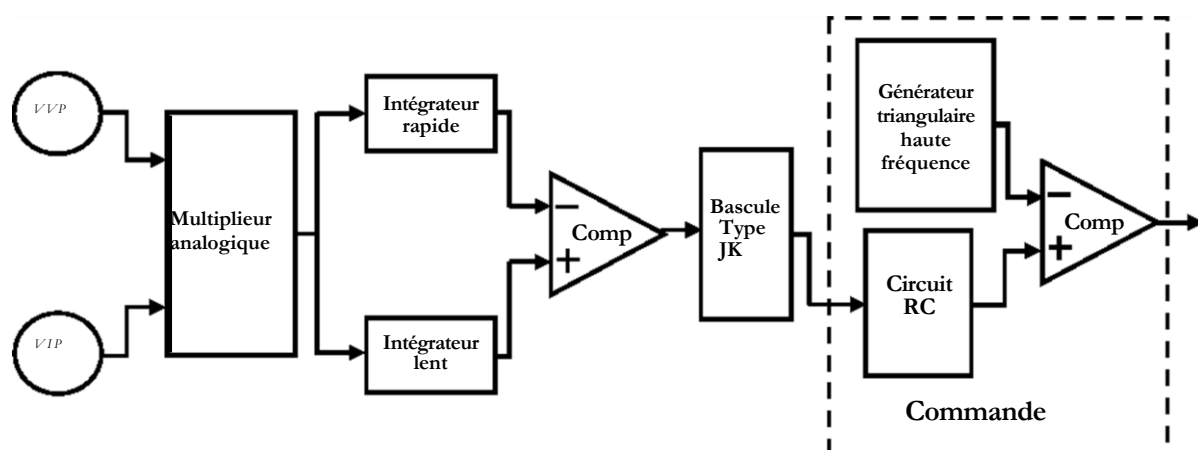


Figure 4-9. Exemple d'une commande MPPT simple implantée en analogique

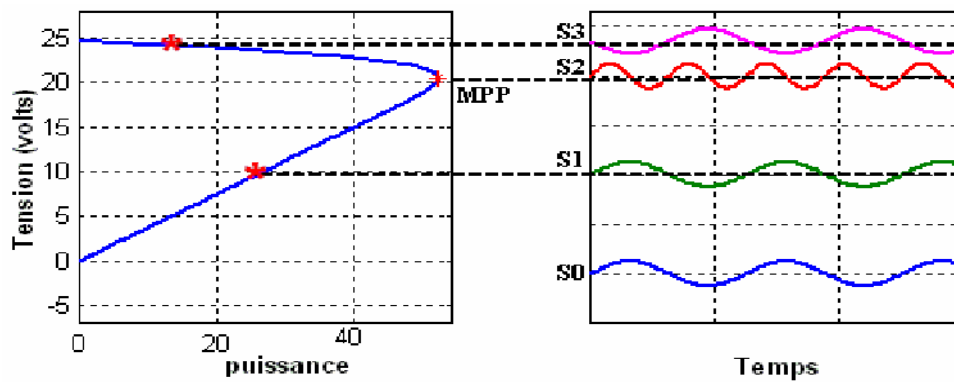


Figure 4-10. Ondulation de puissance provoquée par la modulation de tension.

Si le point de fonctionnement se situe dans la partie basse du point de puissance maximale le signal S_1 porté par la puissance est en phase avec le signal injecté S_0 . Si le point de fonctionnement se situe dans la partie haute du point MPP le signal S_3 de puissance est en opposition de phase par rapport au signal de référence injecté S_0 . Enfin, si le point de fonctionnement se trouve exactement sur le point MPP la fréquence du signal de puissance S_2 est le double de celle du signal de référence S_0 , (figure 3.10) [106]

4.17. MPPT à implantation mixte

Ce nouveau type de MPPT, à implantation mixte logique-analogique, repose sur l'ajout d'un filtre appelé LFR (Loss Free Resistor). Ce concept a été développé par S. Singer pour des sources de puissance fortement non linéaires [50]. Cependant, le dimensionnement de ce filtre, qui est de type CLC en π d'ordre 3, constitue la partie la plus délicate de la commande.

4.18. Contraintes supplémentaires

- **Mode de fonctionnement** : Les convertisseurs statiques associés à cette commande doivent fonctionner en **mode discontinu (DCM)**, ce qui impose des contraintes supplémentaires sur leur dimensionnement.
- **Performances** : Bien que cette commande offre une **dynamique rapide** (temps de réaction de 15 ms), elle présente des **oscillations importantes en régime transitoire**, notamment lors de changements d'ensoleillement ou de charge [49].

4.19. Algorithme Perturbation et observation (P&O)

La méthode Perturbation et Observation (P&O) est l'une des techniques MPPT les plus répandues en raison de sa simplicité. Elle nécessite uniquement la mesure de la tension de sortie (V_{PV}) et du courant de sortie (I_{PV}) du panneau, ce qui permet de déterminer rapidement le point de puissance maximale (MPP) en générant une tension de référence (V_{ref}) en sortie.

4.19.1 Principe de fonctionnement

Comme son nom l'indique, la méthode P&O fonctionne en perturbant la tension V_{PV} et en observant l'impact de cette perturbation sur la puissance de sortie du panneau PV.

4.20. Organigramme de l'algorithme P&O

La figure 4.11 illustre l'organigramme de l'algorithme P&O. Conçu pour fonctionner sur un calculateur, cet algorithme suit les étapes suivantes à chaque cycle :

1. Mesure : V_{PV} et I_{PV} sont mesurés pour calculer la puissance instantanée $P_{PV}(k)$.
2. Comparaison : $P_{PV}(k)$ est comparée à la puissance $P_{PV}(k-1)$ calculée lors de l'itération précédente.
3. Décision :
 - Si la puissance a augmenté, la perturbation de la tension continue dans la même direction.
 - Si la puissance a diminué, la perturbation de la tension change de direction.

Cette approche itérative permet de localiser et de maintenir le point de fonctionnement du panneau PV à proximité du MPP [50] [57].

Les MPPT à implantation mixte et l'algorithme Perturbation et Observation (P&O) représentent deux approches distinctes pour maximiser l'efficacité des systèmes photovoltaïques. La première combine des composants logiques et analogiques pour une réponse rapide, bien qu'elle soit sujette à des oscillations en régime transitoire. La seconde, basée sur une logique simple et itérative, est largement utilisée en raison de sa facilité de mise en œuvre et de son efficacité pour localiser le MPP. Chaque méthode présente des avantages et des limites, en fonction des exigences spécifiques du système et des conditions d'exploitation [49] [56].

Si la puissance de sortie a diminué depuis la dernière mesure, la tension V_{PV} est perturbée dans la direction opposée à celle de l'itération précédente. Ainsi, V_{PV} est perturbée à chaque cycle MPPT. Lorsque le point de puissance maximale (MPP) est atteint, V_{PV} oscille autour de la valeur optimale V_{OP} . Cela entraîne une perte de puissance, qui augmente avec la taille du pas de perturbation.

- **Pas de perturbation large** : Si le pas est grand, l'algorithme MPPT réagit rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement, mais les pertes de puissance sont importantes lorsque les conditions sont stables ou évoluent lentement.
- **Pas de petite perturbation** : Si le pas est petit, les pertes de puissance sont réduites sous des conditions stables ou lentement changeantes, mais le système ne peut pas répondre rapidement aux variations rapides de température ou d'ensoleillement.

4.20.1 Inconvénient de la méthode P&O

L'un des principaux inconvénients de la technique MPPT par **Perturbation et Observation (P&O)** est qu'en cas de changement rapide des conditions d'ensoleillement (par exemple, une voiture électrique entrant dans un tunnel), cette méthode peut déplacer le point de fonctionnement dans la **mauvaise direction**, comme illustré à la **figure 4.13** [49] [56].

4.20.2 Exemple de dysfonctionnement

1. Point initial : La tension de fonctionnement du convertisseur est au point 1, correspondant au MPP initial.
2. Perturbation : Supposons qu'un changement d'ensoleillement (de $\Phi 1$ à $\Phi 2$) déplace le point de fonctionnement vers le point 2. La puissance mesurée augmente de $PPV1$ à $PV2$.
3. Nouveau MPP : Le véritable MPP pour $\Phi 2$ se situe au point 4, correspondant à la puissance maximale $P_{max,\Phi 2}$.

4. Erreur de l'algorithme : Lors de la perturbation suivante, l'algorithme P&O réduit la tension de fonctionnement du convertisseur vers $V_{ref}(k-1)$. Si l'ensoleillement augmente à nouveau (de Φ_2 à Φ_3), le MPP se déplace au point 5, mais l'algorithme continue de déplacer le point de fonctionnement vers $V_{ref}(k)$ (voir figure 4.13), s'éloignant ainsi du véritable MPP.
5. Perte de puissance : Cette mauvaise correction persiste jusqu'à ce que le changement d'ensoleillement ralentisse ou se stabilise, entraînant une perte de puissance continue.

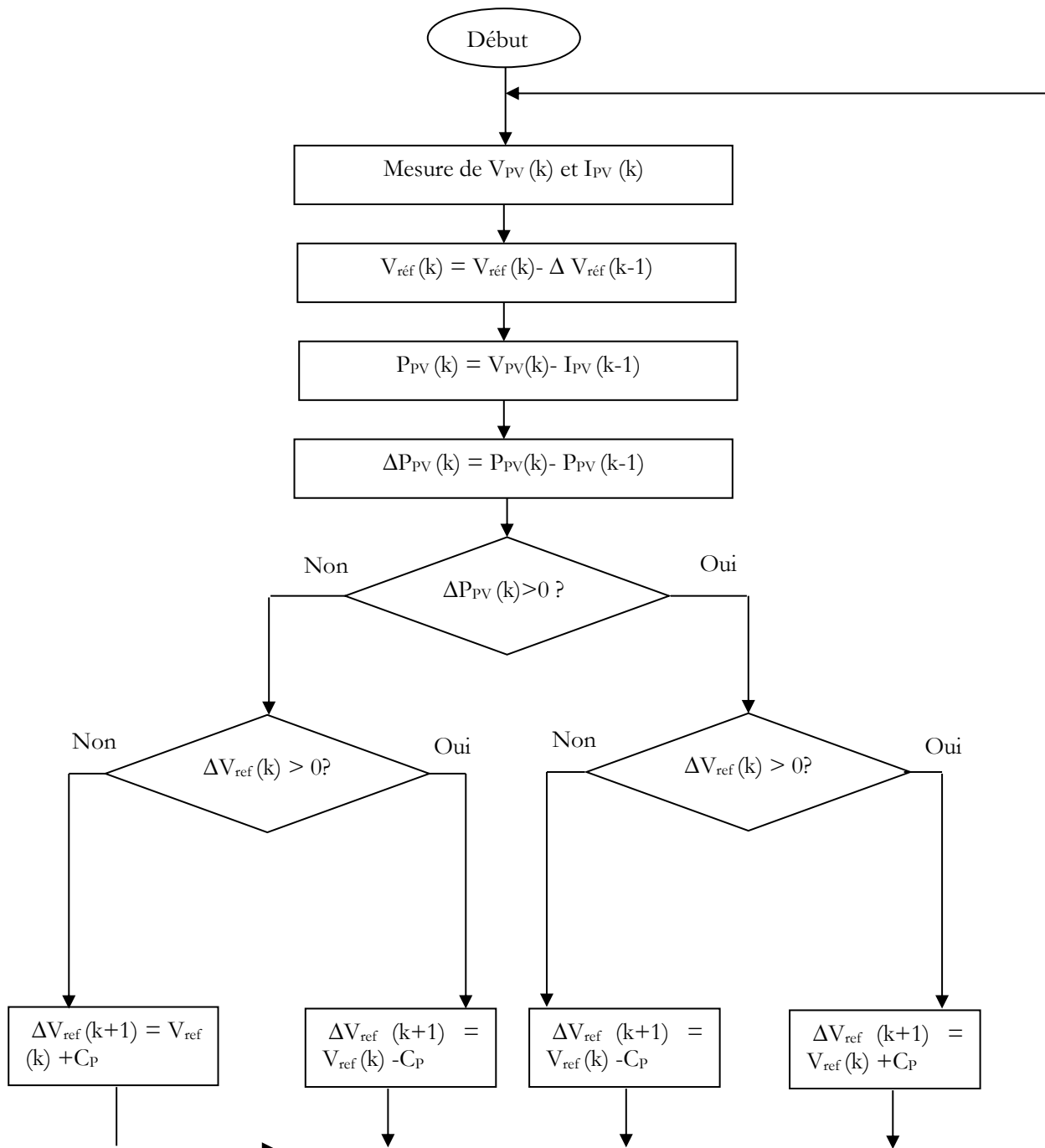


Figure 4-11. Organigramme de l'algorithme P&O (C_P est la largeur du pas de perturbation).

La méthode Perturbation et Observation (P&O), bien que simple et largement utilisée, présente des limitations en cas de changements rapides des conditions d'ensoleillement. Elle peut conduire à des erreurs de localisation du MPP, entraînant des pertes de puissance significatives. Pour améliorer

ses performances, il est essentiel de trouver un équilibre entre la taille du pas de perturbation et la capacité de réaction du système [49] [56].

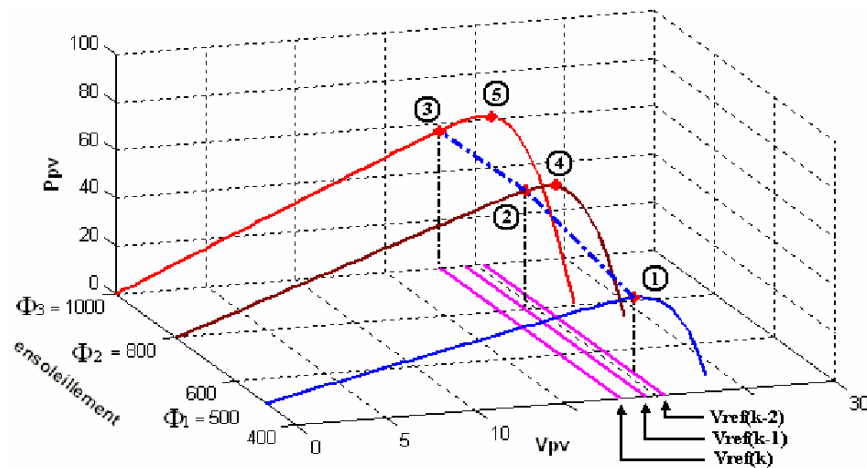


Figure 4-12. Déviation de la méthode de perturbation et observation du point MPP

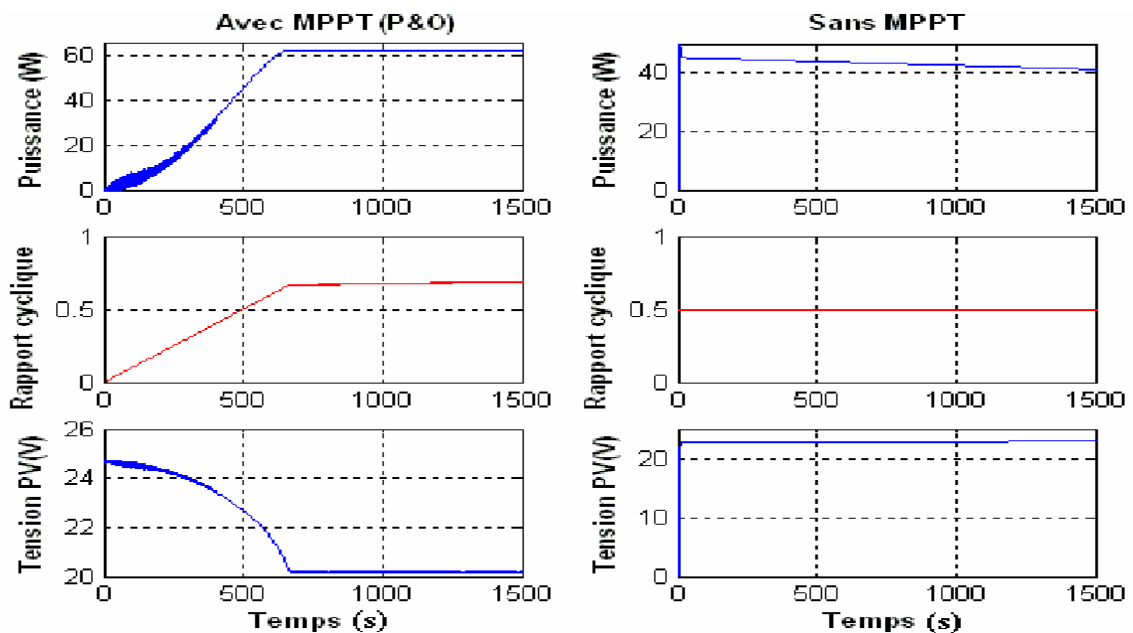


Figure 4-13. Forme d'onde avec MPPT et sans MPPT, de la puissance, du rapport cyclique et de la tension du panneau PV, en utilisant la méthode P&O combiné avec un hacheur Buck à $T=25^{\circ}\text{C}$ et $S=1000 \text{ W/m}^2$.

4.21. Amélioration de l'algorithme Perturbation et Observation (P&O)

Pour remédier au principal inconvénient de la méthode P&O, à savoir la déviation du point de fonctionnement lors de la recherche du point de puissance maximale (MPP) en cas d'augmentation rapide des niveaux d'ensoleillement, une version améliorée de cet algorithme a été proposée par HANNES [70]. Cette amélioration introduit une nouvelle condition dans la branche "Oui" de la condition $\Delta P_{PV}(k) > 0$ de l'organigramme de l'algorithme P&O (voir figure 4.1) [70].

4.21.1 Principe de l'amélioration

- Nouvelle condition : Si le signe de $\Delta P_{PV}(k)$ est positif lors des deux derniers cycles précédents, ou si la direction de la perturbation était la même lors des deux derniers cycles, alors la

direction de la prochaine perturbation est inversée par rapport à la direction précédente, sans tenir compte de la puissance mesurée.

- **Tableau des combinaisons** : Le tableau 4.1 résume les 16 combinaisons possibles des entrées suivantes :
 - $\Delta P_{PV(k)}$: Variation de puissance au cycle actuel.
 - $\Delta P_{PV(k-1)}$: Variation de puissance au cycle précédent.
 - $\Delta V_{ref}(k)$: Variation de la tension de référence au cycle actuel.
 - $\Delta V_{ref}(k-1)$: Variation de la tension de référence au cycle précédent.
- **Sortie** : La sortie résultante détermine le sens de la prochaine perturbation, c'est-à-dire la nouvelle tension de référence $\Delta V_{ref}(k+1)$ [70] .

Tableau 4-1. Table de vérité de l'algorithme « perturbation et observation améliorée » : L'ensoleillement, V_p : Tension de fonctionnement, V_{mp} : Tension de la puissance maximale

$\Delta V_{ref}(k-1)$	$\Delta P_{PV}(k-1)$	$\Delta V_{ref}(k)$	$\Delta P_{pv}(k)$	Statut	$\Delta V_{ref}(k+1)$
-	-	-	-	Invalide	+
-	-	-	+	Invalide	+
-	-	+	-	Diminution de S	-
-	-	+	+	$V_p < V_{mp}$	+
-	+	-	-	$V_p \approx V_{mp}$	+
-	+	-	+	Nouvelle condition	+
-	+	+	-	$V_p > V_{mp}$	-
-	+	+	+	Augmentation de S	-
+	-	-	-	Diminution de S	+
+	-	-	+	$V_p > V_{mp}$	-
+	-	+	-	Invalide	-
+	-	+	+	Invalide	-
+	+	-	-	$V_p < V_{mp}$	+
+	+	-	+	Augmentation de S	+
+	+	+	-	$V_p \approx V_{mp}$	-
+	+	+	+	Nouvelle condition	-

4.21.2 Avantages de l'amélioration

- **Réduction des erreurs** : Cette modification permet de réduire les erreurs de localisation du MPP lors de changements rapides d'ensoleillement.
- **Meilleure réactivité** : L'algorithme devient plus réactif aux variations soudaines des conditions environnementales, tout en maintenant une précision accrue dans des conditions stables.

On remarque que l'amélioration proposée par **HANNES** [70] apporte une solution efficace au problème de déviation de la méthode P&O lors de changements rapides d'ensoleillement. En introduisant une nouvelle condition basée sur les variations de puissance et de tension sur plusieurs cycles, cette version améliorée permet de mieux suivre le MPP tout en minimisant les pertes de puissance. Cette approche combine ainsi **réactivité** et **précision**, rendant l'algorithme P&O plus robuste et adapté à des environnements dynamiques.

4.22. Méthode d'incrémentation de conductance

Pour pallier les inconvénients de la méthode Perturbation et Observation (P&O), une autre approche, appelée méthode d'incrémentation de conductance, a été proposée par Hussein et al. Cette méthode repose sur le principe que la dérivée de la puissance de sortie (PPV) par rapport à la tension de sortie (VPV) est nulle au point de puissance maximale (MPP) [76].

4.22.1 Principe de base

Dérivée de la puissance : La caractéristique $P_{PV}=f(V_{PV})$ d'un panneau PV montre que :

- La dérivée dP_{PV} est **positive** à gauche du MPP.
- La dérivée dP_{PV} est **négative** à droite du MPP.
- Au MPP, la dérivée est **nulle** ($dP_{PV}=0$).

4.23. Fonctionnement de la méthode

1. **Mesure :** Le courant (IPV) et la tension (VPV) de sortie du panneau sont mesurés.
2. **Calcul de la conductance :** La conductance instantanée ($V_{PV}IPV$) et la conductance incrémentale ($\Delta V_{PV}\Delta IPV$) sont calculées.
3. **Comparaison :**
 - Si $dVPV>0$, le point de fonctionnement est à gauche du MPP, et la tension doit être augmentée.
 - Si $dVPV<0$, le point de fonctionnement est à droite du MPP, et la tension doit être réduite.
 - Si $dVPV=0$, le MPP est atteint.

4.23.1 Avantages par rapport à la méthode P&O

- **Précision accrue :** La méthode d'incrémentation de conductance est plus précise pour localiser le MPP, car elle utilise directement la dérivée de la puissance.
- **Moins d'oscillations :** Elle réduit les oscillations autour du MPP, ce qui minimise les pertes de puissance.
- **Adaptabilité :** Elle s'adapte mieux aux variations rapides des conditions d'ensoleillement et de température.

4.24. Cas d'augmentation de l'insolation

Dans le cas où une **augmentation de la puissance** est provoquée par une **augmentation de l'insolation**, la puissance continuera à augmenter même après une inversion de la perturbation. Par conséquent, le système oscillera autour de son point de fonctionnement précédent jusqu'à ce que l'augmentation de l'insolation se stabilise.

4.25. Comparaison avec et sans contrôleur MPPT

Les **figures 4.14 et 4.15** illustrent une comparaison entre un système PV **avec** et **sans** contrôleur MPPT. Ces figures montrent que :

Sans contrôleur MPPT : Une dégradation progressive de la puissance de sortie est observée. Cette dégradation est causée par l'augmentation lente de la tension de la batterie pendant le processus de charge, ce qui éloigne le point de fonctionnement du PPM réel sans compensation.

Avec contrôleur MPPT : Le système maintient une puissance de sortie optimale en ajustant continuellement le point de fonctionnement pour suivre le MPP.

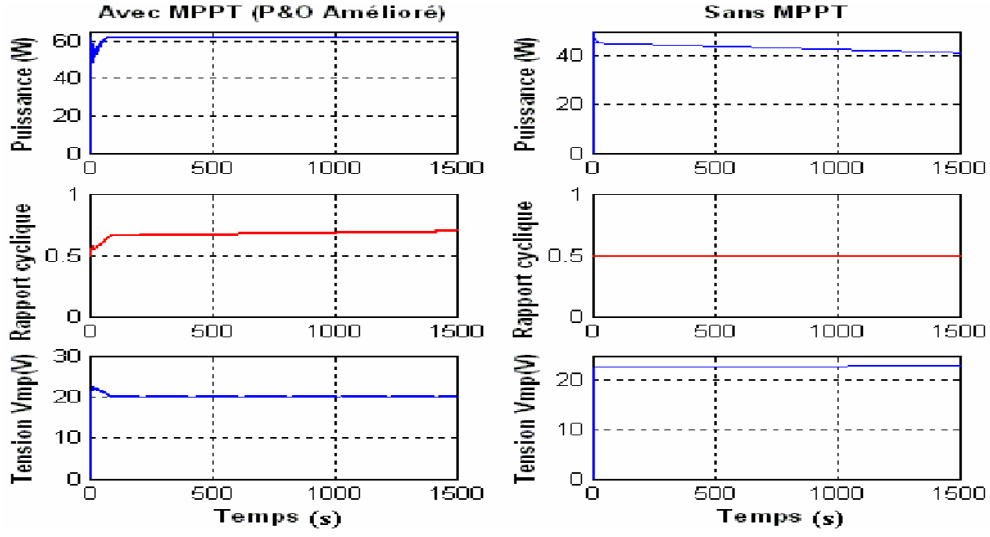


Figure 4-14. Forme d'ondes avec MPPT et sans MPPT, de la puissance, du rapport cyclique et de la tension du panneau PV, en utilisant la méthode P&O Améliorée combinée avec un hacheur Buck à $T=25^{\circ}\text{C}$ et $S=1000 \text{ W/m}^2$.

On remarque que la méthode d'incrémentation de conductance offre une alternative plus précise et plus stable à la méthode P&O, en évitant ses inconvénients majeurs. Elle permet de localiser le MPP avec une meilleure précision et de réduire les oscillations, ce qui améliore l'efficacité globale du système PV. En comparaison, un système sans contrôleur MPPT subit une dégradation significative de la puissance de sortie, soulignant l'importance des algorithmes MPPT pour maximiser les performances des installations photovoltaïques [76].

$$\frac{dP_{PV}}{dt} = 0 \quad \text{Pour} \quad V = V_{mp} \quad (4.7)$$

$$\frac{dP_{PV}}{dt} = 0 \quad \text{Pour} \quad V > V_{mp} \quad (4.8)$$

$$\frac{dP_{PV}}{dt} = 0 \quad \text{Pour} \quad V < V_{mp} \quad (4.9)$$

Avec $P_{PV} = I_{PV} \cdot V_{PV}$, la dérivée du produit par rapport à V_{PV} donne:

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{d(I_{PV} \cdot V_{PV})}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = 0 \quad \text{au point MPP} \quad (4.10)$$

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{d(I_{PV} \cdot V_{PV})}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} > 0 \quad \text{à gauche du point MPP} \quad (4.11)$$

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{d(I_{PV} \cdot V_{PV})}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} < 0 \quad \text{à droite du point MPP} \quad (4.12)$$

Les équations précédentes peuvent étre exprimés de la façon suivante :

$$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = -\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad \text{au point MPP} \quad (4.13)$$

$$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} > -\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad \text{à gauche du point MPP} \quad (4.14)$$

$$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} < -\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad \text{à droite du point MPP} \quad (4.15)$$

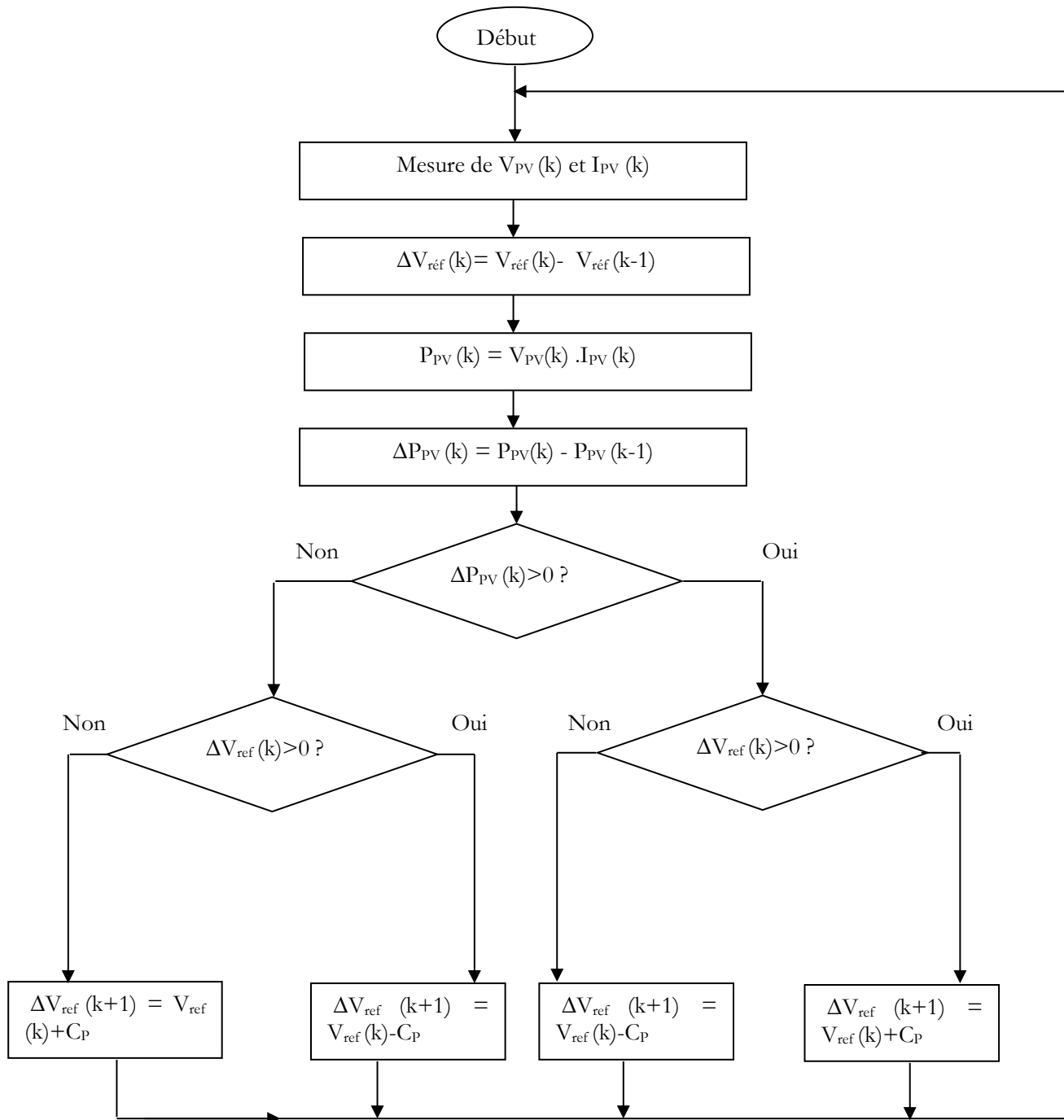


Figure 4-15. Organigramme de l'algorithme MPPT d'Incrément de conductance (CC : est le pas de la correction de la puissance de sortie vers le MPP).

Pour éviter que la différentielle de la tension du panneau DV_{PV} ne devienne nulle, lorsque le MPP est atteint dans les précédents cycles ou par une stabilisation du point de fonctionnement, ce qui va conduire à une division par zéro, l'algorithme fait un test de dV_{PV} . S'il est nul il teste si le $dI_{PV}=0$. Si c'est le cas alors le MPP est atteint et l'algorithme ne fait aucun changement, dans le cas contraire l'algorithme teste le signe de dI_{PV} pour déterminer la position du MPP et ajuste la tension de référence correspondante. La figure 4.16 donne l'organigramme de cet algorithme.

L'avantage de cet algorithme est qu'il n'oscille pas autour du MPP, à cause du test de $dI_{PV}=0$ qui lui permet d'éviter l'étape de perturbation et donc de maintenir une tension constante V de fonctionnement. L'algorithme se stabilise donc une fois que le MPP est atteint, tandis que le signe de dI_{PV} donne la vraie direction à emprunter pour le *tracking* du MPP une fois le système est stable, ce qui conduit à une réponse rapide pour des changements brusques des conditions atmosphériques.[72].

La figure 4.17, montre le résultat d'une recherche MPPT réalisée par l'algorithme Incrémentation de conductance combiné avec un hacheur Buck, dans les conditions standards de fonctionnement ($T=25^\circ\text{C}$ et $S=1000\text{ W/m}^2$).[52]

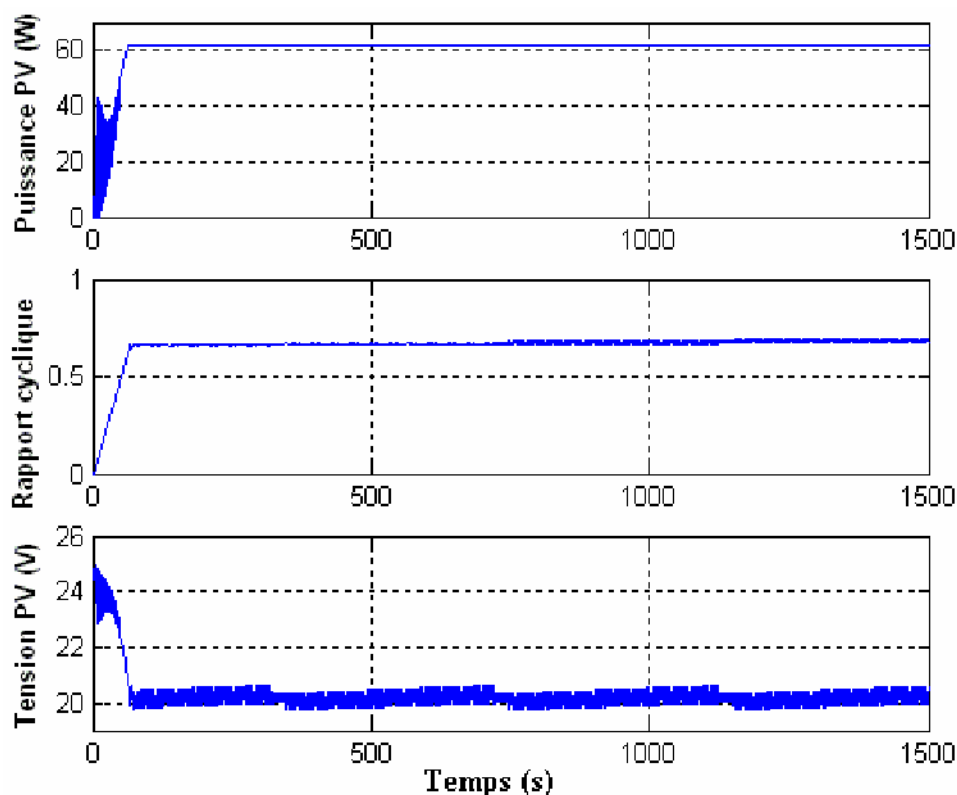


Figure 4-16. Forme des signaux de puissance, du rapport cyclique et de la tension du module PV.

4.26. Méthode améliorée d'incrémentation de conductance

À cause de l'approximation des dérivées dV et dI , l'utilisation d'un pas de recherche MPPT constant, rend très difficile l'action d'ajuster la tension V_{PV} exactement sur la tension optimale V_{OP} . La condition

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$$

est aussi rarement vérifiée ce qui conduit à des oscillations autour du MPP même dans des conditions environnementales stables.

Pour remédier à ce problème une erreur marginale ϵ est ajoutée aux conditions du MPP, c'est à dire que le MPP est atteint si la condition suivante est vérifiée :

$$\left| \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \right| \leq \lambda \quad (4.16)$$

La valeur de λ est déterminée avec la considération de la différence entre le problème du fonctionnement exact à la position du MPP et à la possibilité d'oscillation autour d'elle.

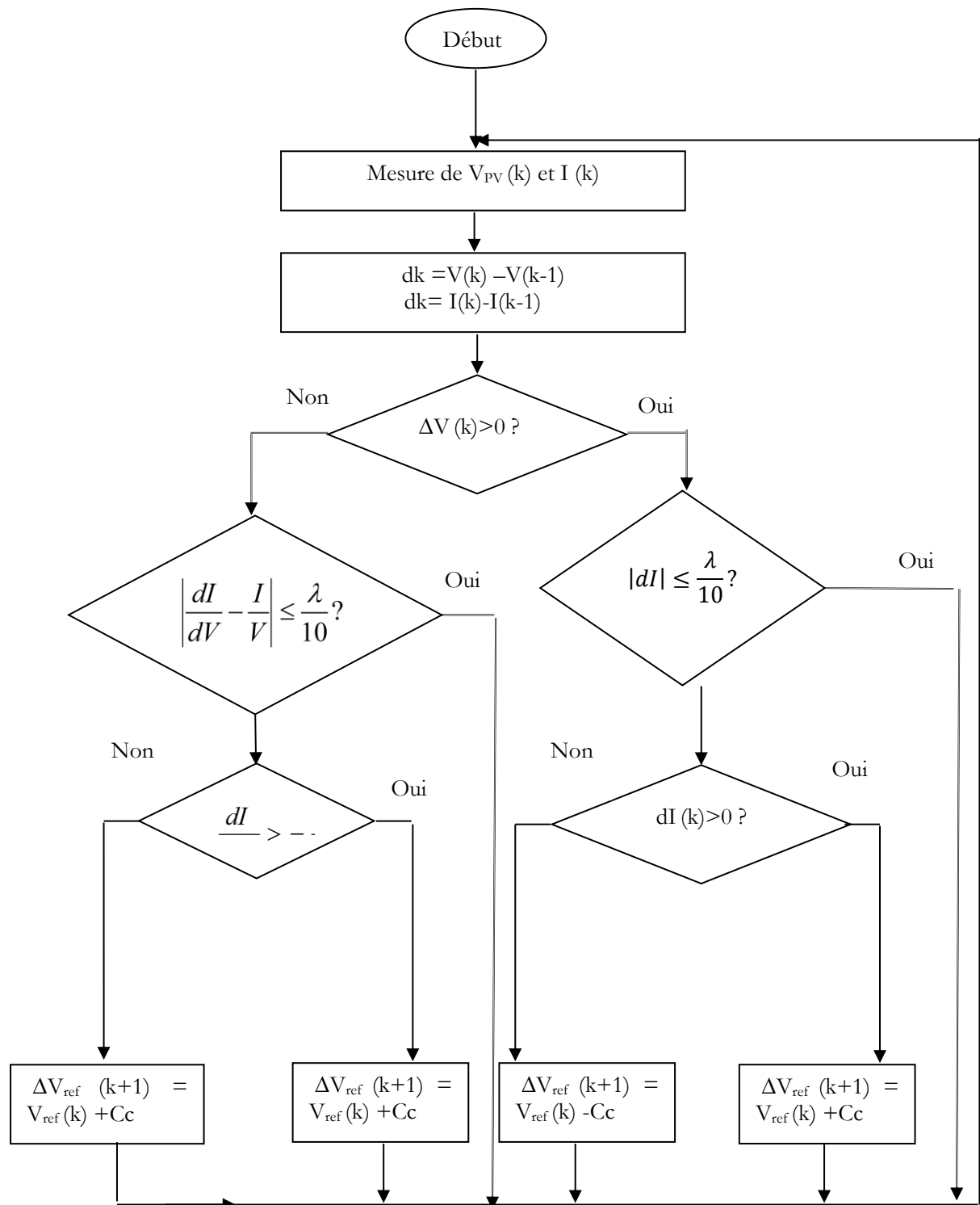


Figure 4-17. Organigramme de l'algorithme MPPT d'Incrémentation de conductance améliorée.[53]

Lorsque la relation (4.16) est vérifiée, cela indique que le point de puissance maximale (MPP) est atteint. Il est alors crucial de maintenir cette stabilité approchée autour du MPP. Pour ce faire, une condition couramment utilisée est $dI = 0$, c'est-à-dire que la variation du courant est nulle. Cependant, cette condition n'est pas strictement vérifiée en pratique, car le MPP est atteint de manière approximative. Par conséquent, il est nécessaire d'approcher cette condition de courant de manière plus réaliste.

Cette approche consiste à tolérer de petites variations autour du MPP tout en maintenant le système aussi proche que possible de ce point optimal. Cela permet d'éviter des oscillations excessives tout en garantissant une efficacité maximale du système photovoltaïque.

$$|dI| \leq \frac{\lambda}{10} \quad (4-5)$$

4.27. Méthode de la capacité parasite

La méthode de la capacité parasite est une amélioration de la méthode d'incrémentation de la conductance. Elle prend en compte la capacité parasite des cellules solaires dans un réseau photovoltaïque (PV). Cette capacité parasite exploite les ondulations générées par la commutation MPPT, qui perturbent le réseau PV. Pour intégrer cet effet, l'ondulation moyenne de la puissance et de la tension du réseau PV, induite par la fréquence de commutation, est mesurée à l'aide de filtres et de multiplicateurs. Ces mesures sont ensuite utilisées pour calculer la conductance du réseau PV [60].

4.28. Fonctionnement de l'algorithme

1. Mesure de l'ondulation : L'ondulation moyenne dans la puissance et la tension du réseau PV est mesurée.
2. Calcul de la conductance : La conductance du réseau PV est calculée en tenant compte de la capacité parasite.
3. Détermination du PPM : L'algorithme d'incrémentation de la conductance est utilisé pour déterminer la direction du point de puissance maximale (PPM) et ajuster le point de fonctionnement.

4.29. Limitations

- **Effet de la capacité parasite** : La capacité parasite des modules PV est généralement très faible. Elle ne devient significative que dans les grands réseaux PV, où plusieurs chaînes de modules sont connectées en parallèle, et où le convertisseur DC-DC utilise un condensateur d'entrée de grande capacité pour filtrer les ondulations.
- **Masquage des effets** : Le condensateur d'entrée peut masquer les effets globaux de la capacité parasite, limitant l'efficacité de cette méthode dans certains cas[62].

4.30. MPPT par les réseaux de neurones

4.31. Procédure de commande par rétropropagation du gradient

La performance d'un contrôleur MPPT est évaluée selon deux critères principaux :

1. **Rapidité de réaction** : Le contrôleur doit ajuster rapidement le rapport cyclique pour ramener le point de fonctionnement au PPM, sans oscillations excessives.
2. **Capacité de synthèse** : Le contrôleur doit générer la variable de commande (rapport cyclique) directement à partir des variables d'état du système, telles que :

- **S** : Ensoleillement,
- **T** : Température,
- **V_b** : Tension de la batterie.

Les méthodes MPPT classiques reposent sur la disponibilité des données d'ensoleillement et de température, mesurées indirectement à travers des paramètres comme le courant, la tension et la puissance. Cependant, ces paramètres dépendent non seulement des conditions climatiques, mais aussi des caractéristiques internes du module PV, ce qui impose des contraintes sur la conception du contrôleur. Par exemple, la fréquence d'échantillonnage limite la rapidité du contrôleur.

4.31.1 Avantages des réseaux de neurones

Un contrôleur neuronal évite ces contraintes en se basant uniquement sur les variables climatiques (ensoleillement et température), ce qui améliore la qualité de la commande et, par conséquent, le rendement en puissance.

4.32. Structure du contrôleur neuronal

La figure 4.22 illustre le schéma synoptique du système global utilisant un contrôleur neuronal. Dans le cas d'une charge résistive, la tension aux bornes de la charge (batterie) n'est pas nécessaire comme retour d'information pour le contrôleur neuronal.

4.33. Apprentissage par rétropropagation du gradient

L'apprentissage du réseau de neurones est basé sur l'algorithme de rétropropagation du gradient (Feed Error Propagation, FEP). La structure détaillée de simulation, équivalente au schéma synoptique de la figure 4.19, est présentée dans la figure 4.21.

L'objectif est d'appliquer un réseau de neurones comme algorithme de commande MPPT et de démontrer son efficacité par rapport aux méthodes classiques. Cette approche vise à améliorer la rapidité, la précision et l'adaptabilité du contrôleur MPPT, en particulier dans des conditions environnementales variables.

La méthode de la capacité parasite améliore l'incrémentación de la conductance en tenant compte des effets de la capacité parasite dans les grands réseaux PV. Cependant, son efficacité est limitée par la présence de condensateurs d'entrée de grande capacité.

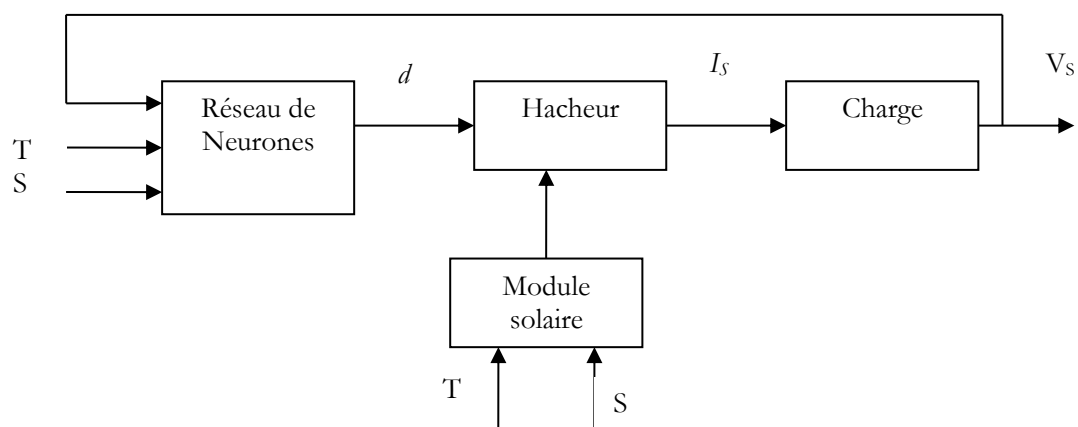


Figure 4-18. Structure d'apprentissage du contrôleur MPPT neuronal.

D'un autre côté, les réseaux de neurones offrent une alternative puissante aux méthodes MPPT classiques. En se basant sur des variables climatiques et en utilisant des algorithmes d'apprentissage comme la rétropropagation du gradient, les contrôleurs neuronaux peuvent améliorer la rapidité, la

précision et l'adaptabilité des systèmes MPPT, tout en évitant les contraintes imposées par les caractéristiques internes des modules PV. Cette approche ouvre la voie à des systèmes MPPT plus performants et robustes, adaptés à des environnements complexes et variables.

Le mécanisme de fonctionnement de la commande neuronale est illustré dans l'organigramme présenté à la figure 4.19. Ce processus met en évidence la capacité du réseau de neurones à générer une commande optimale en temps réel, en s'adaptant dynamiquement aux variations des conditions d'entrée sans nécessiter de calculs itératifs complexes. Cette approche combine rapidité, précision et flexibilité, ce qui en fait une solution performante pour les systèmes de commande MPPT dans des environnements dynamiques et variables.

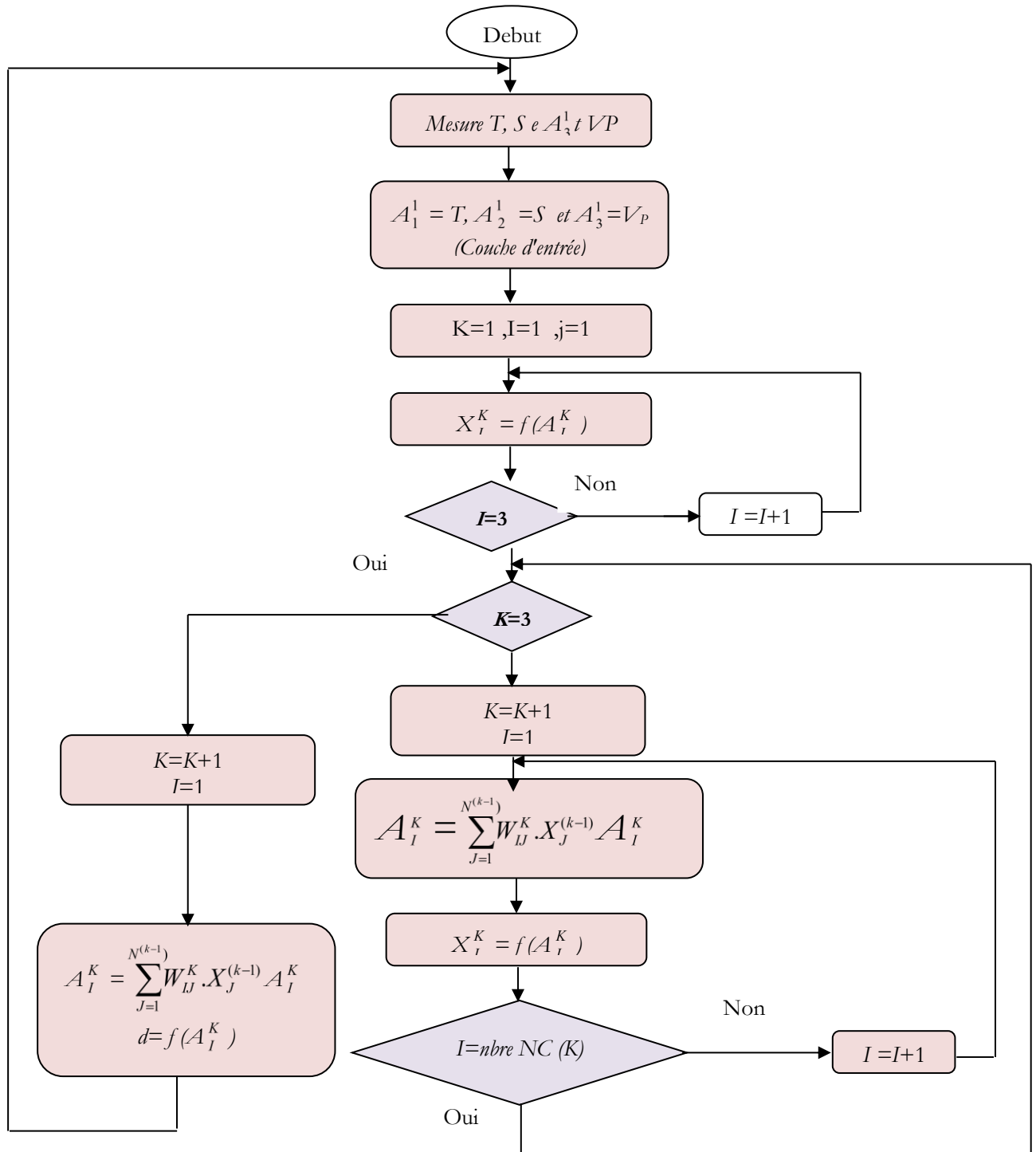


Figure 4-19. Organigramme du principe du fonctionnement de la commande neuronale.

