

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Centre Universitaire BOUSSOUF Abdelhafid -Mila

Institut des Sciences et Technologie

Département de Génie Mécanique et Électromécanique



N°Ref :.....

**Projet de Fin d'Etude préparé En vue de l'obtention du diplôme
de MASTER**

Spécialité : Electromécanique

**Intégration d'un onduleur photovoltaïque au réseau
électrique et étude de sa stabilité.**

Réalisé par :

- AZIEZE Tayeb**
- LAKHLEF Abderraouf**

Soutenu devant le jury :

Mr. B.KAGHOUCHE
Mme. M.BENENIA
Mr. R. BOUHENNACHE

Président
Examineur
Promoteur

Année universitaire : 2023/2024

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicaces

C'est avec grand plaisir que je dédie ce modeste travail.

*A mes chers parents pour leurs encouragements, amours
et soutiens durant mon parcours scolaire. C'est grâce à
leurs conseils et sacrifices que j'ai été guidé e vers la
réussite.*

*A celles que j'aime beaucoup et qui m'ont soutenue tout au
long de ce projet, mes sœurs*

*A mes chers frères que dieu les protège
A toute ma famille et mes amies*

*A mon binôme " TAYEB " pour sa patience et sa
compréhension tout au long de ce projet*

ABDERRAOUF

Dédicaces

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de
m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser
ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.*

Je dédie ce modeste travail :

*A mes très chers parents, que dieu les garde et les
protège pour leurs soutien moral et financier, pour
leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont
endurés.*

A mes sœurs

A mes grandes familles

Aux chers amis

A tous ce que j'aime et qui m'aiment

A mon binôme "ABDERRAOUF "

A tous mes collègues d'études

A vous.....

TAYEB

Remerciement

Avant tout, nous remercions ALLAH tout puissant et miséricordieux de nous avoir donné la force, le courage, la persistance et nous a permis d'exploiter les moyens disponibles à fin d'accomplir ce modeste travail. Merci de nous avoir éclairé le chemin de la réussite.

Nous tenons tout d'abord à exprimer toutes nos reconnaissances et nos profonds respects a notre encadrant **BOUHENNACHE RAFIK** docteur au département électromécanique centre universitaire Abdelhafid boussouf Mila, Pour avoir dirigé ce travail, pour toute la compréhension qu'il a montré la disponibilité et la patience, pour sa générosité scientifique, ses conseils précieux et ses encouragements qui nous ont permis de mener à bien réaliser ce travail.

Nous exprimons nos profonds remerciements aux membres de Jury d'avoir accepté d'évaluer notre travail :

A notre président du jury **B.KAGHOUCHE** docteur au département électromécanique centre universitaire Abdelhafid boussouf Mila, c'est un réel plaisir pour nous que vous avez accepté de présider notre jury de mémoire.

A notre examinatrice **M. BENNIA** docteur au département électromécanique centre universitaire Abdelhafid boussouf Mila nous sommes fières que vous avez accepté d'examiner et de juger notre modeste travail de fin d'étude.

Merci

Liste de symboles :

α : Plage de stabilisation d'une fonction du second ordre.

C : Condensateur du filtre LCL.

C_f : Condensateur d'un filtre.

D : Dépassement d'une fonction du second ordre.

R_s : La résistance série.

R_{sh} : La résistance shunt.

I : Courant généré par la cellule photovoltaïque.

I_{ph} : Photo courant créé par la cellule.

I_d : Le courant circulant dans la diode.

I_{sh} : Le courant circulant dans la résistance R_{sh} .

I_{cc} : Courant de court-circuit .

L_f : Inductance à l'entrée du filtre.

$\mathcal{E}_{pd}$: Erreur en sortie du détecteur de phase de la PLL.

f_r : Fréquence du réseau.

f_s : Fréquence de commutation.

$H_{Notch,dB}$: Gain d'un filtre de Notch à la pulsation d'encoche.

H_{cut} : Gain de coupure.

L_f : Inductance à l'entrée du filtre.

L_g : Inductance de ligne.

L_1 : Inductance du filtre LCL du côté du pont.

L_2 : Inductance du filtre LCL du côté du réseau / charge.