4.34. . Choix de la structure des réseaux de neurones

Lors de chaque cycle de l'algorithme principal de commande, une **mesure des variables d'entrée** du réseau de neurones est effectuée. Ces variables sont :

- **T (°C)** : Température,
- **S (W/m²)** : Ensoleillement,
- **Vb (Volts)** : Tension de la batterie.

Ces données sont ensuite propagées directement à travers le réseau de neurones, qui estime la commande optimale en sortie. Cette commande est ensuite appliquée à l'entrée de commande du hacheur pour ajuster le point de fonctionnement du système.

4.34.1 Définition de la structure du réseau de neurones

Avant d'utiliser un réseau de neurones, il est essentiel de définir sa structure optimale. Cette étape est cruciale pour garantir une approximation précise de la fonction souhaitée.

1. Nombre d'entrées et de sorties :

- Le nombre de neurones en entrée et en sortie est généralement déterminé par la fonction à approximer. Dans notre cas :
 - **Couche d'entrée** : 3 neurones (correspondant à T, S et Vb).
 - **Couche de sortie** : 1 neurone (correspondant à la commande du hacheur).

2. Couches cachées :

- Le nombre de **couches cachées** et le nombre de **neurones** dans chaque couche nécessitent une optimisation. Une structure trop simple peut sous-estimer la complexité du problème, tandis qu'une structure trop complexe peut entraîner un surapprentissage (overfitting).

4.34.2 Objectif

L'objectif est de trouver une **structure optimale** qui permette au réseau de neurones de :

- **Apprendre efficacement** les relations complexes entre les variables d'entrée et la commande de sortie.
- **Généraliser** correctement pour des données non vues lors de l'apprentissage.

Le choix de la structure du réseau de neurones est une étape clé dans la conception d'un système de commande MPPT basé sur l'intelligence artificielle. Une structure bien définie, avec un nombre approprié de couches cachées et de neurones, permet d'assurer une précision élevée et une bonne généralisation du modèle. Cela garantit que le réseau de neurones peut estimer la commande optimale du hacheur en fonction des conditions environnementales (température, ensoleillement) et de l'état de la batterie, maximisant ainsi l'efficacité du système photovoltaïque[51].

Une fois le réseau de neurones entraîné, il est essentiel de tester sa capacité de généralisation. Pour cela, les mêmes données d'entrée, composées de la température T, de l'ensoleillement S et de la tension dynamique de la batterie, sont propagées dans le réseau. Le réseau de neurones a démontré une sortie de commande proche, à une précision près, de celle utilisée pour son apprentissage, comme le montre la **figure 3.18**.

L'intégration du contrôleur neuronal dans un schéma de commande approprié (**figure 3.18**) permet d'obtenir les signaux de puissance, de commande et de tension du module PV (**figure 3.20**) dans des conditions standard de fonctionnement.

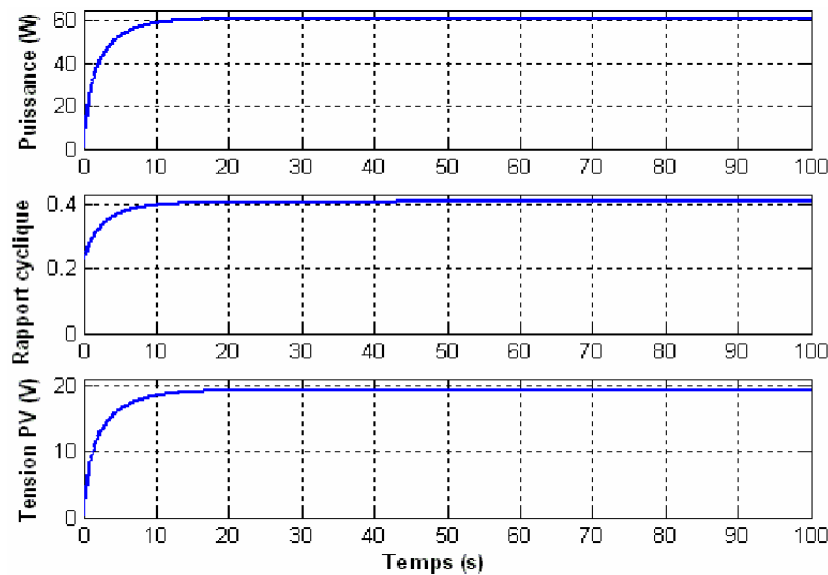


Figure 4-20. Forme des signaux de puissance, du rapport cyclique et de la tension du module PV, réalisé par le contrôleur neuronal combiné avec un hacheur Buck-Boost à $T = 25^{\circ}\text{C}$ et $S = 1000\text{W/m}^2$. [51]

4.35. La commande floue

Depuis une vingtaine d'années, la théorie des ensembles flous est devenue un outil incontournable pour la modélisation et la commande de systèmes industriels complexes. Le concept d'ensemble flou a été introduit en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh à l'Université de Berkeley en Californie [61]. Le principe de la régulation floue a été expérimenté avec succès dès 1974 sur une turbine à vapeur par l'équipe du professeur E.H. Mamdani au Queen Mary College de Londres. Ces résultats ont été confirmés et développés par plusieurs équipes en Europe de l'Ouest, notamment par les professeurs D. Willaëys et N. Malvache à l'Université de Valenciennes, ainsi que par l'Institut de Technologie de Tokyo [62] et d'autres universités japonaises. Une application industrielle majeure a été réalisée par la société Hitachi en 1986, avec la mise en œuvre d'un système de commande pour un transport ferroviaire à Sendai, au Japon. Ce système a démontré des performances remarquables en termes de précision d'arrêt, de confort des passagers et d'économie d'énergie, rivalisant avec les systèmes de commande classiques [64].

Actuellement, les deux principaux domaines d'application de la logique floue sont :

1. **La conception de régulateurs pour des procédés difficilement modélisables** : La commande floue permet de synthétiser une loi de commande à partir de l'expertise humaine, sans nécessiter un modèle mathématique précis.
2. **La conception de régulateurs non linéaires pour des procédés modélisables** : La structure non linéaire des régulateurs flous peut améliorer la précision, la stabilité et la robustesse des systèmes par rapport aux méthodes classiques.

Dans le premier cas, la commande floue repose sur l'expertise d'un opérateur humain, ce qui évite la nécessité d'un modèle mathématique complexe. Dans le second cas, des modèles flous spécifiques, comme ceux de type Takagi-Sugeno-Kang (TSK), peuvent être utilisés pour améliorer les performances des systèmes [62].

4.36. Mise en œuvre d'un régulateur flou

La commande floue partage les mêmes objectifs que la commande classique, à savoir la régulation et la poursuite de consignes. Cependant, elle se distingue par sa capacité à fonctionner

sans modèle explicite du procédé. Elle s'appuie plutôt sur l'expertise d'opérateurs qualifiés ou d'experts du domaine.

Cette approche repose sur deux concepts clés :

1. La décomposition d'une plage de variation en nuances linguistiques : Par exemple, "faible", "moyen", "élevé".
2. Des règles issues de l'expertise humaine : Ces règles expriment, sous forme linguistique, comment les commandes doivent évoluer en fonction des variables observées. Par exemple : "Si l'erreur est positivement grande et la variation de l'erreur est positivement grande, alors la variation de la sortie est très négative" [62].

Un régulateur flou se compose généralement de trois parties [62] :

1. **Fuzzification** : Conversion des variables réelles en variables floues.
2. **Cœur du régulateur** : Ensemble de règles floues reliant les entrées et les sorties.
3. **Inférence et défuzzification** : Transformation des ensembles flous en valeurs réelles de sortie.

La figure 4.25 illustre cette structure. Les entrées du procédé sont notées UU (actions calculées par le régulateur), les sorties observées SS , les consignes CC , et les entrées du régulateur flou XX (par exemple, température, pression, vitesse). Les gains de normalisation GE et les gains de sortie $GSGS$ permettent d'adapter les domaines de définition des variables.

La commande floue offre une alternative puissante aux méthodes classiques, en particulier pour les systèmes complexes ou difficiles à modéliser. Elle permet de tirer parti de l'expertise humaine pour élaborer des lois de commande robustes et performantes [52].

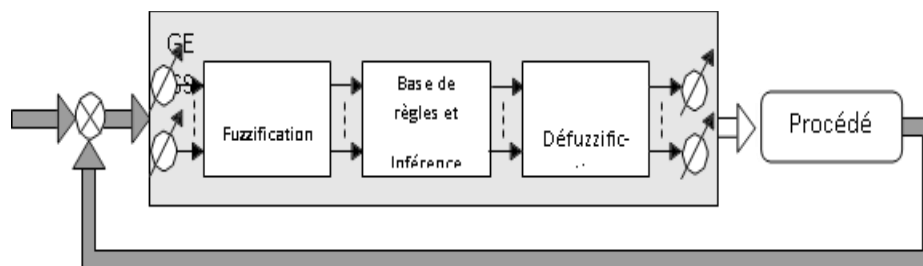


Figure 4-21 : Schéma de principe de la régulation floue [67]

4.37. Fuzzification des entrées

L'objectif de la fuzzification est de transformer des variables d'entrée déterministes (valeurs numériques précises) en variables floues, c'est-à-dire en variables linguistiques représentées par des termes tels que "faible", "moyen" ou "élevé". Cette transformation est réalisée en définissant des fonctions d'appartenance pour chaque variable d'entrée, qui déterminent le degré d'appartenance de chaque valeur numérique à un ensemble flou. Parmi les formes les plus couramment utilisées pour ces fonctions, on trouve les courbes triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes ou sigmoïdales, chacune offrant des avantages spécifiques en termes de précision et de flexibilité.

4.38. Normalisation des grandeurs physiques

Les grandeurs physiques d'entrée XX sont normalisées pour se situer dans une plage de variation, souvent $[-1,1]$, appelée univers de discours. Cet univers peut être discret ou continu. Pour éviter des variations trop importantes de XX , l'univers de discours est généralement borné, et des gains de normalisation sont appliqués pour ajuster les facteurs d'échelle entre les valeurs normalisées xx et les valeurs physiques XX .

4.38.1 Fonctions d'appartenance et valeurs linguistiques

Dans le cas d'un univers de discours continu, les variables floues sont représentées par des **valeurs linguistiques** telles que :

- "Très négatif",
- "Négatif",
- "Zéro",
- "Positif",
- "Très positif".

Le nombre de valeurs linguistiques peut varier (par exemple, trois, cinq ou sept), en fonction de la précision souhaitée. Chaque valeur linguistique est associée à une **fonction d'appartenance** qui définit son degré de vérité.

4.39. Exemple de fuzzification

La **figure 4-22** illustre un exemple de fuzzification continue pour une variable XX , utilisant des fonctions d'appartenance trapézoïdales. Les valeurs linguistiques sont représentées par des symboles tels que :

- N pour "Négatif",
- Z pour "Zéro",
- P pour "Positif".

Par exemple, une valeur $x_1=0,3$ peut être fuzzifiée en un sous-ensemble flou associé à une combinaison de valeurs linguistiques, comme :

- N à 0 %,
- Z à 70 %,
- P à 30 %.

Cela signifie que $x_1=0,3$ appartient à "Zéro" avec un degré d'appartenance de 70 % et à "Positif" avec un degré de 30 %.

La fuzzification est une étape essentielle dans la conception d'un régulateur flou. Elle permet de traduire des valeurs numériques en concepts linguistiques, facilitant ainsi l'application de règles floues basées sur l'expertise humaine. Le choix des fonctions d'appartenance et des valeurs linguistiques influence directement la précision et la performance du système de commande flou.

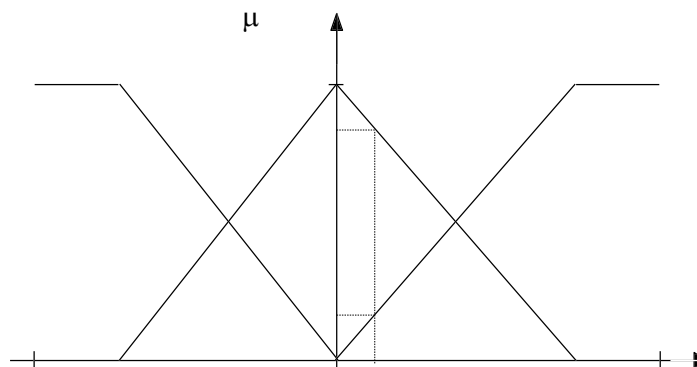


Figure 4-22. Fuzzification continue avec trois fonctions d'appartenance [67]

En général, les fonctions d'appartenance prennent leur valeur dans l'intervalle.

4.40. Contrôleur MPPT flou optimisé par les algorithmes génétiques (AGF)

Lors de la conception d'un contrôleur par logique floue (CLF), l'expertise humaine est souvent utilisée pour définir les fonctions d'appartenance et les règles d'inférence. Cependant, il n'existe pas de procédure universelle pour concevoir un CLF, ce qui rend le processus long, laborieux et sujet à des erreurs. De plus, les CLF conçus de manière traditionnelle sont souvent peu adaptables à d'autres applications.

Pour surmonter ces limitations, il est judicieux d'optimiser les paramètres du CLF, qui sont souvent choisis de manière subjective. Une solution prometteuse consiste à utiliser des algorithmes génétiques (AG). Ces algorithmes, inspirés de la théorie de l'évolution biologique et de la sélection naturelle, permettent d'explorer un vaste espace de solutions pour trouver des optimaux. Ils sont particulièrement efficaces pour résoudre des problèmes complexes où les méthodes traditionnelles échouent[51].

4.41. Contrôleur MPPT Flou optimisé par les Algorithmes Génétiques

Dans la théorie de la logique floue, les concepts abstraits sont représentés par des variables linguistiques. Ces termes « flous » permettent de créer des contrôleurs à logique floue (CLF) offrant une flexibilité inaccessible avec les méthodes de contrôle conventionnelles. Les CLF ont été testés avec succès dans de nombreuses applications industrielles, où ils utilisent des règles floues et des fonctions d'appartenance pour convertir des variables linguistiques en valeurs numériques exploitables par des systèmes automatisés [58].

Cependant, déterminer les fonctions d'appartenance optimales pour un CLF est un défi majeur. La performance du contrôleur est très sensible aux petites variations des règles ou des fonctions d'appartenance, et cette sensibilité est accentuée en temps réel. Les algorithmes génétiques (AG) offrent une solution à ce problème grâce à leur capacité d'adaptation et leur robustesse. Ils peuvent être utilisés pour :

1. Optimiser les fonctions d'appartenance,
2. Générer des règles floues,
3. Créer des CLF adaptatifs capables de modifier leurs règles et fonctions d'appartenance en temps réel pour s'adapter aux changements de l'environnement[59] .

4.42. Applications des Algorithmes Génétiques dans les CLF

De nombreuses recherches ont exploré l'optimisation des CLF à l'aide des AG. Par exemple :

- **CHEN** [117] a utilisé les AG pour optimiser les règles d'inférence d'un CLF, en supposant que les fonctions d'appartenance étaient déjà définies.
- **Lee et Takagi** [52] ont employé les AG pour déterminer à la fois le nombre de fonctions d'appartenance et le nombre de règles floues, en utilisant un codage à valeurs réelles.
- **Belarbi** [58][51] a adopté une approche basée sur le codage binaire, où le CLF est implémenté comme un réseau neuronal et les AG sont utilisés pour ajuster les poids.

4.43. Conception du contrôleur MPPT flou original

Le contrôleur MPPT flou suit la même philosophie que les autres méthodes de poursuite du point de puissance maximale (PPM). Il est composé de trois blocs principaux :

1. **Fuzzification,**
2. **Inférence,**
3. **Défuzzification.**

4.44. Fuzzification

La fuzzification consiste à convertir des variables d'entrée numériques en variables floues. Pour le contrôleur MPPT flou, deux variables d'entrée sont généralement utilisées :

- **L'erreur (E)** : Représente l'écart entre la puissance actuelle et la puissance maximale.
- **Le changement de l'erreur (CE)** : Représente la variation de l'erreur entre deux instants échantillonnés.

Ces variables sont exprimées comme suit :

$$E(k) = \frac{P_{ph}(k) - P_{ph}(k-1)}{V_{ph}(k) - V_{ph}(k-1)} \quad (4.34)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (4.35)$$

où :

- Ou $P_{ph}(k)$ et $V_{ph}(k)$ sont respectivement la puissance et la tension du panneau solaire à l'instant k , du générateur photovoltaïque.

Ces variables sont ensuite fuzzifiées, en utilisant des fonctions d'appartenance prédéfinies, permettant au contrôleur flou de prendre des décisions basées sur des règles linguistiques[58].

L'optimisation des contrôleurs MPPT flous à l'aide des algorithmes génétiques représente une avancée significative dans la conception de systèmes de contrôle adaptatifs et robustes. En combinant la flexibilité de la logique floue avec la puissance d'exploration des AG, il est possible de créer des contrôleurs capables de s'adapter dynamiquement aux variations des conditions environnementales, tout en maximisant l'efficacité des systèmes photovoltaïques [58].

4.45. Fuzzification

4.45.1 Variables linguistiques

Les variables d'entrée $E(k)$ et $CE(k)$ sont exprimées en termes de variables linguistiques pour permettre une représentation floue. Ces variables linguistiques sont définies comme suit :

- **PG** : Positif Grand,
- **PP** : Positif Petit,
- **ZE** : Zéro,
- **NP** : Négatif Petit,
- **NG** : Négatif Grand.

Ces termes permettent de décrire de manière qualitative la position et la direction du point de fonctionnement par rapport au point de puissance maximale (PPM) sur la courbe P-V.

4.46. Rôle des entrées $E(k)$ et $CE(k)$

- **$E(k)$** : Cette entrée indique si le point de fonctionnement de la charge est situé à gauche ou à droite du PPM sur la courbe P-V. Par exemple :
 - Si $E(k)$ est **positif**, le point de fonctionnement est à gauche du PPM.
 - Si $E(k)$ est **négatif**, le point de fonctionnement est à droite du PPM.
- **$CE(k)$** : Cette entrée indique la direction du mouvement du point de fonctionnement. Par exemple :
 - Si $CE(k)$ est **positif**, le point de fonctionnement se déplace vers la droite.
 - Si $CE(k)$ est **négatif**, le point de fonctionnement se déplace vers la gauche.

4.47. Fonctions d'appartenance

La génération des **fonctions d'appartenance** est une étape cruciale dans la conception d'un contrôleur flou. Ces fonctions définissent comment les valeurs numériques des variables d'entrée sont converties en degrés d'appartenance à des ensembles flous. Il existe plusieurs méthodes pour générer ces fonctions :

1. **Méthode itérative** : Ajustement progressif des fonctions basé sur des tests successifs.
2. **Méthode d'essai et d'erreur** : Expérimentation manuelle pour trouver les fonctions optimales.
3. **Expérience humaine** : Utilisation de l'expertise d'un opérateur pour définir les fonctions.

Cependant, il n'existe pas de méthode universelle pour définir les fonctions d'appartenance, ce qui rend cette étape souvent subjective et dépendante du contexte[58].

4.48. Fonctions d'appartenance pour le MPPT

Pour la résolution des problèmes de poursuite du point de puissance maximale (MPPT), les fonctions d'appartenance sont généralement définies pour les variables $E(k)$ et $CE(k)$. Par exemple:

- Pour $E(k)$:
 - **NG** (Négatif Grand) : Le point de fonctionnement est loin à droite du PPM.
 - **NP** (Négatif Petit) : Le point de fonctionnement est légèrement à droite du PPM.
 - **ZE** (Zéro) : Le point de fonctionnement est proche du PPM.
 - **PP** (Positif Petit) : Le point de fonctionnement est légèrement à gauche du PPM.
 - **PG** (Positif Grand) : Le point de fonctionnement est loin à gauche du PPM.
- Pour $CE(k)$:
 - **NG** (Négatif Grand) : Le point de fonctionnement se déplace rapidement vers la gauche.
 - **NP** (Négatif Petit) : Le point de fonctionnement se déplace lentement vers la gauche.
 - **ZE** (Zéro) : Le point de fonctionnement est stable.
 - **PP** (Positif Petit) : Le point de fonctionnement se déplace lentement vers la droite.
 - **PG** (Positif Grand) : Le point de fonctionnement se déplace rapidement vers la droite.

Ces fonctions d'appartenance sont souvent représentées sous forme de courbes triangulaires ou trapézoïdales pour simplifier les calculs et améliorer l'efficacité du contrôleur [58].

La fuzzification et la définition des fonctions d'appartenance sont des étapes essentielles dans la conception d'un contrôleur MPPT flou. En utilisant des variables linguistiques et des fonctions d'appartenance adaptées, il est possible de traduire des grandeurs numériques en concepts flous, permettant au contrôleur de prendre des décisions basées sur des règles linguistiques. Cette approche, combinée à des méthodes d'optimisation comme les algorithmes génétiques, permet de créer des systèmes MPPT robustes et adaptatifs, capables de maximiser l'efficacité des systèmes photovoltaïques dans des conditions variables.

La table ci-dessous représente la **table de règles** du contrôleur par logique floue (CLF). Elle est structurée comme suit :

- **Entrées** :
 - E : L'erreur, qui indique l'écart par rapport au point de puissance maximale (PPM).
 - CE : Le changement de l'erreur, qui reflète la direction et la vitesse de variation de l'erreur.
- **Sortie** :
 - dD : Le changement du rapport cyclique, qui ajuste la charge pour ramener le système vers le PPM.

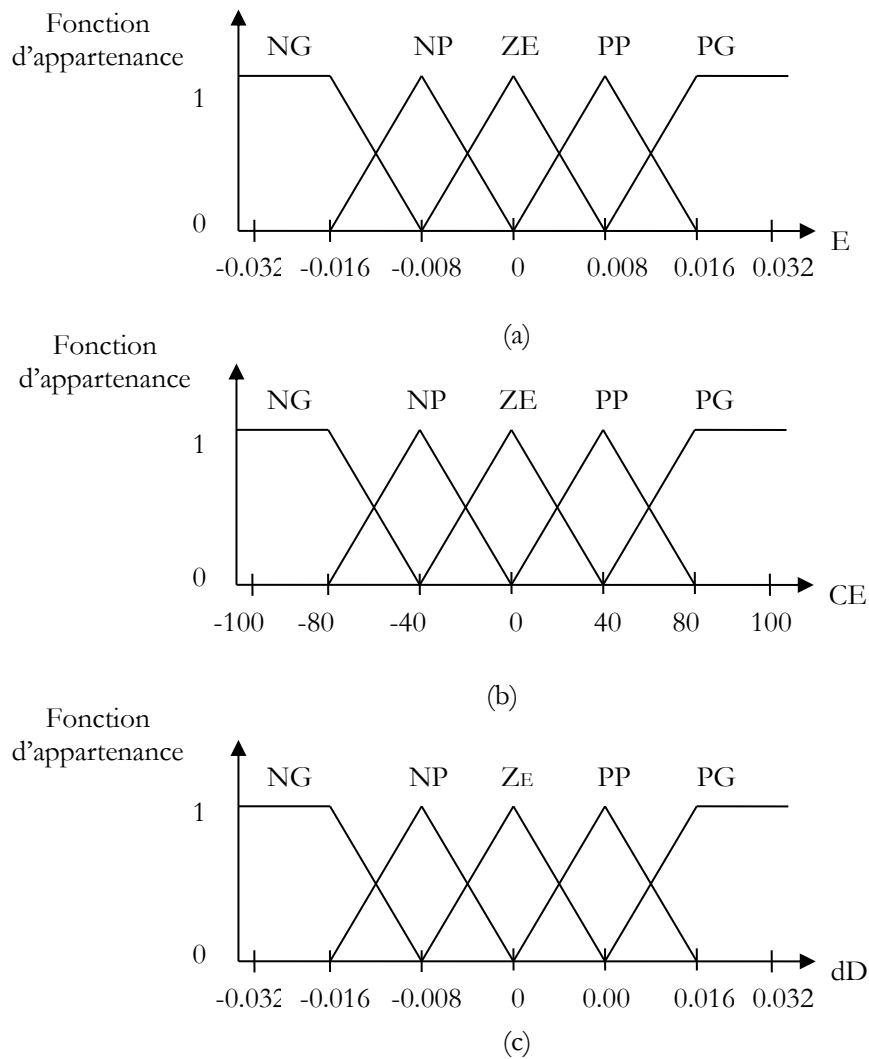


Figure 4-23. Fonctions d'appartenances de : (a) L'entrée E (b) L'entrée CE (c) La sortie dD .

Les règles de contrôle sont conçues de manière à ce que l'erreur E tende toujours vers **zéro**, assurant ainsi que le point de fonctionnement reste au point de puissance maximale[59]

Tableau.4.3. Tableau de règles floues.

E	CE	NG	NP	ZE	PP	PG
NG		ZE	ZE	PG	PG	PG
NP		ZE	ZE	PP	PP	PP
ZE		PP	ZE	ZE	ZE	NP
PP		NP	NP	NP	ZE	ZE
PG		NG	NG	NG	ZE	ZE

4.49. Méthode d'inférence et défuzzification

La méthode d'inférence floue utilisée ici est celle de **Mamdani**. Cette méthode repose sur :

- L'opérateur **MIN** pour représenter le **ET** logique,
- L'opérateur **MAX** pour représenter le **OU** logique.

4.49.1 Défuzzification

Pour convertir les sorties floues en valeurs numériques exploitables, la méthode de **défuzzification** employée est celle du **centre de gravité**. Cette méthode calcule la valeur de sortie en déterminant le centre de masse de la surface floue résultante, offrant ainsi une précision accrue dans la commande.

4.50. Optimisation par les Algorithmes Génétiques (AG)

4.50.1 Choix du critère d'optimisation

Plusieurs critères d'optimisation peuvent être utilisés [29]. Permis ou on trouve le critère quadratique à minimiser, défini comme suit :

$$J = \int e^2 dt \quad (4.36)$$

Avec :

$$e = P_{\max} - P \quad (4.37)$$

Ce critère présente les caractéristiques suivantes :

1. Améliorer le temps de réponse du système,
2. Réduire les fluctuations autour du point de puissance maximale (PPM)[59].

4.51. Conclusion

En résumé, ces travaux démontrent l'importance des algorithmes MPPT pour maximiser l'efficacité des systèmes photovoltaïques. Les méthodes classiques, bien qu'efficaces, présentent des limitations qui peuvent être surmontées grâce à des améliorations algorithmiques et à l'intégration de techniques avancées comme les réseaux de neurones. Ces approches permettent non seulement d'augmenter la précision et la stabilité du système, mais aussi de s'adapter aux variations dynamiques des conditions environnementales. Ces avancées contribuent à rendre l'énergie solaire plus fiable et plus compétitive, ouvrant la voie à une adoption plus large des technologies photovoltaïques dans le paysage énergétique mondial. Et pour les Perspectives futures on propose l'optimisation des algorithmes MPPT existants, en combinant les avantages des méthodes classiques et des techniques d'intelligence artificielle pour améliorer encore la précision et la réactivité et l'utilisation de techniques d'apprentissage profond (deep learning) pourrait permettre de modéliser des relations encore plus complexes et d'améliorer la robustesse des systèmes MPPT dans des environnements hautement variables, les tests expérimentaux approfondis sur des installations réelles sont nécessaires pour valider les performances des algorithmes proposés dans des conditions pratiques.

METHODES DE MODULATION ET TECHNIQUES DE COMMANDE DES ONDULEURS

Chapitre 5

METHODES DE MODULATION ET TECHNIQUES DE COMMANDE DES ONDULEURS

5.1. Introduction

La fonction de conversion d'énergie permet par des séquences de fonctionnement appropriées, de transférer l'énergie entre un récepteur et un générateur en changeant ou en adaptant les grandeurs qui les caractérisent. Statiquement, avec des montages peu encombrants, seins, à réponse rapides et souvent moins coûteux, les convertisseurs de l'électronique de puissance permettent de remplir des fonctions autrefois assurées par des machines tournantes ou des appareils de l'électronique classique. Dans le domaine de la variation de vitesse pour une machine à courant alternatif, on utilise la conversion de l'énergie indirecte c'est-à-dire les onduleurs.

Les onduleurs délivrent à leurs sorties des ondes sinusoïdales comportant un taux d'harmoniques faible ce qui convient pour de nombreuses applications, Ils sont commandés par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (M.L.I), cette modulation permet de limiter l'effet des harmoniques.

Les tensions de sortie d'un onduleur dépendent largement de la technique de commande utilisée pour commander les interrupteurs du circuit de puissance. Il existe plusieurs techniques de commande, et le choix d'une technique dépend essentiellement du type d'application auquel l'appareil sera destinée (exp. : commande de moteur.

La fonction M.L.I (modulation en largeur d'Impulsion) ou P.W.M (Pulse Width Modulation) joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur vitesse de la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension (ou de courant) de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système [109][108][85][71].

La modulation est le processus de variation d'une caractéristique d'une porteuse à l'aide d'une information. En Electronique de puissance, cette information est l'amplitude, la fréquence et la phase d'une tension ou d'un courant. Le contrôle de l'impulsion du courant ou de la tension permet d'obtenir un signal d'amplitude donnée. Cette variation est obtenue par deux techniques différentes :

La technique de comparaison d'une modulante et d'une dent de scie ou triangulaire centré (Technique appelé aussi intersective).

La technique directe numérique (D.D.T- Direct Digital Technique) ou technique sans porteuse[49].

5.2. Caractéristiques des signaux PWM

5.2.1 Caractéristiques générales

Les signaux MLI pour onduleur à trois niveaux de tension permettent d'appliquer alternativement sur les phases de la machine les trois tensions fournies par le pont capacitif. Les créneaux qui composent cette onde sont positionnés d'abord de manière à contrôler l'amplitude de son fondamental. On pourra également, dans le cas où le nombre de créneaux est suffisamment grand, procéder à un placement des instants de commutation pour limiter ou minimiser les harmoniques qui créent des pertes dans la machine.

Contrairement aux signaux MLI à deux niveaux qui n'autorisent que le placement des instants de commutation, les signaux MLI à trois niveaux autorisent à la fois le placement des instants de commutation et le choix du signe de chaque impulsion (+1 ou -1).

Parmi les signaux MLI trois niveaux, les plus couramment utilisés sont décrits soit par une succession d'impulsions positives dans la première demi-période du signal (figure I.10.a), soit par l'alternance d'impulsions positives et négatives (figure I.10.b). Néanmoins, rien n'exclut d'utiliser des signaux d'évolution quelconque, tels que celui représenté figure I.10.c. Pourvu que dans tous les cas, les caractéristiques spectrales requises soient respectées[33].

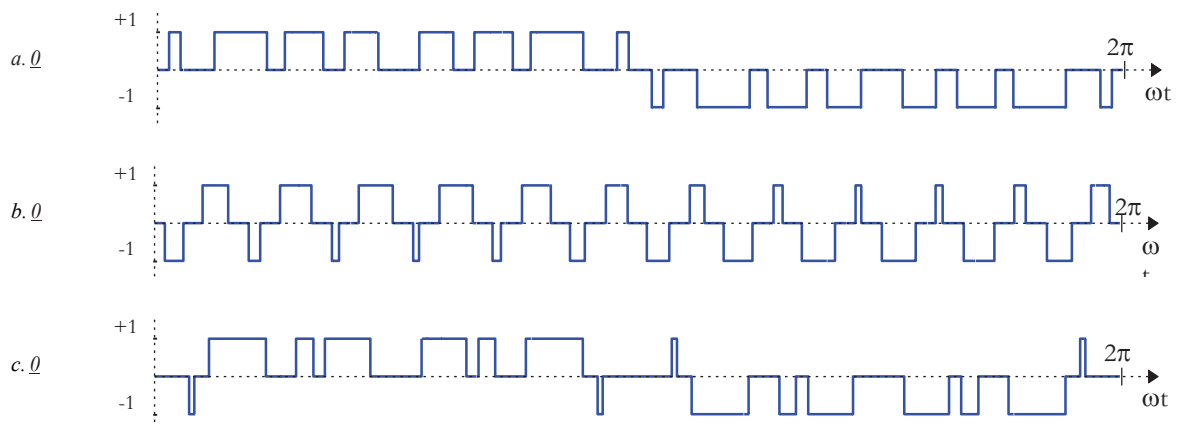


Figure 5-1: Différentes configurations de signaux MLI.

- a. Signaux à impulsions positives dans la première demi-période.
- b. Signaux à impulsions de signe alterné.
- c. Signaux quelconques.

Les signaux MLI décrivant les trois tensions de sortie du convertisseur doivent posséder des propriétés qui contribuent à orienter leurs caractéristiques vers celles d'une onde sinusoïdale. Afin de s'en approcher le plus possible, on pourra dans certains cas leur attribuer les mêmes propriétés de symétrie qu'une onde sinusoïdale.

Lorsqu'un signal possède des propriétés de symétrie impaire, il est anti-symétrique par rapport à la demi-période, et symétrique par rapport au quart de période tel que le décrit la figure 5-2.

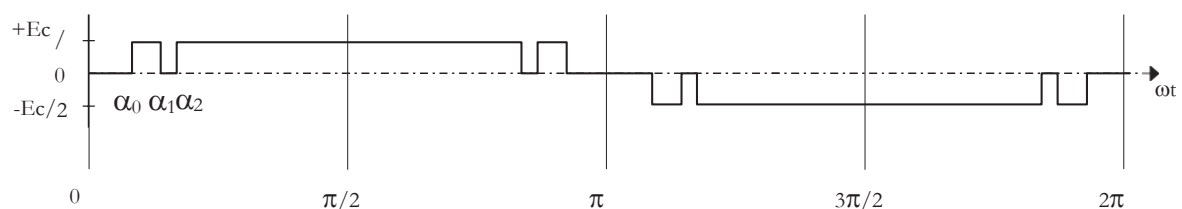


Figure 5-2: Signal MLI symétrique à $C=3$ commutations par quart de période

Ainsi, seules les C commutations comprises dans le premier quart de période du signal sont nécessaires pour le décrire entièrement. Le signal étant impair, les termes a_k sont nuls et l'amplitude de chacun des harmoniques de tension est égale à la valeur absolue du terme b_k qui s'exprime de manière simplifiée[33].

5.2.1.1 La modulation sinusoïdale dipolaire

La modulation sinusoïdale dipolaire a pour principe de construction l'intersection entre une porteuse triangulaire et deux modulantes sinusoïdales en phases l'une par rapport à l'autre et placées symétriquement par rapport à la porteuse comme l'illustrent les schémas des figures I.23 et I.24 [35].

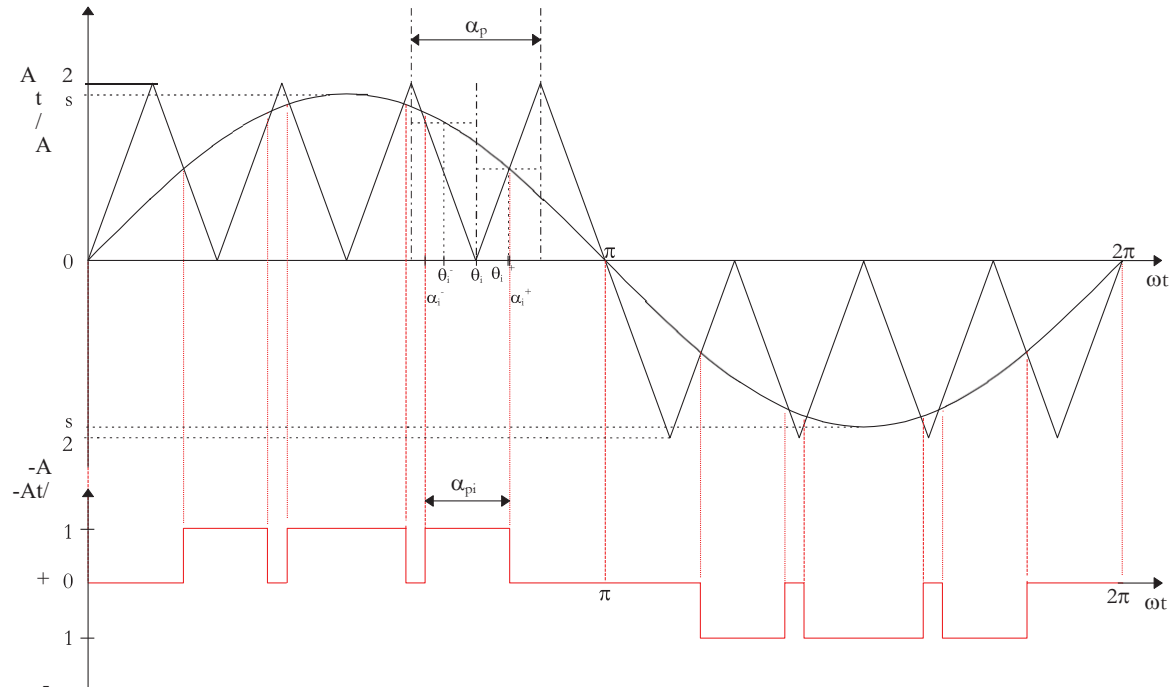


Fig. I.21 : Méthode de calcul de la modulation sinusoïdale unipolaire.

Figure 5-3: Modulation sinusoïdale dipolaire. $A_0 = A_t/2$.

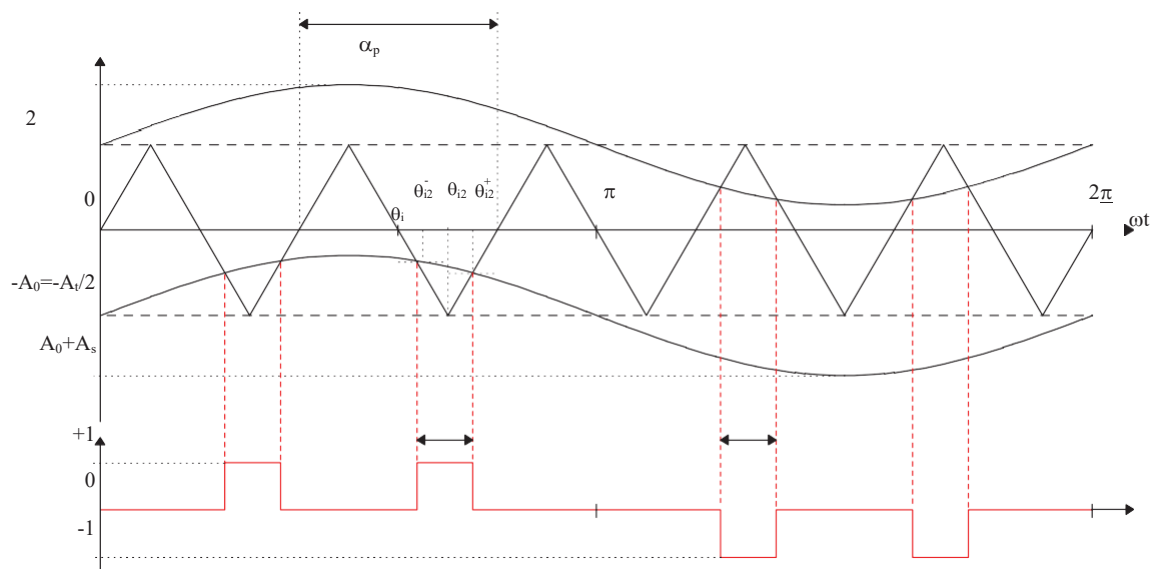


Figure 5-4 : Modulation sinusoïdale dipolaire. $A_0 = A_t/2$.

Les niveaux du signal MLI sont déterminés à partir des règles suivantes :

- +1 lorsque les deux sinusoides sont supérieures au triangle.
- -1 lorsque les deux sinusoides sont inférieures au triangle.
- 0 lorsque les sinusoides sont de part et d'autre de la porteuse triangulaire.

Il existe alors différentes possibilités d'exploitation de la modulation sinusoïdale dipolaire. Les valeurs moyennes des sinusoides placées en $+A_0$ et $-A_0$ peuvent être choisies de manière à favoriser certains modes de fonctionnement.

Dans le cas où A_0 est choisi égal à $A_t/4$ comme l'illustre la figure I.23, l'amplitude des sinusoides A_s ne peut pas excéder $A_t/4$ si l'on veut éviter la surmodulation.

Si $A_0 = A_t/2$, la forme de l'onde MLI est totalement différente comme l'illustre la figure I.24. Le coefficient de réglage en tension ne suit plus la même loi, le nombre d'impulsions par gâchette de thyristor est modifié.

Dans le cas où A_0 prend des valeurs intermédiaires à $A_t/4$ et $A_t/2$, la marge d'évolution de l'amplitude des sinusoides peut devenir très restreinte si l'on veut éviter la surmodulation. Si la surmodulation est autorisée, des impulsions disparaissent lorsque l'amplitude des sinusoides augmente, ce qui rend difficile le contrôle de l'amplitude du fondamental de la tension et de la fréquence de commutation des thyristors[33].

5.3. Contrôle de la tension par modulation de la largeur d'impulsion M.L.I

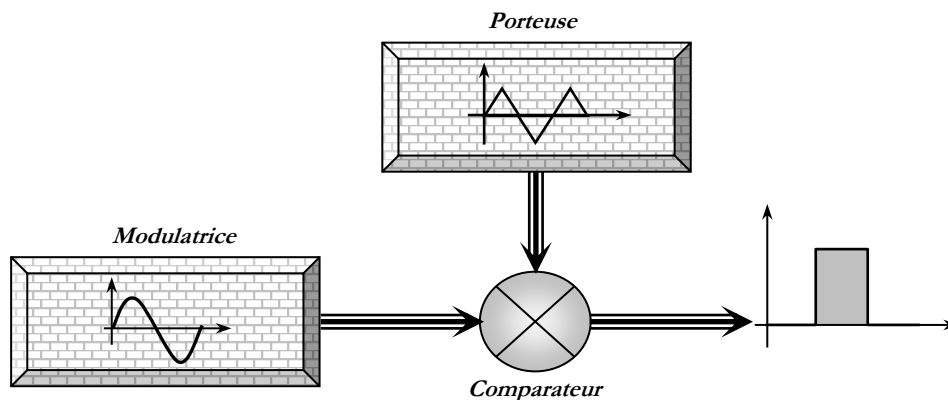


Figure 5-5. La symétrie de la commande M.L.I

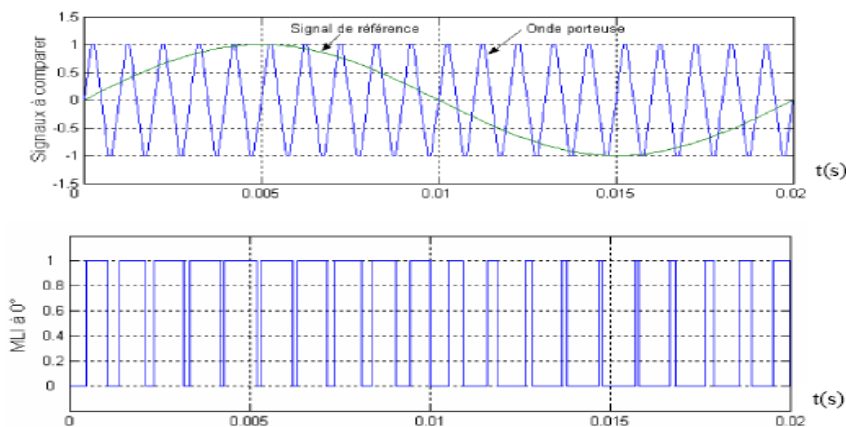


Figure 5-6. Principe de la technique M.L.I

5.4. Synchronisme et asynchronisme de la M.L.I:

5.5. M.L.I Synchrone :

Si la fréquence de découpage f_{por} est un multiple de f_{mod} , on dit que la MLI est synchrone. Dans ce cas, le spectre de la tension de sortie $V_s(t)$ possède des raies aux fréquences multiples de f_{mod} le fondamental de V_s est alors à la fréquence $f_{modulant}$, il n'y a pas de sous harmoniques de tension [113][53][48].

Lorsque la fréquence f_{por} n'est pas multiple de f_{mod} , la MLI est dite asynchrone. Ce cas est plus délicat à traiter, car des sous harmoniques apparaissent sur la tension V_s . Dans ce cas, nous devons distinguer deux sous catégories :

1. MLI asynchrone avec un rapport de fréquences f_{por}/f_{mod} rationnel,
2. MLI asynchrone avec un rapport de fréquence irrationnel.

5.6. M.L.I Asynchrone avec un rapport de fréquence rationnel :

Dans le cas d'une MLI asynchrone, avec un rapport rationnel entre f_{por} et f_{mod} la tension de sortie est périodique. De plus, la période de $V_s(t)$ est égale au plus petit commun multiple des périodes T_{por} et T_{mod} . En effet. S'il existe deux entiers naturels non nuls p et q premiers entre eux, avec $p \neq 1$ et $q \neq 1$, tels que :

($f_{por}/f_{mod} = p/q$) alors nous avons la relation suivante entre les périodes : $p \cdot T_{por} = q \cdot T_{mod}$ la Figure 5-7 a illustre ce cas avec $p=5$ et $q=3$, dans le cas d'une M.L.I naturelle deux niveaux.

La condition pour qu'un motif de la tension modulée se retrouve identique à lui-même est que la dent de scie soit calée de la même manière par rapport au signal modulant.

Le cage que l'on observe à un instant t est à nouveau observable à l'instant $t+p \cdot T_{por}$, d'où la répétition des motifs de MLI avec une période : $T_{fond} = p \cdot T_{por} = q \cdot T_{mod}$

La figure 5-7 illustre ce cas avec $p=5$ et $q=3$, dans le contexte d'une MLI naturelle à deux niveaux. Pour qu'un motif de la tension modulée se répète de manière identique, il est nécessaire que la dent de scie (ou la porteuse) soit alignée de la même manière par rapport au signal modulant à chaque période. Ainsi, un motif observé à un instant t se reproduira à l'instant $t+p \cdot T_{por}$, ce qui garantit la périodicité de la tension de sortie [109][54][49].

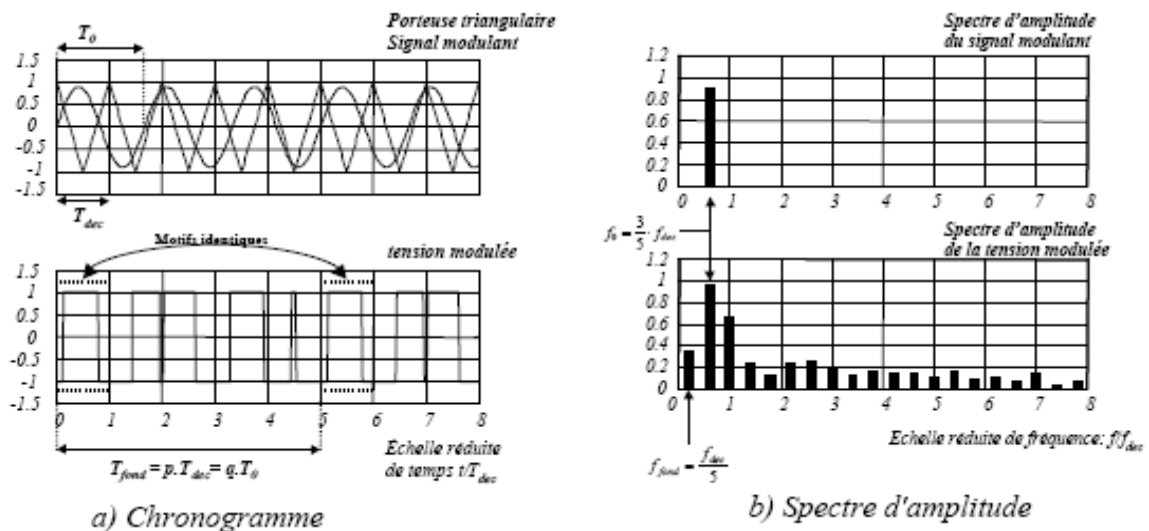


Figure 5-7. M.L.I naturelle deux niveaux. Chronogrammes et spectre d'amplitude.

Du point de vue fréquentiel, la fréquence fondamentale de la tension modulée est le plus grand commun diviseur des fréquences f_{por} et f_{mod} : $f_{fond} = f_{por}/p = f_{mod}/q$.

La Figure 24.b. montre le spectre correspondant à la tension M.L.I deux niveaux de la Figure 24.a. nous pouvant clairement y distinguer la raie de fréquence f_{mod} et une raie sous harmonique de moindre amplitude à la fréquence $f_{mod}/3 = f_{por}/5$. Bien que présenté dans le cas particulier d'une M.L.I naturelle deux niveaux, le raisonnement ci-dessus est généralisable à une tension multi niveaux, et avec d'autres stratégies de modulation présentées dans ce chapitre (MLI échantillonnée).

5.7. M.L.I Asynchrone avec un rapport de fréquence non rationnel :

Dans le cas d'une modulation par largeur d'impulsion (MLI) asynchrone où le rapport entre la fréquence de la porteuse (f_{por}) et celle du signal modulant (f_{mod}) n'est pas rationnel, la tension de sortie ($V_s(t)$) n'est plus périodique. Si l'on examine le chronogramme de la Figure 5-7, il serait impossible d'identifier deux motifs strictement identiques dans la tension modulée. Cependant, il est possible de trouver des motifs presque identiques, bien que légèrement différents.

Cas limite d'un rapport f_{por}/f_{mod} irrationnel peut être approché par un rapport p/q , avec ; p et q premiers entre eux, et de valeur très élevées. Ceci correspondrait à un spectre de V_s possédant une fréquence fondamentale f_{fond} quasi nulle, et des raies harmoniques infiniment rapprochées (le pas fréquentiel séparant deux raies consécutives vaut $f_{por}/p = f_{mod}/q$) [49][109].

Dans ce cas limite d'une MLI asynchrone 'irrationnel', le calcul des coefficients de fourrier et la décomposition en série de Fourier de la tension V_s ne sont plus possibles. Il faut recourir à la transformée de Fourier, qui nous donne un spectre continu pour la tension de sortie :

$$V_s(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} V_s(t) \cdot e^{-j2\pi ft} \cdot dt \quad (5-1)$$

5.8. La commande en M.L.I

La modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I) construit les signaux de commande pour l'onduleur. La M.L.I peut être modélisée en valeur moyenne ou en valeur instantanée. En valeur instantanée, les sorties de la M.L.I correspondent aux états de conduction de chaque bras. La M.L.I construit des impulsions dont la durée est liée au gain de la commande.