I_g : Courant injecté au PCC.

k_p : Gain proportionnel d'un compensateur PI ou P-Res.

k_i : Gain intégral d'un compensateur PI.

k_{in} : Gain statique de la PLL.

k_{pd} : Gain du détecteur de phase de la PLL.

k_{vco} : Gain de l'oscillateur de la PLL.

s : Variable de Laplace.

r_g : Résistance de ligne.

V_{DC} : Tension du bus DC.

V_{ref} : Tension de référence pour la commande d'un onduleur.

V_{tri} : Amplitude de la porteuse triangulaire du modulateur à MLI.

v_s : Tension du réseau.

V_{max} : Tension qui correspond à la puissance maximale.

t : Temps.

t_p : Temps de pointe d'une fonction du second ordre.

t_s : Temps de stabilisation d'une fonction du second ordre.

ξ : Facteur d'amortissement d'une fonction du second ordre.

ξ_1 : Facteur d'amortissement 1 d'un filtre de Notch.

ξ_2 : Facteur d'amortissement 2 d'un filtre de Notch.
 θ : Angle du réseau.
 θ' : Angle estimé par la PLL.
 Φ : Phase du réseau.
 Φ' : Phase estimée par la PLL.
 R_f : Résistance à l'entrée du filtre.
 ω : Pulsation du réseau.
 ω' : Pulsation estimée de la PLL.
 ω_c : Pulsation centrale de la PLL, ou pulsation de coupure.
 $\Delta\omega_c$: Plage d'atténuation d'un filtre de Notch.
 ω_{c1} : Pulsation de coupure basse d'un filtre de Notch.
 ω_{c2} : Pulsation de coupure haute d'un filtre de Notch.
 ω_d : Pulsation naturelle amortie d'une fonction du second ordre.
 ω_n : Pulsation naturelle d'une fonction du second ordre.
 ω_s : Pulsation d'encoche d'un filtre de Notch.

Abréviations utilisées :

AC : Courant alternatif, ou terme alternatif.
 ANPC : Active Neutral Point Clamped.
 BF : Boucle fermée.
 BO : Boucle ouverte.
 DC : Courant continu, ou terme continu.
 FCE : Forum des Chefs d'entreprise.
 GES : Gaz à effet de serre.
 GPV: Générateur Photovoltaïque.
 IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor.
 LF : Loop Filter
 MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.
 MPP : Maximum power point.
 MPPT : Maximum power point Tracking.
 NPC: Point Neutre clamping.(Neutral Point Clamping).

PD : Phase Detector – Détecteur de phase.

PI : Proportionnel-Intégral.

PID : Proportionnel-Intégral-dérivée.

PLL : Phase Locked Loop – Boucle à verrouillage de phase.

PPM : Le point de fonctionnement optimal.

PV : Photovoltaïque, ou panneau photovoltaïque.

PWM : Pulse Width Modulation – Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

P&O : Perturbation et Observation.

STC : Standard Test Conditions

THD : Total Harmonic Distortion – Taux de Distorsion Harmonique.

VCO : Voltage-Controlled Oscillator.

VSI : Voltage Source Inverter.

Sommaire :

Sommaire	I
Liste des tableaux	IV
Liste des figures	V
Introduction générale	1

Chapitre I : État de l’art et les onduleurs photovoltaïques

I.1 Introduction	4
I.2 Généralités sur les systèmes photovoltaïques.....	4
I.3 Regroupement des cellules.....	6
I.3.1 Regroupement en série	6
I.3.2 Regroupement en parallèle	7
I.3.3 Regroupement Mixte (série et parallèle)	8
I.4 Architecture d’un réseau électrique	8
I.5 Onduleurs photovoltaïques connectés au réseau électrique	10
I.5.1 Les types des systèmes photovoltaïques.....	10
I.5.1.1 Onduleur connecté au réseau	10
I.5.1.2 Principe de fonctionnement.....	10
I.5.2 Les types des systèmes photovoltaïques connectés au réseau	11
I.5.3 Les types des onduleurs connectés au réseau	12
I.5.3.1 Onduleurs centraux	13
I.5.3.2 Onduleurs string	13
I.5.3.3 Onduleurs modulaires	13
I.5.4 Les topologies des onduleurs multiniveaux	14
I.5.5 Contrôle des onduleurs connectes au réseau.....	14
I.6 Conclusion	15