Par exemple, si nous utilisons une M.L.I régulière symétrique où les impulsions sont centrées au milieu de la période de commutation, la construction des signaux de commutation [109][49][20][50].

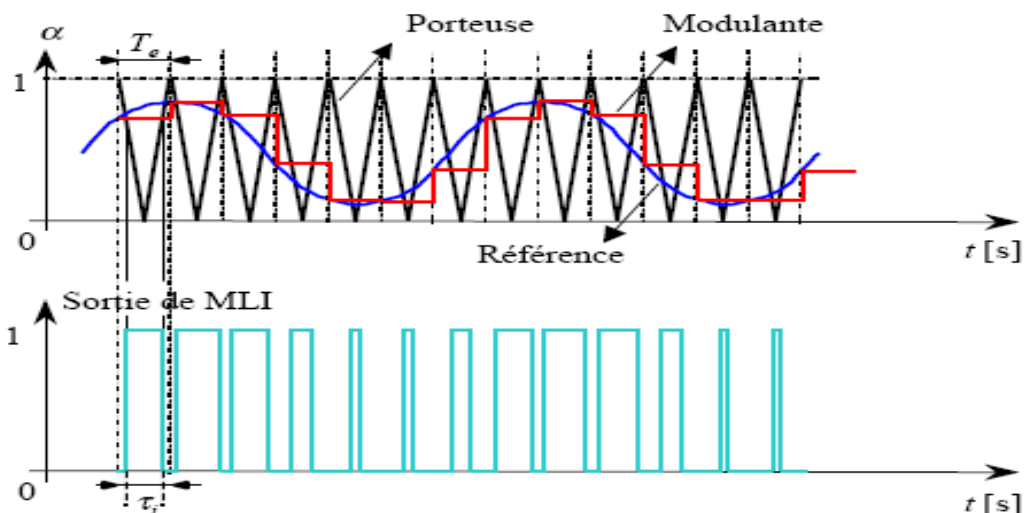


Figure 5-8. PWM régulière symétrique.

Le paramètre T_e représente la période de commutation de la M.L.I dans notre modèle, la fréquence de la porteuse est fixée à 1 kHz impliquant une période τ_1 ms T_e .

La M.L.I régulière symétrique permet un calcul analytique des temps de conduction (τ_i), où, ce qui est équivalent, des rapports cycliques (α_i):

$$\tau_i = \frac{T_e}{2} + \frac{T_e}{V_c} V_i \quad (5-2)$$

$$\alpha_i = \frac{\tau_i}{T_e} = \frac{1}{2} + \frac{V_i}{V_c} \quad (5-3)$$

Ainsi, il est aisé de passer d'un modèle d'onduleur M.L.I en valeur instantané à un modèle en valeur moyenne, en envoyant aux trois transformateurs modulés respectivement les ordres logiques de conduction (η_i) ou les rapports cycliques (α_i). [124]

5.9. M.L.I naturelle

5.10. Présentation du modulateur

Avec la M.L.I naturelle, les signaux de commande des interrupteurs de puissance sont donnés par la comparaison directe entre chaque porteuse triangulaire et le signal modulant. Lorsque ce dernier est supérieur à la porteuse, le signal qui commande la cellule de commutation est à l'état haut. Dans le cas contraire, le signal de commande est à l'état bas. Le principe de fonctionnement de la M.L.I naturelle. Les deux signaux complémentaires commandent les deux interrupteurs d'une même cellule de commutation.

5.11. Principe de fonctionnement de la M.L.I naturelle

La tension de sortie de l'onduleur résulte de l'addition des effets de toutes les cellules de commutation. Dans ce chapitre, nous modélisons un onduleur à deux niveaux possédant trois cellules. Il y a donc trois porteuses triangulaires, de fréquence f_{dec} , et régulièrement déphasées entre elles. La tension de sortie peut prendre quatre valeurs $\{-E/2, -E/6, E/6, E/2\}$, et sa fréquence apparente de découpage vaut $3 \cdot f_{dec}$. Pour réaliser de manière expérimentale une MLI naturelle, deux solutions sont possibles. La première solution, entièrement analogique, consiste à générer chaque porteuse triangulaire grâce à un oscillateur. Dans ce cas, il est difficile de respecter un déphasage rigoureusement égal à $2\pi/3$ entre les porteuses. Ceci entraîne des imprécisions sur les instants de commutation des interrupteurs, et cela nuit à la qualité spectrale de la tension de sortie.

La deuxième solution consiste à numériser le signal modulant grâce à un convertisseur analogique-numérique (CAN). Les trois porteuses triangulaires sont générées par trois compteurs- dé compteurs cadencés par la même horloge que le CAN. La précision sur l'amplitude et le déphasage des porteuses est alors bien meilleure. La comparaison entre chaque porteuse et le signal modulant s'effectue de manière numérique, à l'intérieur d'un par exemple. Cette méthode numérique nécessite une fréquence d'échantillonnage du signal modulant très élevée. Le convertisseur analogique- numérique doit être performant. [124]

5.12. Commande à la fréquence des grandeurs de sortie (Pleine onde)

Une fois analysée la relation entre les différentes grandeurs électriques de l'onduleur et les fonctions de commutation, on étudie les techniques pour déterminer ces fonctions de commutation, ou autrement dit, la commande rapprochée. Dans la commande en pleine onde, on ferme les interrupteurs d'une même branche de façon complémentaire pendant une demi période et en décalant la commande de chaque bras d'un tiers de la période ($2\pi/3$). Par conséquent, on obtient trois ondes carrées de tension décalées de $2\pi/3$ aux bras de l'onduleur, dont l'amplitude est égale à la tension continue (V_{DC}), et de même période que la tension du réseau.

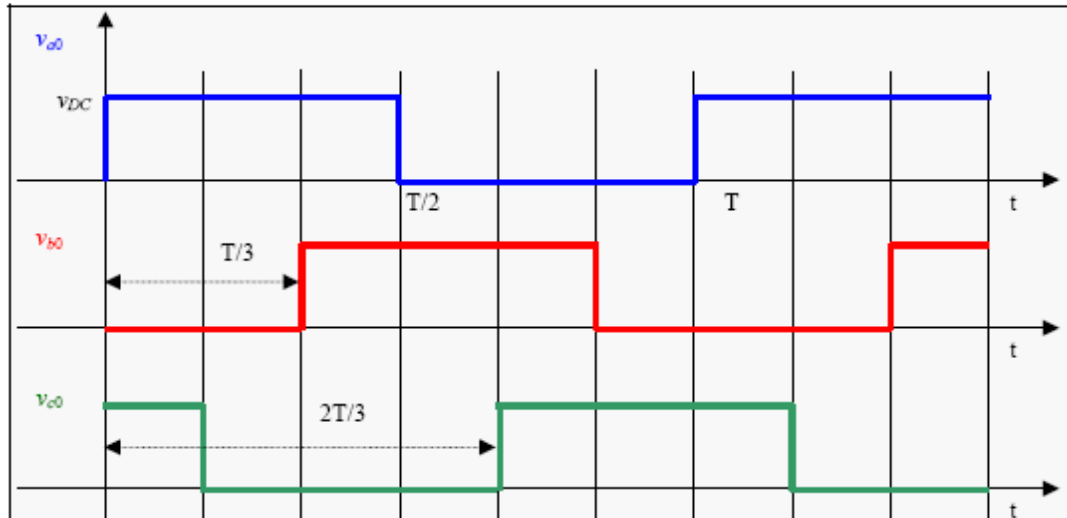


Figure 5-9. Allure des tensions d'un onduleur triphasé pour une commande en pleine onde

La valeur efficace du fondamental de la tension de phase est $(V_k)_1$:

$$(V_k)_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{DC} \quad (5-4)$$

Le développement en série de Fourier de la tension de phase contient tous les harmoniques impairs sauf ceux de rang 3. La valeur efficace des harmoniques est inversement proportionnelle à leur pulsation :

$$\frac{(V_k)_{2k+1}}{(V_k)_1} = \frac{1}{2h+1} \quad (5-5)$$

Si le neutre de l'onduleur est raccordé au neutre de la charge, la tension appliquée à chaque phase ne dépend que de la tension de la branche de l'onduleur à laquelle elle est connectée. La tension de phase est identique à la tension des branches par rapport à la borne négative du bus continu v_{a0}, v_{b0} et v_{c0}), sauf qu'elle n'a pas de composante continue (elle oscille entre $\pm V_{DC}/2$).

Si on suppose un système triphasé équilibré de courants de charge :

$$i_a = I_{\max} \cdot \sin(\omega t - \phi) \quad (5-6)$$

$$i_b = I_{\max} \cdot \sin(\omega t - \phi - 2\pi/3) \quad (5-7)$$

$$i_c = I_{\max} \cdot \sin(\omega t - \phi + 2\pi/3) \quad (5-8)$$

ϕ étant le déphasage entre les fondamentaux de la tension et du courant d'une phase. On peut calculer le courant de la partie continue i_{DC} à partir des commutations des interrupteurs et du courant alternatif :

$$i_{DC} = d_a \cdot i_a + d_b \cdot i_b + d_c \cdot i_c \quad (d_k = 1 \text{ quand } K_k \text{ est fermé et } d_k = 0 \text{ quand } K_k \text{ est ouvert})$$

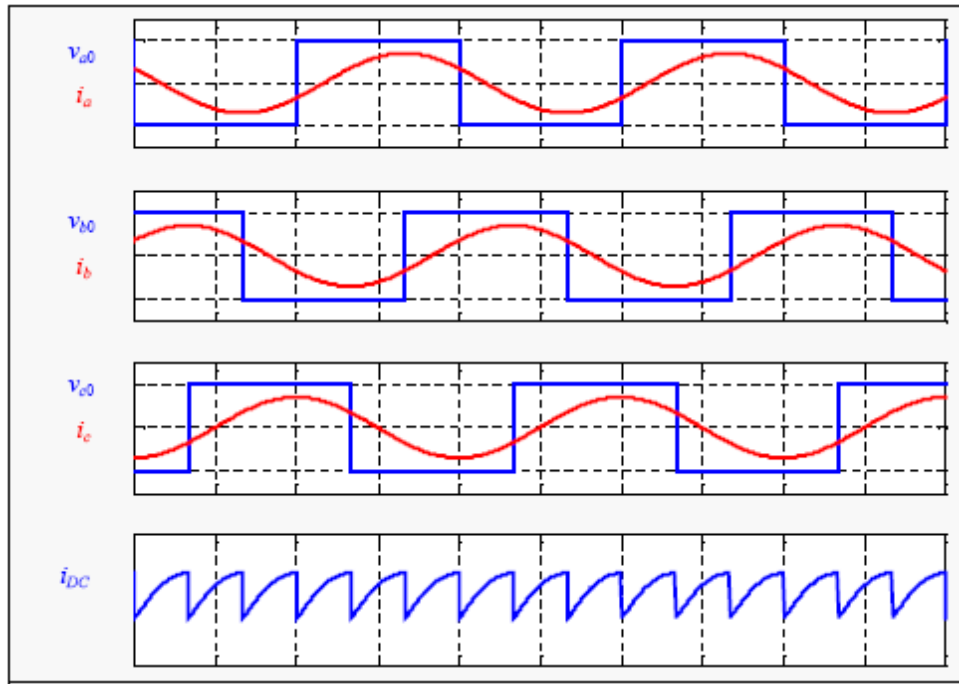


Figure 5-10. Courant continu de l'onduleur triphasé avec commande en pleine onde ($\varphi = 30^\circ$).

La valeur moyenne du courant continu est :

$$(I_{DC})_0 = \frac{3}{\pi} \cdot I_{\max} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \varphi \quad (5-9)$$

Et sa valeur efficace est :

$$I_{DC} = I_{\max} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{4 \cdot \pi} \cdot \cos 2\varphi} \quad (5-10)$$

Le développement en série de Fourier du courant continu contient de plus du terme moyen les harmoniques 6, 12, 18 etc.

Le comportement des grandeurs triphasées peut être représenté de manière condensée en utilisant le phaseur spatial complexe (transformation de Concordai) [124]. Par exemple, dans le cas des tensions de branche de l'onduleur en utilisant la transformée à puissance constante on obtient :

$$v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(v_{a0} - \frac{v_{b0}}{2} - \frac{v_{c0}}{2} \right) \quad (5-11)$$

$$v_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\frac{\sqrt{3} \cdot v_{b0}}{2} - \frac{\sqrt{3} \cdot v_{c0}}{2} \right) \quad (5-12)$$

$$V = v_\alpha + j \cdot v_\beta$$

Où V est le phaseur spatial des tensions de branche.

Les combinaisons des tensions de branche étant limitées (3 branches et 2 modules de tension possibles), le phaseur spatial de tension peut prendre 8 positions différentes :

phaseurs de module $V_{DC} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$ situés aux sommets d'un hexagone (deux phaseurs adjacents sont séparés de $\pi/3$), et déterminent donc six secteurs différents [124].

Ex phaseurs de module nul (lorsque les tensions dans les 3 phases sont identiques).

Cette commande ne permet que le contrôle de la tension fondamentale et ne peut donc être utilisée que dans les applications où l'on veut contrôler des grandeurs liées aux fondamentaux, comme par exemple la compensation d'énergie réactive.

Dans ce type d'application, la charge étant le réseau lui-même, on peut contrôler l'énergie réactive échangée avec ce réseau en appliquant une tension fondamentale d'onduleur (V_1) d'amplitude et phase variables.

$$p = \frac{V_1 \cdot E}{\omega \cdot L} \cdot \sin(\delta) \quad (5-13)$$

$$Q = \frac{E^2}{\omega \cdot L} - \frac{V_1 \cdot E}{\omega \cdot L} \cdot \cos(\delta) \quad (5-14)$$

Où L est l'inductance de raccordement au réseau et ω la pulsation fondamentale.

Ainsi, si on considère un déphasage nul entre la tension réseau (E) et la tension de l'onduleur ($\delta = 0$), l'échange d'énergie dépend du rapport entre les amplitudes :

$1 > E$, l'onduleur fournit de la puissance réactive.

$1 < E$, l'onduleur absorbe de la puissance réactive

+9-A montré que la commande en **pleine onde** ne permet qu'un contrôle direct de la phase du fondamental de la tension de l'onduleur, et ne permet donc pas un contrôle découplé de l'échange de puissance active

5.13. Commande par modulation sinus- triangle

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de fréquence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

Pour la première étoile :

$$v_{refa1} = v_m \sin(2\pi f t) \quad (5-15)$$

$$v_{refb1} = v_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5-16)$$

$$v_{refc1} = v_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5-17)$$

Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations $(2\pi f t)$ par $(2\pi f t - \alpha)$ et l'indice 1 par 2. L'équation de la porteuse est donnée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} V_{pm}[4(t/T_p) - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm}[-4(t/T_p) + 3] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (5-18)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f).

2. Le coefficient de réglage en tension égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (v_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (v_{pm}).

La figure 2.5 représente le principe de la commande par M.L.I sinus- triangle dont $r=0.8$ et $m = 21$.

5.14. M.L.I Sinusoïdal

Dans les premiers travaux, Sc1, Sc2 et Sc3 ont été déterminés par comparaison d'une porteuse triangulaire et d'une modulante sinusoïdale. L'obtention d'un signal modulé ayant de bonnes performances, nécessite que la fréquence de la porteuse soit plus grande que celle de la modulante. L'asynchronisme de la MLI est discuté dans la section Le principe développé par Schönung et Stemmate est mentionné dans la littérature sous le nom de SP.M.W (Sinusoïdal P.W.M). Lorsque le signal sinusoïdal de référence dépasse le signal triangulaire, le signal modulé est 1. Dans ce cas, Sc1=1, par exemple, si on considère le premier bras de l'onduleur. Sinon, le signal modulé est 0. Donc :

$sc_i = 0$, si modulante $i <$ porteuse

$sc_i = 1$, si modulante $i \geq$ porteuse.

A tout instant, la tension modulée est :

$$V_{i0} = \frac{E}{2} (2.sc_i - 1) \quad i = \overline{1,3} \quad (5-19)$$

Les relations entre les tensions motrices et les tensions onduleur sont détaillées. Avec cette configuration de l'onduleur on parle d'une modulation bipolaire :

V_{i0} peut prendre deux valeurs $E/2$ ou $-E/2$.

La SPWM a été fréquemment utilisée à cause de la flexibilité de sa réalisation pratique analogique, mais son implantation numérique est plus compliquée. Les instants d'intersection de la dent de scie avec la modulante sont solutions d'équations transcendentes. Un grand nombre d'échantillons de la modulante doit être sauvegardé dans une mémoire ROM pour pouvoir obtenir une bonne précision du signal modulé. Ceci justifie l'apparition de la M.L.I sinusoïdale. La modulante sinusoïdale est échantillonnée par un échantillonneur bloqueur (bloqueur d'ordre 0). Sa valeur reste constante pendant une période d'échantillonnage (T_e). La tension modulée moyenne résultante est égale à sa référence constante pendant T_e .

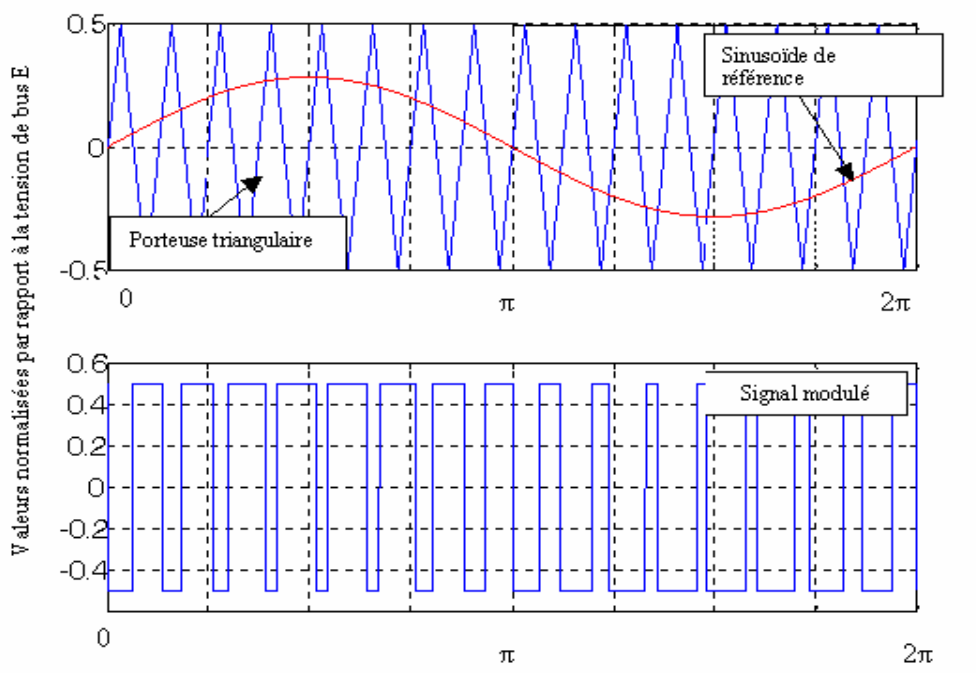


Figure 5-11. Principe de la SP.W.M (M.L.I sinusoïdale)

5.15. Les autres méthodes M.L.I

Plusieurs autres techniques M.L.I s'imposent dans la littérature. Nous parlons ci-après des plus connues. Cependant celles-ci ne sont pas optimales ou ne peuvent pas être utilisées dans le cadre de notre structure matérielle.

5.16. La MLI à modulant aléatoire

La modulante de référence $V_{i0\text{ ref}}$ est modifiée selon [16] ou ce type de méthode M.L.I aléatoire est commercialisé dans des variateurs Schneider Electric [16].

Un exemple de loi aléatoire, utilisée pour obtenir la modulante de la Figure II.18 (a), est le suivant :

On choisit un numéro aléatoire autour d'une moyenne située entre 0 et 1 (valeurs normalisées) :

$$q = \text{rand} \cdot \sqrt{\text{variance}} + \text{moyenne} \quad (5-20)$$

- le no. a est utilisée dans le choix du signe :

$$\text{Signataire} = \begin{cases} 1, & a \geq 0.5 \\ -1, & a < 0.5 \end{cases} \quad (5-21)$$

on choisit la valeur absolue de la tension de neutre :

$$V_{N0} = 0.5 - \max(|V_{10\text{ref}}|, |V_{20\text{ref}}|, |V_{30\text{ref}}|) \quad (5-22)$$

le mouvement du neutre est limité :

$V_{N0} = \text{signal aléatoire} \cdot \alpha \cdot \min(V_{N0}, 0.25)$.

V_{N0} est rajouté aux trois tensions $V_{i0\text{ ref}}$.

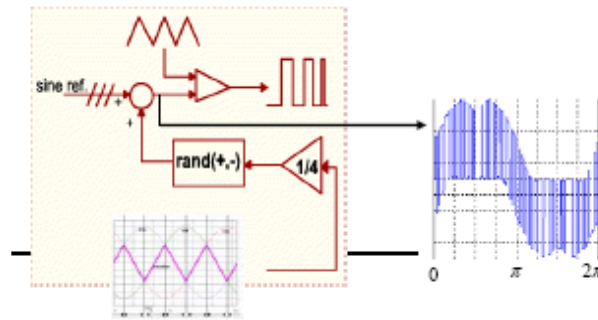


Figure 5-12. Schéma synoptique exemple pour la M.L.I modulante aléatoire

Dans l'« espace complexe », cette technique produit des vecteurs $\vec{V}_s$ dont les extrémités décrivent des secteurs quasi-sphériques situés à $1.25 \cdot V_s$ initial ou $0.75 \cdot V_s$ initial du vecteur initial, où V_s initial est l'amplitude du vecteur s initial V . Les sphères sont aplaties quand on monte en fréquence f_m .

La M.L.I aléatoire revient à dire que la solution particulière du système à résoudre est choisie de manière aléatoire à chaque période d'échantillonnage, ce qui produit un mouvement à haute fréquence du neutre.

On peut rajouter $+E/4$ ou $-E/4$ de manière aléatoire à la modulante, sur chaque Période de la dent de scie. Cependant si V_{N0} fait dépasser $+E/2$ ou $-E/2$ (valeur onduleur maximale) on limite la modulante à cette valeur. Cela signifie qu'à partir d'une certaine vitesse de la machine la modulation aléatoire optimale est impossible à obtenir. Ceci n'est pas gênant car à ces vitesses le bruit mécanique et aérodynamique du moteur couvre le sifflement de la M.L.

5.17. La M.L.I à fréquence aléatoire

La méthode a été introduite sous le nom de RP.W.M (Random P.W.M). La fréquence F P.W.M peut suivre différentes lois aléatoires[16][123]. Nous donnons ci-après un exemple. Le sous-chapitre IV.5 présentera plus en détail ce type de stratégie M.L.I, en introduisant une nouvelle idée par la FMP.W.M (Frequency Modified P.W.M). La loi de variation est :

$$T_{PWM} = \max(T_{min}(1, \max(0, rand. \sqrt{variance} + moyenne))) PWM_{max} PWM_{min} \quad (5-23)$$

Où TPWM min et TPWM max sont les limites de variation de la période MLI et rand est un nombre généré par la loi gaussienne.

Cette TPWM est utilisée par tous les 3 bras ; la fréquence ne peut changer qu'en même temps sur les 3 bras et à la fin de la période TPWM antérieure les impulsions restent centrées[123].

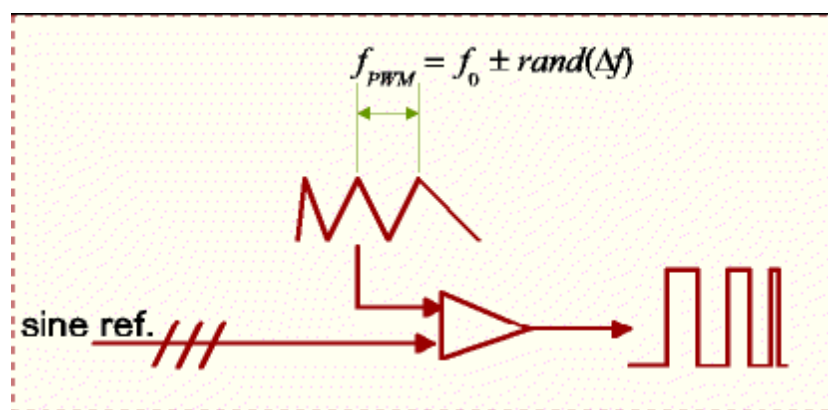


Figure 5-13. Schéma synoptique pour la MLI fréquence aléatoire

Le résultat peut être vu. Le spectre est étalé et ceci pour tout l'horizon de variation de la vitesse du moteur, sans limite [16].

5.18. La MLI contrôlée en courant

Utilisée avec succès dans beaucoup d'applications, la commande en courant d'un onduleur de tension est présente dans la littérature surtout grâce à J. Holtz [54].

Ces méthodes consistent à générer les instants de commutation des interrupteurs à partir du courant. Ceci peut être fait en boucle ouverte (sans retour, feed forward P.W.M) ou en boucle fermée comme ci-dessous.

Parmi les stratégies les plus connues se trouvent les M.L.I à connexion inverse :

- la technique feedback des sous- harmoniques
- le contrôle par hystérésis.

La technique de feedback des sous-harmoniques est l'une des méthodes les plus étudiées et documentées dans la littérature scientifique, témoignant de son importance et de son efficacité dans diverses applications. Elle repose sur l'analyse des composantes sous-harmoniques du courant pour déterminer les instants de commutation optimaux. Nous rappelons aussi l'existence du contrôle par prédiction du courant, par le vecteur d'espace ou en coordonnées dq (current control in Field coordinats), le contrôle de la largeur d'impulsion par orientation du champ ou le contrôle par suivi de la trajectoire du courant.

5.19. Le contrôle par hystérésis

Le contrôle par hystérésis repose sur le principe de maintenir le courant dans une bande de tolérance prédéfinie (appelée bande d'hystérésis). Lorsque le courant dépasse la limite supérieure de cette bande, les interrupteurs de l'onduleur sont commutés pour réduire le courant. Inversement, lorsque le courant tombe en dessous de la limite inférieure, les interrupteurs sont actionnés pour augmenter le courant. Ce processus se répète en temps réel, assurant une régulation précise du courant. Même si certains auteurs classifient ce type de stratégie comme étant une technique M.L.I, nous nous permettons d'avoir certaines réserves vis-à-vis de cette considération [49] [50] [66].

5.20. La M.L.I Précalculée

Pour les modes de modulation présentes dans les paragraphes précédents, nous avons implicitement considéré qu'on déterminait les angles de commutation en temps réel. Ces angles étaient soit fixes par les instants d'intersection d'une onde de référence et d'une onde de modulation, soit calculées au début de chaque période de modulation.

Lorsqu'on utilise un système à microprocesseur pour assurer la modulation, on peut également commander les semi-conducteurs de l'onduleur à partir de séquences préalablement calculées et stockées dans une mémoire. La détermination des angles de commande peut alors se faire sur la base de critères plus complexes, puisque les angles font l'objet d'une détermination préalable.

On peut, suivant le cas, s'attacher à éliminer les premiers harmoniques des tensions de sortie ou minimiser le taux d'harmoniques pondéré en adoptant une pondération qui tient compte du récepteur alimente et peut varier avec la fréquence de sortie, donc avec la vitesse du moteur. Ceci permet d'éliminer plusieurs harmoniques d'ordre inférieur offrant ainsi une haute qualité du spectre de modulation. Cependant, un inconvénient sérieux est associé à la technique M.L.I programmée en raison de la tâche difficile de calculer les instants spécifiques de la M.L.I pour optimiser une fonction particulière, ce qui réduit la flexibilité de la technique programmée. En effet, la flexibilité de ces techniques peut être améliorée dans les commandes modernes en employant la modulation vectorielle.

5.21. La MLI pré- calculée ou optimisée (optimized feed- forward PWM)

Cette stratégie est très utile lors de l'utilisation des basses fréquences fP.W.M. Elle est basée sur l'idée d'ajouter des « trous » dans la modulante sinusoïdale initiale. Un « trou » par quart de période du signal fait disparaître un harmonique précis du spectre.

La grande différence avec les autres méthodes M.L.I antérieurement présentées est que la MLI pré-calculée utilise **un calcul global** de l'ensemble d'angles de commutation, tandis que pour les autres M.L.I les instants de commutation sont calculés ou trouvés **localement**, i.e. avant chaque période d'échantillonnage. Le nom anglais de la méthode (optimized feed- forward P.W.M) donne plus de détails : l'optimisation des angles de commutation est faite avant toute une période $1/f_m$.

Le calcul demande l'utilisation d'une mémoire de sauvegarde. Les angles $\theta_1 \theta_2 \theta_3 \theta_4$ (qui se traduisent par des instants de commutation) sont calculés une fois pour tout à partir de la décomposition du signal V_i0 en séries de Fourier. Certains coefficients A_n valent 0, donc on résout numériquement un système d'équations transcendantes avec 2 inconnues par harmonique supprimé.

La mise en pratique de cette méthode n'est pas beaucoup plus coûteuse que les méthodes avec porteuse. Cependant, avec un pré -calcul avant chaque période $1/f_m$, les premiers harmoniques du signal résultant se trouvent à de très basses fréquences (Par exemple : $13 \cdot f_m = 130$ Hz lorsqu'on parle de l'harmonique 13). Cette méthode peut être combinée avec d'autres techniques mieux adaptées aux onduleurs de tension. Par exemple, il est possible d'introduire de manière contrôlée des "trous" (interruptions) à la fréquence f de la modulation de largeur d'impulsion (PWM).

La précision demandée pour le calcul des angles à cette fréquence est tellement grande que le matériel disponible actuellement ne permet pas l'obtention de bons résultats.

La M.L.I pré- calculée donne des résultats intéressants pour une commande 120° en courant.

Un autre exemple de symbiose de la M.L.I pré-calculée avec une autre méthode est le calcul instantané des angles, ce qui supprime l'inconvénient d'utiliser une mémoire de sauvegarde pour les angles pré-calculés. Pour avoir une bonne précision du calcul, cette solution ne peut donner de bons résultats que si la fréquence d'échantillonnage de la M.L.I est très grande (d'habitude $1/T_e > 16$ kHz, ce qui rend la méthode inutilisable)[126].

5.22. Commande vectorielle du moteur asynchrone

5.22.1 Introduction

Les performances relativement médiocres des contrôles appliqués aux machines asynchrones, ont donné lieu à des efforts de recherche et développement importants. Afin d'améliorer ces performances, d'autres types de contrôleurs plus fins et plus précis sont proposés, on les regroupe généralement sous le terme de commande vectorielle.

Cette méthode est basée sur le choix d'un repère de référence, lié aux flux rotoriques Φ_r . Si on décompose le courant statorique en ses composantes i_{sd} suivant le flux rotorique et i_{sq} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On obtient alors des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple. Or le couple est donné par :

$$c_e = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (5-24)$$

Donc, si le flux rotorique est orienté sur l'axe d ($\Phi_{rd} = \Phi_r$, et $\Phi_{rq} = 0$), d'un repère lié au champ tournant, le couple devient :

$$c_e = \frac{pM}{L_r} (\Phi_r i_{sq}) \quad (5-25)$$

Et à partir des équations données précédemment, l'évolution du flux est donné par :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} \Phi_r + \frac{M}{T_r} i_{sd} \quad (5-26)$$

Avec : T_r , la constante de temps rotorique.

Alors, dans le régime établi, On a comme pour une machine à courant continu :

Un flux Φ_r qui dépend de i_{sd} joue le rôle de flux inducteur et doit donc normalement être maintenu constant. Un couple c_e qui, à flux constant est proportionnel à la composante i_{sq} qui joue le rôle.

5.23. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO).

Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture :

$$c_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (5-27)$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($\Phi_{qr}i_{ds}$), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère dq de manière à annuler la composante de flux en quadrature C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir $\Phi_{qr} = 0$. Ainsi $\Phi_r = \Phi_{dr}$ uniquement

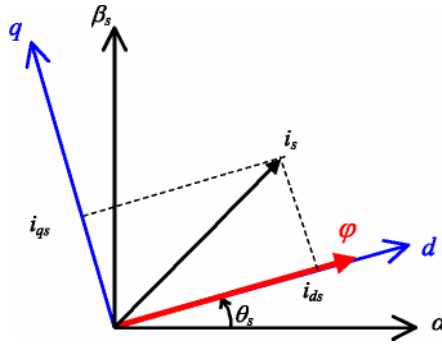


Figure 5-14. Principe du contrôle vectoriel

$$c_e = P \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad (5-28)$$

5.23.1 La S.V.M (Space Vector Modulation)

Le nom de SVM est souvent confondu avec le nom de M.L.I vectorielle ou même avec la M.L.I triphasée. Cependant la S.V.M « pure » est basée sur la représentation par des vecteurs de l'onduleur comme expliqué ci-après :

L'implantation de la S.V.M utilise la technique D.D.T sans comparaison théorique ou pratique entre dent de scie / modulante. La SVM correspond à une approche différente sur les techniques de la M.L.I, à une base théorique solide et à une technique d'implantation particulière : la DDT.

En fait la MLI triphasée est totalement équivalente à la S.V.M et seules les techniques d'implantation diffèrent.

La SVM propose un calcul direct des temps de commutation de l'onduleur, en considérant que le vecteur tension à obtenir, $\bar{V}_s$, tourne dans le plan $\alpha\beta$.

Comme il n'y a pas de modulante ou de dent de scie, les ordres de commutation sc_i sont directement calculés pour l'application à l'onduleur, d'où l'appellation de technique directe (DDT). Le vecteur $\bar{V}_s$ dans le secteur $\theta(1)$ est obtenu en appliquant les vecteurs adjacents $\bar{V}_1, \bar{V}_0, \bar{V}_7$ et $\bar{V}_2$:

$$\bar{V}_s = \alpha_1 \bar{V}_1 + \alpha_2 \bar{V}_2 + \alpha_0 \bar{V}_0 + \alpha_7 \bar{V}_7 \quad (5-29)$$

$\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_7$ sont les temps d'application de chacun des vecteurs $\bar{V}_1, \bar{V}_0, \bar{V}_7$ et $\bar{V}_2$. On fait un raisonnement analogue dans les autres secteurs.

Soient $\bar{V}_{1\alpha}$ et $\bar{V}_{1\beta}$ les projections de $\bar{V}_1$ sur les axes α_0 et β_0 du plan complexe et de manière analogue pour $\bar{V}_0, \bar{V}_7$ et $\bar{V}_2$. Nous choisissons la convention de « Park puissance » et le même raisonnement serait fait pour « Park amplitude », avec des coefficients différents. L'implantation habituelle de la SVM utilise l'angle θ pour calculer $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_7$.

$$\alpha_1 = \frac{|V_1|}{E} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \quad (5-30)$$

$$\alpha_2 = \frac{|V_1|}{E} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta) \quad (5-31)$$

$$\alpha_0 + \alpha_7 = 1 - \frac{|V_1|}{E} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \quad (5-32)$$

$$\alpha_0 + \alpha_7 + \alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (5-33)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \alpha_1 V_{1\alpha} + \alpha_2 V_{2\alpha} \\ V_{s\beta} = \alpha_1 V_{1\beta} + \alpha_2 V_{2\beta} \end{cases} \quad (5-34)$$

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{1}{E} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \sqrt{\frac{1}{2}} V_{s\beta} \right) \\ \alpha_2 = \frac{\sqrt{2}}{E} V_{s\beta} \\ \alpha_0 = \alpha_7 = \frac{1}{2} - \frac{1}{2E} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \sqrt{\frac{1}{2}} V_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (5-35)$$

Nous choisissons la solution particulière habituelle $\alpha_0 = \alpha_7$. La solution du système formé pour le calcul des rapports cycliques nécessite le choix d'une solution particulière. La quasi-infinité des solutions existantes revient à dire que le vecteur $\vec{V}_s$ peut se situer n'importe où dans le cube complexe. Nous démontrons dans la section suivante que la solution particulière originale de la S.V.M ($\alpha_0 = \alpha_7$) est identique à la solution particulière de la M.L.I triphasée généralement connue dans l'industrie[16].

5.24. Equivalence entre la M.L.I triphasée et la S.V.M

Pour la S.V.M, l'impulsion est centrée. Dans ce cas et dans le secteur $\theta(1)$, les relations entre les rapports cycliques (ai) et les temps d'application d'impulsion sont les suivantes :

$$\begin{cases} a_1 = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_7 \\ a_2 = \alpha_2 + \alpha_7 \\ a_3 = \alpha_7 \end{cases} \quad (5-36)$$

$$\begin{cases} a_1 = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_7 = \frac{1}{2E} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{2\sqrt{2}E} V_{s\beta} + \frac{1}{2} \\ a_2 = \alpha_2 + \alpha_7 = -\frac{1}{2E} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{3}{2\sqrt{2}E} V_{s\beta} + \frac{1}{2} \\ a_3 = \alpha_7 = -\frac{1}{2E} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{2\sqrt{2}E} V_{s\beta} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (5-37)$$

Si nous appliquons la transformation « Park puissance » $V_{iN} \rightarrow V_{\alpha\beta}$ nous avons :

$$\begin{cases} a_1 = \frac{1}{E} V_{1N} + \frac{1}{2E} V_{2N} + \frac{1}{2} \\ a_2 = \frac{1}{E} V_{2N} + \frac{1}{2E} V_{2N} + \frac{1}{2} \\ a_3 = \frac{1}{E} V_{3N} + \frac{1}{2E} V_{2N} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (5-38)$$

De la même manière dans le secteur $\theta(2)$, on peut écrire

$$\begin{cases} a_1 = \frac{1}{E} V_{1N} + \frac{1}{2E} V_{1N} + \frac{1}{2} \\ a_2 = \frac{1}{E} V_{2N} + \frac{1}{2E} V_{1N} + \frac{1}{2} \\ a_3 = \frac{1}{E} V_{3N} + \frac{1}{2E} V_{1N} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (5-39)$$

Et dans les autres secteurs nous avons de relations similaires. La représentation temporelle d'une rotation complète du vecteur $\vec{V}_s$ peut être retrouvée dans La représentation vectorielle équivalente est celle de V_{2N} et V_{1N} sont exactement les valeurs de V_{medium} du secteur correspondant. L'expression des rapports cycliques peut être généralisée

$$a_i = \frac{1}{2} + \frac{V_{iN}}{E} + \frac{V_{medium}}{2E} \quad (5-40)$$

Ainsi la SVM dans sa version originale est identique à la M.L.I triphasée, généralement utilisée dans les applications industrielles actuelles.

5.25. Techniques DPWM triphasées

La configuration typique d'un les onduleurs de source de tension triphasés à 2 niveaux (VSI 2L3P) est illustrée à [la figure 1](#). V_{dc} représente la tension DC-Link, et N Représente un point neutre virtuel de la liaison C. S_{x1} et S_{x2} ($x=a,b,c$) Indiquez les modèles de commutation pour les commutateurs supérieur et inférieur dans chaque phase, respectivement. I_{ox} ($x=a,b,c$) est l'abréviation de courant de sortie de phase. Les références de tension tripolaire ou les tensions de modulation du VSI triphasé, v_{modx} ($x=a,b,c$) vm , peut être défini comme suit :

$$v_{moda} = v_{refa} + v_{zsv} \quad (5-41)$$

$$v_{modb} = v_{refb} + v_{zsv} \quad (5-42)$$

$$v_{modc} = v_{refc} + v_{zsv} \quad (5-43)$$

où v_{refx} ($x=a,b,c$) est la tension de référence de phase et v_{zsv} est le signal de tension de séquence zéro. La tension de séquence zéro v_{zsv} Correspond à la différence de tension entre le point neutre de charge et le point médian de DC-Link [\[23,24\]](#). Quand $v_{zsv}=0$, il donne un PWM sinusoïdal.

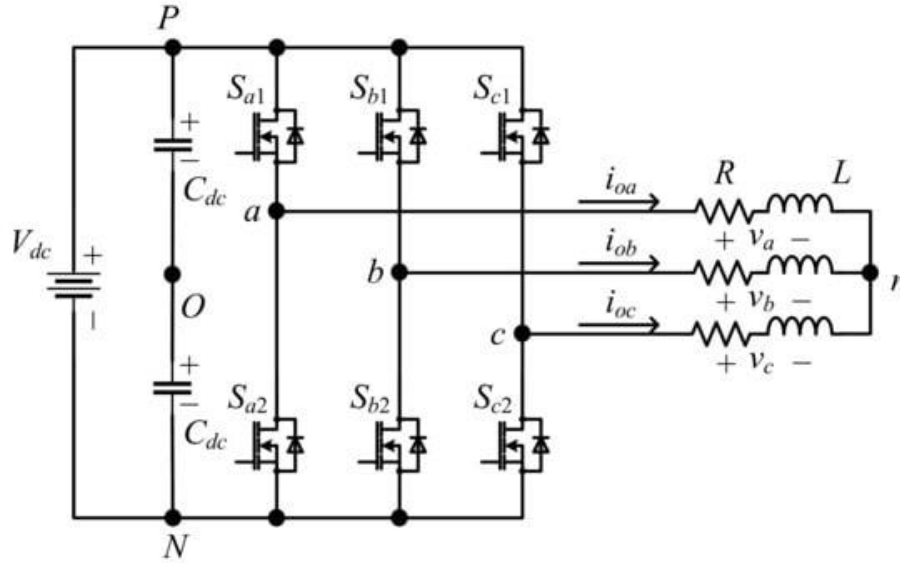


Figure 5-15 Configuration VSI 2L3P.

Les tensions de modulation v_{modx} (où $x=a,b,c$) sont physiquement limitées par la tension du bus continu V_{dc} , comme l'exprime l'équation suivante :

$$-0.5 V_{dc} \leq v_{modx} \leq 0.5 V_{dc} \quad (5-44)$$

Dans la plage de modulation linéaire, les tensions de modulation sont contraintes par cette limite physique, comme le montre l'équation (2). En combinant les équations (1) et (2), la condition de tension de séquence nulle V_{ZS} peut être dérivée comme suit [137]:

$$-0.5 V_{dc} - V_{min} \leq v_{ZS} \leq 0.5 V_{dc} - V_{max} \quad (5-45)$$

où :

- $V_{min} = \min(v_{refa}, v_{refb}, v_{refc})$ représente la valeur minimale parmi les tensions de référence $v_{refa}, v_{refb}, v_{refc}$,
- $V_{max} = \max(v_{refa}, v_{refb}, v_{refc})$ représente la valeur maximale parmi les tensions de référence $v_{refa}, v_{refb}, v_{refc}$.

Cette condition permet de définir la plage admissible pour la tension de séquence nulle V_{ZS} , qui joue un rôle clé dans la génération des signaux de modulation.

5.26. Stratégies de modulation DPWM

Diverses stratégies de modulation par largeur d'impulsion (PWM) peuvent être mises en œuvre en utilisant V_{ZS} , à condition qu'elles satisfassent l'équation (5-45). L'injection d'un signal de tension de séquence nulle dans un onduleur triphasé a ouvert la voie à des techniques de PWM non sinusoïdales basées sur des porteuses. Ces techniques permettent d'obtenir des avantages significatifs, tels que :

- Une réduction des harmoniques de courant,
- Un indice de modulation plus élevé,

- Une diminution des pertes de commutation par rapport aux méthodes de PWM sinusoïdales classiques.

5.27. Approches conventionnelles de la DPWM

Les différentes approches conventionnelles de la modulation PWM discrète (DPWM) en trois phases sont généralement basées sur un schéma de modulation PWM. Comme le montrent les études antérieures [24, 25], l'introduction d'une tension de séquence nulle identique aux références de tension de l'onduleur ne modifie pas les tensions fondamentales appliquées à la charge. Cette propriété a permis de développer plusieurs stratégies de DPWM visant à réduire les pertes de commutation.

5.28. Schéma de commande général du VSI

La **figure 2** illustre le schéma de commande général d'un onduleur de tension (VSI) utilisant une modulation PWM basée sur une porteuse (CBPWM). Dans ce schéma, les trois tensions de modulation $V_{mod,x}$ (où $x=a,b,c$) sont comparées à une porteuse triangulaire pour générer les signaux de commutation S_x (où $x=a,b,c$). Ces signaux de commutation contrôlent les interrupteurs de l'onduleur, permettant de générer les tensions de sortie souhaitées.

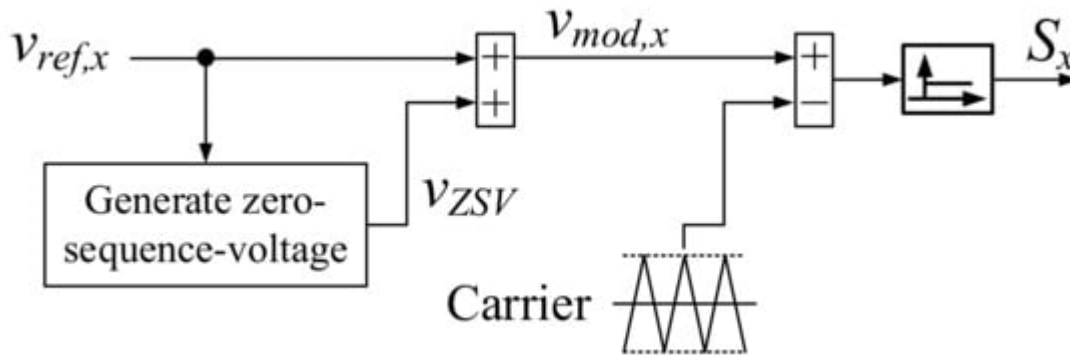


Figure 5-16 :Schéma de contrôle général de VSI à l'aide de CBPWM [137].

L'utilisation de tensions de séquence nulle dans les stratégies de modulation PWM offre une flexibilité accrue pour optimiser les performances des onduleurs triphasés, notamment en réduisant les pertes de commutation et en améliorant la qualité des signaux de sortie.

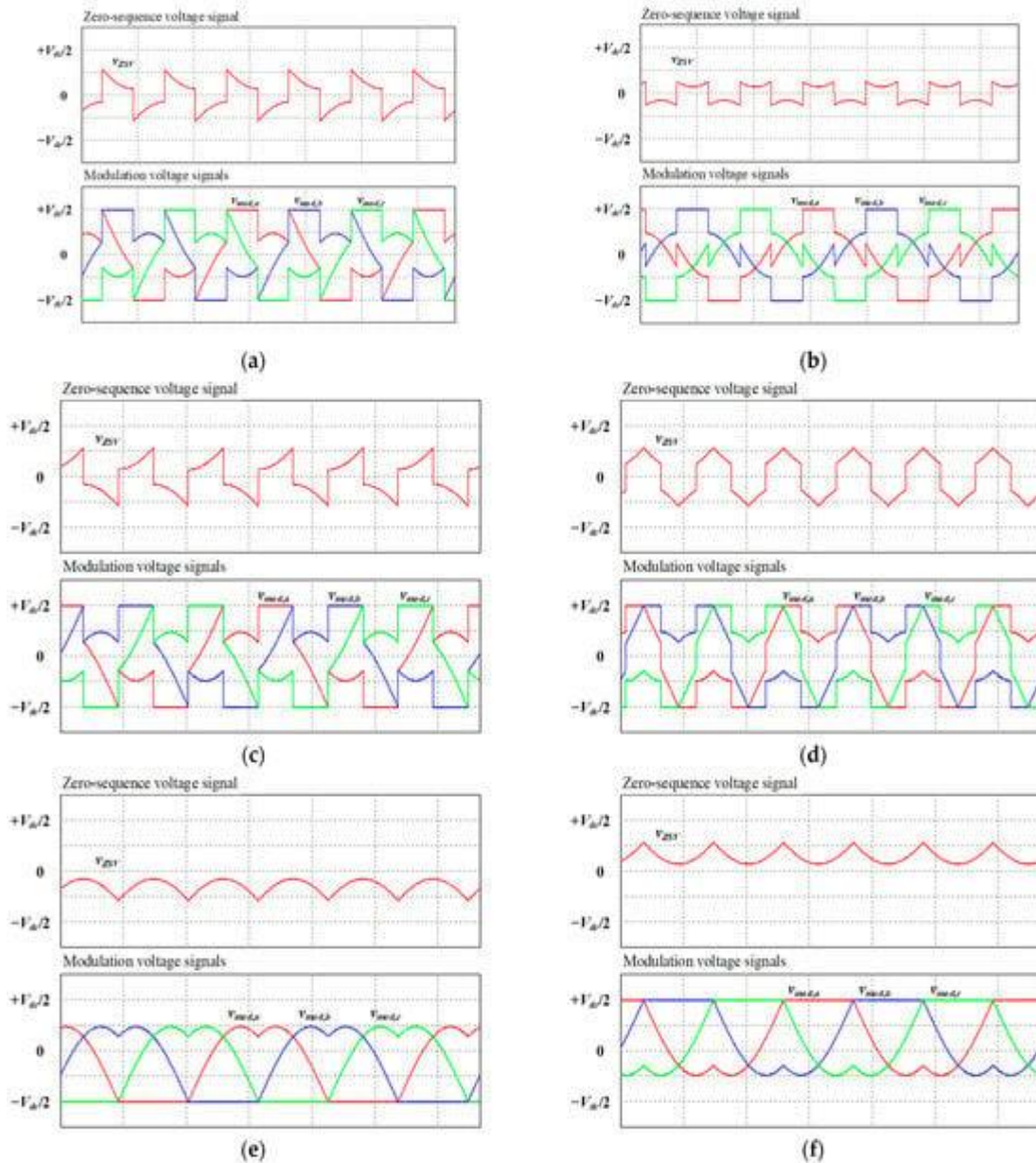


Figure 5-17 : Tensions de modulation et formes d'onde de signaux de tension de séquence nulle obtenues par différentes stratégies DPWM (a) DPWM0, (b) DPWM1, (c) DPWM2, (d) DPWM3, (e) DPWMMIN, (f) DPWMMAX [137][16].

5.29. Classification des M.L.I

Nous présentons plusieurs classifications qui seront expliquées en détail après l'introduction de la représentation algébrique spatiale des méthodes M.L.I. Une première classification est faite en fonction du de méthode d'implantation[16] .

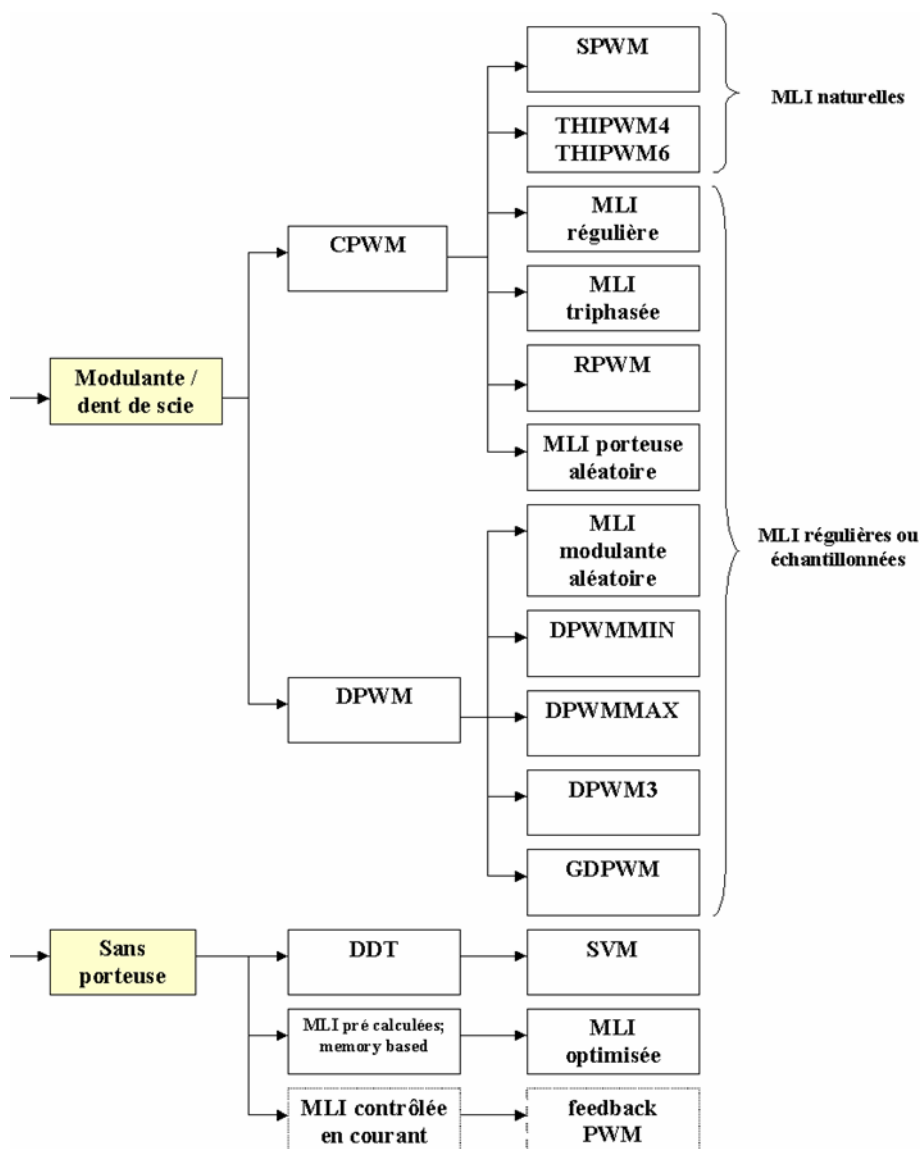


Figure 5-18. classification des méthodes M.L.I en fonction de méthode d'implantation [16]

CP.W.M: continus P.W.M (M.L.I continue) ;

DP.W.M: Discontinus P.W.M (M.L.I discontinue), **DP.W.M0, 1,2**

MLVP.W.M, DP.W.MMIN, DP.W.MMAX: différentes techniques M.L.I discontinues

FMP.W.M : Fréquence Modifiée P.W.M (M.L.I à fréquence modifiée),

GDP.W.M: généralise discontinus P.W.M (MLI discontinue généralisée)

MLVP.W.M : Minimum Loss Vector P.W.M

P.W.M: Pulse Width Modulation (Modulation en Largeur d'Impulsion – **M.L.I**)

P.W.M 3ph: P.W.M avec injection de V_{medium} avec implémentation pratique intersective

RP.W.M: P.W.M fréquence aléatoire ,

SP.W.M: sinusoïdal P.W.M (M.L.I sinusoïdale)

HIPWM4 ou THIP.W.M6: P.W.M avec injection de 3ème harmonique ,

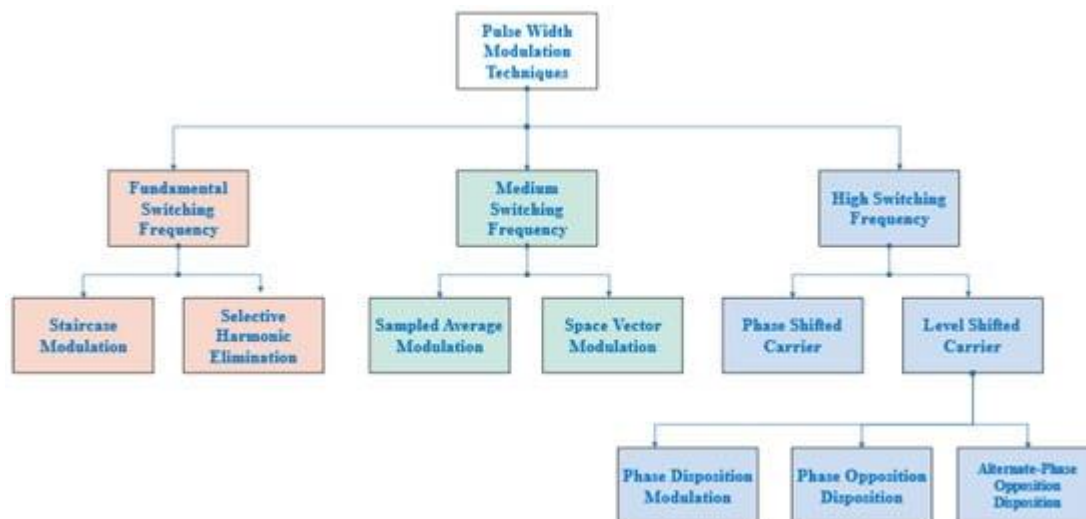


Figure 5-19 : Classification générale de la modulation en largeur d'impulsion basée sur la fréquence de commutation [22].

5.30. Méthodes de commande de l'association onduleur-moteur asynchrone

5.30.1 La commande D.T.C (Direct Torque Control)

La commande directe du couple (en anglais, Direct Torque Control (D.T.C)) est une technique de plus en plus utilisée pour la commande de l'association onduleur de tension -moteur asynchrone. Ce système peut être considéré comme un système dynamique hybride dont la composante continue est la machine asynchrone et la composante discrète l'onduleur de tension.

la commande vectorielle par orientation du flux rotorique présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine, c'est pourquoi on a développé les méthodes de contrôle direct de couple D.T.C (direct torque control) des moteurs asynchrones durant les années, dans ces méthodes de contrôle le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans recours à des capteurs mécaniques,

L'absence de boucles de contrôle des courants, de la transformation de Park et du bloc de calcul de modulation de tension M.L.I rend la réalisation de la commande D.T.C plus aisée que la commande par orientation de flux rotorique. Cependant, elle présente des problèmes à basse vitesse, la nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple et les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes (20 à 30 kHz). Elle présente les avantages suivants :

- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- Le contrôle par hystérésis limite la fréquence de commutation de l'onduleur.
- La variation des paramètres du moteur présente une grande robustesse.

5.30.1.1 Principe de la commande directe du couple

Le principe est la régulation directe du couple du moteur par l'application des Différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Dans une commande D.T.C il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs Un onduleur de tension classique à niveaux permet d'atteindre 7 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur.

$$\bar{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[s_a + s_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c e^{j\frac{\pi}{3}} \right] \quad (5-46)$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (s_a, s_b, s_c) permettent de générer huit positions du vecteur VS dont deux correspondant au vecteur nul.

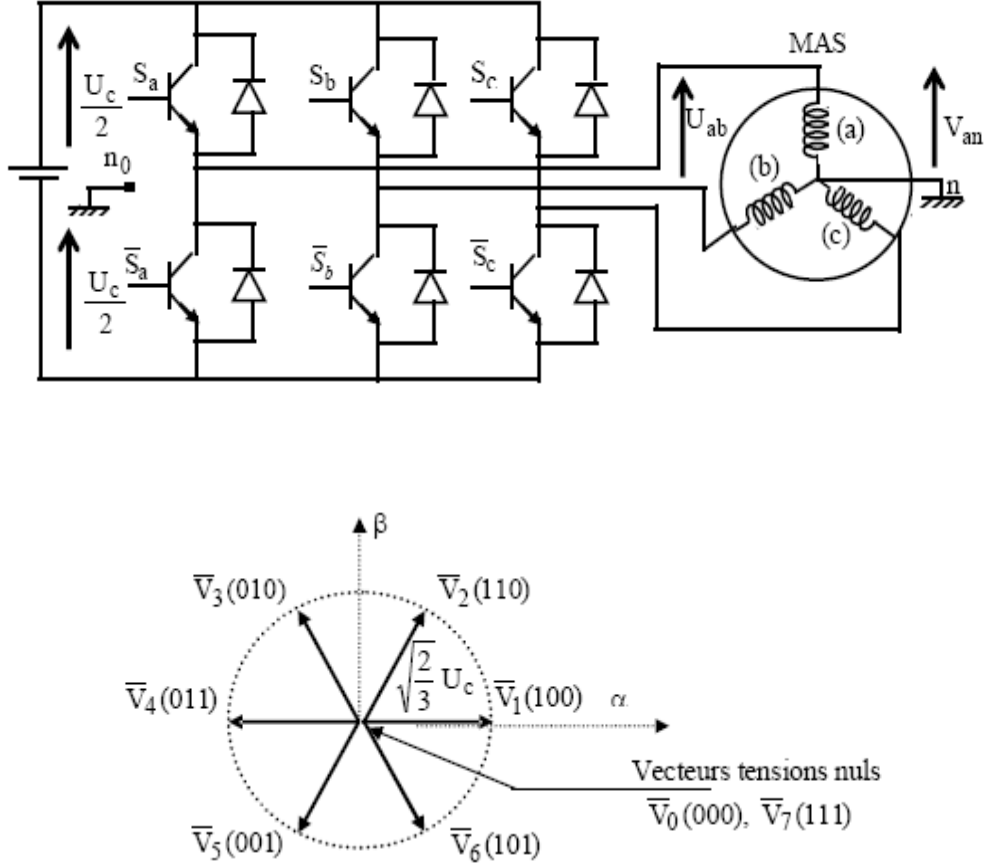


Figure 5-20. Onduleur de tension et vecteurs de tension V_s

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage direct de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur T_e , des vecteurs V_i non nuls, et des vecteurs nuls $\vec{V}_0 \dots \vec{V}_7$. Le vecteur de contrôle a donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe T_e) [135][136].

5.30.2 Le contrôle vectoriel du couple

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator

$$\begin{cases} \bar{v}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{v}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\sigma \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (5-47)$$

A partir des expressions des flux, le courant rotor s'écrit

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \bar{\Phi}_s \right) \quad (5-48)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (5-49)$$

Les équations deviennent :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (5-50)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + \left(\frac{1}{\sigma \delta_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \delta_r} \bar{\Phi}_s \quad (5-51)$$

Ces relations montrent que :

-le vecteur $\bar{\Phi}_s$ peut être contrôlé à partir du vecteur $\bar{v}_s$ à la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ près.

-Le flux $\bar{\Phi}_r$ suit les variations de $\bar{\Phi}_s$ avec une constante de temps $\bar{\Phi}_r$ le rotor agit comme un filtre de constante de temps $\bar{\Phi}_r$ entre les flux $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$

De plus $\bar{\Phi}_r$ atteint en régime permanent :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\bar{\Phi}_s}{1 + j\omega_r \sigma \delta_r} \quad (5-52)$$

En posant $(\Phi_s ; \Phi_r)$ le couple s'exprime par :

$$\Gamma_{elm} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma \quad (5-53)$$

On constate donc que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs Φ_s et Φ_r de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux à partir de V_s en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\Phi}_r$ et donc le couple. Ceci n'est possible que si la période de commutation T_e est très inférieure à Φ_r .

5.30.3 Le contrôle de flux statorique

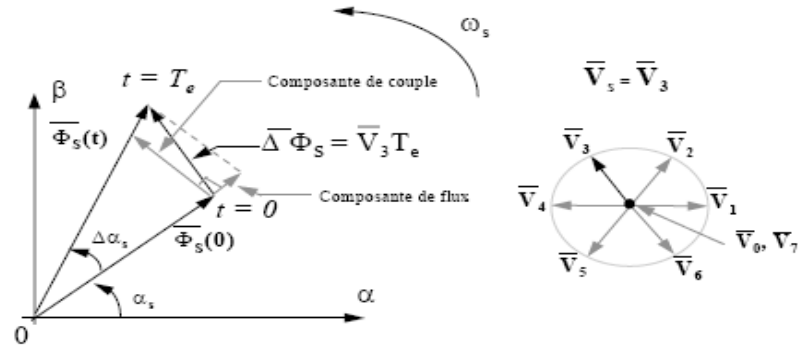
$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (5-54)$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionnée est toujours le même, d'où :

$$\bar{\Phi}_s(t) = \bar{\Phi}_s(0) + \bar{v}_s t - \int_0^t (R_s \bar{I}_s) dt \quad (5-55)$$

Avec la résistance R_s considérée constante au cours du temps.

Si, pour simplifier, on considère la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ comme négligeable devant la tension V_s , On constate alors que sur l'intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$ se déplace sur la droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_e

Figure 5-21. Evolution de l'extrémité de Φ_s

5.31. Présentation de la structure de contrôle

5.31.1.1 Choix du vecteur tension Vs

Le choix du vecteur V_s dépend de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans le référentiel (S), de la variation souhaitée de son module, de son sens de rotation et de la variation du couple.

L'espace d'évolution de $\bar{\Phi}_s$ est décomposé en six zones i , avec $i = [1, 6]$, telle que représentée sur la (figure).

Lorsque le flux se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

Si $\bar{V}_{i+1}$ est sélectionné alors Φ_s croît et C_e croît ;

Si $\bar{V}_{i-1}$ est sélectionné alors Φ_s croît et C_e décroît ;

Si $\bar{V}_{i+2}$ est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e croît ;

Si $\bar{V}_{i-2}$ est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e décroît.

Si $\bar{V}_0$ ou $\bar{V}_7$ sont sélectionnées, alors la rotation du flux $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\Phi}_s$ reste inchangé.

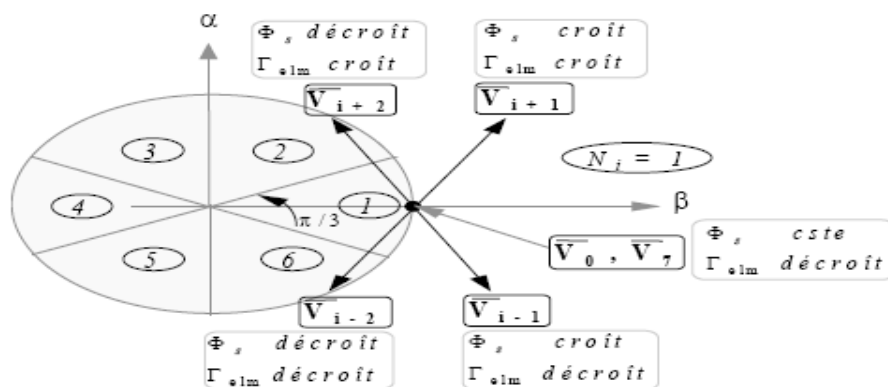


Figure 5-22. Choix du vecteur tension

En début de zone, les vecteurs $\bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i-2}$ sont perpendiculaires à $\bar{\Phi}_s$. Donc une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux Φ_s , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs $\bar{V}_{i-1}$ et $\bar{V}_{i+2}$, il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude Φ_s . En début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Les vecteurs $\bar{V}_i$ et $\bar{V}_{i+3}$ ne sont pas utilisés quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux car la composante du flux est très forte avec un couple nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par apport à leur référence, ainsi que la position du vecteur Φ_s .

Un estimateur de flux en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires

5.32. Commande par linéarisation entrée-sortie

$$\dot{X} = F(X) + g_1 u(t) \quad (5-56)$$

Où

$$X = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}, \omega]^T, \quad u = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T \quad (5-57)$$

Le vecteur d'état x appartient à l'ensemble.

$$\Omega = \{X \in \mathbb{R}^5 : \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 \neq 0\}$$

$$F(X) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \Phi_{r\alpha} + pK\omega \Phi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} + \frac{K}{T_r} \Phi_{r\beta} - pK\omega \Phi_{r\alpha} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - p\omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} - p\omega \Phi_{r\alpha} \\ \frac{pL_m}{JL} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{1}{J} (f_r \omega + T_L) \end{bmatrix} \quad (5-58)$$

$$g_1 = [g_{11}, g_{12}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (5-59)$$

Le système à contrôler, par une loi de commande par linéarisation, doit être de type carré. Par conséquent, on peut choisir la vitesse rotorique et la norme du flux rotorique au carré comme sorties du procédé. Le choix de la norme au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel. Elles sont exprimées sous forme vectorielle par :

$$y = h(x) = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \text{ Avec } \begin{cases} y_1 = h_1(x) = \omega \\ y_2 = h_2(x) = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = \Phi_r^2 \end{cases} \quad (5-60)$$

Les fonctions f , g et h sont analytiques.

La méthode de linéarisation par entrée-sortie est développée à partir de théories de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie.

g-1 Définition 1:

(Dérivée de Lie) La dérivée directionnelle de $h(\%)$ suivant le champ du vecteur $f(x)$ est définie comme suit :

$$L_F h_j(X) = \sum_{i=0}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(X) \quad 5-61)$$

Par itération, on a la relation suivante

$$L_F^i h_j = L_F(L_F^{i-1} h_j) \quad 5-62$$

p : nombre des sorties.

g-2 Définition 2:

(Degré relatif) On appelle vecteur de degré relatif du système non linéaire affine en commande (2.7), le vecteur (ri... rp) vérifiant l'existence d'au moins une dérivée telle que :

$$L_{g_i} L_r^{r_j-1} h_j(X) \neq 0 \quad (5-63)$$

L'élément r , correspond à la première dérivée de faisant apparaître explicitement la commande u dans l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_r^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} L_r^{r_j-1} h_j) u_i \quad (5-64)$$

En appliquant la procédure dans le cas du moteur asynchrone, il est facile de vérifier que les commandes apparaissent pour la première fois dans les dérivées secondes y_x et y_2 .

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = L_F h_1 \\ \dot{y}_2 = L_F h_2 \\ \ddot{y}_1 = L_F^2 h_1 + L_{g_{11}} L_F h_1 u_{s\alpha} + L_{g_{12}} L_F h_1 u_{s\beta} \\ \ddot{y}_2 = L_F^2 h_2 + L_{g_{11}} L_F h_2 u_{s\alpha} + L_{g_{12}} L_F h_2 u_{s\beta} \end{cases} \quad (5-65)$$

Le calcul des dérivées de Lie. On obtient ainsi :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_F^2 h_1 \\ L_F^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_{11}} L_F h_1 & L_{g_{12}} L_F h_1 \\ L_{g_{11}} L_F h_2 & L_{g_{12}} L_F h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5-66)$$

C'est-à-dire une expression de la forme

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = B(X) + A(X)u \quad 5-67)$$

$A(x)$ est la matrice de découplage.

$$\det[A(X)] = -\frac{2pL_m^2}{\sigma L_s^2 L_r T_r} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \quad 5-68)$$

On peut vérifier que la matrice de découplage n'est pas singulière sauf au point de départ, ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles dans l'observation du flux.

Le système possède un vecteur de degré relatif, alors le retour d'état défini par :

$$u = A^{-1}(X)(V - B(X)) \quad 5-69)$$

Découple et linéarité le système. Par conséquent, le système en boucle fermée est équivalent à deux chaînes de deux intégrateurs indépendants :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (5-70)$$

Le vecteur V représente une consigne externe du système linéarité, soit y_r = une trajectoire de référence, V peut être calculé de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_\alpha = -k_{a1}(\omega - \omega_{ref}) - k_{a2}(\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}) + \ddot{\omega}_{ref} \\ v_\beta = k_{b1}(\phi_r^2 - \phi_{ref}^2) - k_{b2}(\dot{\phi}_r^2 - \dot{\phi}_{ref}^2) + \ddot{\phi}_{ref}^2 \end{cases} \quad (5-71)$$

Ce choix conduit à la dynamique

$$\begin{cases} \ddot{e}_1 + k_{a2}\dot{e}_1 + k_{a1}e_1 = 0 \\ \ddot{e}_2 + k_{b2}\dot{e}_2 + k_{b1}e_2 = 0 \end{cases} \quad (5-72)$$

Sur les erreurs de poursuite, Si les k_{ai} et k_{bi} sont respectivement les coefficients des polynômes de Hurwitz, la convergence des erreurs de poursuite est garantie.

En conclusion, la stratégie de commande par linéarisation entrée/sortie, ramène à la linéarisation du système en chaînes d'intégrateurs découplées, suivie d'un placement de pôles[134].

5.33. Commande scalaire du moteur asynchrone

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f (V sur f) qui est la plus utilisée.

5.33.1 Principe de la commande en U/f

Le rapport U/f est constant (mais réglable) ce qui permet de travailler à couple maximal constant (et réglable) sur une plage de fonctionnement donnée. Si l'on souhaite élargir la plage à couple maximal constant il est possible de réduire la valeur U/f par rapport à la valeur nominale, cependant le couple maximal se trouve lui aussi réduit par rapport à sa valeur nominale. C'est le mode de commande le plus utilisé.

Le rapport U/f est automatiquement réglé en fonction de la charge ce qui permet d'économiser de l'énergie et de réduire le bruit de fonctionnement pour les faibles charges.

Ce mode n'est possible que pour les charges à caractéristique de couple quadratique $C=k.N^2$

Fréquence de découplage : le constructeur vous indique cette valeur, c'est la fréquence à laquelle est réalisée la modulation de largeur d'impulsions, plus la fréquence est élevée plus les harmoniques indésirables sont à fréquence élevée mais les pertes en commutation croissent elles aussi avec la fréquence.

Nous cherchons à agir sur une grandeur, le couple, et nous disposons de deux degrés de liberté grâce à notre mode d'alimentation : les tensions sur les phases et la pulsation statorique. Il nous est donc permis

d'optimiser la commande. On peut par exemple essayer de minimiser les pertes Joule rotoriques. Elles peuvent s'exprimer de la manière suivante

$$P_{jr} = 3R'_r I'^2_r. \quad (5-73)$$

Alors, on peut montrer que, pour un couple C donné,

$$P_{jr} = \frac{c^2 R'_r}{3p^2 \Phi_s^2} \frac{R'^2_r}{R'^2 + i_f^2 + \omega_r^2} \quad (5-74)$$

On a déjà vu que la pulsation rotorique sera faible pour un point de fonctionnement donné. On pourra donc supposer

$$R'_r \gg i_f * \omega_r. \quad (5-75)$$

D'où l'expression suivante des pertes Joule rotoriques

$$P_{jr} \approx \frac{c^2 R'_r}{3p^2 \Phi_s^2} \quad (5-76)$$

Dès lors, on justifie immédiatement l'intérêt de piloter notre M.A.S à flux constant égal au flux nominal

$$\Phi_{sN} \approx V_{sN} / \omega_{sN} \quad (5-77)$$

C'est là le principe de la commande en U/f. Le flux va être proportionnel au rapport de la tension aux bornes des phases avec la fréquence statorique. On agira sur la vitesse en commandant la pulsation statorique, tout en gardant ce flux constant. On veillera bien entendu à ne pas dépasser ainsi la tension nominale de la machine [135][136][137]. La loi est résumée dans le schéma suivant :

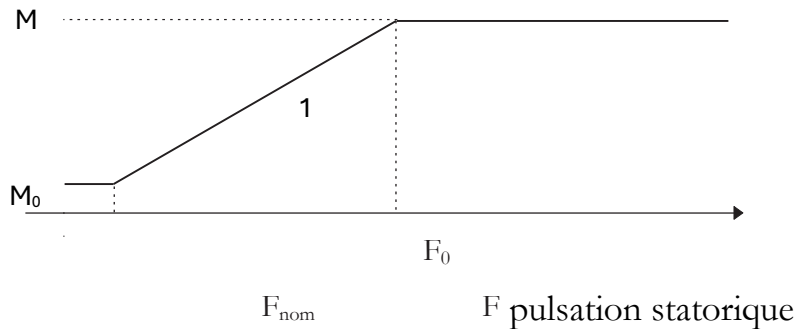


Figure 5-23. Evolution de la tension en loi de commande U/f.

5.34. Contrôle en U/f du moteur asynchrone

Son principe est de maintenir $V/f = \text{Constant}$ ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$C_{\max} = \frac{3p}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (5-78)$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique.

En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) du moteur asynchrone.

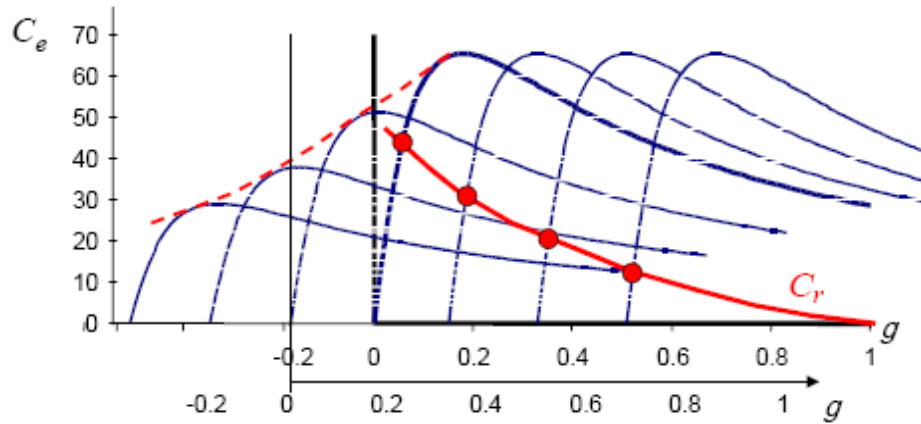


Figure 5-24. Déplacement de la caractéristique Couple -glissement

En fonction de la fréquence d'alimentation Correspond au point de fonctionnement ; intersection entre la courbe du couple de charge et celui du moteur.

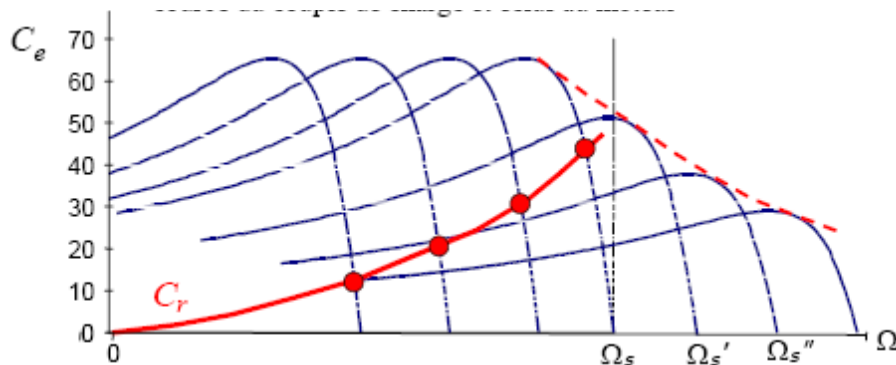


Figure 5-25. Déplacement de la caractéristique Couple -vitesse

En fonction de la fréquence d'alimentation en fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de "dé fluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_s$) A basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 .

Le schéma de commande ci-dessus présente la manière de réguler la vitesse du moteur en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse. Si le moteur est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V/f de la machine.

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f (V sur f) qui est la plus utilisée. [135][136][137]

5.35. Contrôle scalaire de la tension

La différence avec la commande précédente, c'est que c'est un onduleur (commutateur) de courant qui est utilisé. On impose directement des courants dans les phases de la machine. La fréquence du fondamental est calculée de la même manière. La valeur du courant de plateau i_d (courant continu) est égale à une constante près à la valeur efficace du courant imposé i_s . Elle est imposée par régulation à l'aide d'un pont redresseur contrôlé. Le dispositif est plus complexe qu'un contrôle scalaire de la tension.[131][132][133]

$$I_s = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (5-79)$$

$$I_s^* = \frac{\phi_{snon}}{L_s} \sqrt{\frac{1+(\omega_r \tau_r)^2}{1+(\sigma \omega_r \tau_r)^2}} \quad (5-80)$$

5.36. Modélisation et simulation de la chaîne d'alimentation d'un moteur asynchrone

5.36.1 Modélisation du système

Le système étudié est constitué d'un générateur PV, convertisseur DC/DC (hacheur de type survolteur), le convertisseur DC-DC est commandé par un signal à modulation de largeur d'impulsion, un onduleur commandé par la **MLI** et un filtre LC, avec une stratégie de recherche du point de puissance maximale MPPT.

La figure ci-dessous présente le synoptique de l'ensemble du système :

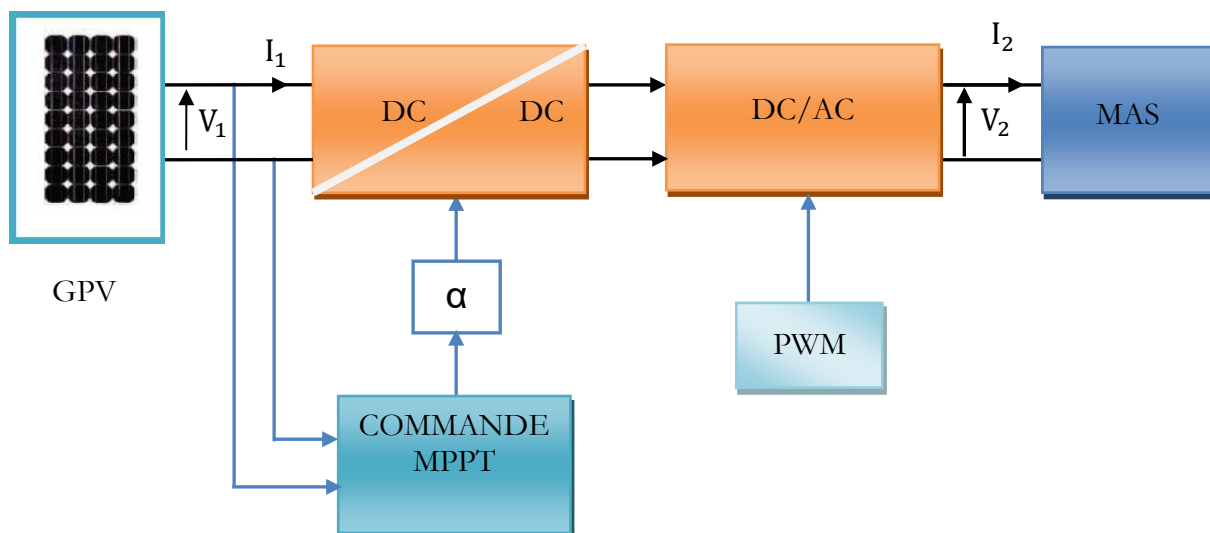


Figure 5-26. Schéma synoptique du système

La commande MPPT délivre l'action de contrôle appropriée afin de suivre le point de puissance maximale en chaque instant. Ce contrôle, dans le cas d'une charge DC, agit directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC[128].

Nous analyserons les caractéristiques électriques du panneau SPR315E de chez SUNPOWER, le module se compose de 96 cellules monocristallines connectées entre elles en série pour produire une puissance de 315W.

A partir de l'équation (5), nous établissons le modèle Simulink du générateur photovoltaïque donné par la figure suivante:

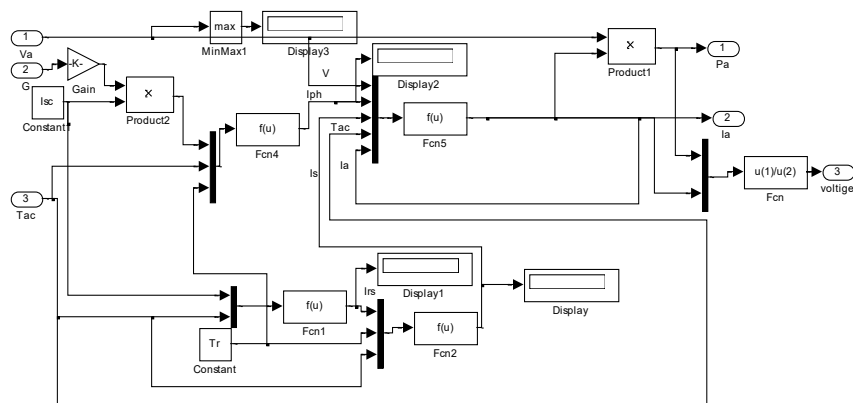


Figure 5-27. Modèle Simulink du générateur photovoltaïque

5.36.1.1 Modélisation de l'algorithme de commande (P&O)

La méthode P&O fonctionne en perturbant périodiquement la tension du panneau V_{pv} , avec une faible amplitude autour de sa valeur initiale (ΔV), et on observe la variation de la puissance P_{pv} qui en résulte [130][139][140].

Ainsi, on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{pv} engendre un accroissement de la puissance P_{pv} c'est-à-dire $\Delta P > 0$, la perturbation de la tension déplace le point de fonctionnement vers un point plus proche du MPP (point de puissance maximal), et on continue à perturber la tension dans la même direction, ceci va déplacer le point de fonctionnement jusqu'à atteindre le MPP.

Si au contraire, la puissance décroît $\Delta P < 0$, le point de fonctionnement s'éloigne du MPP. Alors, on doit perturber la tension avec signe algébrique contraire au signe précédent pour déplacer le point de fonctionnement jusqu'à atteindre le MPP.

A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de la tension sur la caractéristique $P_{pv}(V_{pv})$, il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au MPP, et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance à travers un ordre de commande approprié [128][127] [130].

En résumé, et comme son nom l'indique il est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de V_{ref} .

Le modèle établi sous matlab/simulink est illustré dans la Fig. 4 ou on montre que la valeur de la tension correspond à la valeur de la puissance maximale, cette tension ($V=54,7$) alimente le convertisseur DC/DC.

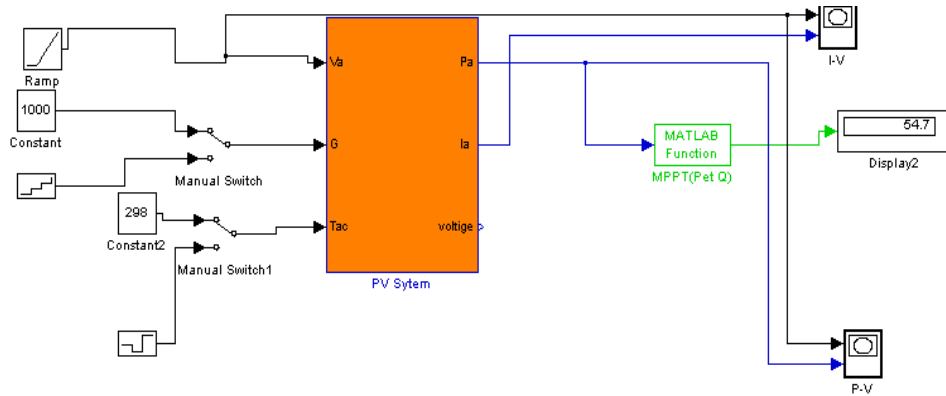


Figure 5-28. Modèle Matlab/Simulink du MPPT (P&O) étudié

5.36.1.2 Modélisation du hacheur boost

Ce type de convertisseur statique permet de convertir une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur. Son rapport de transformation est appelé α , le rapport cyclique (rapport du temps pendant lequel le transistor est fermé, à la période de hachage)[129]:

$$\frac{V_s}{V} = \frac{1}{1-\alpha} \quad \text{avec } \alpha < 1 \quad 5-81$$

Sa forme la plus simple est présentée comme suite

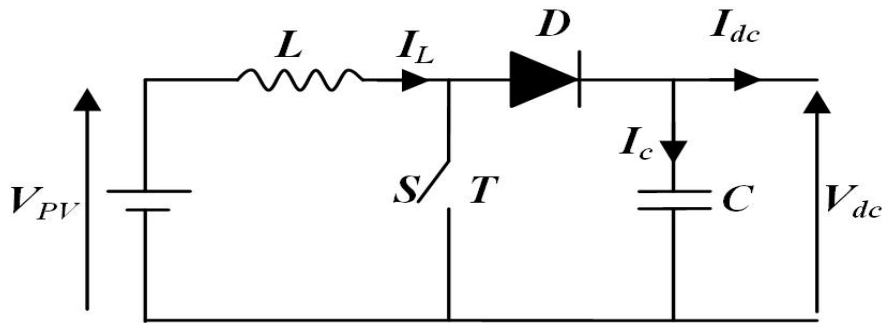


Figure 5-29. Forme simple d'hacheur boost

Sous MATLAB/SIMULINK, le modèle d'hacheur et circuit de commande MLI est réalisé comme indique dans la figure suivante :

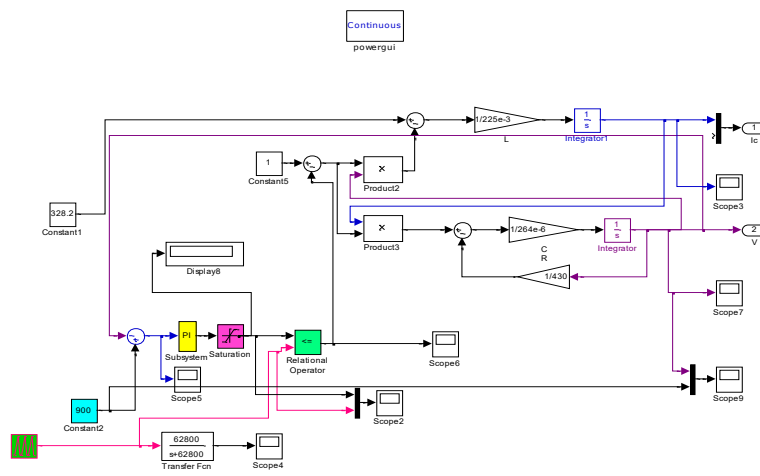


Figure 5-30. Le modèle d'hacheur et circuit de commande

5.36.1.3 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux et de sa commande MLI

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tensions est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs montés en pont. La tension continue est obtenue par un hacheur Boost. L'onduleur est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables [128][140].

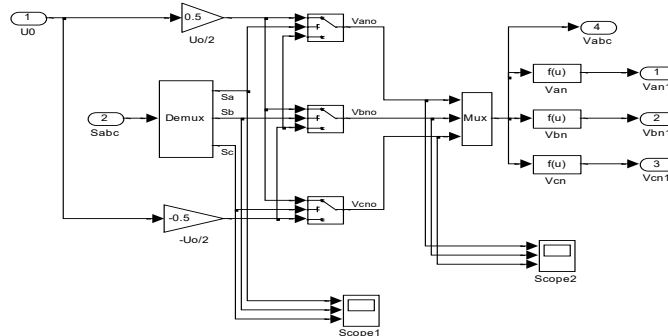


Figure 5-31. Schéma de simulation d'un onduleur triphasé

5.36.1.4 Modélisation d'un moteur asynchrone

D'après la modélisation de l'ensemble chaîne de conversion sous Matlab /Simulink, nous avons modélisé le moteur asynchrone.

Le modèle de la machine asynchrone présenté traditionnellement est un modèle "régime permanent". C'est à dire que la machine est supposée fonctionner en régime établi, qu'elle est alimentée avec un système triphasé de valeur efficace constante et qu'elle tourne à une vitesse constante. Les grandeurs sont alors sinusoïdales et l'approche dans l'espace complexe est valable (vecteurs de Fresnel) [131][132][143].

5.36.1.5 Modélisation de la chaîne de conversion

Nous établissons le modèle Simulink de la chaîne de conversion (GVP, hacheur, onduleur, moteur asynchrone, MLI, P&O, Filtre) donné par la figure suivante [144]:

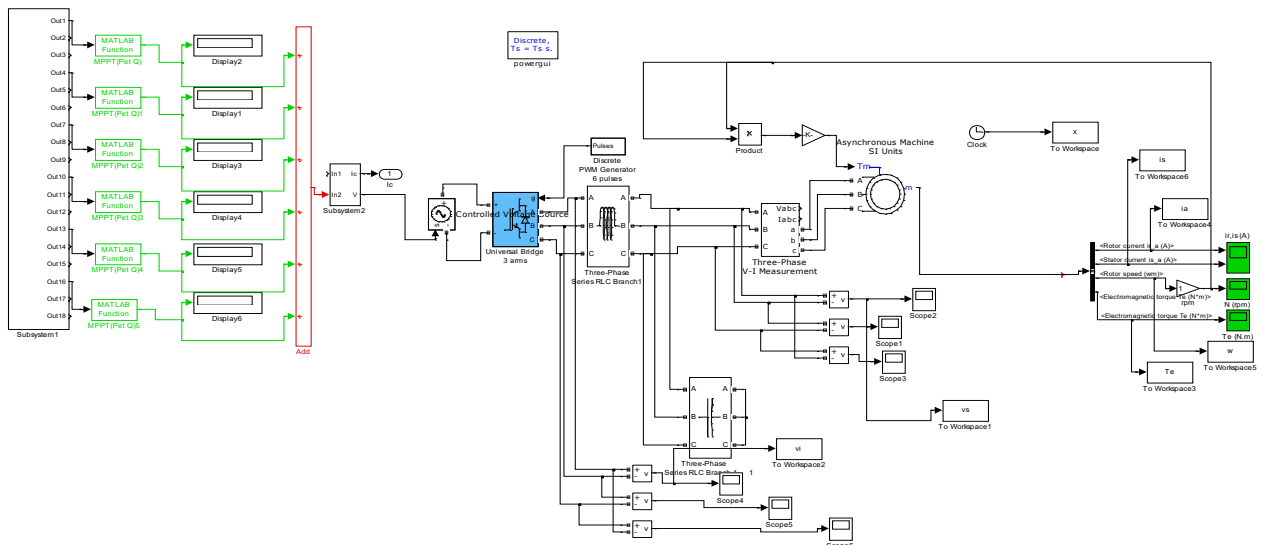


Figure 5-32. L'ensemble chaîne de conversion sous Matlab /Simulink avec un filtre LC et le moteur asynchrone

5.36.1.6 RESULTATS ET DISCUSSIONS

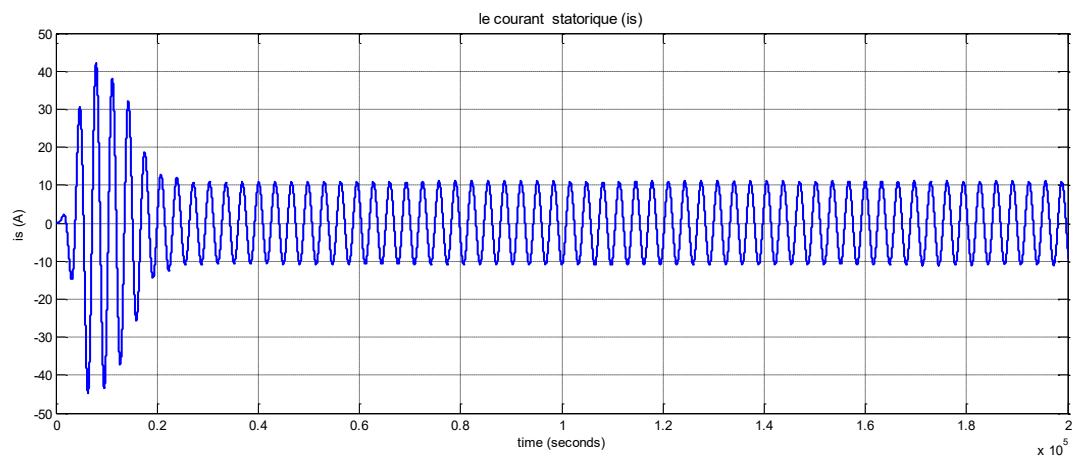


Figure 5-33. Le courant statorique (i_s) en fonction du temps.

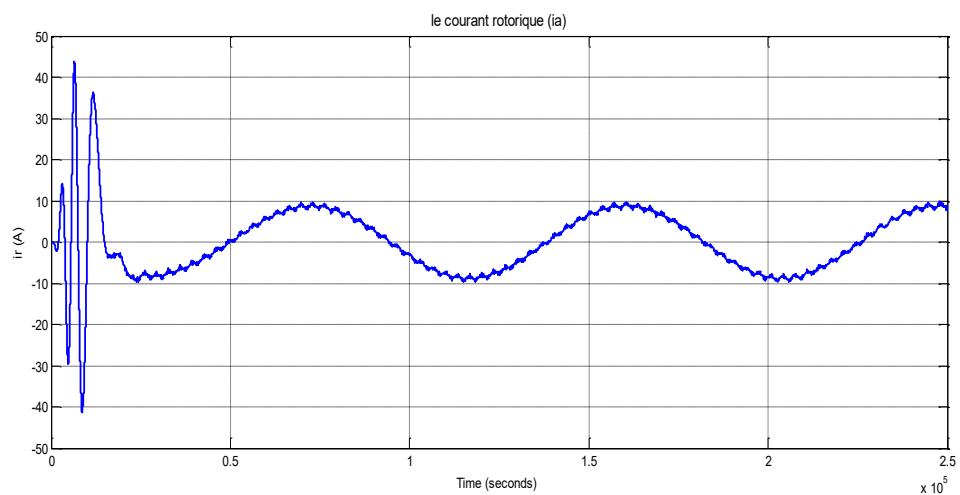


Figure 5-34. Le courant rotorique (i_r) en fonction du temps.

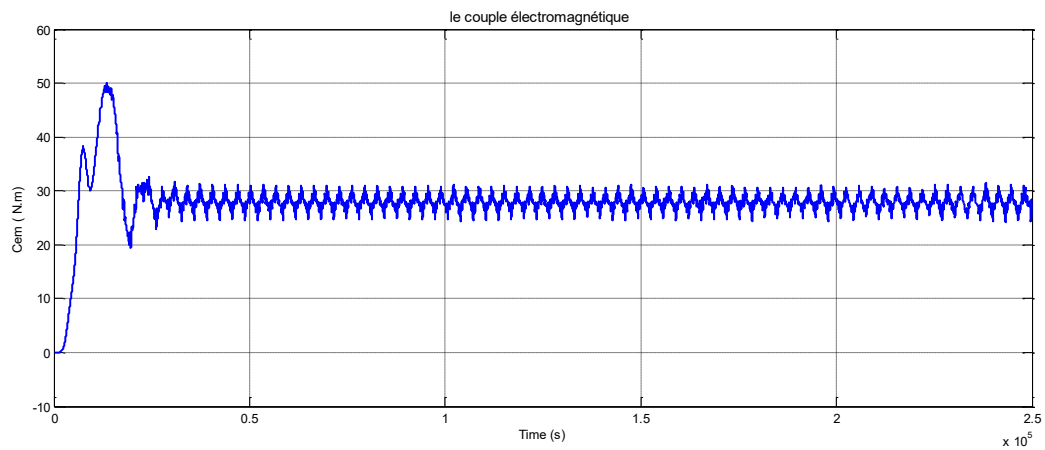


Fig 10. Le couple électromagnétique en fonction du temps.

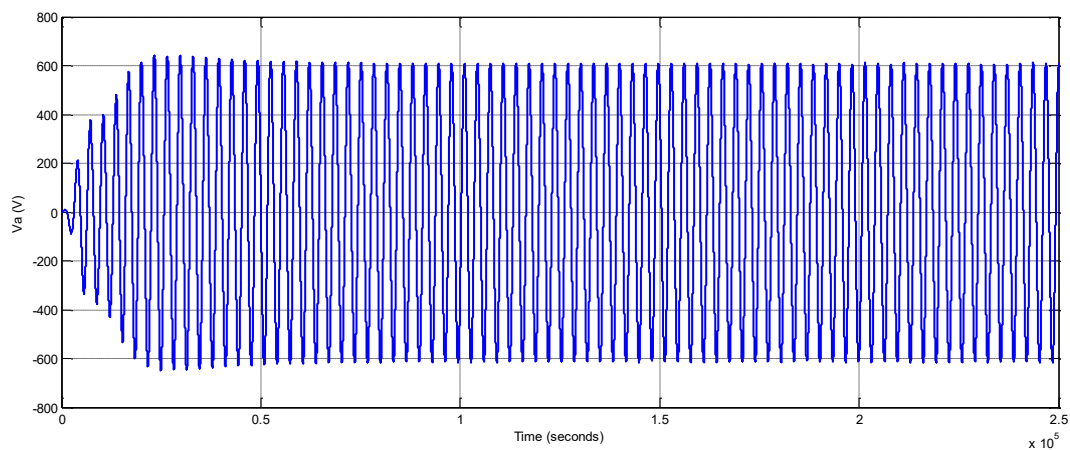


Figure 5-35. La tension (V_s) après le filtre LC.

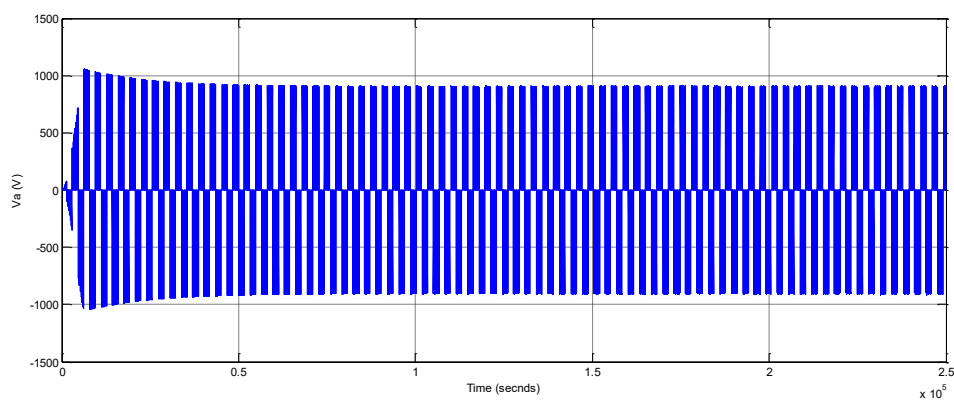


Figure 5-36. La tension (V_i) à la sortie de l'onduleur.