Chapitre II : Modélisation des composants d’un système PV

II.1 Introduction	17
II.2 Modélisation et simulation électrique d’une cellule PV	17
II.2.1 Modèle de cellule	17
II.2.2 Modèle de simulation	20

II.3 Influence de l'éclairement et de la température	23
II. 3.1 Influence de l'irradiation	23
II. 3.2 Influence de la température.....	25
II.4 Les convertisseur DC-DC (les Hacheurs)	26
II.4.1 Hacheur survolteur (Boost)	26
II.4.2 Hacheur dévolteur (Buck)	27
II.4.3 Hacheur survolteur dévolteur (Buck-Boost)	28
II.4.3.1 Fonctionnement	28
II.4.3.2 Modèle mathématique équivalent	29
II.5 Les convertisseur DC-AC (Les Onduleur)	30
II.5.1 Principe de fonctionnement d'un onduleur	31
II.5.2 Onduleur monophasé.....	31
II.5.2.1 Structure et principe de fonctionnement	31
II.5.2.2 Commande de l'onduleur.....	32
II.5.3 Onduleur triphasé.....	36
II.5.3.1 Modélisation et simulation d'un Onduleur PV triphasé	36
II.5.4 Introduction aux convertisseurs DC-AC multiniveaux	38
II.5.4.1 Les topologies des convertisseurs multiniveaux	39
II.5.5 Les techniques de commande de l'onduleur	44
II.6 Modélisation de l'onduleur T-type à 3 niveaux de tension	45
II.6.1 Le principe de fonctionnement	45
II.6.2 Modèle équivalent de l'onduleur T-type à trois niveaux	47
II.7 Modélisation du filtre de sortie de l'onduleur	48
II.7.1 Les différentes topologies des filtres.....	49
II.7.2 Modélisation du filtre LC.....	50
II.8 La commande de l'onduleur	52
II.8.1 Commande par MLI	52
II.9 La Commande MPPT.....	54
II.9.1 Principe du MPPT	54
II.9.2 Classification des commandes MPPT selon le type de recherche	55
II.9.3 Les méthodes de MPPT	55
II.9.3.1 Méthode d'incrément de la conductance.....	55
II.9.3.2 Méthode perturbation et observation	57
II.10 Conclusion.....	58

Chapitre III : Commande et stabilité des onduleurs raccordés au réseau électrique

III.1 Introduction	61
III.2 Etude du Modèle PLL pour les petits signaux	63
III.2.1 Étude de la simplification du système	64
III.2.2.Calcul du dépassement	66
III.2.3.Calcul du temps de stabilisation	67
III.2.4. Calcul de la pulsation de coupure du système	69
III.2.5 Simulation avec prise en compte des paramètres de la PLL.....	70
III.3 Filtrage de la composante haute fréquence.....	71
III.3.1 Principe du filtre adaptatif mis en place.....	73
III.3.2 Courbes de dimensionnement du filtre adaptatif de Notch	75
III.4 Conclusion	77
 Conclusion générale	 79
Bibliographie	81
Annexes.....	86
Résume :	89

Liste des tableaux :

Tableau I.1 : Les avantages et les inconvénients des technologies utilisées pour les cellules photovoltaïques.....	6
Tableau I.2 : Avantages et inconvénients des onduleurs connectés au réseau	12
Tableau II.1 : Caractéristiques électrique et physiques du module PV Luxor LX-190M dans les conditions standards	21
Tableau II.2 : Fonctionnement possibles des interrupteurs.	32
Tableau II.3 : L'amplitude d'harmonique d'ordre n.....	33
Tableau II.4 : Les états de commutations d'un onduleur T-type.	46
Tableau II.5 : Les fonctions de connections d'un onduleur à trois niveaux	47
Tableau III.1 : Paramètres utilisés pour les simulations.....	67

Liste des figures :