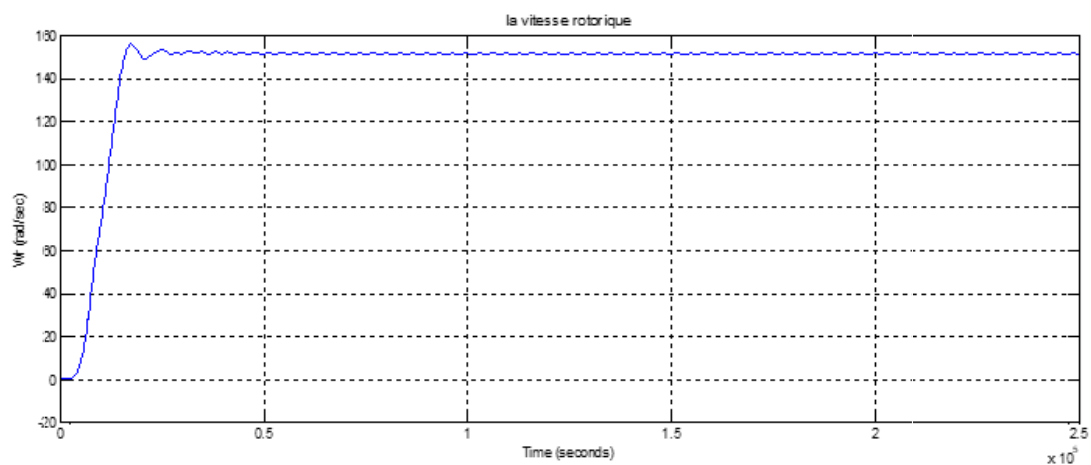


Figure 5-37. La vitesse rotorique en fonction du temps.

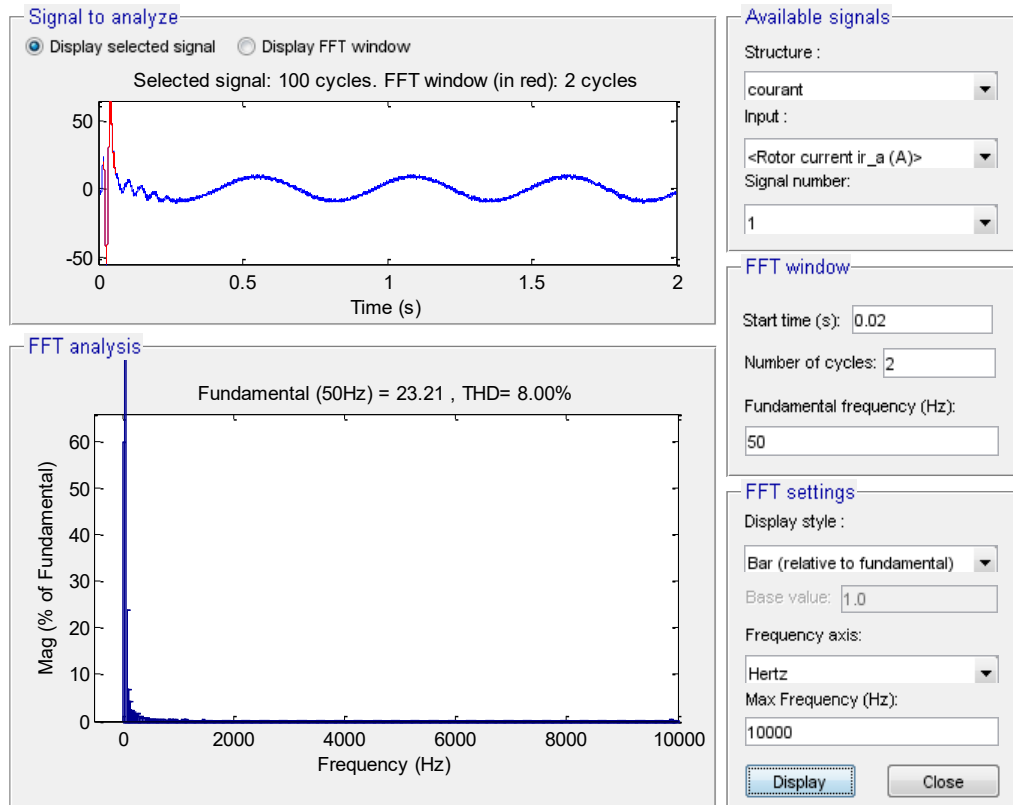


Figure 5-38. Résultat de simulation du signal du courant d'aimantation du moteur.

Pour avoir le meilleur rendement de puissance entre le générateur photovoltaïque (GPV) et la charge, nous avons modélisé l'ensemble de la chaîne de conversion sous Matlab et l'algorithme de recherche du point de puissance maximale (MPPT) a été conçu puis simulé. Il force le générateur GPV à travailler à son Maximum power point (MPP), induisant une amélioration globale du rendement du système de conversion électrique ; bien que satisfaisante par rapport à une connexion directe GPV- charge, une amélioration de l'algorithme P&O peut s'avérer nécessaire dans le cas de brusques chargements de température et d'ensoleillements.

L'hacheur Boost donne une tension continue stable avec un pic au début à cause de la recherche du point maximale de fonctionnement.

Malgré l'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion sinus triangle, on a obtenu à la sortie de l'onduleur des tensions de ligne ne sont pas purement sinusoïdales, à cause des harmoniques qui engendrent des pertes et des échauffements au système PV surtout lors du raccordement de l'onduleur avec le MAS.

Après la simulation du MAS, on a remarqué que :

- la vitesse de rotation du moteur asynchrone va évoluer avec le temps et atteigne sa vitesse nominale (149,6 rad/s) et tourne avec un flux constat dans un temps lent (dépasse 0.4 sec), avec une tendance à osciller à cause de l'inertie des masses tournantes et du coefficient d'amortissement du aux faibles valeurs des flux.
- L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 0.25 sec est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime.
- La tension et le courant qui alimentent le moteur asynchrone présente une forme purement sinusoïdale avec un déphasage acceptable dû à la self du filtre.

- La fréquence de la tension est très proche de la fréquence du réseau ($f_{res}=50.09\text{Hz}$) respectant la caractéristique de commande du moteur asynchrone $U/F=4.4$.
- Les taux de distorsion harmonique après le filtrage ($\text{THD}_{\text{filtre}}=8\%$,) très performant.

5.37. Conclusion

Le but de ce chapitre est de présenter les différents de commande qui s'adapte à l'entraînement de la machine à courant alternatif « moteur asynchrone ». Pour cela, la technique M.L.I a été choisie d'une manière progressive par des études comparatives, en partant de la structure du convertisseur à la forme de l'onde qu'il peut délivrer. Dans notre étude et pour une amélioration de la technique MLI, on a utilisé la technique de modulation d'échantillonnage naturel pour la commande du convertisseur statique. Ce choix a été fait afin d'améliorer les signaux délivrés par l'onduleur ; elle présente aussi une souplesse de commande pour la machine à courant alternatif. De plus, la commande de l'onduleur par la technique M.L.I. donne certains avantages par rapport aux autres techniques étudiées.

- Les résultats présentés dans le tableau (2) montrent que la méthode proposée pour stabiliser la V/f constant permet d'obtenir des résultats d'une grande précision.

- Les types SPWM, SVPWM, DPWM3 et DPWM1 peuvent être utilisés pour toutes les fréquences car le pourcentage de THD du courant est inférieur aux valeurs fixées dans les normes internationales (moins de 5%). Il convient également de noter que le SVPWM est meilleur que les autres types parce qu'il présente un THD de courant inférieur.

- Les résultats montrent que les deux méthodes DPWM_{Max} et DPWM_{Min} ne conviennent pas pour de telles utilisations car le THD du courant est beaucoup plus élevé que les valeurs stipulées dans les normes internationales.

- La technique DPWM0 ne peut être utilisée que lorsque les fréquences sont inférieures ou égales à 40 Hz.

- La technique DPWM2 peut être utilisée pour des fréquences inférieures ou égales à 45Hz.

- Les techniques DPWM_{Max} et DPWM_{Min} ont un nombre d'impulsions inférieur de près de 40 % à celui des autres types de MLI, ce qui permet de réduire les pertes de commutation du même pourcentage. L'augmentation de la fréquence de la porteuse ne permet pas d'améliorer le THD du courant, car le signal de modulation des techniques DPWM_{Max} et DPWM_{Min} n'est comparé au signal de la porteuse que dans sa partie négative pour la technique DPWM_{Max} et dans sa partie positive pour la technique DPWM_{Min} .

À la fin du chapitre, une modélisation et une simulation globale d'un système d'entraînement d'un moteur asynchrone alimenté par un Générateur Photovoltaïque (GPV) ont été présentées. Ce système comprend un hacheur piloté par la technique classique Perturb and Observe (P&O) et un onduleur commandé par une technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM) classique. Les signaux de sortie de l'onduleur sont filtrés par un filtre LC pour atténuer les harmoniques et améliorer la qualité de l'énergie fournie au moteur. Les résultats de la simulation se sont avérés très satisfaisants, comme en témoignent les observations suivantes :

- Tension et courant sinusoïdaux : La tension et le courant alimentant le moteur asynchrone présentent une forme pratiquement sinusoïdale, avec un déphasage acceptable dû à l'inductance du filtre. Cela garantit un fonctionnement fluide et efficace du moteur.
- Fréquence de la tension : La fréquence de la tension de sortie est très proche de celle du réseau électrique standard, avec une valeur mesurée de 50,09 Hz. Cela respecte parfaitement la caractéristique de commande du moteur asynchrone, où le rapport U/F est maintenu à 4,4.
- Performance du filtrage : Le filtre LC a démontré une excellente performance en réduisant significativement les harmoniques. Le Taux de Distorsion Harmonique (THD) après filtrage est de 8 %, ce qui est considéré comme très performant pour ce type d'application.

Ces résultats confirment l'efficacité de la conception du système et la pertinence des techniques de contrôle et de filtrage utilisées. Ils mettent également en évidence la capacité du système à fournir une énergie de haute qualité au moteur asynchrone, tout en respectant les contraintes techniques et les normes de performance requises.

OPTIMISATION ET IMPLEMENTATION DE LA TECHNIQUE DE MLI AVEC REPETITION(RPWM)

Chapitre 6

OPTIMISATION ET IMPLEMENTATION DE LA TECHNIQUE DE MLI AVEC REPETITION(RPWM)

INTRODUCTION

La fonction MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion) ou PWM (Pulse Width Modulation) joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension (ou de courant) de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système. Nos travaux prennent en compte la machine asynchrone commandée à travers l'onduleur de tension deux- niveaux. Plusieurs problèmes importants actuels de ce système à vitesse variable sont liés à la MLI : les pertes par commutation de l'onduleur, le bruit acoustique, les surtensions de ligne, les courants de fuite. Le travail effectué consiste à optimiser la fonction MLI vis-à-vis de ces critères. Par le positionnement de la MLI vis-à-vis de ces éléments, le problème gagne un caractère pluridisciplinaire.

L'entraînement des moteurs asynchrones, des systèmes de pompage photovoltaïque, nécessite une commande bien spécifique qui tienne compte du rapport U/f (tension/fréquence) qui doit être maintenu constant.

Il est bien reconnu que la technique de la modulation en largeur d'impulsion offre un nombre d'avantages par rapport aux autres techniques de commande. Les développements récents de la micro-électronique et des composants de l'électronique de puissance ont éliminé plusieurs contraintes conditionnées par l'application de la commande PWM [109][110]. Il est de ce fait possible de réaliser cette commande en exploitant tous ses avantages.

Les techniques de génération des signaux de commande PWM (pulse Width Modulation) appliquées dans ces systèmes nécessitent un énorme espace mémoire et présentent des limitations du calcul en cas d'élimination des harmoniques [1]. Donc pour remédier à ces problèmes on propose dans ce travail l'application d'une technique basée sur la répétition des segments de données d'un signal de référence haché, dont chaque segment est l'image en rapport cyclique (pourcentage d'utilisation ou de mise en ouverture) de la tension de sortie (conversion tension alternative en rapport cyclique)[47][48]. Nous présentons aussi, dans ce travail, un nouveau concept de génération de la PWM, basé sur un microcontrôleur et une mémoire EPROM de donnée extérieure adressée par des circuits PAL (programmé par le logiciel de programmation des circuits programmables PALASM) qui assurent en plus la synchronisation, pour nous donner les avantages suivants :

- Augmenter le nombre de commutation par période sans recourir à un espace mémoire supplémentaire ;
 - Améliorer la réponse spectrale par le rejet des harmoniques vers les fréquences élevées (multiplication du rang d'harmoniques) ;
 - Travailler avec un intervalle de fréquence très grand [10Hz-50Hz] et avec un pas de fréquence très petit ;
 - Améliorer l'onde du courant (forme sinusoïdale sans perturbation) ;
 - Avoir une commande silencieuse au niveau du moteur.
-

6.1. PRINCIPE DE LA COMMANDE PWM

Le signal de référence de commande est obtenu par une conversion de signal sinusoïdal en rapport cyclique dont il est divisé en m segment ou chaque segment est convertit en une forme numérique en n bits pour représenter l'état de fermeture et d'ouverture des interrupteurs du pont (t_{on} , t_{off}) [40][42].

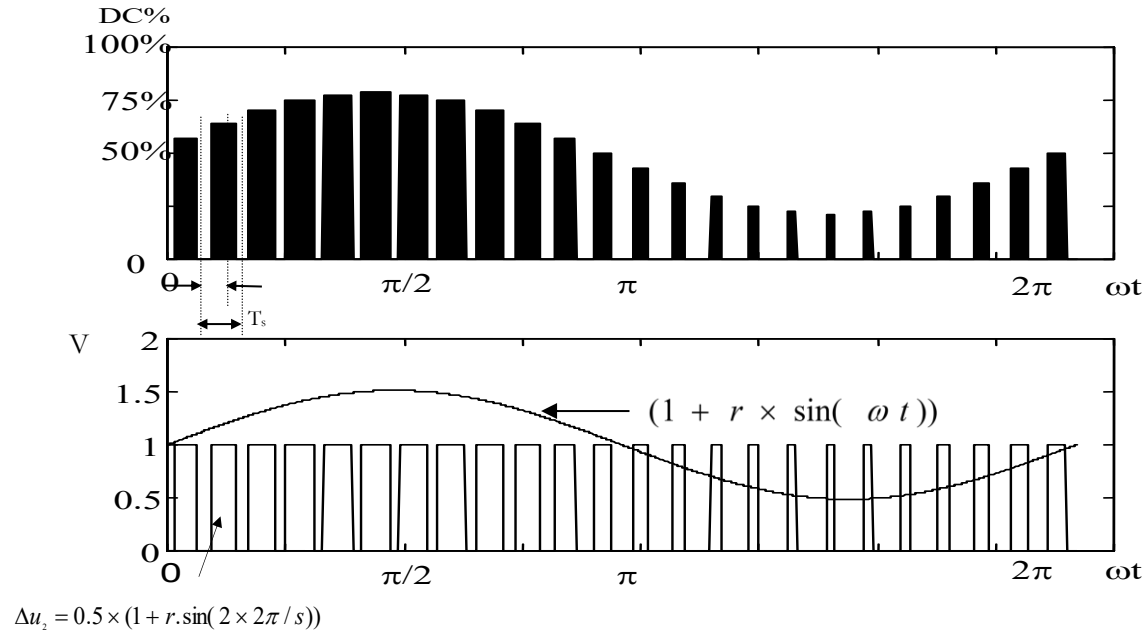


Figure 6-1 : Principe de la commande PWM utilisé

La tension de phase en point milieu du pont (figure 2) est donnée par :

$$V_u = V_{dc} \cdot \Delta u \quad (6-1)$$

Δu : le rapport cyclique de la phase u (% de mise en ouverture).

$$\Delta u = t_{on} / T_s \quad (6-2)$$

T_s : la durée d'un segment (période d'échantillonnage).

$$t_{on} = \frac{\pi}{s} \cdot (1 + r \cdot \sin(\frac{2\pi}{s} \cdot i)) \quad (6-3)$$

La tension du moteur est maximale quand le rapport cyclique Δu varie de 0% à 100% (le pourcentage de modulation en profondeur $K=100\%$) et elle est minimale (nulle) quand le rapport cyclique Δu ne varie pas c.à.d fixé à 50% (la profondeur $K=0\%$).

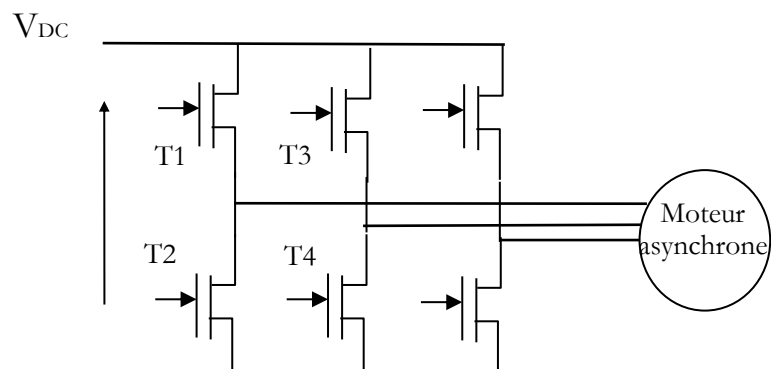


Figure 6-2: Schéma de principe de l'étage de puissance du convertisseur onduleur triphasé

6.2. ETUDE MATHEMATIQUE DE LA MODULATION PWM

Les coefficients de série de Fourier de la tension de branche sont donnés par les deux formules suivantes :

$$a_n = \frac{E}{n\pi} \left(1 + \sum_{i=1}^{m-1} (-1)^i \times \cos(n \times \theta_i) \right) \quad (6-4)$$

$$b_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=1}^{m-1} (-1)^{i+1} \times \sin(n \times \theta_i) \right) \quad (6-5)$$

a_n, b_n = Coefficient de Fourier

θ_i = Les instants de commutation

m = Nombre d'instant de commutation par période

n = Rang des harmoniques

E = Valeur de la tension DC appliquée.

$$\begin{cases} \theta_{2p} = k \times 2\pi/24 \\ \theta_{2p+1} = \theta_{2p} + \pi/24 \left(\sin k \times \frac{2\pi}{24} + 1 \right) \end{cases}$$

avec $k \in \mathbb{N}$

Dans notre cas d'utilisation d'un pont triphasé de puissance, nous utilisons les équations des tensions de lignes (tension entre deux points milieu du pont) qui sont données 6-6 par les équations 6 et 7 [40][48].

$$a_n = \frac{\sqrt{3}E}{n\pi} \left(1 + \sum_{i=1}^{m-1} (-1)^i \times \cos(n \times \theta_i) \right) \quad \text{ou} \quad n \neq 3 \times k \quad (6-7)$$

$$b_n = \frac{\sqrt{3}E}{n\pi} \left(\sum_{i=1}^{m-1} (-1)^{i+1} \times \sin(n \times \theta_i) \right) \quad \text{ou} \quad n \neq 3 \times k \quad (6-8)$$

Dans la figure 3 on présente le spectre de l'onde PWM pour les deux fréquences 10 Hz et 45 Hz pour un nombre de segments (échantillon) égale à 24 donc $m=48$.

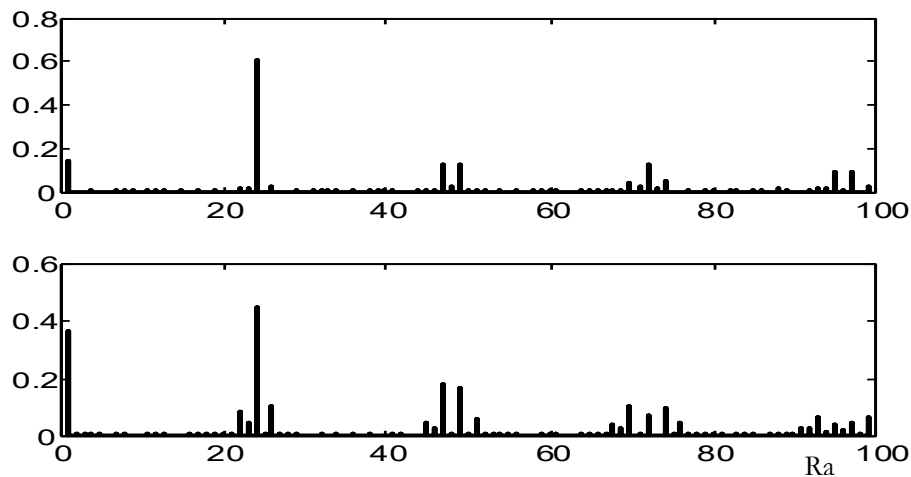


Figure 6-3. Spectre de signal modulé en PWM pour $f=10$ et 45 Hz

6.3. Principe de variation de la fréquence du signal

Pour produire un signal de basse fréquence (relativement à la fréquence de référence) on produit une séquence de répétition de chaque segment n fois ; calculer de telle façon on obtient la fréquence exigée par le système. La figure 4 présente, en pourcentage du rapport cyclique, une onde répétée 3 fois.

La variation de la fréquence est obtenue par la variation de la fréquence de signal de modulation. La fréquence du signal de commande est calculée par la formule suivante :

$$F = \frac{f}{n.m.r} \quad (6-9)$$

- n : nombre de bit.
- m : nombre de segment.
- r : nombre de répétition.
- f : fréquence de génération de données.

Pour définir les rapports cycliques des 6 interrupteurs de l'étage de puissance on calcule les données pour (T1, T3, T5) et les interrupteurs d'opposition sont complémentaires.

6.4. Spectre des différents signaux générés par répétition à partir d'un même signal de référence.

On présente dans la figure 5 le spectre d'une onde répétée 2 fois en (a) et 3 fois en (b). On remarque pour chaque répétition de signal de référence on obtient un décalage de rang des harmoniques par 24 sans aucune modification dans la forme du spectre, ce qui nous donne une bonne amélioration dans la réponse spectrale.

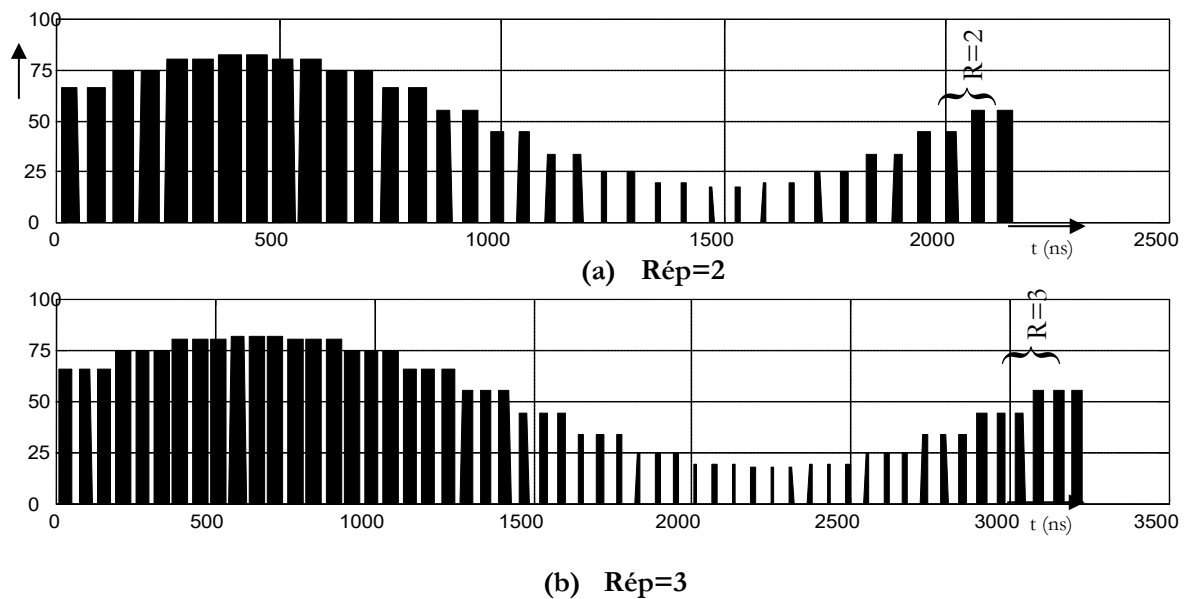


Figure 6-4 : L'onde de commande avec répétition (a) $R=2$ (b) $R=3$

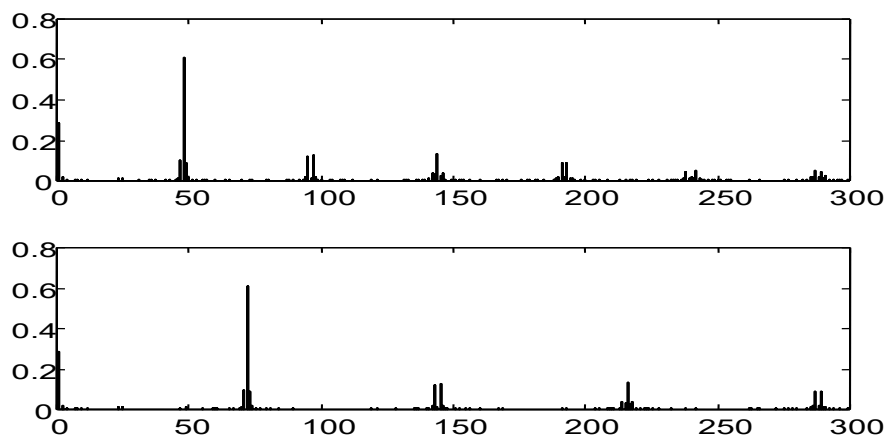


Figure 6-5. Spectre de signal de commande et un signal répété

6.5. Déphasage des instants de commutation

Les instants de commutation peuvent être choisis d'une manière spécifique ou modifiés pour chaque élément du pont, par exemple il est possible d'ouvrir les interrupteurs en même temps et les fermer respectivement tenant compte du rapport cyclique (figure 6).



Figure 6-6: Les états des interrupteurs du pont alignés

Une autre forme pour générer les mêmes données avec les mêmes rapports cycliques et de centrer l'ouverture des interrupteurs par rapport au milieu des données d'un segment (fig. 7).



Figure 6-7: Les états des interrupteurs du pont centrés

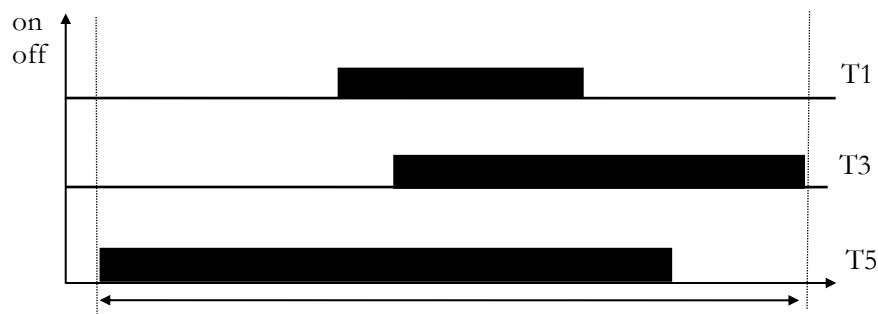


Figure 6-8: Les états des interrupteurs du pont

Plusieurs possibilités peuvent être choisies pour générer ces vecteurs. Le bruit acoustique du moteur dépend de ce choix, par exemple la forme de données montrées à la figure 8 donne une large perturbation du courant et un très grand bruit du moteur par contre la figure 7 donne un bon résultat, moteur silencieux et un courant sans perturbation (sinusoïdal).

Quand les trois interrupteurs (T1, T3, T5) sont ouverts ou fermés simultanés, aucune énergie n'est transmise au moteur. Donc une autre possibilité de commande peut être choisie de telle sorte qu'on remplace les états ON simultanés par des états OFF fig. 9. Dans ce cas, 2 interrupteurs du pont ne sont pas commandés (commande permanente) donc les pertes par commutation sont réduites.

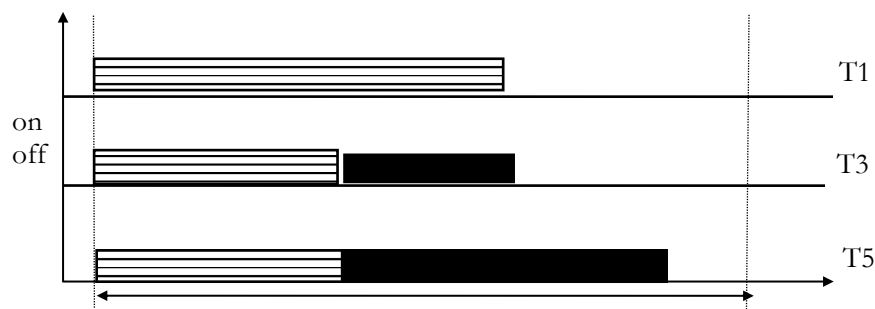


Figure 6-9: Les états des interrupteurs du pont avec correction

Les figures (7,8,9) montrent les différentes possibilités du choix pour commander les interrupteurs du pont. On note aussi que les perturbations du courant et le bruit acoustique du moteur dépend de ces choix.

Pour l'énergie transmutée au moteur dans le cas où les interrupteurs ne sont pas dans le bon état, la règle est de maximiser les instants de commutation au bon moment (cas où un des 3 interrupteurs en état différent des 2 autres, ou minimum).

Pour bien comprendre l'aspect de répétition des signaux M.L.I (**M.R.L.I**) et leur influence sur le spectre on a développé les formules qui calculent les coefficients de Fourier et les programmés par Matlab et les comparés à celle de la simulation afin de valoriser la formule mathématique obtenue.

6.6. Répétition R fois

Rappelons la formule calculant les coefficients de Fourier de la tension de branche d'un signal de commande PWM.

$$\begin{cases} a_n = \frac{E}{n\pi} \left(1 + \sum_{i=1}^{m-1} (-1)^i \times \cos(n \times \theta_i) \right) \\ b_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=1}^{m-1} (-1)^{i+1} \times \sin(n \times \theta_i) \right) \end{cases} \quad (6-10)$$

a_n, b_n = Coefficient de Fourier

θ_i = les instants de commutation

m = nombre d'instant de commutation par période

n = rang des harmoniques

E = valeur de la tension DC appliquée.

$$\begin{cases} \theta_{2p} = k \times 2\pi / 24 \\ \theta_{2p+1} = \theta_{2p} + \pi / 24 (\sin k \times 2\pi / 24 + 1) \end{cases} \quad \text{avec } k \in N \quad (6-11)$$

Pour une répétition de segment, de ce même signale, de R fois avec un rapport cyclique variable θ [3,4], on peut calculer les coefficients de Fourier de la façon suivante :

$$a_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} \cos \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R.i + k) \right) - \cos \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R.i + k) + \theta_i \right) \right) \right) \quad (6-12)$$

$$b_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} \sin \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R.i + k) \right) - \sin \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R.i + k) + \theta_i \right) \right) \right) \quad (6-13)$$

On remplace θ_i par sa valeur :

$$a_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} \cos \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R.i + k) \right) - \cos \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R.i + k) + \frac{\pi}{S.R} (1 + r \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} i)) \right) \right) \right) \quad (6-14)$$

$$b_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} \sin \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R.i + k) \right) - \sin \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R.i + k) + \frac{\pi}{S.R} (1 + r \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} i)) \right) \right) \right) \quad (6-15)$$

On peut simplifier la représentation mathématique des a_n et b_n comme suit :

$$\begin{cases} a_n = \frac{E}{n\pi} \left(1 + \sum_{k=1}^{R-1} \cos \left(\frac{k \cdot 2\pi}{S \times R} \right) + \sum_{i=1}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} (-1)^i \times \cos \left(n \cdot \left(\frac{k \cdot 2\pi}{S \times R} + \theta_i \right) \right) \right) \\ b_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{k=1}^{R-1} \sin \left(\frac{k \cdot 2\pi}{S \times R} \right) + \sum_{i=1}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} (-1)^{i+1} \times \sin \left(n \cdot \left(\frac{k \cdot 2\pi}{S \times R} + \theta_i \right) \right) \right) \end{cases} \quad (6-16)$$

avec:

$$\begin{cases} \theta_{2p} = 2 \cdot p \times \frac{2\pi}{S} \\ \theta_{2p+1} = \theta_{2p} + \frac{\pi}{S \times R} \cdot (1 + r \times \sin((2p + 1) \times 2\pi / S)) \end{cases} \quad \text{avec } k \in N \quad (6-17)$$

6.7. Résultat par simulation et par calcul :

Sur la figure 2 on présente le spectre simulé d'un signal PWM répété 2 et 3 fois et de la même manière on présente sur la figure 3 du spectre calculé.

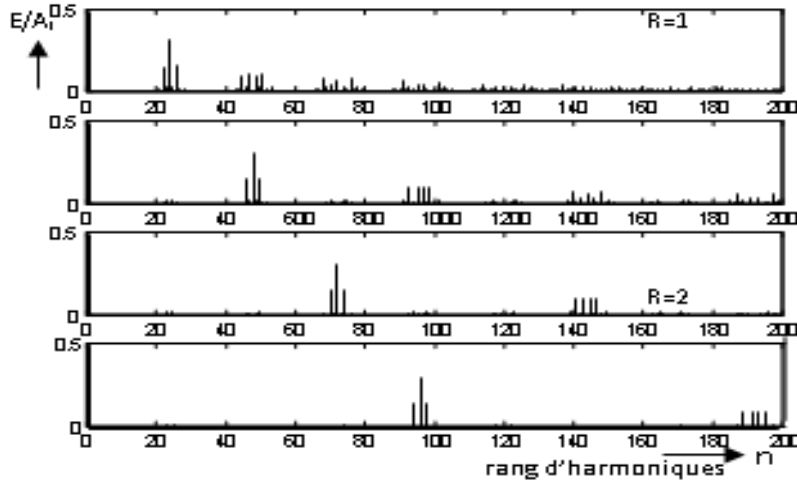


Figure 6-10 : Spectre d'un signal répété obtenu par calcul

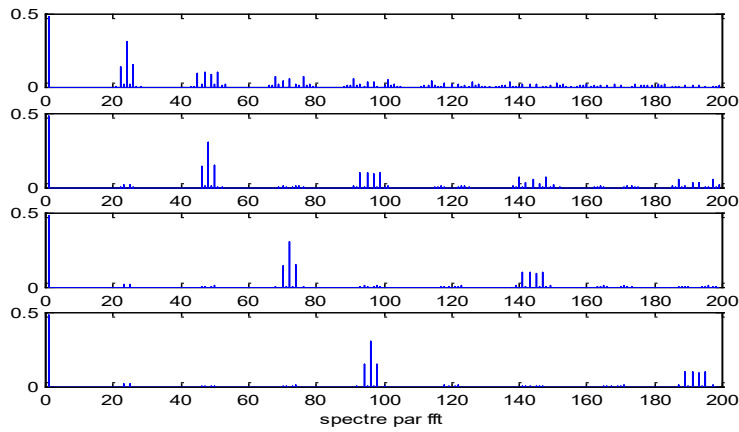


Figure 6-11 : Spectre d'un signal répété obtenu par simulation

6.8. Répétition alternée

Aussi pour améliorer le pas d'incrément à la plage de 50 Hz on propose une nouvelle procédure de répétition alternée c.à.d répété les segments de signal PWM alterné avec deux valeurs différentes (pour les segments pairs et impairs)[38].

Pour une répétition alternée des segments de R_1 et R_2 les coefficients de Fourier se calculent de la manière suivante :

$$R = (R_1 + R_2) / 2$$

$$a_n = \frac{E}{n\pi} \left\{ \sum_{i=0}^{m/2-1} \left(\sum_{k=0}^{R_1-1} (-1)^i \cos(n\theta_i) + \sum_{k=0}^{R_2-1} (-1)^i \cos\left(n \left(\frac{2\pi}{S.R} R_1 + \theta_i \right) \right) \right) \right\} \quad (6-18)$$

$$b_n = \frac{E}{n\pi} \left\{ \sum_{i=0}^{m/2-1} \left(\sum_{k=0}^{R_1-1} (-1)^{i+1} \sin(n\theta_i) + \sum_{k=0}^{R_2-1} (-1)^{i+1} \sin\left(n \left(\frac{2\pi}{S.R} R_1 + \theta_i \right) \right) \right) \right\} \quad (6-19)$$

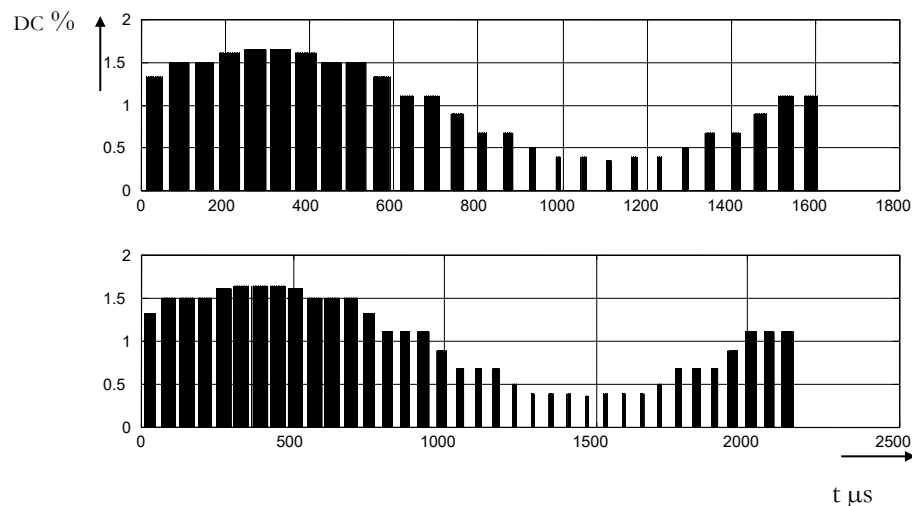


Figure 6-12: Signal de commande avec répétition alternée

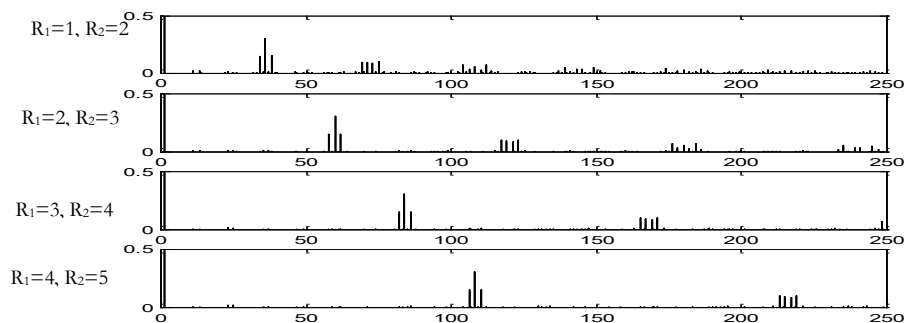


Figure 6-13 : Spectre d'un signal alternativement répété obtenu par formule

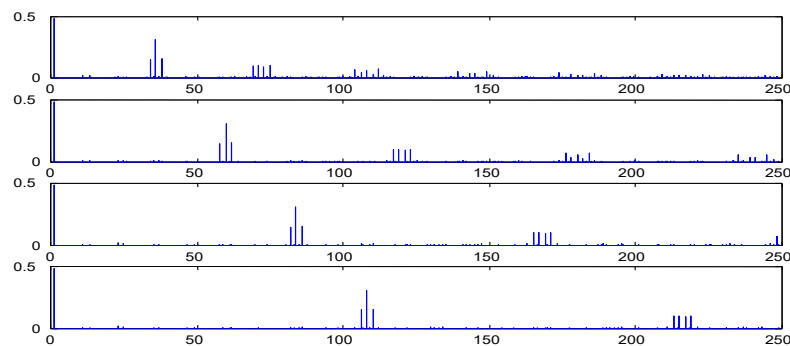


Figure 6-14 : Spectre d'un signal alternativement répété obtenu par simulation

On remarque que l'application de la répétition alternée provoque une légère influence sur le spectre avec l'apparaissent des sous porteuses multiples de nombre de segment divisé par deux. Mais vu leurs valeurs négligeables on peut considérer cette procédure comme une nouvelle méthode de génération des signaux PWM peut être utilisée pour une grande précision, Dont la fréquence du signal désiré se calcule :

$$F = (2.f)/(n.m.(R_1 + R_2)) \quad (6-20)$$

6.9. Facteur de perte

Le facteur de perte est un des principaux indices de performance dans la stratégie de commande PWM dont la solution optimale est obtenue avec la minimisation de cette quantité. La formule de cette dernière est la suivante :

$$\sigma = \sqrt{\sum_{n=2}^Q \left(\frac{V_n}{n} \right)^2} \quad (6-21)$$

$Q=10N$; N : nombre de commutation par 1/4 de période [6]. Pour notre cas $Q=5 \times S \times R$.

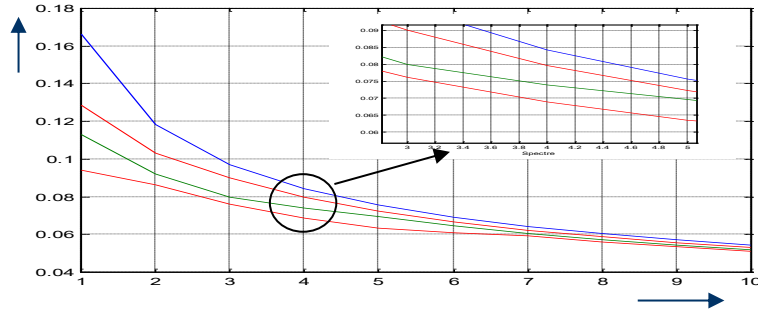


Figure 6-15 : Facteur de perte en fonction du nombre de répétition.

On remarque bien, que le facteur de perte diminue avec l'augmentation du nombre de répétition et aussi ce facteur s'améliore avec l'augmentation de l'équerre entre les valeurs des deux répétitions, des segments paire et impaire. Donc pour optimiser la commande PWM avec répétition alternée on procède à un choix entre le facteur de perte et la valeur des harmoniques parus.

6.10. Répétition alternée d'amplitude variable

Pour générer des signaux de commande à amplitude intermédiaire sans recourir à des données supplémentaires on procède à une génération alternée des données des signaux de référence les plus proches avec une profondeur variable r_m .

6.11. Principe de technique d'amplitude variable

Le principe de génération des signaux de commande d'amplitude variable basé sur la génération alternée des segments pair et impair des deux signaux de commande de référence obtenus par l'échantillonnage des deux signaux d'amplitudes différentes comme le montre la figure 1.

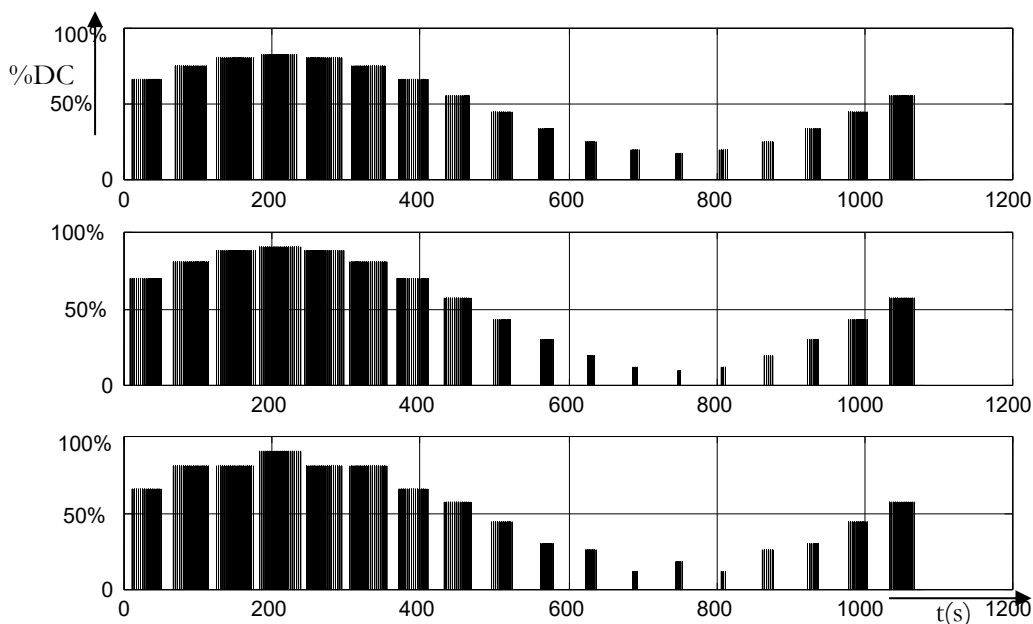


Figure 6-16 : Exemple d'un signal de commande

(c) obtenu à partir de deux signaux de référence à amplitude différente (a) et (b)

6.12. Etude mathématique

Le développement en série de Fourier du signal composé peut être obtenu par la formule suivante; développée à partir de l'équation de la technique RPWM.

$$a_n = \frac{E}{n\pi} \left\{ \sum_{i=0}^{m/2-1} \left(\sum_{k=0}^{R1-1} \cos \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R.(2.i) + k) \right) \right. \right. \\ \left. \left. - \cos \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R.(2.i) + k) + \frac{\pi}{S.R} (1 + r_1 \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} (2.i))) \right) \right) \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{k=0}^{R2-1} \cos \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R_1 + R.(2.i) + k) \right) \right. \right. \\ \left. \left. - \cos \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R_1 + R.(2.i) + k) + \frac{\pi}{S.R} (1 + r_2 \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} (2.i+1))) \right) \right) \right) \right\} \quad (6-22)$$

$$b_n = \frac{E}{n\pi} \left\{ \sum_{i=0}^{m/2-1} \left(\sum_{k=0}^{R1-1} \sin \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R.(2.i) + k) \right) \right. \right. \\ \left. \left. - \sin \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R.(2.i) + k) + \frac{\pi}{S.R} (1 + r_1 \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} (2.i))) \right) \right) \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{k=0}^{R2-1} \sin \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R_1 + R.(2.i+1) + k) \right) \right. \right. \\ \left. \left. - \sin \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R_1 + R.(2.i+1) + k) + \frac{\pi}{S.R} (1 + r_2 \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} (2.i+1))) \right) \right) \right) \right\} \quad (6-23)$$

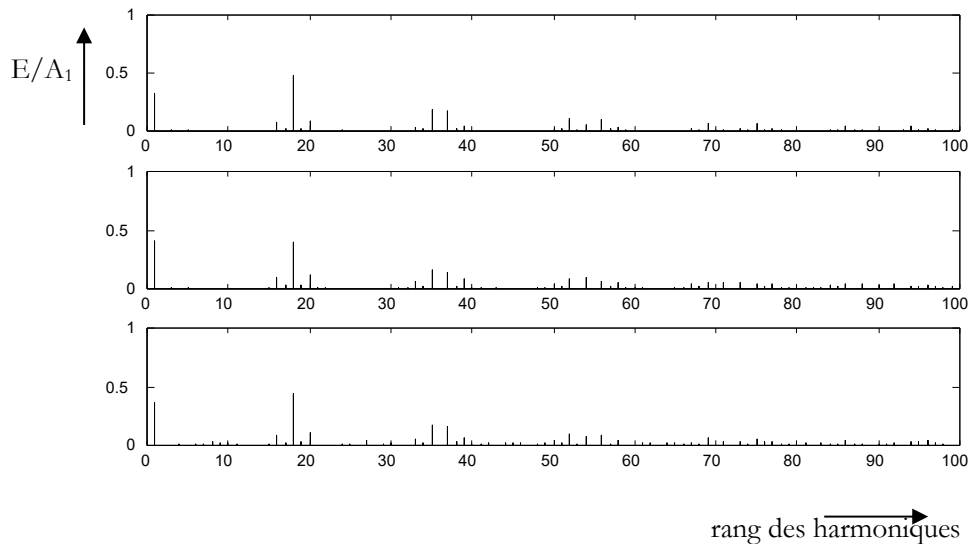


Figure 6-17 : Spectre des signaux de commande de la Figure 6-16

On présente sur la figure 3 le spectre des signaux de commande composés à partir de deux signaux d'amplitude différente r_1 et r_2 dont Δr et la différence entre les deux dernières amplitudes.

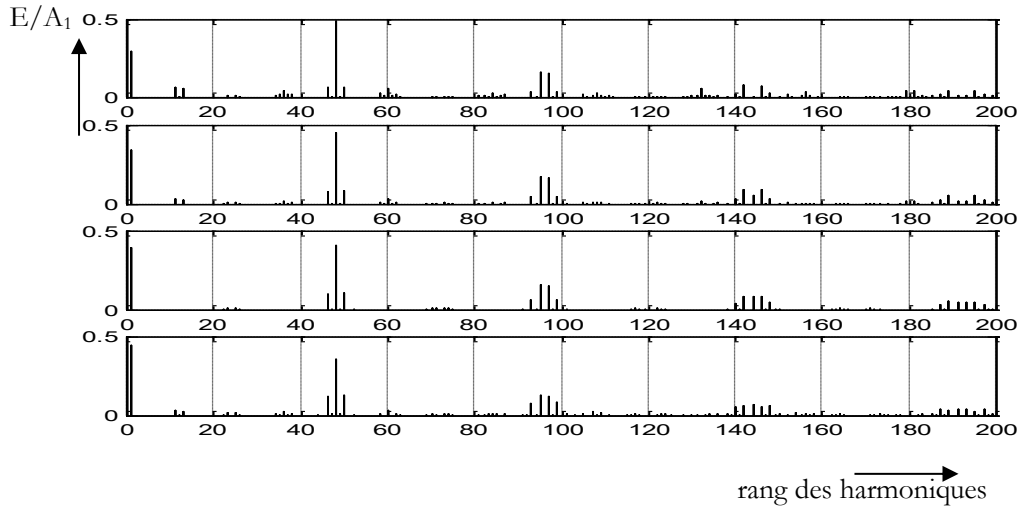


Figure 6-18 : Spectre des signaux composés pour différent Δr (a) $\Delta r = 0.2$, (b) $\Delta r = 0.1$, (c) $\Delta r = 0$, (d) $\Delta r = -0.1$

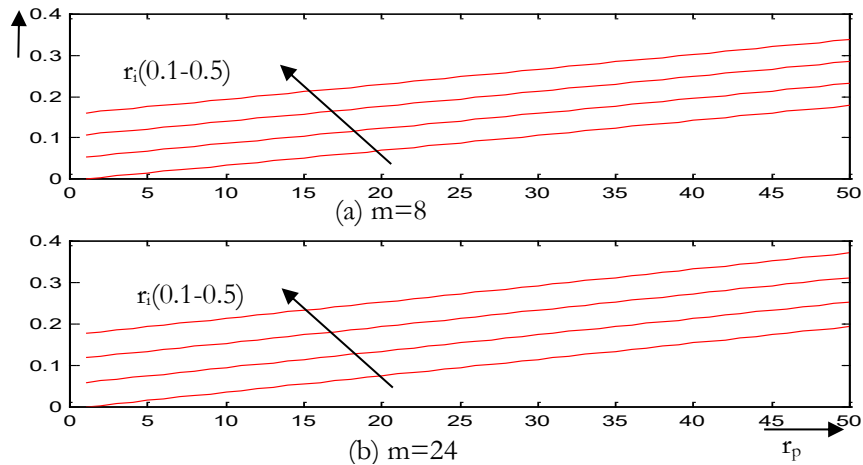


Figure 6-19 : Valeur de l'amplitude du fondamental pour quatre valeurs différentes de r_i en fonction de r_p pour $m=8$ et 24

La valeur du fondamental du signal composé pour un r_i donnée en fonction de r_p peut être calculée de la fonction de la droite

$$A_1 = a.R_p + b.R_i \quad (6-24)$$

$$a = 0.592, \quad b = 0.3959 \quad (6-25)$$

r_i : amplitude de signal qui forme les segments pairs.

r_p : amplitude de signal qui forme les segments impairs.