Figure I. 1 : Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque	5
Figure I. 2 : Schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque	5
Figure I. 3 : Caractéristique I(V) de n cellule en série. a)Regroupement en série de n cellules b)Caractéristique I(V) de n cellule en série.	7
Figure I. 4 : Caractéristique courant tension de (n) cellules en parallèles	8
Figure I. 5 : Caractéristique résultante du regroupement mixte	8
Figure I. 6 : Un aperçu sur la production et la distribution de l'électricité et l'intégration des ressources issues des énergies renouvelables y compris les systèmes photovoltaïques PV.....	9
Figure I. 7 : Shéma d'un onduleur PV connecté au réseau électrique.	10
Figure I. 8 : Principe de fonctionnement d'un onduleur photovoltaïque connecté au réseau électrique.....	11
Figure I. 9 : Classification des systèmes photovoltaïques.....	11
Figure I. 10 : Différentes types des onduleurs photovoltaïques connectés au réseau.....	13
Figure I.11 : Remplacement d'une topologie à deux niveaux par une topologie à plusieurs niveaux	14
Figure I.12 : Structure de contrôle du système photovoltaïque connecté au réseau	15
Figure II. 1 : Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque sous éclairement	18
Figure II.2 : Modèle cellule PV sous Simulink.....	20
Figure II.3 : Schéma de simulation d'une cellule PV sous Matlab/Simulink	21
Figure II.4 : Caractéristique I(V) de la cellule ($T=25^{\circ}\text{C}$, $E=1000\text{W/m}^2$).....	22
Figure II.5 : Caractéristique P(V) de la cellule ($T=25^{\circ}\text{C}$, $E=1000\text{W/m}^2$).....	22
Figure II.6 : Caractéristique I(V) de module ($T=25^{\circ}\text{C}$, $E=1000\text{W/m}^2$).....	23
Figure II.7 : Caractéristique P(V) de module ($T=25^{\circ}\text{C}$, $E=1000\text{W/m}^2$).....	23
Figure II.8 : Caractéristique I(V) pour différents niveaux d'éclairement ($T=25^{\circ}\text{C}$), $R_s=0.001\text{ ohm}$	24

Figure II.9 : Caractéristique P(V) pour différents niveaux d'éclairement ($T=25^{\circ}\text{C}$), $R_s=0.001\text{ ohm}$	24
Figure II.10 : Caractéristique I(V) pour différentes températures ($E=1000\text{W/m}^2$) et $R_s=0.001\text{ Ohm}$	25
Figure II.11 : Caractéristique P(V) pour différentes températures ($E=1000\text{W/m}^2$) et $R_s=0.001\text{ Ohm}$	25
Figure II.12 : Schéma de base d'un convertisseur boost.....	27
Figure II.13 : Schéma de base d'un convertisseur buck	27
Figure II.14 : Schéma de base d'un convertisseur buck-boost.....	28
Figure II.15 : Chronogrammes de courant et tension d'un hacheur buck-boost.....	29
Figure II.16 : Schéma électrique d'un hacheur buck- boost fermé	29
Figure II.17 : Schéma électrique d'un hacheur buck- boost ouvert	30
Figure II.18 : Schéma de simulation d'un hacheur buck- boost	30
Figure II.19 : Symbole de convertisseur DC-AC monophasé et triphasé.....	31
Figure II.20 : Structure d'un onduleur monophasé à deux bras.	31
Figure II.21 : (a) Tension de sortie $V_o(\text{V})$, (b) Courant de sortie $I_o(\text{A})$	32
Figure II.22 : Spectre de la tension V_o	34
Figure II.23 : Commande décalée ($120^{\circ}-60^{\circ}$) de l'onduleur PV	35
Figure II.24 : Structure d'un onduleur triphasée.....	36
Figure II.25 : Schéma de simulation d'un onduleur triphasée	38
Figure II.26 : Onduleur triphasé à deux niveaux de tension	39
Figure II.27 : Onduleur triphasé à trois niveaux capacité flottantes.....	40
Figure II.28 : Onduleur en pont H	40
Figure II.29 : Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure en cascade pont H.....	41
Figure II.30 : Onduleur NPC triphasé à trois niveaux de tension	42
Figure II.31 : Onduleur ANPC triphasé à trois niveaux de tension.....	43
Figure II.32 : Onduleur T type à triphasé à trois niveaux de tension	43
Figure II.33 : Différents types de commande	44
Figure II.34 : Structure de l'onduleur T type.	45
Figure II.35 : Le passage de courant pendant les passage du (P) au (0).....	47
Figure II.36 : Les topologies du filtre (a)filtre L, (b)filtre LC, (c)filtre LCL	49
Figure II.37 : Filtre LC triphasé	50
Figure II.38 : Diagramme de bode de la transmittance du second ordre	52
Figure II.39 : Schéma de simulation d'une commande MLI.....	53