Dont la constante 'a' dépend du nombre de segments ou échantillon comme la montre sur la figure 6-21.

La valeur du fondamental dépend de la différence du nombre des répétitions des segments pairs et impairs comme la montre la figure 6-20.

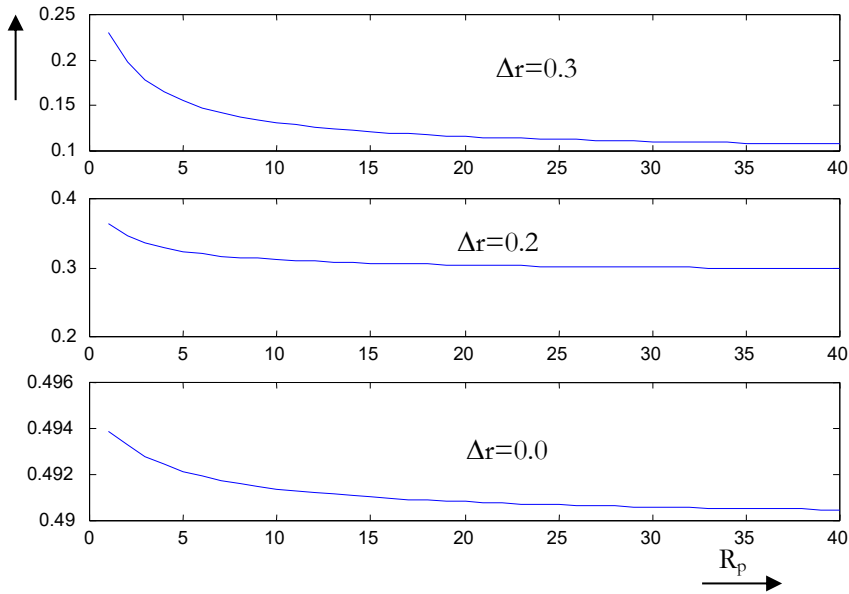


Figure 6-20 : Amplitude du fondamental en fonction du nombre de répétition des segments pairs (R_p) pour trois différentes valeurs de Δr

(a) $r_1=0.5$ $r_2=0.1$ (b) $r_1=0.5$ $r_2=0.3$ (c) $r_1=0.5$ $r_2=0.5$

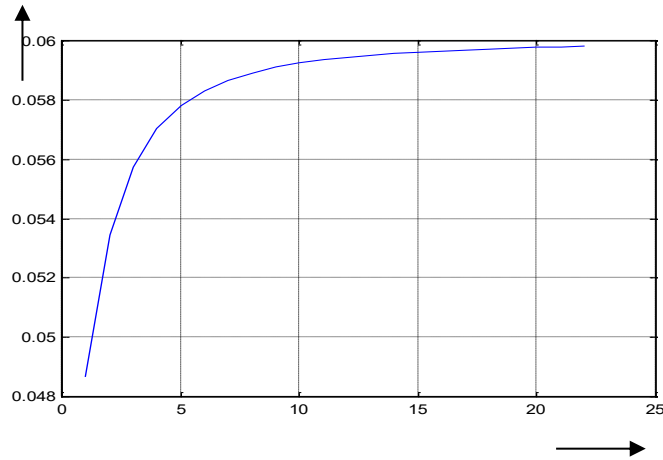


Figure 6-21 : Valeur de 'a' en fonction du nombre des segments $S=2-24$.

La valeur de 'a' peut être calculée par la formule suivante :

$$a = \frac{a_1 + bx}{1 + cx + dx^2} \quad (6-26)$$

$$a_1 = 0.05, \quad b = 0.05, \quad c = 0.08, \quad d = 0.0004.$$

Pour un cas d'un signal de référence alterné de différentes amplitudes des segments paire et impaire, la valeur du fondamental peut être calculée de l'équation 3 dont le coefficient 'a' dépend de du rapport r_p et r_i comme le montre la figure 5 dont, en présente 'a' en fonction du r_p-r_i avec la valeur de r_p est constante

6.13. Répétition variable

On présente dans cette partie un développement en série de Fourier pour un cas général ; chaque segment « i » est répété par une valeur R_i différente des autres segments dans le but d'améliorer le pas de variation de fréquence et plus de précision dans la génération des signaux :

$$\begin{cases} a_n = \frac{E}{n\pi} \left(1 + \sum_{i=1}^{m-1} \sum_{k=1}^{R_i-1} (-1)^i \cdot \cos(n\theta_i) \right) \\ b_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=1}^{m-1} \sum_{k=0}^{R_i-1} (-1)^{i+1} \cdot \sin(n\theta_i) \right) \end{cases} \quad (6-27)$$

avec:

$$\begin{cases} \theta_{2p} = \frac{2\pi}{S.R} \left(\sum_{j=0}^{m-1} R_j + R_i \cdot i + k \right) \\ \theta_{2p+1} = \theta_{2p} + \frac{\pi}{S.R} \left(1 + r \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{S} i\right) \right) \end{cases} \quad (6-28)$$

Pour montrer l'utilité de cette procédure on effectue sur le signal de référence une répétition de quatre segments, présentant une double symétrie afin d'obtenir un signal de moindre fréquence et de maintenir le rapport cyclique du signal sinusoïdal constant comme le montre la figure 5.

Pour montrer l'utilité de cette procédure on présente une répétition des deux segments de signal de référence, présentant une symétrie, afin d'obtenir un signal de fréquence réduite et de maintenir le rapport cyclique du signal sinusoïdal constant.

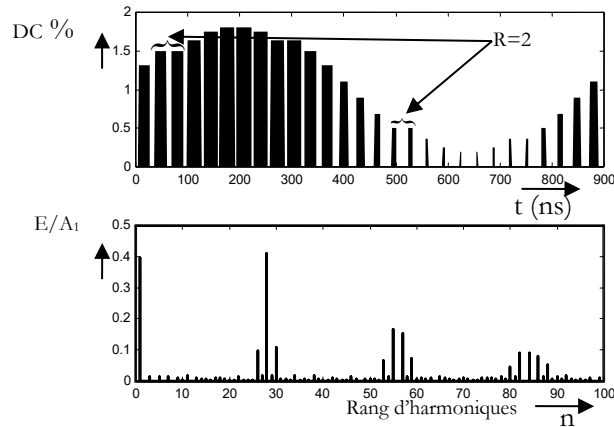


Figure 6-22 : Forme et spectre d'un signal de commande PWM variablement répété, pas min ($R_2=2$, $R_{13}=2$)

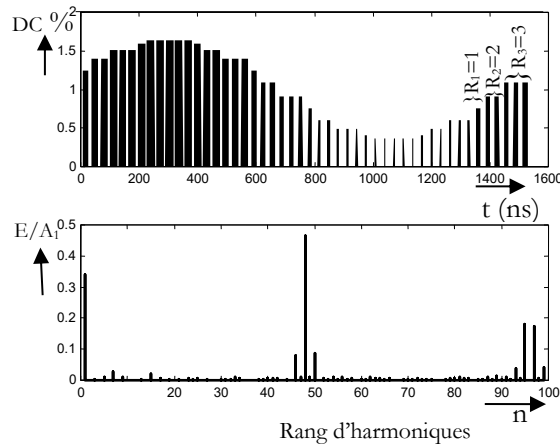


Figure 6-23 : Forme et spectre d'un signal de commande PWM variablement répété ($R_1=1$, $R_2=2$, $R_3=3$).

Donc la fréquence de signal généré se calcule de la manière suivante:

$$F = \frac{f}{b \times \sum_{i=1}^S R_i} \quad (6-29)$$

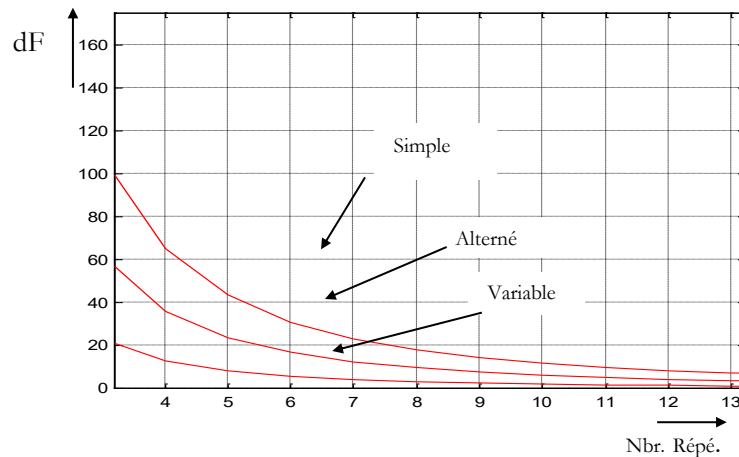


Figure 6-24. La variation du pas d'incrémentation en fonction du nombre de répétition.

Sur le tableau n° 1 on présente les formules calculent les variations minimales de la fréquence qui peut être obtenue entre deux signaux générés pour les 3 cas étudiés.

	Répétition Simple	Répétition Alternée	Répétition variable
F_1	$\frac{f}{n. m. r}$	$\frac{f}{n. m. r}$	$\frac{f}{n. m. r}$
F_2	$\frac{f}{n. m. (r + 1)}$	$\frac{2.f}{n. m. (2.r + 1)}$	$\frac{f}{n. m. (r + 4)}$
ΔF	$\frac{f}{n. m. r. (r + 1)}$	$\frac{f}{n. m. r. (2.r + 1)}$	$\frac{4.f}{n. m. r. (r + 4)}$

Tableau 6-1: Formule de variation minimale de fréquence pour chaque technique

6.14. Facteur de perte

Pour valoriser cette technique de génération on présente sur la figure 6-25 le facteur de perte équation (6-20) en fonction de la différence d'amplitude entre les segments pairs et les segments impairs.

On remarque bien que facteur de perte diminue quand l'équerre d'amplitude entre les deux signaux associés augmente. Donc pour optimiser la commande RPWM on procède à un choix entre le facteur de perte et la valeur des harmoniques parus après l'application de la répétition alternée d'amplitude variable.

6.15. Applications des résultats de l'étude

Dans le tableau 1, nous donnons quelques valeurs de fréquence, que nous avons calculées et qui sont utilisé dans les tests de convertisseur, ainsi que le nombre de répétition pour les deux segments, le gain en mémoire obtenu par notre structure et les pas de variation de fréquence pour les deux cas (répétition simple et répétition alternée). On remarque bien que la nouvelle technique proposée nous permette d'accéder aux

fréquences intermédiaires sans le changement de la fréquence de modulation qui reste 31.26 KHz avec un pas de variation amélioré de 200%.

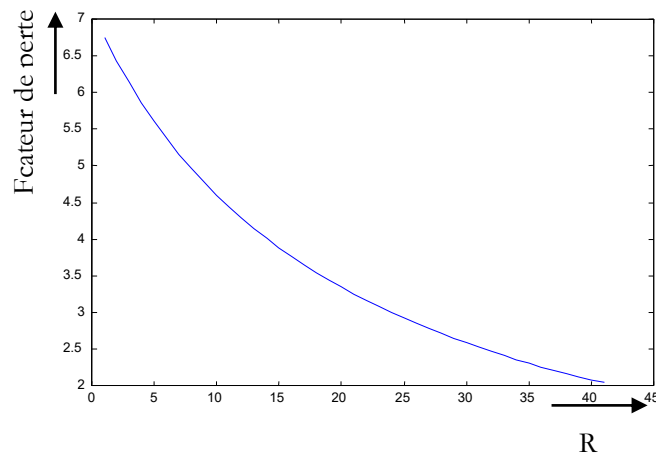


Figure 6-25 : Facteur de perte en fonction du nombre de répétition

6.16. Conception et réalisation de convertisseur

Le convertisseur est conçu essentiellement pour extraire le maximum d'énergie délivré par le générateur P.V. on gardon la tension fixe au niveau de ce dernier, donc une mesure instantanée de la tension de générateur avec une commande basé sur la variation de la fréquence devient nécessaire [6]. On présente sur la figure 4 le schéma synoptique du ce convertisseur :

Tableau 6-2 : tableau récapitulatif de génération des signaux alternés

Fréquence (HZ)	Nbre. De répétitions segment pair	Nbre. De répétitions segment impair	Espace mémoire généré (K.o.)	Espace mémoire réel (octet)	Gain en mémoire	Pas de variation précédent	Pas de variation amélioré
44,90	29	29	22,272	768	96,55	-	-
45,69	29	28	21,888	768	96,49	-	0,79
46,50	28	28	21,504	768	96,43	1,60	0,82
47,35	28	27	21,120	768	96,36	-	0,85
48,23	27	27	20,736	768	96,30	1,72	0,88
49,14	27	26	20,352	768	96,23	-	0,91
50,08	26	26	19,968	768	96,15	1,85	0,94
51,06	26	25	19,584	768	96,08	-	0,98
52,08	25	25	19,200	768	96,00	2,00	1,02
53,15	25	24	18,816	768	95,92	-	1,06
54,25	24	24	18,432	768	95,83	2,17	1,11
55,41	24	23	18,048	768	95,74	-	1,15
56,61	23	23	17,664	768	95,65	2,36	1,20
57,87	23	22	17,280	768	95,56	-	1,26
59,19	22	22	16,896	768	95,45	2,57	1,32

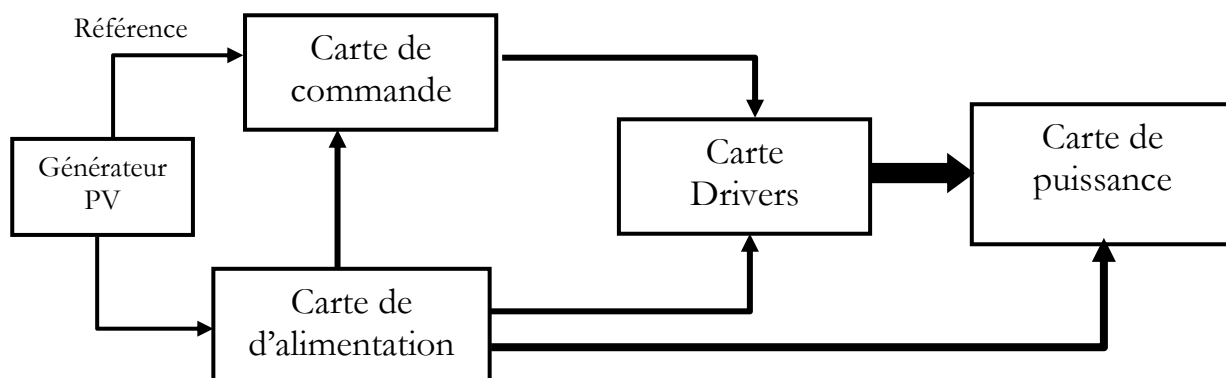


Figure 6-26 : Schéma synoptique du convertisseur

6.17. Carte d'alimentation

6.18. Carte drivers

Cette carte a été conçue pour assurer l'isolation (5v, 15v et 300v) entre les différentes tensions tenant compte des masses flottantes exigées par l'étage de puissance. On présente à la figure 5 le schéma synoptique de la carte drivers :

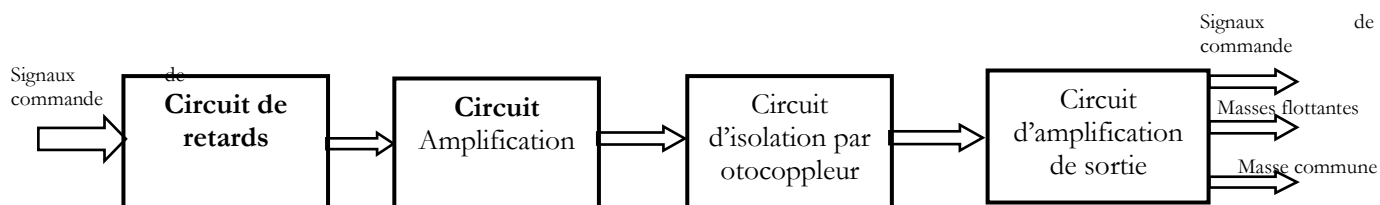


Figure 6-27 : Schéma synoptique de la carte drivers

6.19. Principe de contrôle de la masse flottante

La tension des points milieux de la carte de puissance et variables de 0 à 300v accuse des interrupteurs complémentaires, pour assurer une commande sans anomalie il faut réaliser une carte drivers qui peut assurer l'alimentation des composants ainsi l'isolation basant sur le principe d'un condensateur, diode zener en parallèle et une diode rapide comme le montre la figure 6 :

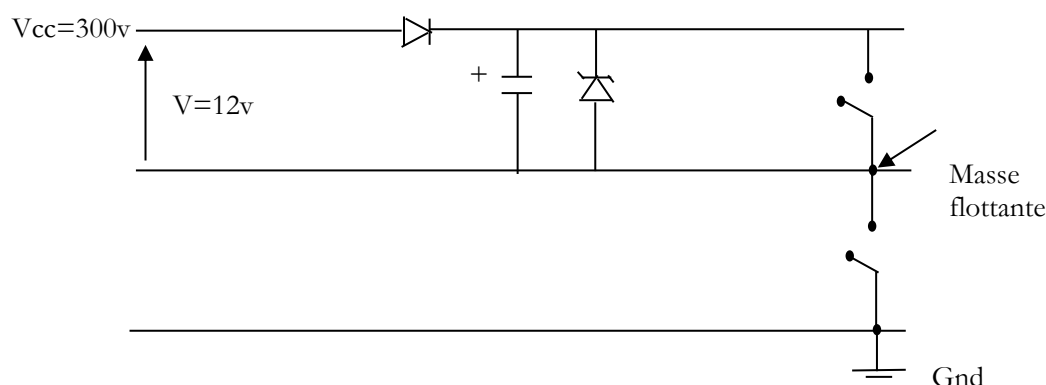


Figure 6-28. Circuit utilisé pour maitriser la masse flottante

6.20. Carte de commande

La conception du convertisseur est basée sur la concrétisation hardware de l'étude théorique, ci pour cela on a fait record au PAL ainsi que le logiciel PALASM pour qu'en puisse gérer les signaux de commande indépendamment de μ -contrôleur et de minimiser l'utilisation des composants.

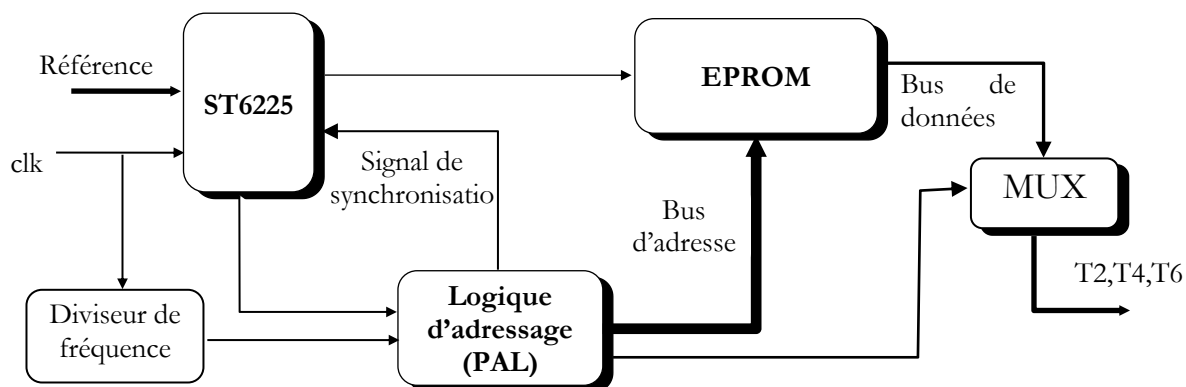


Figure 6-29 : Schéma synoptique de la carte de commande

6.21. Carte de puissance

La carte de puissance c'est pont de puissance à deux niveaux, ce compose de 6 MOSFET de type IRF 450 ainsi que des condensateurs pour filtrage comme le montre la figure 6-29 :

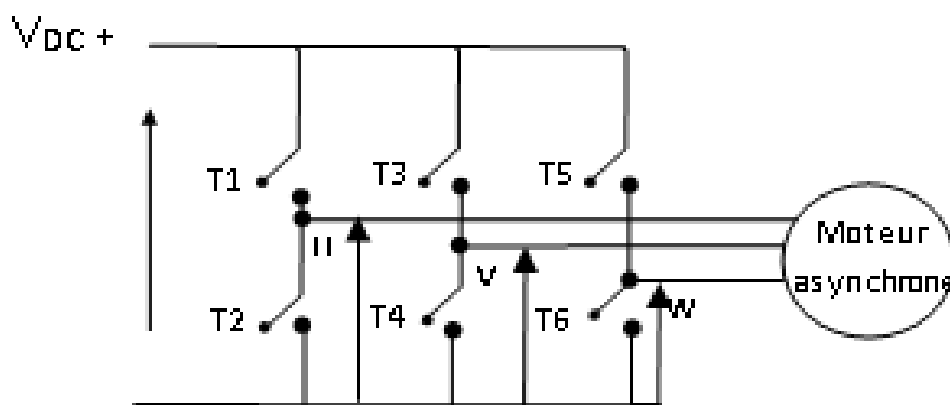


Figure 6-30 : Schémas synoptique de la carte de puissance

6.22. Essai et test

Les tests et les essais du convertisseur sont effectués au labo Electronique des systèmes dont le schéma synoptique du banc d'essai est représenté sur la figure 4 :

Le problème majeur qui persiste pendant les essais et les tests si le problème de synchronisation entre le μ -contrôleur et la logique d'adressage (PAL), qu'après l'acquisition de l'analyseur logique qu'on a peut régler ce problème. Ce dernier, nous a pris énormément du temps car la division de fréquence apparue pendant les essais est dû à l'échec des impulsions de synchronisation, qui assurent le passage d'un segment

à l'autre, n'arrivant pas au moment voulu. Donc pour corriger ce problème on a changé le signal qui assure l'interruption.

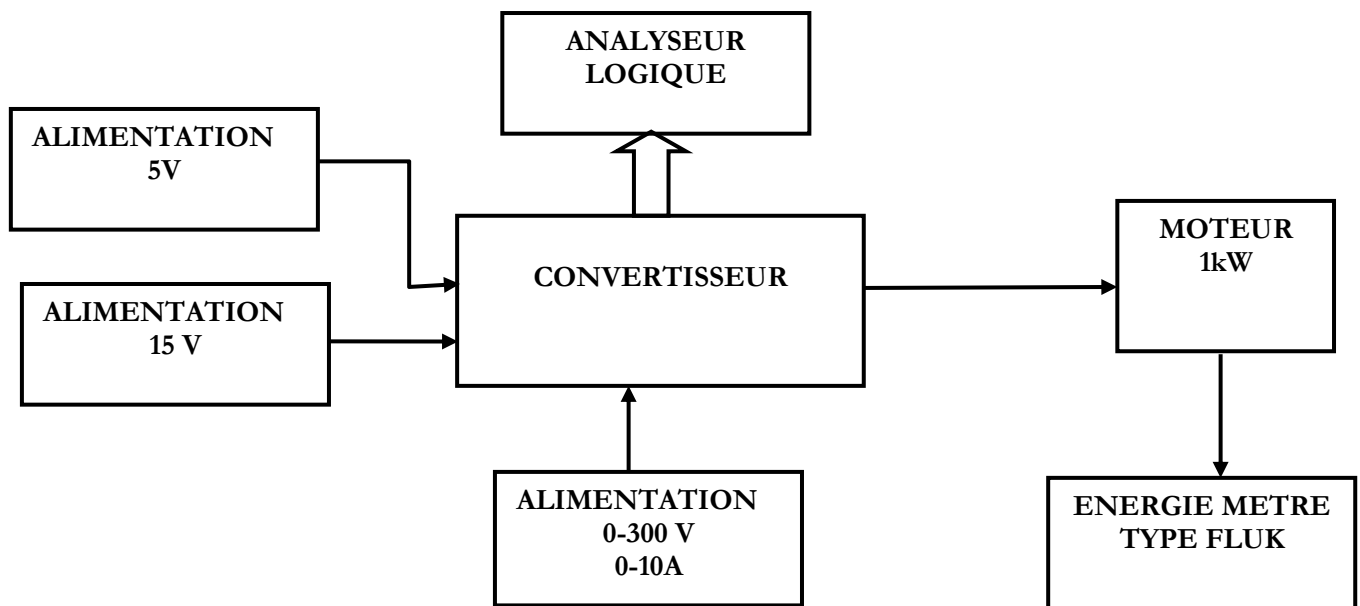


Figure 6-31 : Schéma synoptique du banc d'essai

6.23. Méthode d'utilisation de la modulation MLI.

Les données sont une séquence de bits stockées en mémoire. Chaque bit (1,0) présente l'état de l'interrupteur (ON, OFF). Chaque segment présente les données de base de chaque cycle.

La séquence de données de 32 bits définie par un cycle de base nous donne une sensibilité de 3.125%.

6.24. DESCRIPTION DU CIRCUIT ELECTRIQUE :

La carte de commande contient principalement un micro-contrôleur type ST6225 trois circuits PAL de type Gal 16v8 et une EPROM de données comme le montre la figure 10.

6.25. Micro contrôleur :

Assure la gestion et la commande, suivant l'organigramme de la figure 11, à partir d'une ligne de capture de tension et des lignes de sortie qui commande les compteurs d'adresses ; où une mesure de la tension de (GPV) générateur photovoltaïque ce fait périodiquement est la compare à une tension de référence choisie pour garder la tension de GPV constante[40].

6.26. Stratégie d'adressage

Dans le but d'améliorer le gain en mémoire obtenu par notre système en exploitant la symétrie présentée par les données de segments, on propose une amélioration sur le circuit d'adressage qui est assuré par des PAL programmée séquentiellement. Cette modification se résume sur le balayage automatique de la partie qui présente une symétrie en tenant compte des deux vecteurs, le premier et le dernier.

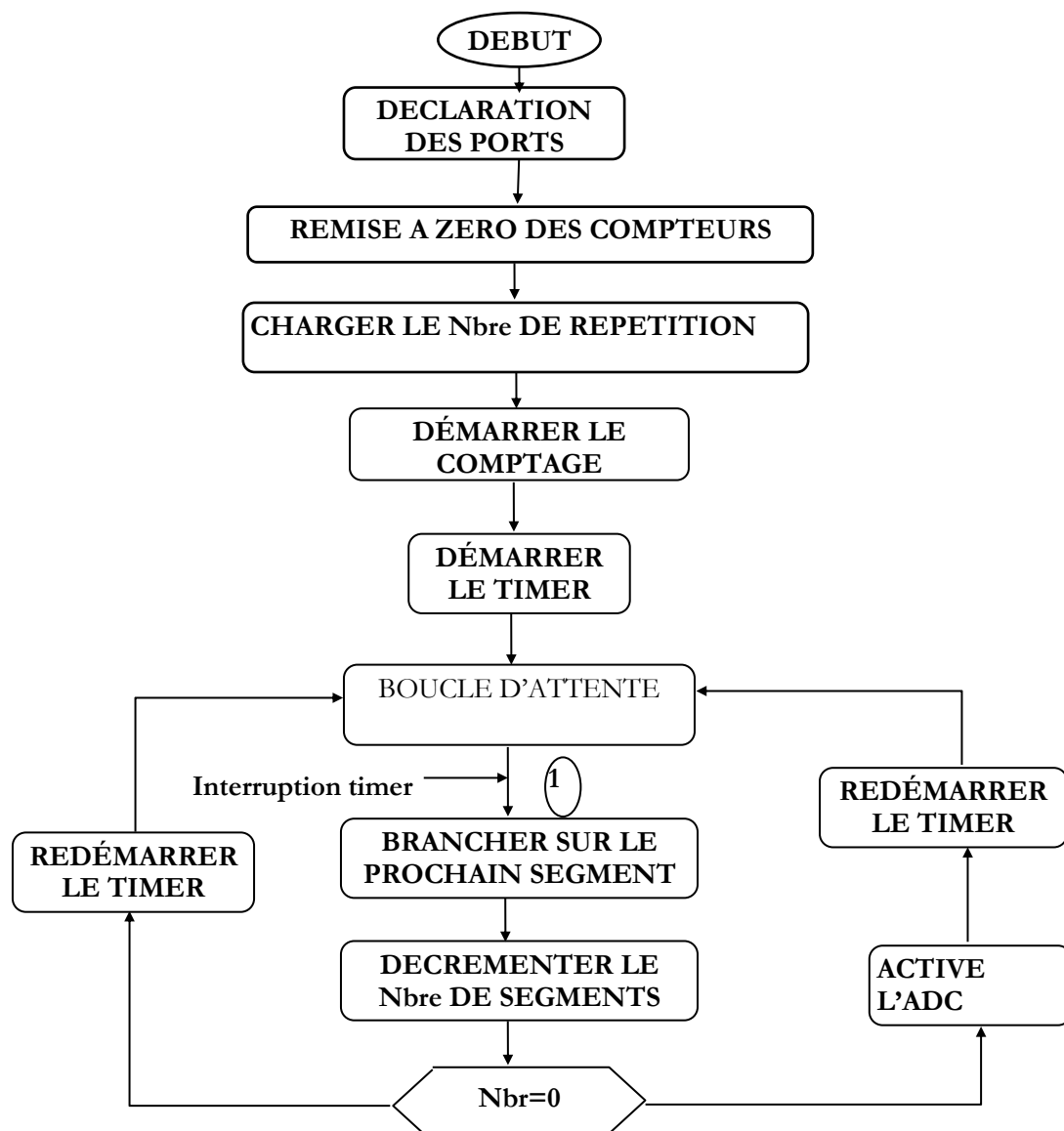
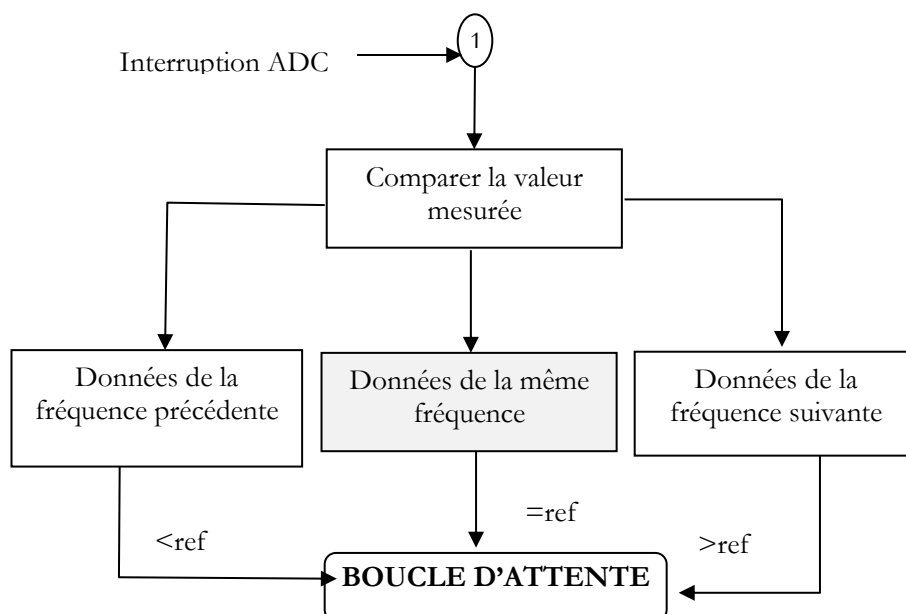
Figure 6-32 : Organigramme de gestion appliqué au μ contrôleur

Figure 6-33 : Organigramme de la procédure d'ADC

6.27. CIRCUIT D'ADRESSAGE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Le circuit d'adressage comporte trois circuits PAL programmés pour assurer un adressage qui tient compte de la technique de répétition de segment, indépendamment du μ contrôleur, afin d'atteindre un gain en temps très important.

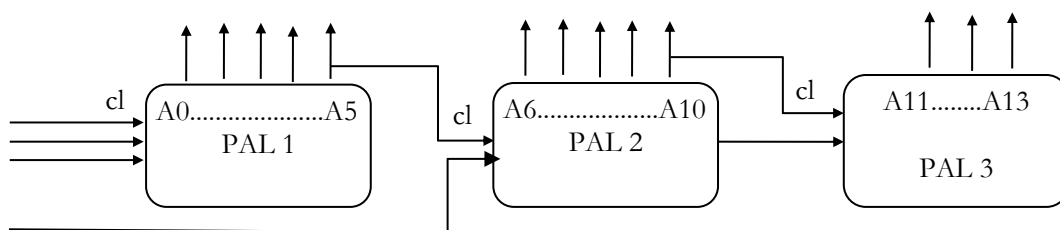


Figure 6-34: Schéma synoptique du circuit d'adressage

Pour assurer un adressage autonome et augmenter la fréquence de commutation on a adopté un adressage suivant un diagramme d'état divisé en trois parties où chaque partie est assurée par un circuit PAL (circuit numérique programmable par PALASM). La figure suivante illustre le graphe d'états d'adressage :

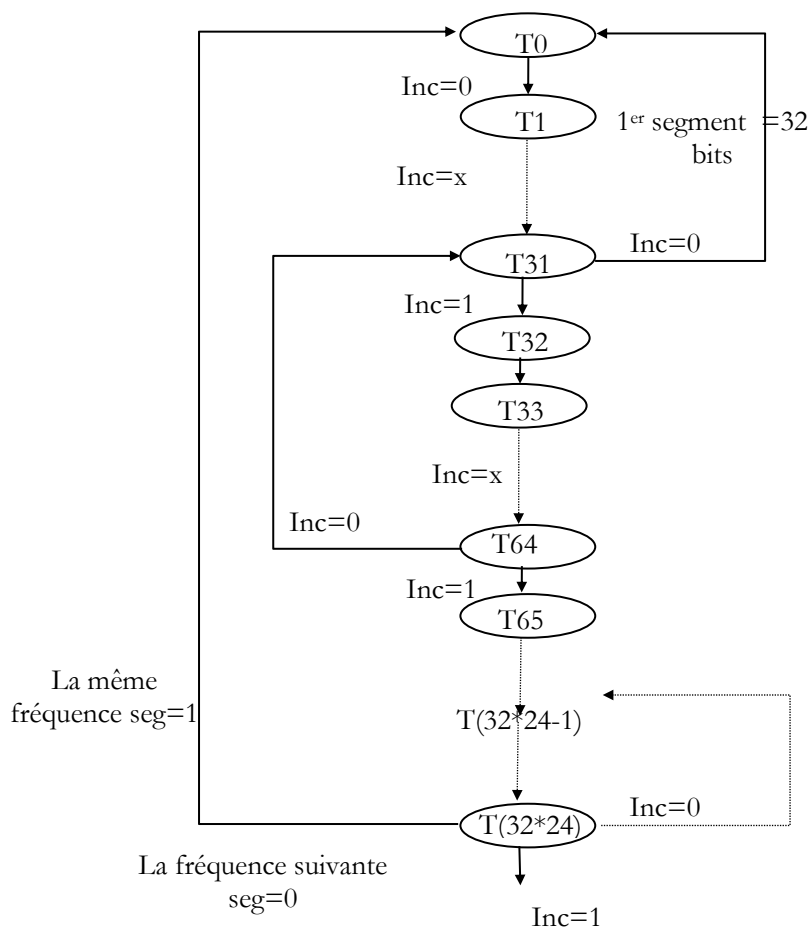


Figure 6-35: Graphe d'état du circuit d'adressage

6.28. +Circuit d'adressage PAL N°1:

Il est programmé séquentiellement, pour assurer la répétition des données d'un segment, suivant le principe de machine de MOORE [7] avec deux états comme le montre la figure 15, dont chaque état couvre 32 bits. Le passage d'un état à l'autre se fait suivant une ligne de commande générée par le μ -contrôleur.

6.29. Circuit PAL N°2:

Il est programmé séquentiellement et spécialement pour assurer le passage d'un signal à l'autre, suivant le principe de la machine de MEALY [7] (avoir une sortie supplémentaire pour contrôler les zones mémoires adressées par le troisième circuit PAL), avec 2 états comme le montre la figure 13, chaque ensemble de 2 états couvrant une profondeur (fréquence). Le passage d'un état à l'autre se fait suivant une ligne de commande générée par le μ contrôleur.

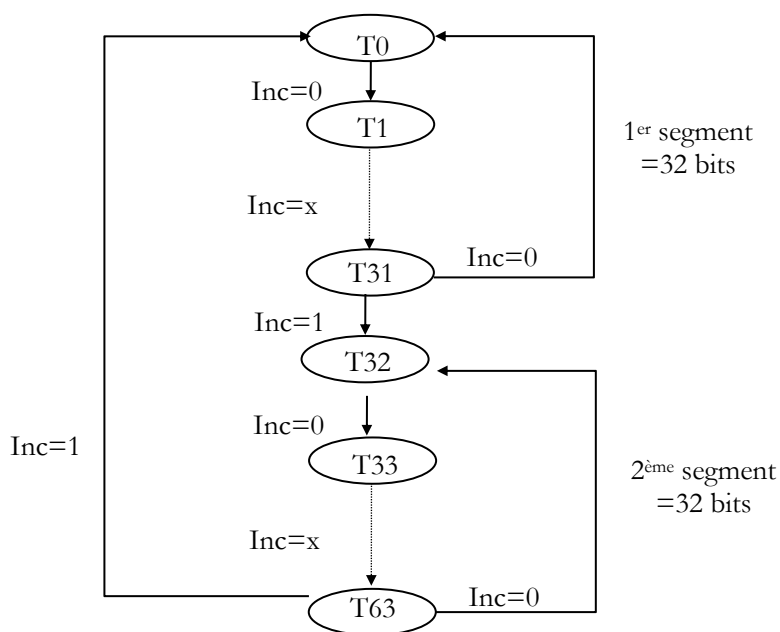


Figure 6-36 : Graphe d'état du PAL N°1

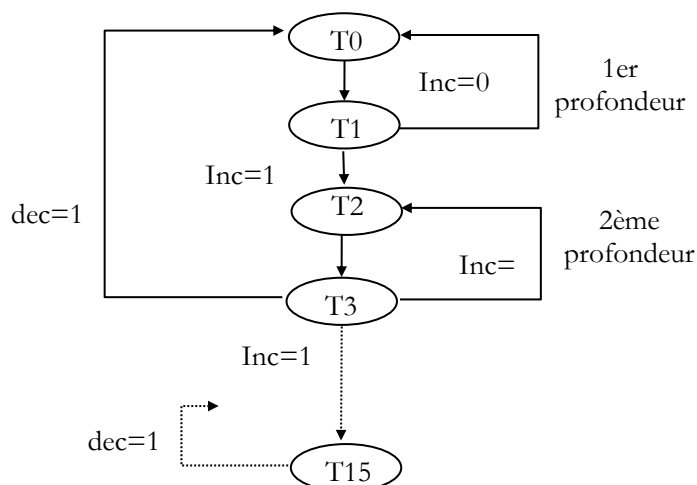


Figure 6-37 : Graphe d'état du PAL N°2

6.30. Circuit PAL N°3:

Il est programmé séquentiellement comme un compteur ordinaire pour adresser les lignes A11, A12 et A13 de la mémoire Eprom. La commande d'incrément et de décrémentation est assurée par le 2eme circuit PAL. On a intégré aussi dans le 3^{ème} PAL le multiplexeur et l'inverseur.

6.31. RESULTAT DE L'ETUDE THEORIQUE :

Dans le Tableau 6-3, nous présentons les valeurs de fréquence calculées et utilisées lors des tests du convertisseur. Ces valeurs incluent le nombre de répétitions, le gain en mémoire obtenu grâce à notre structure, ainsi que les fréquences de modulation respectives pour chaque technique de génération de MLI (MLI Répétée, MLI Répétée Alternativement et MLI Variablement Répétée).

Tableau 6-3 : Résultat théorique présentant le gain en mémoire et le pas de variation fréquentielle de chaque technique

Fréquence (HZ)	Nombre. de répétitions segment paire	Nombre. de répétitions segment impaire	Nombre de répétitions (R2 et R14)	Données générées (octet)	Données stockées (octet)	Gain en mémoire %	Pas de variation RPWM (Hz)	Pas de variation ARPWM (Hz)	Pas de variation VRPWM (hz)
59,1856	22	22	22	16896	768	95,45	-----	-----	*
58,9623	22	22	23	16960	768	95,47	*	*	0,2233
58,7406	22	22	24	17024	768	95,49	*	*	0,2217
58,5206	22	22	25	17088	768	95,51	*	*	0,2200
58,3022	22	22	26	17152	768	95,52	*	*	0,2184
58,0855	22	22	27	17216	768	95,54	*	*	0,2167
57,8704	22	22	28	17280	768	95,56	*	*	0,2151
57,8704	23	22	**	17280	768	95,56	*	1,3152	*
57,6568	22	22	29	17344	768	95,57	*	*	0,2135
57,4449	22	22	30	17408	768	95,59	*	*	0,2120
57,2344	22	22	31	17472	768	95,60	*	*	0,2104
57,0255	22	22	32	17536	768	95,62	*	*	0,2089
56,8182	22	22	33	17600	768	95,64	*	*	0,2074
56,6123	22	22	34	17664	768	95,65	*	*	0,2059
56,6123	23	23	**	17664	768	95,65	2,573	1,2581	*
56,4079	23	23	24	17728	768	95,67	*	*	0,2044
56,2050	23	23	25	17792	768	95,68	*	*	0,2029
56,0036	23	23	26	17856	768	95,70	*	*	0,2015
55,8036	23	23	27	17920	768	95,71	*	*	0,2000
55,6050	23	23	28	17984	768	95,73	*	*	0,1986
55,4078	23	23	29	18048	768	95,74	*	*	0,1972
.....									
10,8507	120	120	**	92160	768	99,17	----	-----	*
10,8432	120	120	121	92224	768	99,17	*	*	0,0075
10,8356	120	120	122	92288	768	99,17	*	*	0,0075
10,8281	120	120	123	92352	768	99,17	*	*	0,0075
10,8206	120	120	124	92416	768	99,17	*	*	0,0075

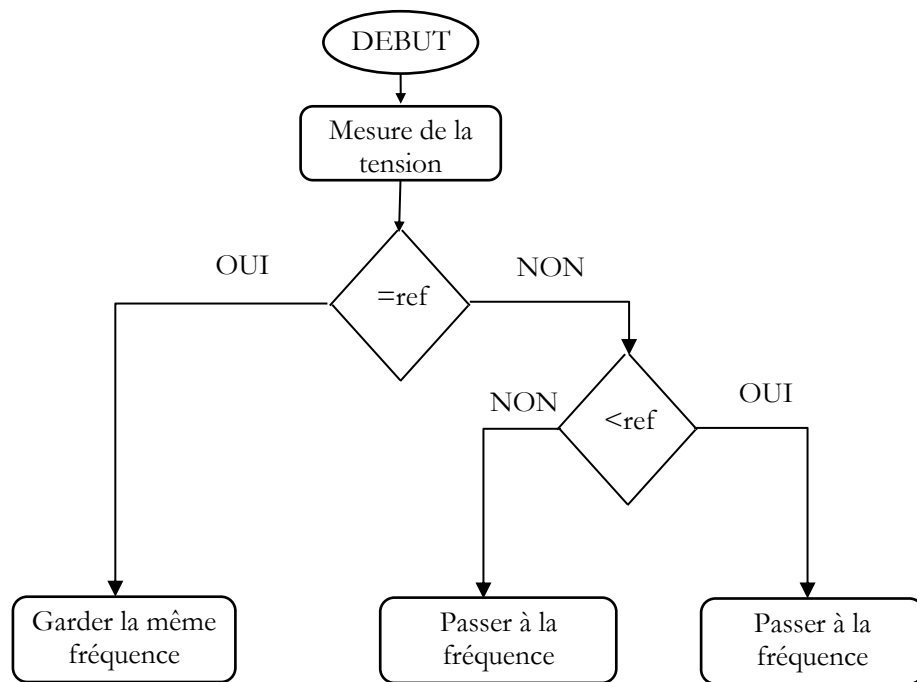
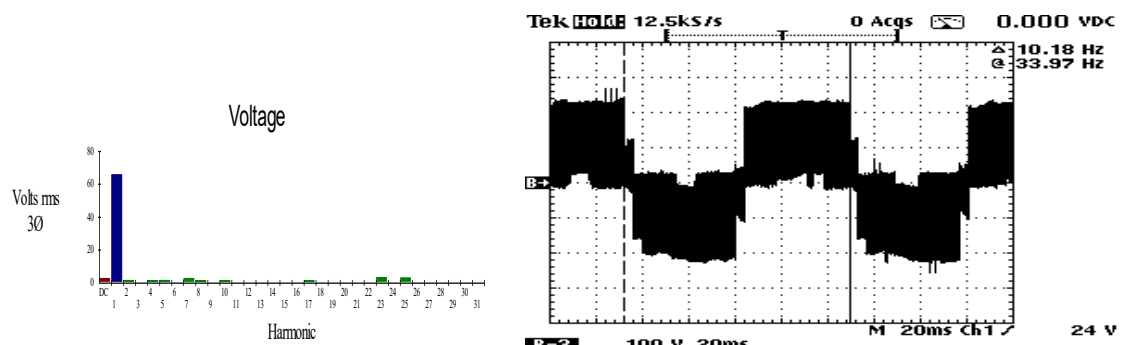
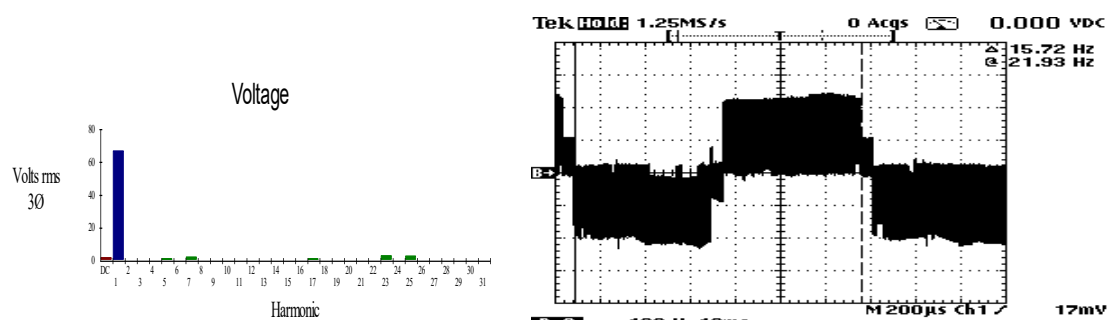


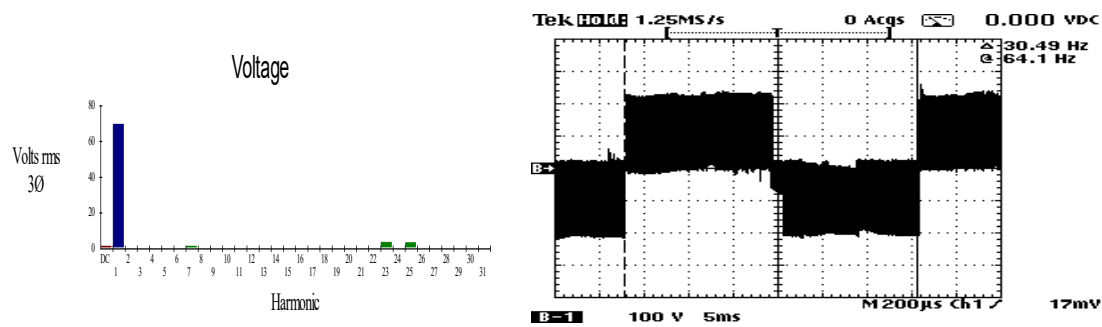
Figure 6-38 : Organigramme de gestion utilisé pendant les tests



(a)



(b)



(c)

Figure 6-39 : Tension et spectre de phase pour trois fréquences

(a) $f=10.18$ (b) $f=15.72$ (c) $f=30.49$

Tableau 6-4: Résultat numérique d'une tension de ligne

Har	Freq.	V Mag	%V RMS	V ϕ°
DC	0,00	1,66	2,49	0
1	15,07	66,67	99,63	0
2	30,13	0,75	1,12	104
3	45,20	0,44	0,65	-137
4	60,27	0,72	1,07	174
5	75,34	1,03	1,54	-17
6	90,40	0,21	0,32	-107
7	105,47	2,20	3,29	145
8	120,54	0,63	0,95	-41
9	135,61	0,19	0,28	-54
10	150,67	0,65	0,97	-34
11	165,74	0,66	0,99	162
12	180,81	0,11	0,16	58
13	195,87	0,58	0,86	-88
14	210,94	0,43	0,64	106
15	226,01	0,20	0,29	151

Har	Freq.	V Mag	%V RMS	V ϕ°
16	241,08	0,36	0,54	120
17	256,14	0,88	1,32	-72
18	271,21	0,10	0,15	-153
19	286,28	0,26	0,39	83
20	301,35	0,13	0,20	-77
21	316,41	0,08	0,12	-69
22	331,48	0,18	0,27	-68
23	346,55	2,91	4,35	76
24	361,61	0,07	0,11	33
25	376,68	2,79	4,17	66
26	391,75	0,03	0,05	-74
27	406,82	0,05	0,07	-79
28	421,88	0,12	0,18	-108
29	436,95	0,16	0,23	57
30	452,02	0,06	0,09	-58
31	467,09	0,48	0,72	-150

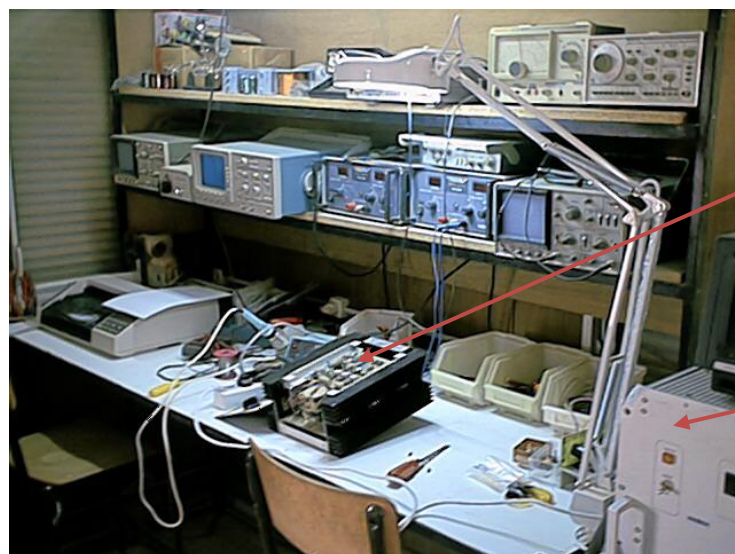


Figure 6-40 : l'onduleur réalisé sous le pont d'essai

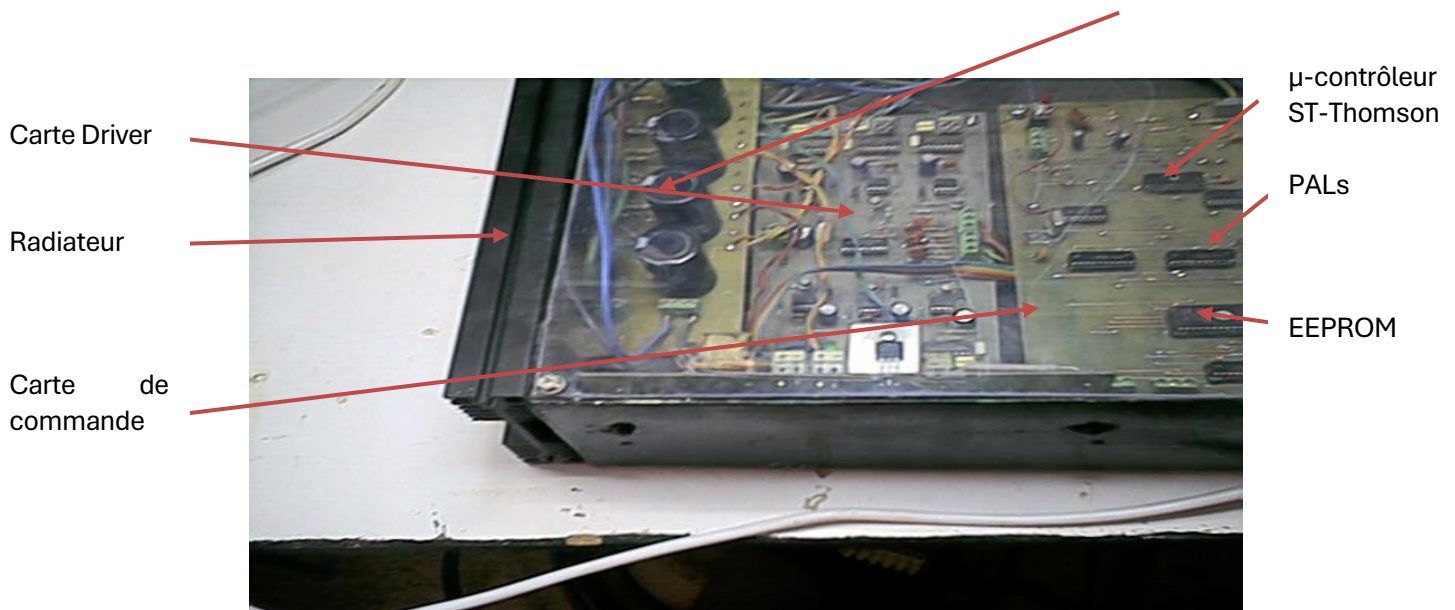
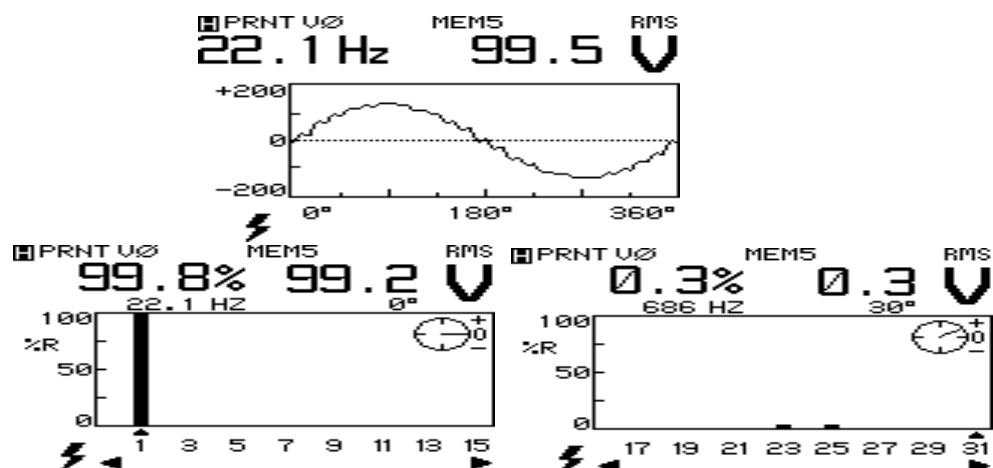
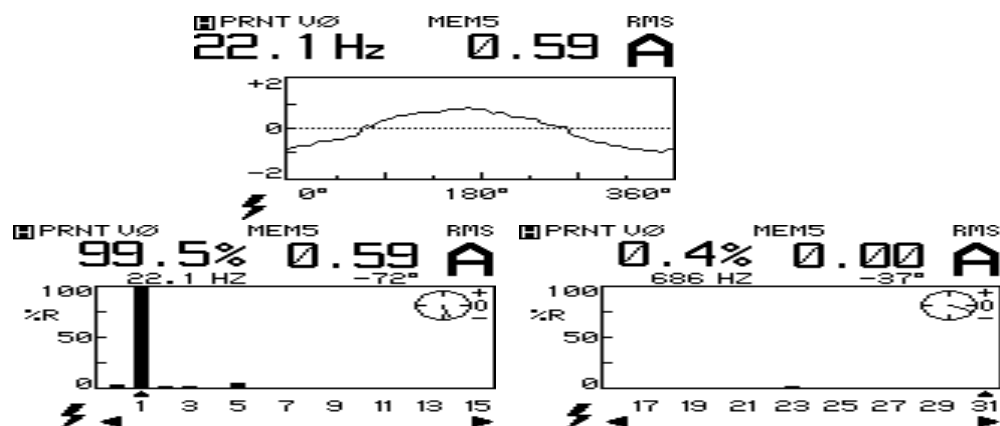


Figure 6-41 : Onduleur Réaliser basé sur un microcontrôleur ST-Thomson et des PALs

Figure 6-42: Forme et spectre de la tension de sortie de l'onduleur ($f = 22.1$ HZ)Figure 6-43 : Forme et spectre du courant de sorite de l'onduleur ($f = 22.1$ HZ)

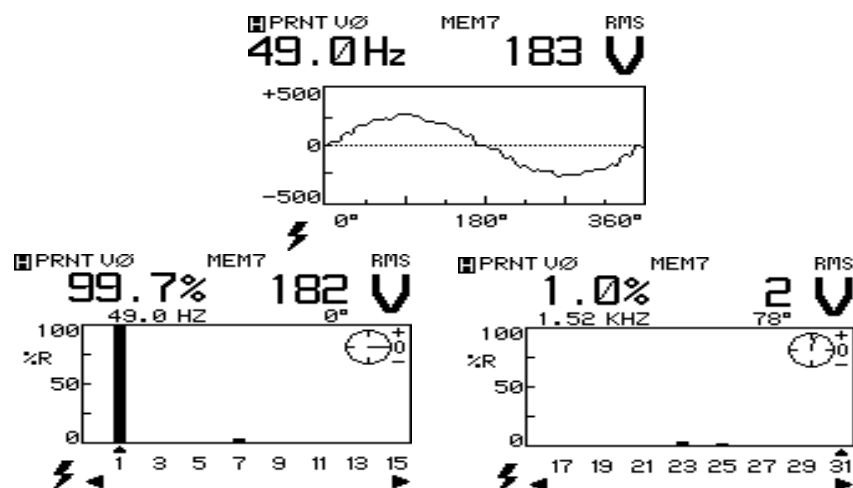


Figure 6-44 : Forme et spectre de la tension de sortie de l'onduleur (49 HZ)

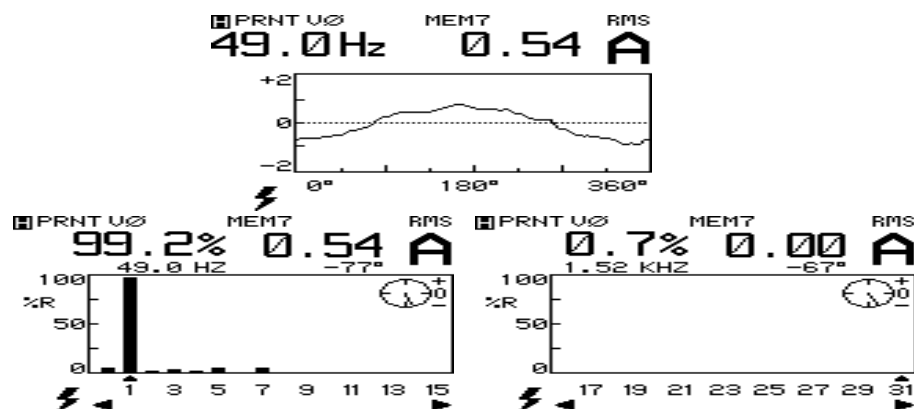


Figure 6-45 : Forme et spectre du courant de sortie de l'onduleur (f= de 49 HZ)

6.31.1 Tests et essais

Les tests et les essais sur le convertisseur ont été élaboré pour la répétition simple des données avec une fréquence de génération de données est de 1 Mhz ce qui nous donne les résultats présentés au tableau N°1. L'organigramme utilisé pendant ces tests est présenté sur la figure 7.

Le test et mesure de processus de commande réalisé ainsi que le convertisseur entier nous ont permis de relever des résultats très satisfaisants telle que les spectres des tensions de lignes qui sont représentés sur la figure 8, obtenus avec un moteur de 75w et une tension $V_{dc} = 200V$ pour une répétition de 70 fois. On remarque bien que la réponse spectrale est très améliorée relativement au d'autre application ainsi on présente sur le tableau 3 les mêmes résultats sous la forme de données ; rang, fréquence, valeur efficace et le déphasage par rapport au fondamental des différents harmoniques.

6.31.2 Résultats expérimentaux

Le test et la mesure du processus de commande réalisés ainsi que le convertisseur entier nous ont permis de relever des résultats très satisfaisants tels que les tensions et les courants de lignes (V_u - V_w) ainsi que leurs spectres obtenus par FLUK 41B, qui sont représentés sur les Fig. 11 à 14, obtenus avec un moteur asynchrone de 0.75kw et une tension $V_{dc} = 300V$ pour deux fréquence 22.1 Hz et 49Hz. Les paramètres utilisés sont un nombre de segment $S=24$ et un nombre de bits $B=32$ bits. On remarque bien que la réponse spectrale est très améliorée relativement au d'autre application.

Dans ce travail, on a présenté une étude sur la commande PWM avec répétition simple, alternée et variable concrétisé par un hardware optimisé du point de vue choix des composants, le gain en mémoire qui peut atteindre les 99% et la sensibilité de génération des signaux qui est d'une μ -seconde. De même une nouvelle procédure a été développée VRPWM avec un développement mathématique des équations calculant les coefficients de Fourier, vérifier par simulation et par une réalisation pratique fonctionnelle qui présente de très bons résultats, surtout le pas de variation de fréquence qui s'est amélioré de 200%. Ce dernier et le plus petit possible qu'on peut obtenir par l'application de la technique de répétition.

—

IMPLEMENTATION DE LA RPWM SUR FPGA,

6.32. INTRODUCTION

Les FPGA (Field-Programmable Gate Arrays) et les ASIC (Application-Specific Integrated Circuits) sont deux technologies clés pour la conception de systèmes électroniques, chacune présentant des avantages spécifiques en fonction des besoins de l'application. Les FPGA se distinguent par leur flexibilité et reprogrammabilité, permettant des modifications après fabrication, ce qui les rend idéaux pour le prototypage, les petits volumes de production et les applications nécessitant des mises à jour fréquentes. Leur temps de développement réduit, leur coût initial faible et leur adaptabilité aux évolutions technologiques en font des solutions privilégiées pour valider des concepts. De plus, les FPGA facilitent le débogage en temps réel et réduisent les risques techniques grâce à des outils de simulation intégrés. En revanche, les ASIC, bien que plus coûteux et longs à développer, offrent des performances supérieures, une consommation d'énergie optimisée et une rentabilité à grande échelle, les rendant plus adaptés aux produits de masse. Ainsi, le choix entre FPGA et ASIC dépend des exigences du projet, notamment en termes de flexibilité, de coût, de performance et de volume de production.

Après la concrétisation de notre technique grâce à une conception adaptée à la génération de signaux MLI avec répétition, nous présentons dans cette partie une autre approche d'implémentation sur FPGA. Cette nouvelle méthode vise à améliorer la génération des signaux et à optimiser le contrôle du système de conversion photovoltaïque proposé.

Pour cela, nous utilisons la simulation par VHDL (VHSIC Hardware Description Language) afin de valider le fonctionnement de notre conception. Cette étape nous permet de nous assurer que les signaux MLI générés sont précis et adaptés aux exigences du système, tout en garantissant un contrôle efficace de la conversion d'énergie photovoltaïque.

6.33. Schéma Synoptique général

Le schéma synoptique de la conception proposé est représenté par la figure 6-46 [41];

6.34. Différents modules de la conception

La conception est composée des modules suivants ;

6.34.1 Comparateur Consigne / Référence

Il reçoit la valeur en binaire lui parvenant du Convertisseur Analogique / Numérique et la compare à une valeur de référence fixée dans notre cas à 10010110 (300V). Trois cas de figure sont à envisager ;

- Consigne > Référence : - Envoyer un signal mono-bit sur le Compteur / Décompteur pour le lancer en sens comptage.
 - Consigne < Référence : - Envoyer un signal mono-bit sur le Compteur / Décompteur pour le lancer en sens décomptage.
 - Consigne = Référence : - Envoyer un signal mono-bit sur le Compteur / Décompteur pour qu'il garde son état.
-

6.34.2 Compteur d'adressage

Il permet le balayage de l'espace Mémoire Principale pour en extraire les valeurs des segments selon la fréquence préférée (de f_0 à f_{39}). C'est un compteur à 10 bits compartimenté en deux compteurs en cascade de 5 bits chacun.

6.34.3 Compteur / Décompteur

Il permet de pointer sur l'espace de la Mémoire Principale relatif à la fréquence voulu. Il est actionné d'une part à partir du Comparateur Consigne / Référence pour le sens de comptage et d'autre part par les dix bits du Compteur d'adressage à '1' à la fois.

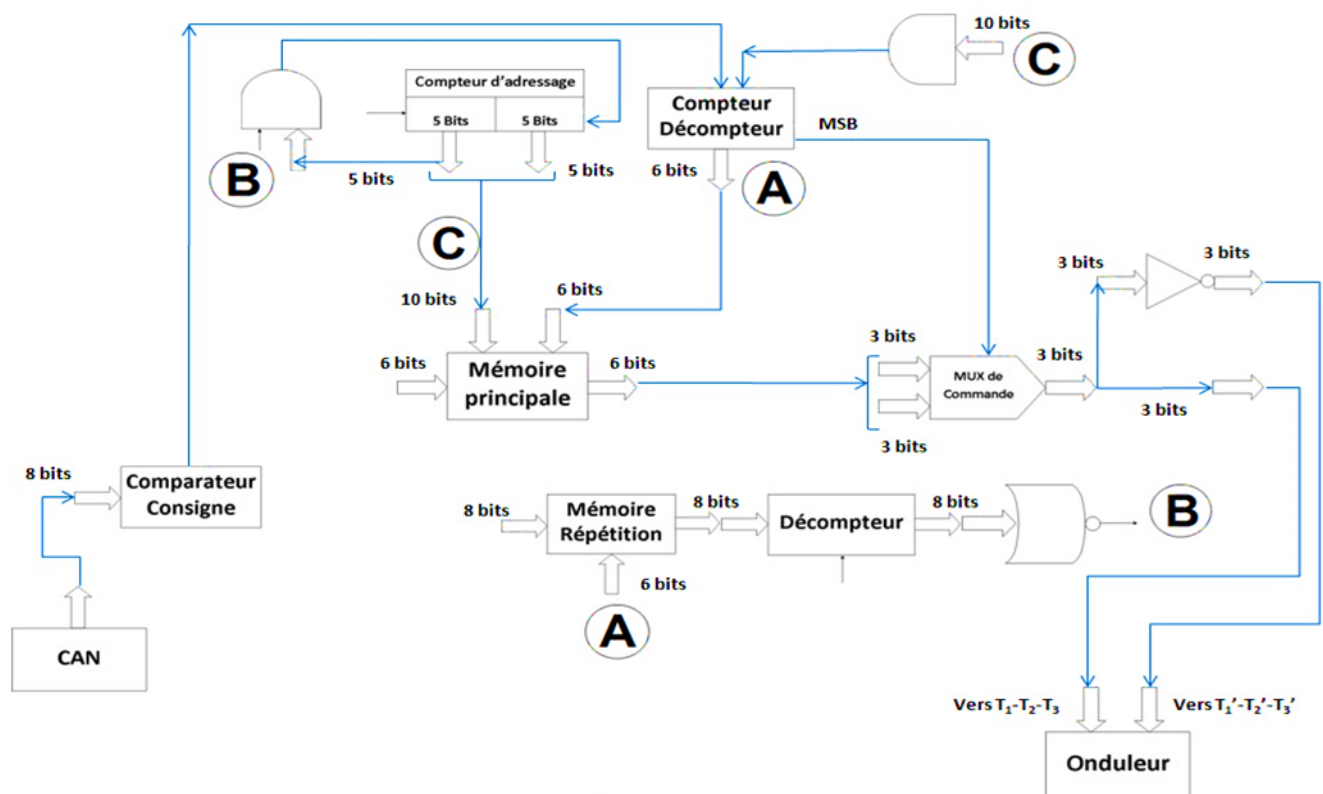


Figure 6-46 : Schéma Synoptique général du circuit à implanter sur FPGA

Il génère aussi l'adresse de la case mémoire de répétition contenant le nombre de répétitions à transmettre au décompteur de nombre de répétitions.

6.35. Mémoire principale

C'est une mémoire à écriture / lecture (RAM) de mots de 6 bits, qui contient les valeurs de tous les segments. Le nombre total de segments est de 32 (de 32 bits chacun). Donc, pour une valeur de fréquence on a un nombre de cases mémoires égal à (32×32) . Si on considère 40 valeurs de fréquences différentes on aura une Mémoire Principale de taille $(32 \times 32 \times 40) = 40960$.

6.36. Mémoire de répétition

C'est aussi une mémoire à écriture / lecture (RAM) mais de mots de 8 bits, qui contient les valeurs représentant le nombre de répétitions relativement aux différentes fréquences.

6.37. Décompteur de nombre de répétitions

C'est un compteur à 8 bits décroissant qui sert à décrémenter la valeur lui parvenant de la mémoire de répétition (représentant le nombre de répétitions) jusqu'à atteindre la valeur 00000000, pour ensuite actionner le premier compartiment du Compteur d'adressage en se combinant avec les 5 bits de son deuxième compartiment pour le lancer en comptage.

6.38. Multiplexeur de commande

Il s'agit d'un multiplexeur à deux entrées et une sortie de 3 bits. Ce dispositif a pour fonction d'acheminer séquentiellement, par groupes de trois, les six bits extraits de la mémoire principale vers les gâchettes des thyristors de l'onduleur.

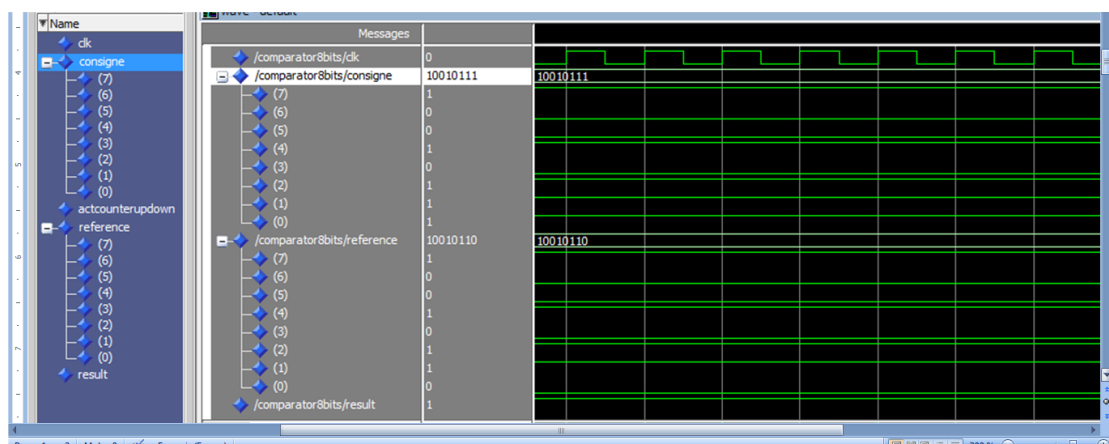
6.39. Signaux d'Entrée / Sortie des différents modules

Les interactions entre les différents modules de la conception sont résumées dans le tableau suivant :

Les résultats de la simulation sont présentés par module sous forme d'image d'écran afin de les illustrer au mieux.

6.40. Comparateur Consigne / Référence:

Le module reçoit un bus de données lui parvenant du convertisseur analogique / numérique. La valeur consigne reçue sera comparées à la valeur numérique de référence (300Volts). Selon le résultat de la comparaison, un signal mono-bit sera envoyé et servira de commande au sens de comptage du Compteur / Décompteur.



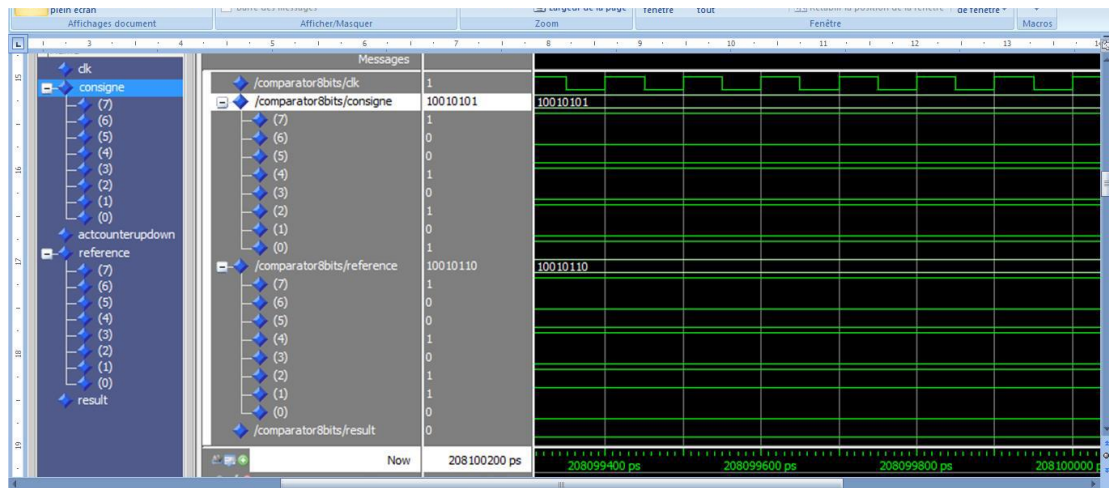


Figure 6-47: résultats de simulation Comparateur Consigne / Référence.

6.41. Compteur d'adressage ompteur:

C'est un compteur à deux compartiments qui servira au pointage de l'adresse principale contenant les segments.

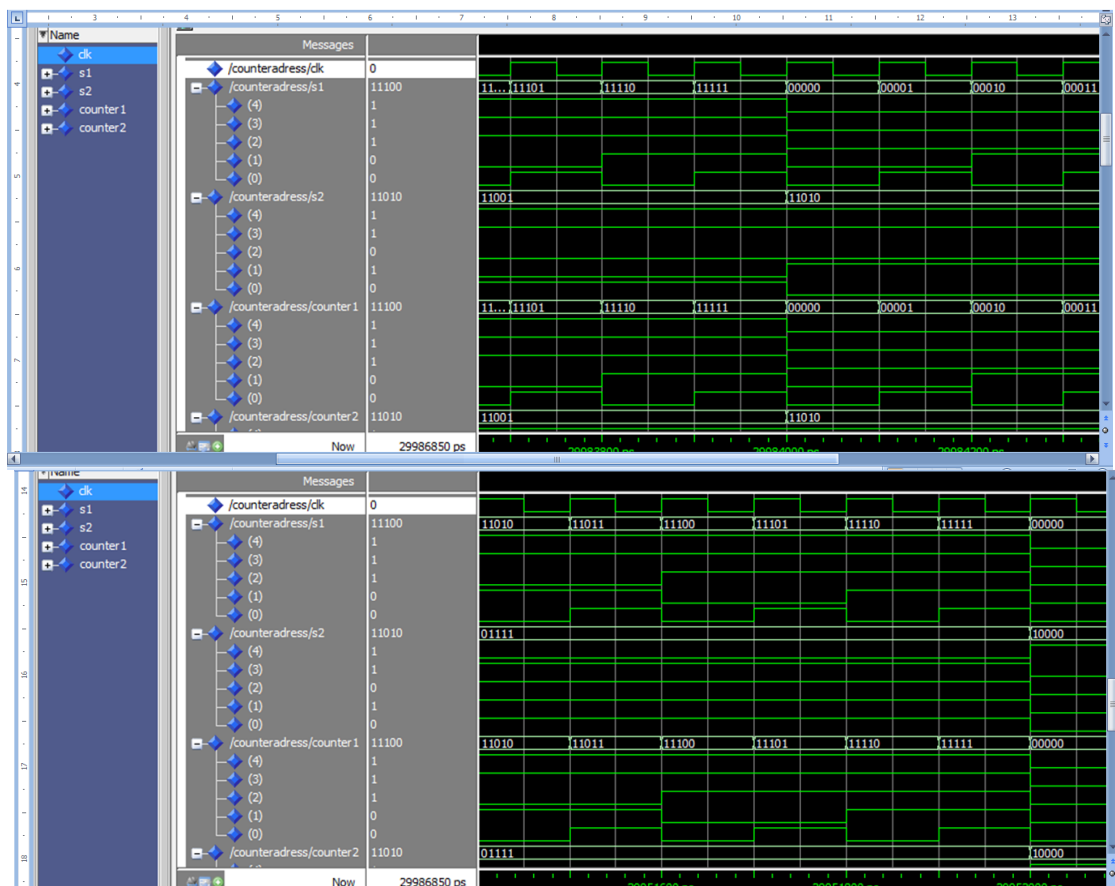


Figure 6-48 : resultats de simulation Compteur d'adressage ompteur.

Modules	Signaux reçus	Sources	Signaux générés	Destinations
Comparateur Consigne / Référence	-Entrée 8 bits.	Convertisseur Analogique Numérique	Signal mono-bit pour le sens de comptage	Compteur / Décompteur
Compteur d'adressage	-Signal mono-bit sur le 1 ^{er} compartiment. -Horloge sur le 2 ^{ème} compartiment.	- AND logique entre 5 bits du 2 ^{ème} compartiment et le résultat du NOR logique à la sortie du Décompteur.	- 10 bits d'adressage vers la mémoire principale.	Mémoire principale.
Compteur / Décompteur	-signal mono-bit pour le sens de comptage. -Signal mono-bit qui sert d'horloge.	Comparateur Consigne / Référence. -AND logique des 10 bits du compteur d'adressage.	-Bus de 6 bits pour le passage d'une fréquence à une autre.	-Mémoire principale.
Mémoire principale	-Bus de données de 6 bits. -Bus d'adresse de 10 bits. -Bus d'adresse de 6 bits.	-Ecriture mémoire. -Compteur d'adressage. Compteur / Décompteur.	-Bus de données de 6 bits.	Multiplexeur de commande.
Mémoire de répétition	-Bus de données de 8 bits. -Bus d'adresse de 6 bits.	Ecriture mémoire. Compteur / Décompteur.	Bus de données de 8 bits.	-Décompteur.
Décompteur Nombre de répétitions	-Bus de données de 8 bits. -Horloge.	-Mémoire de répétition.	-Bus de données de 8 bits.	-NOR logique des 8 bit ensuite AND logique avec 5 bits du 2 ^{ème} compartiment pour aller vers 1 ^{er} compartiment Compteur d'adressage.
Multiplexeur de commande	-Bus de données de 6 bits. -Un signal mono-bit de sélection.	-Mémoire principale. -Signal mono-bit (MSB) du Compteur / Décompteur.	-Un bus de 3 bits. -Les trois bits inversés.	-Les gâchettes des thyristors T ₁ -T ₂ -T ₃ . Les gâchettes des thyristors T ₁ '-T ₂ '-T ₃ '.

Tableau 4.1. Signaux d'entrée / sortie des différents modules

6.41.1 Compteur /Décompteur:

Ce module est un compteur en deux sens (Up / Down) qui sert de complément au compteur d'adressage pour pointer les blocs d'adresse dans la mémoire principale pour passer d'un espace mémoire à un autre selon la valeur des fréquences de répétition.

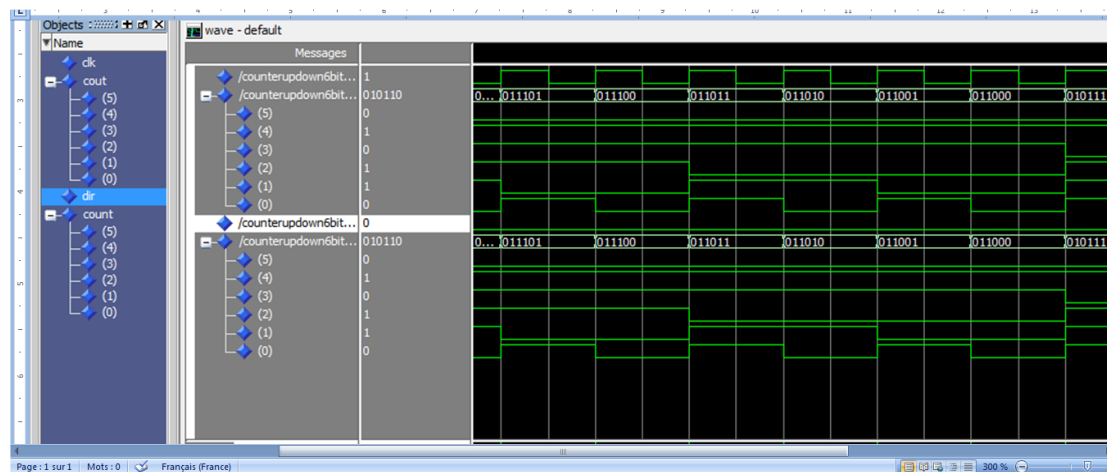
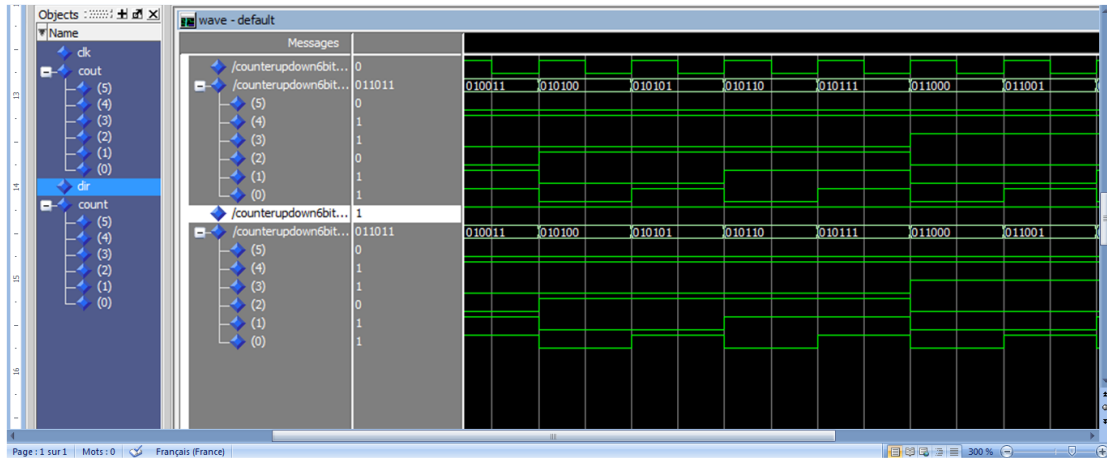


Figure 6-49.résultats de simulation Compteur /Décompteur:

6.41.2 Mémoire principale:

C'est un espace mémoire contenant les valeurs des segments représentant les échantillons du signal. C'est une mémoire à écriture / lecture pour permettre d'y stocker les valeurs numériques des segments et de l'en extraire au moment voulu.

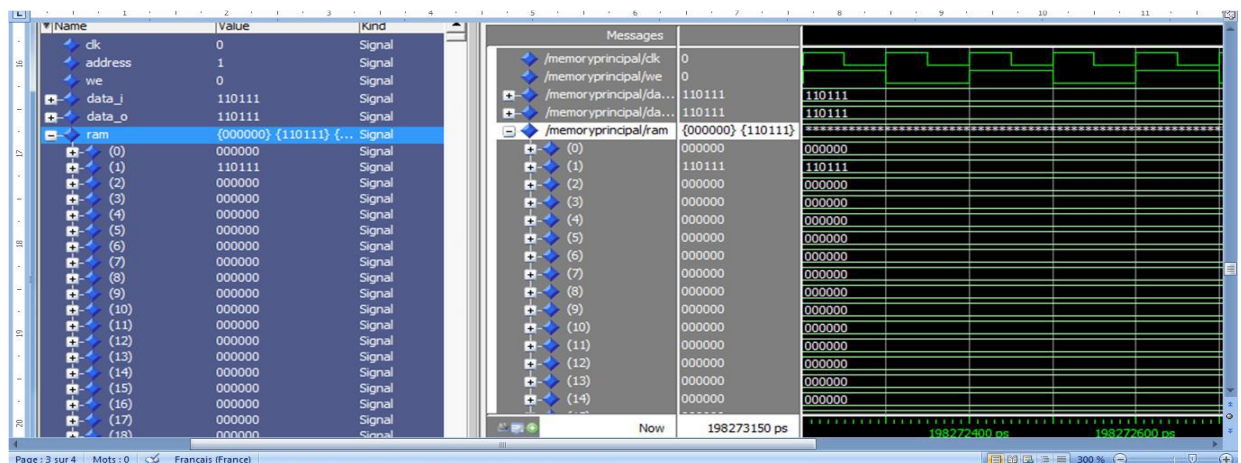
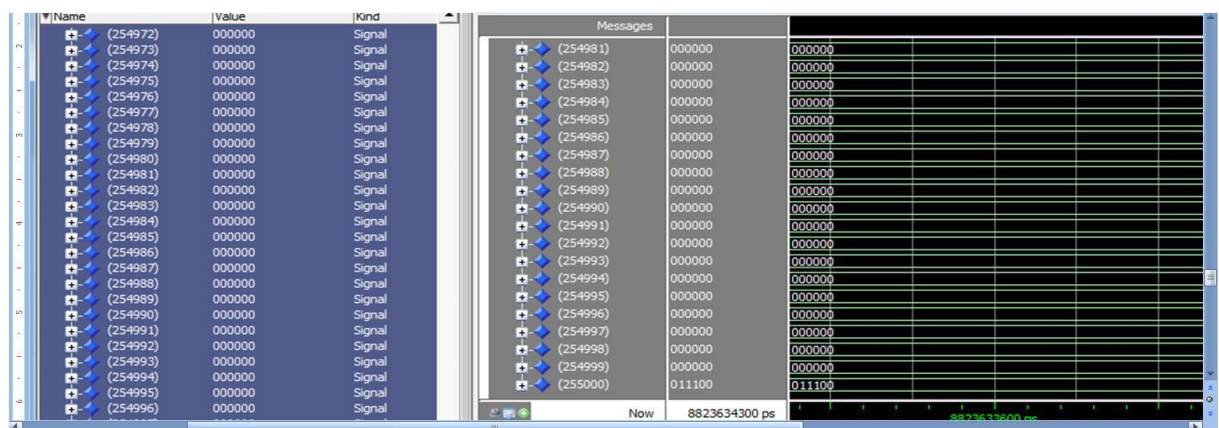
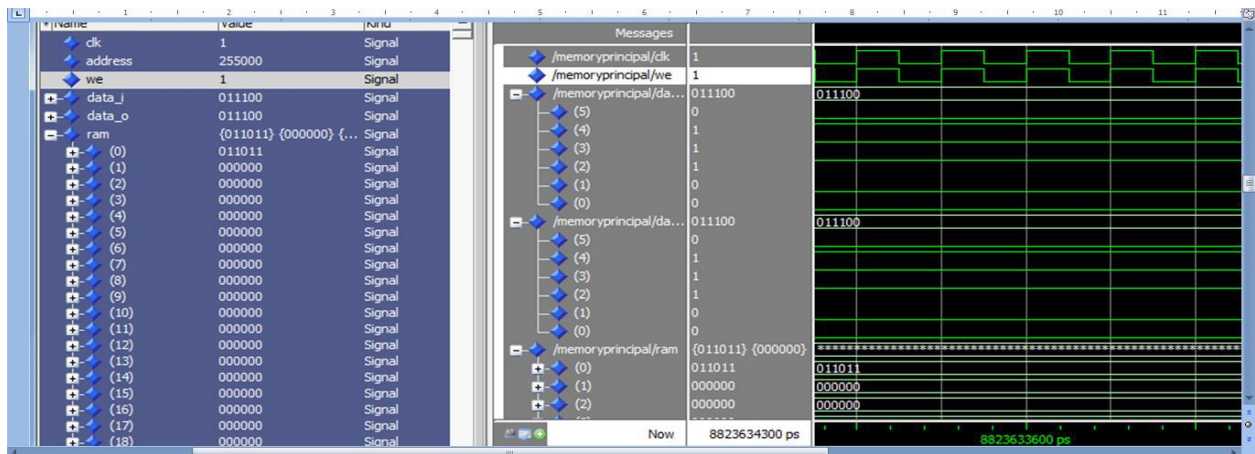


Figure 6-50 : résultats de la simulation de la Mémoire principale.

6.41.3 Mémoire de répétition:

C'est un bloc mémoire ordinaire qui contient des valeurs numériques relatives aux nombres de répétitions emmagasinées au préalable et qui seront pointées par le résultat de la comparaison Consigne / Référence à travers le Compteur / Décompteur dont la sortie qui servira d'entrée adresse.

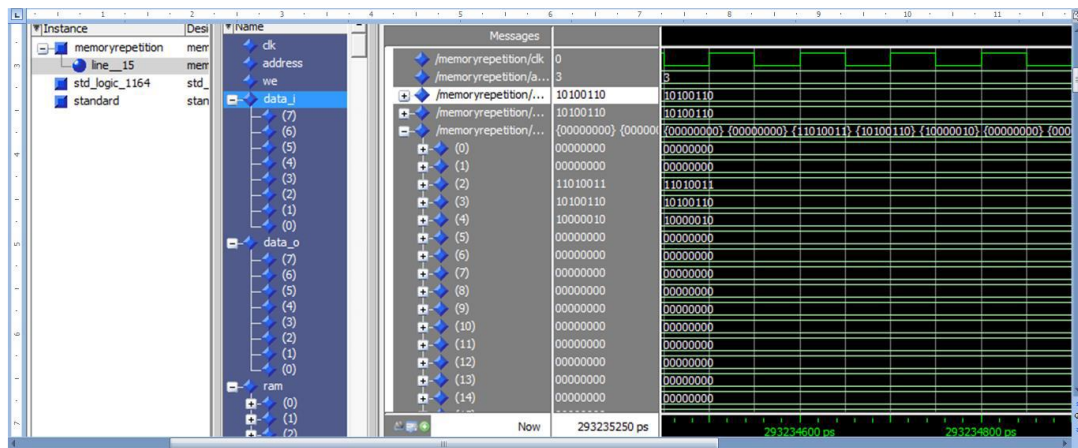


Figure 6-51: résultats de la simulation de la Mémoire de répétition.

6.41.4 Décompteur de nombre de répétitions:

Ce module est un décompteur qui part d'une valeur de répétition issue de la mémoire et la décrémente jusqu'à la valeur zéro pour envoyer un signal de commande au compteur d'adressage mémoire principale à travers une porte logique OU – Inversée.

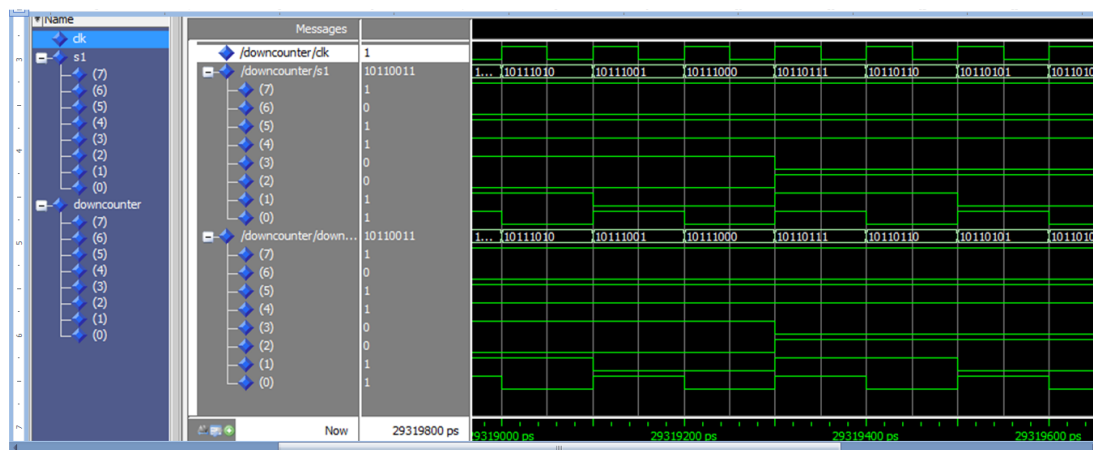


Figure 6-52 : résultats de simulation Décompteur de nombre de répétitions.

6.41.5 Multiplexeur de commande .

C'est un boîtier multiplexeur à deux entrées de trois bits chacune. Il reçoit un bus de six bits de la mémoire principale et sert à la sélection de trois bits sur les six pour les envoyer alternativement sur trois gâchettes des thyristors de l'onduleur et leurs inverses sur les trois autres gâchettes.

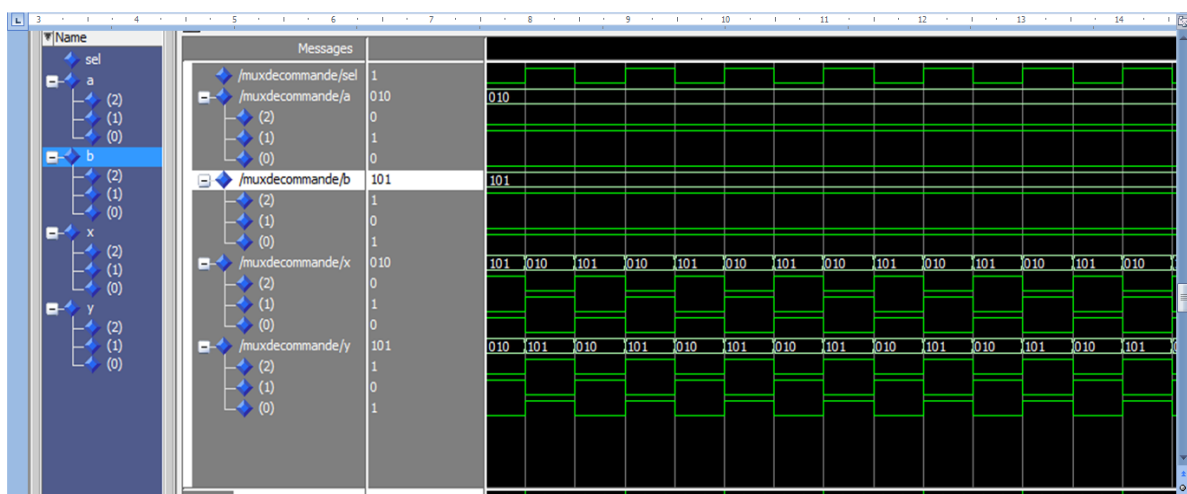
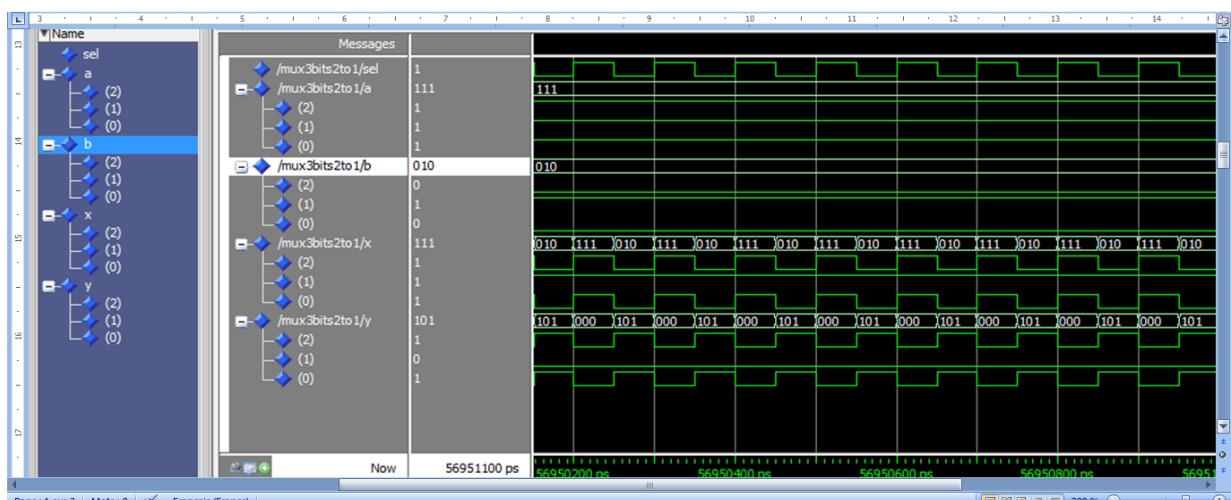
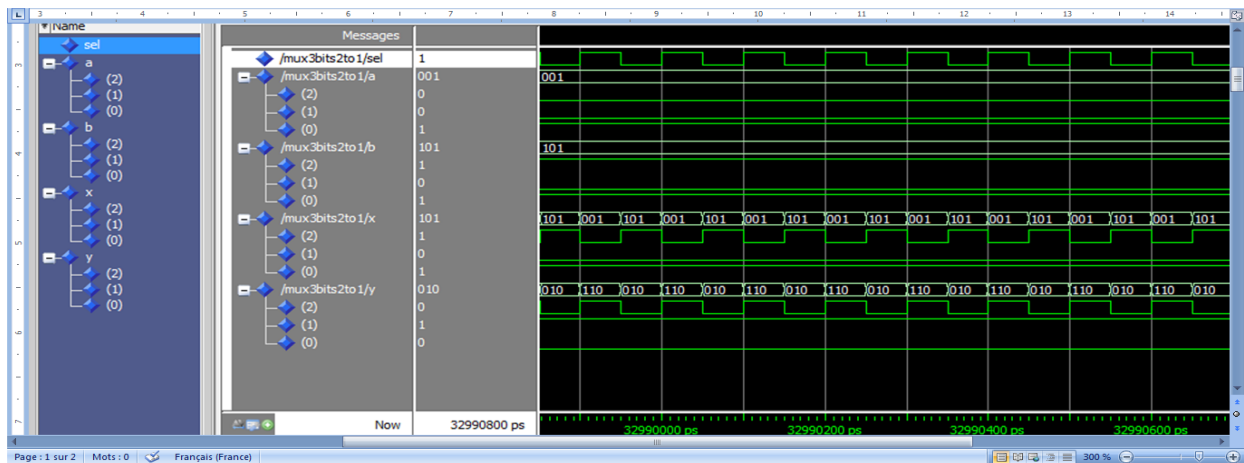


Figure 6-53. résultats de simulation Multiplexeur de commande .

6.42. PROGRAMME PRINCIPALE:

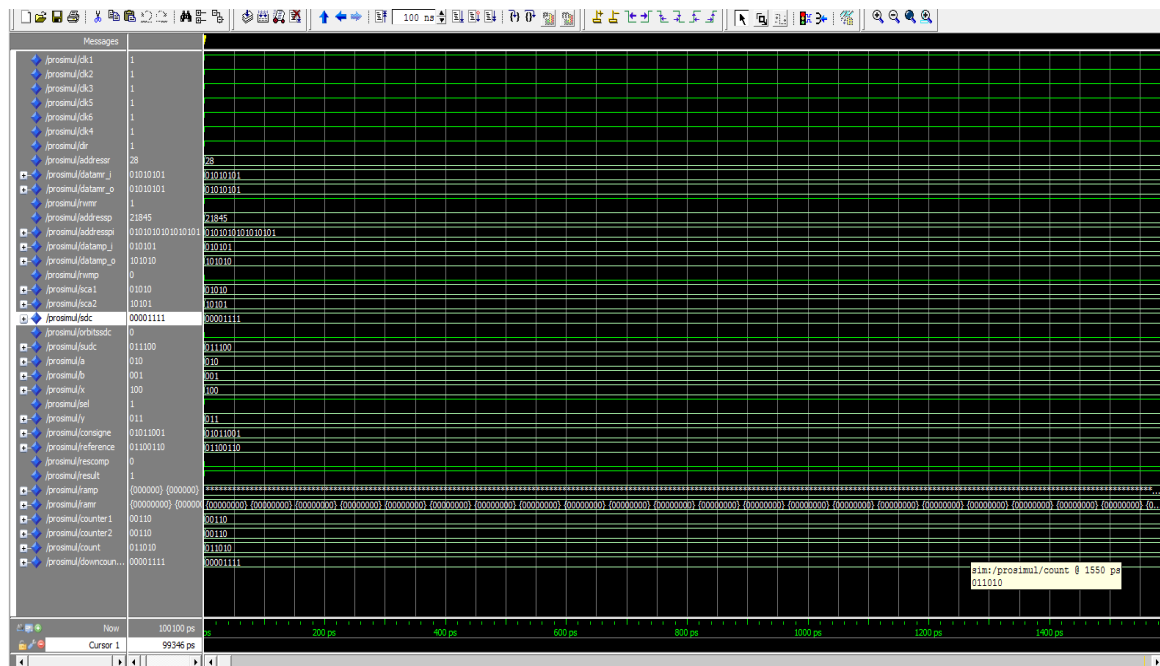


Figure 6-54 : résultats de la simulation du programme principal.

Dans cette partie de travail, nous avons conçu et implémenté le nouveau système de génération des signaux PWM avec répétition configurable sur la carte FPGA à l'aide de l'outil Xilinx ise, le langage utilisé dans la conception est VHDL. Les simulations ainsi que l'implémentation réelle sur FPGA ont été réussies.

On constate bien que les signaux obtenus répondent au fonctionnement de leurs modules respectifs. Ce qui rendrait la simulation de la conception fousable.

Il est toutefois intéressant de dire que pour aboutir à la réalisation de ce travail nous avons été contraints de passer par certaines étapes et de réflexions, à citer par exemple :

Avoir essayé d'utiliser les machines d'états (MOORE et/ou MEALY), avec toutes les études nécessaires.

Avoir envisagé de passer à l'implémentation (sur FPGA), avec toutes les recherches pour le choix du FPGA qui conviendrait.

6.43. Conclusion

Nous avons présenté, dans cette partie de notre travail, un nouveau concept de génération de la PWM, basé sur un microcontrôleur et une mémoire EPROM de donnée extérieure adressée par des circuits PAL (programmé par le logiciel de programmation des circuits programmables PALASM) qui assurent en plus la synchronisation, pour nous donner les avantages suivants :

- Augmenter le nombre de commutation par période sans recourir à un espace mémoire supplémentaire ;
- Améliorer la réponse spectrale par le rejet des harmoniques vers les fréquences élevées (multiplication du rang d'harmoniques) ;
- Assurer un intervalle de fréquence très large [10,8206Hz-59,Hz]
- Assure un pas de variation de fréquence très minime 0.0075hz pour les basses fréquences (10Hz) et de 0.022 pour les haute fréquence (60Hz) ;

- Améliorer l'onde du courant (forme sinusoïdale sans perturbation) ;
- Avoir une commande silencieuse au niveau du moteur, par le rejet des harmoniques vers les fréquences très élevées, qui vont être filtrées par le moteur asynchrone.
- Assure une irrigation au fil de soleil très tôt et un gain très important en eau, avec le pompage.

Dans cette partie de travail, on a concrétisé notre étude théorique de la commande RPWM et ces différentes représentations répétition simple, alterné, variable et combinée, par une réalisation pratique fonctionnelle qui présente des très bons résultats et qui peut être le sujet d'un brevet par un circuit ASIC, ainsi qu'une conception et implantation avec un grand succès sur FPGA à l'aide des applications dédiées. Le VHDL, une nouvelle procédure a été développée avec des formules calculant les coefficients de Fourier, vérifiée par simulation.

CONCLUSION GENERALE :

L'objectif de notre étude est de contribuer à l'optimisation des systèmes de conversion photovoltaïque en examinant l'importance des énergies renouvelables par rapport aux autres sources d'énergie, l'importance du dimensionnement des gisements solaires, ainsi que l'analyse des différents points d'optimisation photovoltaïque tels que les cellules photovoltaïques, les convertisseurs, l'architecture et la disposition des panneaux solaires, et le choix des méthodes de contrôle.

Nous avons examiné divers aspects de l'optimisation des systèmes de conversion photovoltaïque, y compris plusieurs points clés abordés lors de notre étude tel que :

3. **Importance des énergies renouvelables** : Comparer les avantages des énergies renouvelables, comme le solaire, par rapport aux énergies fossiles en termes d'impact environnemental, de durabilité et de coûts à long terme.
4. **Dimensionnement du gisement solaire** : Analyser les méthodes pour évaluer le potentiel solaire d'une région, en tenant compte des facteurs comme l'ensoleillement, la latitude, et les conditions météorologiques.
5. **Optimisation des cellules photovoltaïques** : Étudier les différents types de cellules photovoltaïques (monocristallines, polycristallines, à couche mince) et leurs rendements respectifs.
6. **Convertisseurs** : Explorer les différents types de convertisseurs utilisés dans les systèmes photovoltaïques, comme les convertisseurs DC-DC et les onduleurs, et leur rôle dans l'optimisation de la conversion d'énergie.
7. **Architecture et disposition des panneaux solaires** : Examiner les configurations optimales pour l'installation des panneaux solaires, en fonction de l'espace disponible, de l'orientation et de l'inclinaison.
8. **Méthodes de contrôle** : Discuter des techniques de contrôle avancées, comme la modulation de largeur d'impulsion (PWM) et les algorithmes de suivi du point de puissance maximale (MPPT), pour améliorer l'efficacité des systèmes photovoltaïques.

Pour atteindre notre objectif qui était la contribution à l'optimisation des systèmes de conversion photovoltaïque au fil de soleil, nous avons conçu et implanté, sur deux plateformes différentes, carte pilotée par Micro-contrôleur et une autre avec FPGA (Field-Programmable Gate Arrays), d'un modulateur PWM basé sur la répétition des segments, pour la commande d'un moteur asynchrone. Pour arriver à cette fin, nous avons commencé par aborder quelques topologies de générateurs PWM numériques les plus répandues et nous avons proposé des nouvelles procédure de génération des signaux modulés en largeur d'impulsion basé sur l'échantillonnage du signal de référence.

Nous avons choisi un FPGA comme plateforme matérielle configurable et nous avons présenté brièvement leur architecture. La conception a suivi l'approche bottom-up, utile pour les petites conceptions comme la présente. Chaque bloc est alors décrit en langage VHDL et est simulé. On a ensuite rassemblé les différents blocs pour réaliser le système complet final et l'on aussi vérifié par simulation.

Nous avons aussi développé et mis en place le modulateur de la technique RPWM configurable sur la carte FPGA en utilisant l'outil ALTERA. Nous avons observé que les résultats de simulation sont très bons, ce qui entraîne des impulsions d'erreur et des résultats de simulation idéaux.

On peut dire que la conception et d'implémentation d'un système de génération de signaux PWM avec répétition configurable sur une carte FPGA a été couronné de succès. L'utilisation des outils Xilinx ISE et ALTERA, ainsi que du langage VHDL, a permis de réaliser des simulations précises et une implémentation réelle efficace. Les signaux obtenus répondent parfaitement aux exigences des modules respectifs, démontrant ainsi la faisabilité et la robustesse de la conception.

Les étapes méthodiques, telles que l'utilisation des machines d'états (MOORE et/ou MEALY) et la sélection minutieuse du FPGA approprié, ont été cruciales pour atteindre les objectifs du projet. Les

résultats de simulation très satisfaisants confirment la qualité et la précision du modulateur RPWM configurable développé.

Notre travail sur la génération de la PWM (modulation de largeur d'impulsion) avec un microcontrôleur et une mémoire EPROM externe, adressée par des circuits PAL, semble avoir abouti à des résultats impressionnants dont :

1. **Augmentation du nombre de commutations par période** : Nous avons réussi à augmenter le nombre de commutations sans nécessiter d'espace mémoire supplémentaire. C'est une optimisation importante pour les systèmes de conversion.
2. **Amélioration de la réponse spectrale** : En rejetant les harmoniques vers des fréquences plus élevées (ce qui multiplie le rang d'harmoniques), vous avez amélioré la qualité du signal.
3. **Large plage de fréquences** : Votre système couvre une large gamme de fréquences, allant de 10,8206 Hz à 59 Hz.
4. **Pas de variation de fréquence minimale** : Vous avez réussi à obtenir des pas de variation de fréquence très faibles, ce qui est essentiel pour des applications à basse fréquence (10 Hz) et haute fréquence (60 Hz).
5. **Amélioration de l'onde de courant** : Notre approche a permis d'obtenir une forme sinusoïdale sans perturbations, ce qui est crucial pour la stabilité du système.
6. **Commande silencieuse du moteur** : En rejetant les harmoniques vers des fréquences très élevées, nous évitons les bruits indésirables au niveau du moteur asynchrone.
7. **Applications pratiques** : Notre système pourrait être breveté et a déjà montré des résultats prometteurs en termes de conception et d'implémentation sur FPGA.

En somme, ce travail représente une avancée significative dans l'optimisation des systèmes de conversion photovoltaïque et la commande de moteurs asynchrones. Il ouvre la voie à de futures recherches et développements dans le domaine des systèmes de modulation numérique et des applications industrielles.

Les systèmes de la conversion photovoltaïques et la production de l'électricité ou de l'énergie propre est relativement la bonne solution, en utilisant une source d'énergie disponible à l'infinie. et pour mettre fin à tous ces conflits sur les énergies fossiles et la pollution de l'environnement.

Perspectives :

Pour les perspectives de ce travail, plusieurs axes de développement sont envisagés afin de valider et d'optimiser la méthode de modulation de largeur d'impulsion répétée (RPWM).

Tout d'abord, il est prévu de valider cette méthode en la testant sur des plateformes matérielles réelles, notamment en utilisant des FPGA et des circuits ASIC, tout en exploitant l'environnement de développement Quartus pour vérifier et analyser les signaux générés.

En parallèle, Nous améliorerons également la modélisation mathématique en exploitant les équations de Kepler, afin de mieux représenter les signaux et leur comportement spectral. Une analyse approfondie du spectre des signaux sera également menée pour réduire les harmoniques indésirables et améliorer la qualité du signal de commande.

Un autre objectif majeur est de breveter le circuit proposé sur la forme ASIC dédié à cette technique de génération RPWM, ce qui permettra de protéger l'innovation et de favoriser son adoption industrielle.

Par ailleurs, cette technique sera exploitée pour optimiser les systèmes de conversion d'énergie en intégrant des algorithmes de MPPT (Maximum Power Point Tracking) basés sur des approches avancées telles que la logique floue et les réseaux de neurones. Ces méthodes permettent une adaptation dynamique aux variations des conditions d'irradiation et de température, améliorant ainsi la précision et la rapidité du suivi du point de puissance maximale.

Une piste supplémentaire consiste à explorer les algorithmes MPPT bio-inspirés, tels que :The Whale Optimization Algorithm (WOA),Firefly Algorithms for Multimodal Optimization (FFA),Kinetic Gas Molecule Optimization (KGMO)...etc ;Ces algorithmes, inspirés de phénomènes naturels, offrent une exploration et

une exploitation efficaces de l'espace de recherche, permettant d'optimiser davantage la conversion d'énergie et d'améliorer l'efficacité globale des systèmes photovoltaïques. Leur capacité à éviter les optima locaux et à s'adapter à des conditions complexes, comme l'ombre partielle, en fait des solutions prometteuses pour les applications photovoltaïques modernes, avec notre méthode de génération qui offre l'avantage d'une grande sensibilité d'exécution.

En fin, et pour améliorer la réponse spectrale une étude d'une nouvelle procédure de génération de signal RPWM sera proposé pour améliorer le passage d'une fréquence à l'autre avec la possibilité de maintenir le rapport u/f constant.

Ces travaux ouvriront la voie à des applications pratiques dans des domaines clés tels que les entraînements de moteurs, les systèmes d'énergie renouvelable (solaire, éolien) et les convertisseurs de puissance, où la réduction des pertes et des harmoniques est essentielle pour atteindre une performance optimale

ANNEXE

Compateur 8bits

Library IEEE;

Use IEEE.Std_Logic_1164.all;

Use IEEE.Numeric_Std.all;

Entity Comparator8bits is

```
Port (  
    Clk          : in Std_Logic;  
    Consigne     : in Std_Logic_Vector(7 downto 0);  
    ActCounterUpDown: out Std_Logic;  
    Reference    : in Std_Logic_Vector(7 downto 0) := "10010110"  
);
```

end Comparator8bits;

Architecture Behavioral of Comparator8bits is

begin

```
Result_process: process(Clk)
```

```
begin
```

```
    if rising_edge(Clk) then
```

```
        if unsigned(Consigne) < unsigned(Reference) then
```

```
            ActCounterUpDown <= '0';
```

```
        elsif unsigned(Consigne) > unsigned(Reference) then
```

```
            ActCounterUpDown <= '1';
```

```
        else
```

```
            ActCounterUpDown <= '0'; -- Ou '1', selon le comportement attendu lors d'égalité
```

```
        end if;
```

```
    end if;
```

```
end process;
```

end Behavioral;

Library IEEE;

Use IEEE.Std_Logic_1164.all;

Use IEEE.Std_Logic_Unsigned.all;

Entity Comparator8bits is

```
Port (Clk : in Std_Logic;  
    Consigne : in Std_Logic_Vector (7 downto 0);  
    ActCounterUpDown : out Std_Logic;  
    Reference : Buffer Std_Logic_Vector (7 downto 0)  
);
```

end Comparator8bits;

Architecture Behavioral of Comparator8bits is

signal Result : Std_Logic;

begin

```
Result_process: process(Clk)
```

```
begin
```

```
    Reference <= "10010110";
```

```
if rising_edge(Clk) then
  if Consigne < Reference then
    Result <= '0';
  elsif Consigne > Reference then
    Result <= '1';
  elsif Consigne = Reference then
    Result <= 'Z';
  end if;
end if;
end process;
ActCounterUpDown <= Result;
end Behavioral;
```

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
entity MemoryPrincipal is
  port (Clk : in std_logic;
        address : in integer;
        we : in std_logic;
        data_i : in std_logic_vector(5 downto 0);
        data_o : out std_logic_vector(5 downto 0)
  );
end MemoryPrincipal;
architecture Behavioral of MemoryPrincipal is
  --Declaration of type and signal of a the RAM
  --with each element being 6 bit wide.
  type ram_t is array (0 to 255000) of std_logic_vector(5 downto 0);
  signal ram : ram_t := (others => (others => '0'));
begin
  --process for read and write operation.
  PROCESS(Clk)
  BEGIN
    if(rising_edge(Clk)) then
      if(we='1') then
        ram(address) <= data_i;
      end if;
      data_o <= ram(address);
    end if;
  END PROCESS;
end Behavioral;
```

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
entity MemoryRepetition is
  port (Clk : in std_logic;
        address : in integer;
        we : in std_logic;
        data_i : in std_logic_vector(7 downto 0);
        data_o : out std_logic_vector(7 downto 0)
  );
```

```
);  
end MemoryRepetition;  
architecture Behavioral of MemoryRepetition is  
type ram_t is array (0 to 512) of std_logic_vector(7 downto 0);  
signal ram : ram_t := (others => (others => '0'));  
begin  
PROCESS(Clk)  
BEGIN  
    if(rising_edge(Clk)) then  
        if(we='1') then  
            ram(address) <= data_i;  
        end if;  
        data_o <= ram(address);  
    end if;  
END PROCESS;  
end Behavioral;
```

```
Library IEEE;  
Use IEEE.Std_Logic_1164.all;  
Use IEEE.Std_Logic_Unsigned.all;  
Entity CounterAdress is  
    Port (Clk : in Std_Logic;  
          S1, S2 : out Std_Logic_Vector (4 downto 0));  
end CounterAdress;  
Architecture Behavioral of CounterAdress is  
signal Counter1 : Std_Logic_Vector(4 downto 0) := (others => '0');  
signal Counter2 : Std_Logic_Vector(4 downto 0) := (others => '0');  
begin  
count_process: process(Clk)  
begin  
    if rising_edge(Clk) then  
        Counter1 <= Counter1 + 1;  
        if (((((Counter1(0) and Counter1(1)) and Counter1(2)) and Counter1(3)) and Counter1(4)) = '1') then  
            Counter2 <= Counter2 + 1;  
        elsif (((((Counter1(0) and Counter1(1)) and Counter1(2)) and Counter1(3)) and Counter1(4)) = '0') then  
            Counter2 <= Counter2;  
        end if;  
    end if;  
end process;  
S1 <= Counter1;  
S2 <= Counter2;  
end Behavioral;
```

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
entity CounterUpDown6bits is
    Port ( CLK : in  STD_LOGIC;
          Cout : out STD_LOGIC_VECTOR (5 downto 0);
          DIR : in  STD_LOGIC
        );
end CounterUpDown6bits;
architecture Behavioral of CounterUpDown6bits is
    signal count : STD_LOGIC_VECTOR(5 downto 0):= (others => '0');
begin
    Count_Process: process (CLK)
    begin
        if rising_edge(Clk) then
            if (DIR = '1') then
                count <= count + 1;-- counting up
            elsif (DIR = '0') then
                count <= count - 1;-- counting down
            end if;
        end if;
    end process;
    Cout <= count;
end Behavioral;
```

```
Library IEEE;
Use IEEE.Std_Logic_1164.all;
Use IEEE.Std_Logic_Unsigned.all;
Entity DownCounter is
    Port (Clk : in Std_Logic;
          S1 : out Std_Logic_Vector (7 downto 0));
end DownCounter;
Architecture Behavioral of DownCounter is
    signal DownCounter : Std_Logic_Vector(7 downto 0) := (others => '0');
begin
    count_process: process(Clk)
    begin
        if rising_edge(Clk) then
            DownCounter <= DownCounter - 1;
        end if;
    end process;
end Behavioral;
```

```
    end if;  
    end process;  
    S1 <= DownCounter;  
end Behavioral;
```

```
library IEEE;  
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;  
entity MUXdeCommande is  
    Port ( SEL : in  STD_LOGIC;  
          A  : in  STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0);  
          B  : in  STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0);  
          X  : inout STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0);  
          Y  : out STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0));  
end MUXdeCommande;  
architecture Behavioral of MUXdeCommande is  
begin  
    X <= A when (SEL = '1') else B;  
    Y <= not X;  
end Behavioral;
```


REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] [World Energy Outlook 2022](#), « Le monde de l'énergie demeure fragile mais dispose de moyens efficaces pour améliorer la sécurité énergétique et réduire les émissions »
- [2] Energies Nouvelles, Renouvelables et Maîtrise de l'Energie, [MINISTÈRE DE L'ÉNERGIE , DES MINES ET DES ENERGIES RENOUVELABLES](#).
- [3] Wassila Iguergazix Dahmoun. "Energiesrenouvelables : l'un des pivots du développement durable en Algérie", International Journal of Advanced Research on Planning and Sustainable Development, 2021
- [4] H. Horsin Molinaro et B. Multon, "Énergie électrique : génération photovoltaïque," ENS Rennes, Rennes, France, 2020.
- [5] H. Häberlin, photovoltaïque, cours de la Haute Ecole technique bernoise de technique et d'informatique, 2005
- [6] Statistical Review of World Energy , BP, 26 juin 2023.
- [7] Gaudiaut, T. (2021, 14 octobre). Un monde toujours plus énergivore. Statista Daily Data. <https://fr.statista.com/infographie/25964/evolution-de-la-consommation-mondiale-energie-par-source/>
- [8] [L'énergie \(5-Sources d'énergie\). \(2018, 24 février\). Partager Pour Comprendre.](#)
- [9] ISSAADI Salim ; Mémoire de Magister, Commande d'une poursuite du point de puissance maximum (MPPT) par les Réseaux de Neurones, Ecole Nationale Polytechnique (2006).
- [10] Brambilla, A., 1999. New Approach to Photovoltaic Arrays Maximum Power Point Tracking. 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf., South Carolina, USA, p.632–637.
- [11] Lincot, D. 2022. Énergie solaire photovoltaïque et transition énergétique : Leçon inaugurale prononcée au Collège de France le jeudi 20 janvier 2022. In *Énergie solaire photovoltaïque et transition énergétique : Leçon inaugurale prononcée au Collège de France le jeudi 20 janvier 2022*. Paris : Collège de France. doi :10.4000/books.cdf.14107
- [12] N. Guerram M. Guervara, C. Palacios y F. Crupi, "Operation and Physics of Photovoltaic Solar Cells: an overview", Revista de I+D Tecnológico, vol. 14, no. 2, pp. (84-95), 2018 DOI: 10.33412/IDT.V14.2.2077
- [13] BOUMAARAF Abdelâali, MANSOURI A, KHELFAOUI R, DRAOUI M.D rapport d'activité, « Étude et développement d'un système de pompage photovoltaïque muni d'un héliostat » projet national de recherche CDER, [Code du projet : 07.07.21.99](#).
- [14] PERCEBOIS Jacques, « Aides publiques aux énergies éolienne et photovoltaïque », Revue française d'économie, 2015/4 (Volume XXX), p. 141-186. DOI : 10.3917/rfe.154.0141.
- [15] « Desert Power 2050 » : un système EU-Mena intégré avec plus de 90% d'énergies renouvelables, https://www.agenceecofin.com/index.php?option=com_k2&id=5464&view=item&Itemid=90&tmpl=component&print=1
- [16] Stefan Laurentiu Capitaneanu, Thèse de doctorat en Génie électrique. Sous la direction de Bernard de Fornel. Soutenue en 2002, Toulouse, INPT, (2002, 1 janvier). Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux, <https://hal.science/tel-04469149v1/file/capitaneanu.pdf>
- [17] https://document.environnement.brussels/opac_css/elecfile/IF%20ENERGIE%20Mod3%20Fonctionnement%20technologies%20PV%20FR
- [18] M. Veerachary, T. Senjyu and K. Uezato, "Voltage-based maximum power point tracking control of

- 199

- [35] B. VELAERTS, P. MATHYS, E. TATAKIS - « A novel approach to the generation and optimization of three-level PWM wave forms. », IEEE Power Electronics Specialists Conference, Kyoto, pp. 1255-1262, 1988.
- [36] Duffie, J.A. and Beckman, W.A. (2013) *Solar Engineering of Thermal Processes*. 2nd Edition, Madison, New York; John Wiley & Sons, Hoboken.
- [37] Issaadi, W., Issaadi, S., & Khireddine, A. (2018). Comparative study of photovoltaic system optimization techniques: Contribution to the improvement and development of new approaches. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 82, 2112–2127. doi:10.1016/j.rser.2017.08.04
- [38] A.Boumaaraf, Tayeb Mohamadi, N. Messai, “Repeated PWM Based on the Signals Combinations Applied to a PV Pumping System”, *Energy Procedia*, Volume 74, 2015, Pages 320-330, ISSN 1876-6102, <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2015.07.615>. (<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610215013831>)
- [39] Abdelaali Boumaaraf, Tayeb Mohamadi, Mohamed Djamel Draou . Optimization of the Repeated PWM Command Applied to the Variable Voltage Variable Frequency (VVVF) Converter. *International Journal of Computer Applications*. 24, 2 (June 2011), 1-7. DOI=10.5120/2926-3869
- [40] A. Boumaaraf, M. D. . Draou, and S. . Chikhi, “Un Nouveau Concept de la Commande PWM Destiné au Système de Pompage Photovoltaïque”, *J. Ren. Energies*, vol. 5, no. 2, pp. 139-147, Dec. 2002.
- [41] Boumaaraf, A. and Gourmat, L. 2021. FPGA Implementation of High-Frequency Repeated PWM for Variable Voltage Variable Frequency Controller . *Advanced Aspects of Engineering Research* Vol. 9. (May 2021), 139–155. DOI:<https://doi.org/10.9734/bpi/aaer/v9/8409D>.
- [42] S.Chikhi, Boumaaraf Abdelaali, M. D. Draou, « «Amélioration de la réponse spectrale dans la conversion DC/AC, application : photovoltaïque », 2001/10, Conférence INERSOLE 2001, ADRAR
- [43] Boumaaraf, A., Mohamadi, T., and Gourmat, L., “FPGA implementation of high-frequency multiple PWM for variable voltage variable frequency controller”, in *Technologies and Materials for Renewable Energy, Environment and Sustainability: Tmrees*, 2016, vol. 1758, no. 1, Art. no. 020018. doi:10.1063/1.4959394.
- [44] A. F. Boehringer, “Self-Adapting dc Converter for Solar Spacecraft Power Supply” *Aerospace and Electronic Systems*, IEEE Transactions on, pp. 102-111, 1968.
- [45] Alan L. Fahrenbruch and Richard H. Bube. *Fundamentals of Solar Cells: Photovoltaic Solar Energy Conversion*. Academic Press, Inc, New York, NY, 1983.
- [46] A.S. Kislovski. *Power Tracking Methods in Photovoltaic Applications*, *Power Conversion*, pp 513-528, 1993.
- [47] B. Maurice, JM. Bourgeois & B.Saby « Versatile cost effective induction motor drive with three phase digital generation » microcontroller ST Application, PCIM 1991, Nürnberg.
- [48] B.Saby & P.Guilemin «3-phase ST9 multi-function timer & DMA», microcontroller ST Application, PCIM 1991, Nürnberg.
- [49] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation - A Survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 5, pp. 410-420, Oct. 1992
- [50] Holmes, D. G., & Lipo, T. A. (2003). *Pulse Width Modulation for Power Converters*. doi:10.1109/9780470546284
- [51] Belarbi, K., & Titel, F. (2000). “Genetic algorithm for the design of a class of fuzzy controllers: an alternative approach”. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 8(4), 398–405. doi:10.1109/91.868946
- [52] Lee, M. A., & Takagi, H. (n.d.). Integrating design stage of fuzzy systems using genetic algorithms. [Proceedings 1993] Second IEEE International Conference on Fuzzy Systems.

doi:10.1109/fuzzy.1993.327418

- [53] Byoung-Kuk Lee, Student, and Mehrdad Ehsani, A Simplified Functional Simulation Model for Three-Phase Voltage-Source Inverter Using Switching Function Concept IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 48, NO. 2, APRIL 2001 PP 309-321
- [54] Holtz, J. (1994). "Pulsewidth modulation for electronic power conversion". Proceedings of the IEEE, 82(8), 1194–1214. doi:10.1109/5.301684
- [55] C. M. Liaw, Y. M. Lin, C. H. Wu and K. I. Hwu, "Analysis, design and implementation of a random frequency PWM inverter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 5, pp. 843-854, 2000. (EI);(SCI,1)
- [56] C. YU, Z. CAO, A. KANDEL. Application of fuzzy reasoning to the control of an activated sludge plant. Fuzzy Sets and Systems, vol 38, pp 1-14, 1990
- [57] Chihchiang Hua and Chihming Shen. Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage system. In IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, volume 2 of APEC Proceedings of the 1998 13th. Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'98, pp 679-685, Anaheim, CA, USA, February 1998.
- [58] OBEIDI THAMEUR Application des Algorithmes Génétiques dans la Commande des Hacheurs MPPT de Mémoire de Magister ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE Département Electronique 10 Avenue Hassan Badi, El-Harrach, Alger, Algérie.4
- [59] C. Larbes, S.M. Aït Cheikh, T. Obeidi and A. Zerguerras (2009), Genetic algorithms optimized fuzzy logic control for the maximum power point tracking in photovoltaic system. Renewable Energy 34(10): 2093-2100.
- [60] D. DRIANKOV, H. HELLENDORF, M. REINFRANCK. An introduction to fuzzy control. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1993
- [61] D. DUBOIS, H. PRADE. Fuzzy logics and the generalized modus ponens revisited. Cybernetics and Systems, vol 15, pp 293-331, 1984
- [62] D. J. Calwell, L. T. Bavaro, and P. J. Carian. "Advanced space power system with optimised peak power tracking". Proc. Of 26 th IECEC, vol 2, pp 145-150, 1991.
- [63] Daniel John Tooth, Neville McNeill, Stephen J. Finney, and Barry W. Williams, "A New Soft-Switching Technique Using a Modified PWM Scheme Requiring No Extra Hardware" IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 16, NO. 5, SEPTEMBER 2001 pp 686-693
- [64] H. Buhler. Réglage Par Logique Floue. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes CH-1015 Lausanne.1994
- [65] H. Bülent Ertan and N. Balkan Simsir «Comparison of PWM and PFM Induction Drives Regarding Audible Noise and Vibration for Household Applications IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 40, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 2004 PP 1621-1628
- [66] H. Kanaan, K. Al-Haddad R. Chaffai, L. Duguay F. Fnaiech, "A Comparative Study of Hysteresis and PWM Control Techniques Applied to an Injection-Current-Based Three-phase" Rectifier pp 785-792
- [67] H. YING, W. SILVER, J.J. BUCKLEY. Fuzzy control theory: a nonlinear case. Automatica, vol 26, n°3, pp 513-520, 1990
- [68] H.J. Hovel., Semiconductors and Semimetals. In "Solar Cells", Vol. 11, Academic
- [69] H.J. Möller. Semiconductors for Solar Cells. Artech House, Inc, Norwood, MA, 1993.
- [70] Hannes Knopf. Analysis, simulation, and evaluation of maximum power point tracking (MPPT) methods for a solar powered vehicle. Master of Science in Electrical and Computer Engineering, Portland State University 1999.

-
- [71] Hyo L. Liu, Gyu H. Cho & Sun S. Park " Optimal PWM Design High Power Three-Level Inverter Through Comparative Studies" IEEE Tran. On Power Elec., vol.10, N°1, pp 38-47, Jan.1995
 - [72] K. H. Hussein, I. Muta. Maximum Photovoltaic Power Tracking: An Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions. IEEE Proceedings on Generation, Transmission, and Distribution, Vol. 142, N°. 1, pp. 59-64, January 1995.
 - [73] J-D. Van Wyk, J-H. Enslin. A study of a wind power converter with microcomputer based maximal power control utilizing an over synchronous electronic scherbius cascade. Proc. Of IEEE International Power Electronic Conference (IPEC-83), pp 766-777, 1983.
 - [74] Jean-Pierre Charles, Ahmed Haddi, Alain Maouad, Hazri Bakhtiar, Abdellatif Zerga, Alain Hoffmann, Pierre Mialhe. La jonction, du solaire à la microélectronique. Rev. Energ. Ren. Vol.3, pp 1-16, 2000.
 - [75] John N. Chiasson, Leon M. Tolbert, Keith J. McKenzie and Zhong Du, Student Member, A Complete Solution to the Harmonic Elimination Problem; IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 19, NO. 2, MARCH 2004 pp 491-499
 - [76] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. In IEE Proceedings. Generation, Transmission and Distribution. Vol.142, pp 59-64. IEE, Stevenage, Herts., U.K., January 1995.
 - [77] K. K. Tse, Henry Shu-Hung Chung S. Y. Ron Hui H. C. So Comparative Study of Carrier-Frequency Modulation Techniques for Conducted EMI Suppression in PWM Converters IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 49, NO. 3, JUNE 2002 PP 618-627
 - [78] K. Rajkanan and J. Shewchum. A Better Approach to the Evaluation of the Series Resistance of Solar Cells. Solid-State Electronics, pp 193-197, 1979.
 - [79] K. Shirasawa. Mass production technology for multicrystalline Si solar cells. Progress in Photovoltaics: Research and applications. Vol. 10, pp 107-118. 2001.
 - [80] K. SUJIYAMA. Rule based self-organizing controller. Fuzzy Comp., Eds. Gupta & Yamakawa, Elsevier North Holland, Amsterdam 1988
 - [81] K. Takahashi et al. Sol. Energy Mater. Sol. Cells. pp 63-403. 2000.
 - [82] L. Protin+, S.Astier. Convertisseurs photovoltaïques. Technique de l'ingénieur, traité génie électrique, pp 3-360, 1992.
 - [83] L. RAMBAULT. Conception d'une commande floue pour une boucle de régulation. Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 1993
 - [84] la conversion de l'électronique de puissance, FRANCIS LABRIQUE UNIVERSITE CATHOLIQUE de louvin, GUYSEGIE, ROBERT BAUSIEE, UNIVERSITE de science et de technologie de lille.
 - [85] Li Li and Dariusz Czarkowskj Yaguang Liu and Pragasen Pillay Multilevel Space Vector PWM Technique Based on Phase-Shift Harmonic Suppression 2000 IEEE pp 535-541
 - [86] Li Li, Czarkowski, D., Yaguang Liu, & Pillay, P. (2000). Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters. IEEE Transactions on Industry Applications, 36(1), 160–170. doi:10.1109/28.821811
 - [87] Giudicelli, Emmanuel. "Evaluation d'une filière technologique de cellules photovoltaïques multi-jonctions à base de matériaux antimoniures (III-V)-Sb pour applications aux très fortes concentrations solaires." (2016).
 - [88] A. Luque et S. Hegedus, Handbook of Photovoltaic Science and Engineering, Wiley, 2011
 - [89] Green, M. A., Hishikawa, Y., Dunlop, E. D., Levi, D. H., Hohl-Ebinger, J., & Ho-Baillie, A. W. Y. (2017). Solar cell efficiency tables (version 51). Progress in Photovoltaics: Research and Applications, 26(1), 3–12. doi:10.1002/pip.2978
-

- [90] M. D. Draou & S. A. Chikhi 'Conception d'un convertisseur DC/AC à PWM μ -programmée pour système de pompage PV au fil du soleil', 23 et 24 Nov. 1999 JNVER'99 Tlemcen, Algeria.
- [91] M. D. Draou & S. A. Chikhi «Three-phase inverter for photovoltaic pumping managed with 6802 μ p» Proc. of World Renewable Energy Congress VI (WREC2000) pp 2085-2088.
- [92] M. MIZUMOTO. Fuzzy controls under various fuzzy reasoning methods Information Sciences, vol 45, pp 129-151, 1988
- [93] M. Wolf and H. Rauschenbach. Series Resistance effects on Solar Cell Measurements, Advanced Energy Conversion, pp 455-479, 1963.
- [94] M.S. Imamura and J.I. Portscheller, 'An Evaluation of the Methods of Determining Solar Cell Series Resistance, Proc. 8th Photovoltaic Specialists' Conf., Seattle, WA, pp 102-107, 1970.
- [95] Martin A. Green. Silicon solar cells: at the crossroads. Progress in Photovoltaics: Research and applications. Vol. 8, pp 443-440. 2000.
- [96] Martin A. Green. Third generation photovoltaics: ultra-high conversion efficiency at low cost. Progress in Photovoltaics: Research and applications. Vol. 9, pp 123-135. 2001.
- [97] Martin A.Green, Keith Emery, David L. King, Sanekazu Igari and Wilhelm Watrta. Solar cell Efficiency Tables (version 19). Progress in Photovoltaics: Research and applications. Vol. 10, pp 55-61. 2002.
- [98] P. Claux; R. Gilles; A. Pesse; M. Raoust, Atlas solaire français : énergie transmise et calcul de l'effet de masques, Paris [FRA] : PYC Editions, 1982.
- [99] R. Bojoi, A. Tenconi, F. Profumo, G. Griva, D. Martinello Complete Analysis and Comparative Study of Digital Modulation Techniques for Dual Three-phase AC Motor Drives 2002 IEEE pp 851-857
- [100] R. R. Arya and D. E. Carlson. Amorphous silicon PV module manufacturing at BP solar. Progress in Photovoltaics: Research and applications. Vol. 10, pp 69-76. 2002.
- [101] Richard C.Neville. Solar Energy Conversion: The Solar Cell, vol. 1 of Studies in Electrical and Electronic Engineering. Elsevier Scientific Publishing Company, New York, N. Y, 1978.
- [102] Ruhe Shi Hamid A. Toliyat Vector Control of Five-Phase Synchronous Reluctance Motor with Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) for Minimum Switching Losses 2002 IEEE pp 57-63
- [103] S. Astier, P. Chapoulie, D. Harribey. Modélisation et contrôle d'un système autonome à générateur photovoltaïque. Application à l'énergisation d'un véhicule électrique solaire. Journées CPGE ENSEEIHT 20/05/99.
- [104] S. BOVERIE, B. DEMAYA, A. TITLI. Démarche pour la conception d'un contrôleur flou C.N.R.S., Rapport du G.R. Automatique 92-2 - Projet CS&N, 1992
- [105] S. OUATTARA, P. LOSLEVER, T.M. GUERRA. Towards a methodology for selecting good scaling factors for a fuzzy controller. Fuzzy Sets and Systems 83, pp 27-42, 1996
- [106] S. Singer, R. Giral, J. Cavente, R. Leyva, L. Martinez-Salamero, D. Naunin Maximum power point tracker based on a loss free resistor topology. Proc. Of the fifth European space power conf, Tarragona, ESA SP-416, pp 65-70, 21-25 Sept 1998.
- [107] S.E. Shaheen et al. Appl. Phys. Lett, pp 78-841. 2001.
- [108] Shui-Sheng Qiu and I. M. Filanovsky, IEEE Harmonic Analysis of PWM Converters IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS, VOL. 47, NO. 9, SEPTEMBER 2000 PP 1340-1349
- [109] Bowes, S. R., & Holliday, D. (2007). "Optimal Regular-Sampled PWM Inverter Control Techniques", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(3), 1547–1559. doi:10.1109/tie.2007.894767

- [110] Sidney R. Bowes, Fellow, IEEE, and Sukhminder Singh Grewal Novel Space-Vector-Based Harmonic Elimination Inverter Control IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL APPLICATIONS, VOL. 36, NO. 2, MARCH/APRIL 2000 pp 549-557
- [111] T. Jestre. Crystalline silicon manufacturing progress. Progress in photovoltaics: Research and applications. Vol. 10, pp 99-106. 2002.
- [112] T. TAKAGI, M. SUGENO. Fuzzy identification of systems and Its applications to modeling and control. IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics, vol 15, n°1, pp 116-132, 1985
- [113] T. TERANO, S. MASUI, K. TANAKA, Y. MURAYAMA. Manual control of an intrisically unstable system and its modelling by fuzzy logic Information Sciences, vol 45, pp 249-273, 1988
- [114] Guerra, T.M., Vermeiren, L., Delmotte, F., et Borne, P., Lois de commande pour systèmes flous continus Lois de commande pour systèmes flous continus. JESA, Vol. 33, No 4, p. 489-527, 1999.
- [115] T.M. GUERRA. Analyse de données objectifo-subjectives : approche par la théorie des sous-ensembles flous. Thèse de Doctorat, L.A.I.H., Université de Valenciennes, 1991
- [116] W. SILVER, H. YING. Fuzzy control theory: the linear case. Fuzzy Sets and Systems, vol 33, pp 275-290, 1989
- [117] Chen, C.-C., & Wong, C.-C. (2002). Self-generating rule-mapping fuzzy controller design using a genetic algorithm. IEE Proceedings - Control Theory and Applications, 149(2), 143–148. doi:10.1049/ip-cta:20020253
- [118] W.-K. Chen, *Linear Networks and Systems*. Belmont, CA: Wadsworth, 1993, pp. 123–135.
- [119] Y. Aït Gougam, A. Nafa & T. Morsli ; « Étude des techniques de modulation optimale pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone ». 2nd CEA Algiers Vol.1, pp.11-17, Nov.1994.
- [120] Y.Tadors, S. Salama & Th. Schütze; "Three Level IGBT Inverters for Industrial Drives and Traction Applications" EPE Journal; vol.4 n°2; pp.38-42; june 1994.
- [121] Z. M. Salameh, F. Dagher, W.A. Lynch. Step-down Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Systems. Solar Energy, Vol. 46, N° 5, pp. 279-282, 1991.
- [122] Z. Salameh, D. Taylor. Step-up maximum power point tracker for photovoltaic arrays. Proc. Of the 1988 annual meeting of the American Solar Energy Society Cambridge, USA, pp 409-414, 20-24 June 1988.
- [123] Trzynadlowski, « Random pulse width modulation techniques for converter-fed drive systems-a review », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no 5, 1994, p. 1166-1175 (DOI 10.1109/28.315226).
- [124] M. H. Rashid, Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications, 4th ed. Pearson, 2013.
- [125] Zerdoudi, A., & Chenni, R. (2015). "Etude de l'influence des Différents Paramètres sur un Module Photovoltaïque," Sciences & Technologie, 41(1), 49-54.
- [126] Patel, Anil N. and Dr. Rajendra R. Aparnathi. "Comparative Analysis of Mppt Techniques for Grid Tie Solar Pv Applications," Journal of Electrical Systems (2024),
- [127] M. Azab, "A new maximum power point tracking for photovoltaic systems," World Academy of Science, Engineering and Technology, Vol. 2, No. 8, pp.571-574, 2008
- [128] Zerdoudi, A. & Chenni, R. Étude De L'intégration De La Production Décentralisée Dans Un Réseau Basse Tension, PhD thesis, Université Frères Mentouri - Constantine 1 (2018).
- [129] J. Chauhan, P. Chauhan, T. Maniar and A. Joshi, "Comparison of MPPT algorithms for DC-DC converters based photovoltaic systems," 2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability, Nagercoil, India, 2013, pp. 476-481, doi:

- 10.1109/ICEETS.2013.6533431..
- [130] Ahmed M. Atallah, Almoataz Y. Abdelaziz, Raihan S. Jumaah, "A New Study of Maximum Power Point Tracker Techniques and Comparison for PV Systems," *Tikrit Journal of Engineering Sciences*, Vol. 23 No. 1 pp. 69–77 (2016).
- [131] Lotfi Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Université Henri Poincaré - Nancy I, Français, (1999).
- [132] Model dynamics of three-phase asynchronous machine, Mathworks.
- [133] Krause, P. C., Wasynczuk, O., & Sudhoff, S. D., "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems (2002). . doi:10.1109/9780470544167.
- [134] De Leon-Morales, J., & Salas-Cabrera, R. (n.d.). On the nonlinear control of induction motors. 1997 IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record. doi:10.1109/iemdc.1997.604170
- [135] Simon, Miklós Gábor, and Dénes Fodor. 2024. "Comparative Analysis of Field Oriented Control and Direct Torque Control Through Simulation in MATLAB Simulink for an Automotive Drive Motor" *Engineering Proceedings* 79, no. 1: 33. <https://doi.org/10.3390/engproc2024079033>
- [136] Mathworks. Disponible en ligne : <https://se.mathworks.com/help/sps/powersys/ref/permanentmagnetsynchronousmachine.html>
- [137] Nguyen MH, Kwak S, Choi S. Development of Various Types of Independent Phase Based Pulsewidth Modulation Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters. *Machines*. 2023; 11(12):1054. <https://doi.org/10.3390/machines11121054>
- [138] R. S. Lewis, "Antarctic Research and Relevance of Science," in *Bulletin of the Atomic Scientists*, Vol. 26, 1970, pp. 2.
- [139] Chin, J. Gadson, and K. Nordstrom, "Maximum Power Point Tracker", Tufts University Department of Electrical Engineering and Computer Science, pp.1-66, 2003.
- [140] Akihiro Oi, "Design And Simulation Of Photovoltaic Water Pumping System", Faculty Of California. Polytechnic State University, 2005.
- [141] M. Azab, "A new maximum power point tracking for photovoltaic systems," *World Academy of Science, Engineering and Technology*, Vol. 2, No. 8, pp.571-574, 2008
- [142] J. Chauhan, P. Chauhan, T. Maniar and A. Joshi, "Comparison of MPPT algorithms for DC-DC converters based photovoltaic systems," 2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability, Nagercoil, India, 2013, pp. 476-481, doi: 10.1109/ICEETS.2013.6533431.
- [143] Krause, P. C., Wasynczuk, O., & Sudhoff, S. D., "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems (2002). . doi:10.1109/9780470544167.
- [144] BOUMAARAF Abdelâali, MAYOUF Abdelhalim, ZERDOUDI Assia, BENOUDJIT Nabil, "Modeling and Simulation Under Matlab/Simulink Of The Power Supply Chain Of An Asynchronous Motor In Solar Photovoltaic Energy", *J. Electrical Systems*, Vol-Issue N°04 (2024), PP.8247 – 8254, <https://doi.org/10.52783/jes.7895>.
- [145] Abdul Shakoore and All. Performance evaluation of solar cells by different simulating softwares. In *Solar PV Panels-Recent Advances and Future Prospects*. IntechOpen, 2023. DOI: <http://dx.doi.org/10.5772/intechopen.111639>

ملخص:

تقدم هذه الأطروحة دراسة تهدف إلى تحسين أنظمة التحويل الكهروضوئية من خلال استكشاف عدة جوانب رئيسية. ويتمثل الهدف الرئيسي في تحسين كفاءة هذه الأنظمة وعاندها وأدائها من خلال دراسة أهمية الطاقات المتجددة، وتحديد حجم الرواسب الشمسية، ونقاط التحسين مثل الخلايا الكهروضوئية والمحولات وبنية الألواح الشمسية وطرق التحكم.

تقارن الدراسة مزايا الطاقات المتجددة (خاصة الشمسية) على الوقود الأحفوري من حيث التأثير البيئي والاستدامة والتكلفة. كما تحلل طرق تقييم إمكانات الطاقة الشمسية في منطقة ما، والأنواع المختلفة للخلايا الكهروضوئية وكفاءتها، والمحولات المستخدمة في الأنظمة الكهروضوئية، والتكوينات المثلى لتركيبة الألواح الشمسية، وتقنيات التحكم المتقدمة مثل خوارزميات تعديل عرض النبض (PWM) وخوارزميات تتبع نقطة الطاقة القصوى (MPPT).

تضمن العمل الرئيسي لهذه الأطروحة تصميم وتنفيذ مُعدِّل RPWM (تعديل عرض النبض المتكرر) على أساس التكرار المقطعي للتحكم في محرك غير متزامن، على منصتين مختلفتين: لوحة تحكم دقيقة وأخرى مزودة بمصفوفات بوابات قابلة للبرمجة الميدانية (FPGA). وتشمل النتائج التي تم الحصول عليها زيادة في عدد التبديلات في كل فترة، وتحسين في الاستجابة الطيفية، ونطاق تردد واسع، وخطوات تغيير التردد الأدنى، وتحسين في الموجة الحالية، والتحكم الصامت في المحرك، وتطبيقات عملية واعدة.

كلمات مفتاحية: جهد متغير التردد متغير الجهد؛ تعديل عرض النبض المتكرر؛ الكهروضوئية

Résumé :

Dans cette thèse, on présente une étude visant à optimiser les systèmes de conversion photovoltaïque en explorant plusieurs aspects clés. L'objectif principal est d'améliorer l'efficacité, le rendement et la performance de ces systèmes en examinant l'importance des énergies renouvelables, le dimensionnement des gisements solaires, et les points d'optimisation tels que les cellules photovoltaïques, les convertisseurs, l'architecture des panneaux solaires, et les méthodes de contrôle.

L'étude met en évidence les avantages des énergies renouvelables (notamment solaire) par rapport aux énergies fossiles en termes d'impact environnemental, de durabilité et de coûts. Elle analyse également les méthodes pour évaluer le potentiel solaire d'une région, les différents types de cellules photovoltaïques et leurs rendements, les convertisseurs utilisés dans les systèmes photovoltaïques, les configurations optimales pour l'installation des panneaux solaires, et les techniques de contrôle avancées comme la modulation de largeur d'impulsion (PWM) et les algorithmes de suivi du point de puissance maximale (MPPT) ainsi que le rôle des convertisseurs de puissance, tels que les convertisseurs DC-DC et les onduleurs, dans l'optimisation de la conversion de l'énergie.

Le travail essentiel de cette thèse a impliqué la conception et l'implémentation d'un modulateur RPWM (Repeated Pulse width modulation) basé sur la répétition des segments, pour la commande d'un moteur asynchrone, sur deux plateformes différentes: une carte pilotée par micro-contrôleur et une autre avec FPGA (Field-Programmable Gate Arrays). Les résultats obtenus incluent une augmentation du nombre de commutations par période, une amélioration de la réponse spectrale, une large plage de fréquences, des pas de variation de fréquence minimales, une amélioration de l'onde de courant, une commande silencieuse du moteur, et des applications pratiques prometteuses.

Mots Clés : tension variable à fréquence variable ; MLI répétée ; photovoltaïque, FPGA, MPPT,

Abstract:

This thesis focuses on optimising photovoltaic (PV) conversion systems by investigating critical aspects to enhance their efficiency, yield, and overall performance. The primary goal is to advance the effectiveness of these systems through a comprehensive examination of renewable energy integration, solar resource assessment, and key optimisation areas, including photovoltaic cell technologies, power converters, solar panel architecture, and advanced control methodologies.

The study highlights the advantages of renewable energies (particularly solar) over fossil fuels in terms of environmental impact, sustainability and cost. It also analyzes methods for assessing a region's solar potential, the different types of photovoltaic cells and their efficiencies, the converters used in photovoltaic systems, optimal configurations for installing solar panels, and advanced control techniques such as pulse-width modulation (PWM) and maximum power point tracking (MPPT) algorithms, as well as the role of power converters, such as DC-DC converters and inverters, in optimizing energy conversion).

The core work of this thesis involved the design and implementation of an RPWM (Repeated Pulse Width Modulation) modulator based on segment repetition for controlling an asynchronous motor, developed on two distinct platforms: a microcontroller-driven board and an FPGA (Field-Programmable Gate Array). The achieved results demonstrate significant advancements, including an increased number of commutations per cycle, enhanced spectral response, a broad frequency range, minimal frequency variation steps, improved current waveform quality, silent motor operation, and promising practical applications. The successful integration of RPWM on both microcontroller and FPGA platforms underscores the versatility and efficiency of the proposed solution, marking a notable contribution to the field of motor control and power electronics.

Key Words : VFVV; Repeated PWM; PV, MPPT, FPGA, asynchronous motor.