Figure II.40 : Signale de la commande MLI et les impulsions des interrupteurs.....	54
Figure II.41 : Organigramme de l'algorithme MPPT de l'incrémentale de la conductance	57
Figure II.42 : Algorithme de perturbation et de l'observation (P&O)	58
Figure II.43 : Schéma de simulation de l'algorithme de perturbation et de l'observation (P&O).....	58
Figure III. 1 : Placement d'une PLL dans un système photovoltaïque à onduleur solaire	62
Figure III. 2 : Principe d'une PLL adaptée.	63
Figure III. 3 : Tracés des fonctions complète et simplifiée de la PLL (a) Diagramme de Bode ; (b) Réponse à l'échelon.....	65
Figure III. 4 : Évolution du dépassement de la PLL selon ξ	66
Figure III. 5 : Variation en 3D de temps de stabilisation en fonction du facteur d'amortissement ξ et du pulsation naturelle, facteur d'amortissement ξ en fonction de pulsation naturelle	68
Figure III. 6 : Évolution de la pulsation de coupure à -3dB de la PLL selon ξ et ω_n	69
Figure III. 7 : Évolution de la pulsation de coupure à -3dB de la PLL selon ξ et ω_n	70
Figure III. 8 : Évolution de la pulsation basse de coupure en fonction du facteur d'amortissement ξ_1 et ξ_2	72
Figure III. 9 : Evolution de la plage de coupure en fonction du facteur d'amortissement ξ_1 et ξ_2	73
Figure III. 10 : Évolution des pulsations de coupure du filtre de Notch.....	74
Figure III. 11 : Schéma bloc du filtre de Notch adaptatif	75
Figure III. 12 : Évolution du gain du filtre de Notch à la pulsation d'encoche.....	76
Figure III. 13 : Évolution des pulsations de coupure du filtre de Notch.....	76

Introduction générale

Introduction générale

La compétition des pays pour exploiter et développer ces énergies renouvelables et pour obtenir une position glorieuse économiquement et politiquement a conduit à l'amplification et à la diversification de l'utilisation et du développement d'énergies durables telles que l'énergie solaire, l'énergie de la biomasse, l'énergie hydraulique et l'énergie géothermique (qui exploite la chaleur de la Terre).

L'objectif principal des énergies renouvelables est de produire de l'électricité, qui est aujourd'hui l'une des ressources les plus importantes au monde. Ces énergies proviennent de la nature, mais leurs sources varient.

Il s'avère que l'électricité produite par effet photovoltaïque est la plus abondante et la plus prometteuse en raison de son faible coût et de sa dépendance directe permanente au soleil.

L'Algérie, avec son vaste territoire, notamment désertique, considère l'énergie solaire comme l'alternative la plus adaptée à l'énergie combustible.

Convertir l'énergie solaire en électricité utilisable et l'intégrer au réseau électrique nécessite l'utilisation de convertisseurs de puissance électroniques appuyés par une étude de leur stabilité.

Afin de s'intégrer au réseau électrique alternatif, l'utilisation d'onduleurs photovoltaïques est nécessaire mais l'étude de la stabilité du courant est encore plus importante.

Dans la continuité de ces idées, le sujet de notre thèse portera sur la stabilité de l'onduleur photovoltaïque intégré au réseau électrique. Pour réaliser ce travail, nous avons divisé notre thèse en trois parties :

- La première chapitre a été consacrée à l'étude du réseau électrique domestique, des cellules photovoltaïques, de la production d'énergie électrique grâce à l'énergie solaire, des différents onduleurs d'énergie photovoltaïque et des différentes modalités de leur intégration au réseau ;
- La deuxième chapitre est dédiée à la simulation de la cellule photovoltaïque, mais également à la simulation du hacheur et de l'onduleur intégrés au réseau électrique ;
- La dernière chapitre est dédiée à l'étude du PLL afin de synchroniser l'onduleur solaire sur le réseau et à déterminer les différents paramètres, temps de réponse, dépassement et temps de stabilisation.

Enfin, nous terminons notre thèse par une conclusion.

**Chapitre I :
État de l'art et les
onduleurs
photovoltaïques**

I.1 Introduction

Les énergies renouvelables sont des énergies permanentes et non inépuisables, c'est ainsi que la nécessité de recourir à de nouvelles sources d'énergie dans le monde est devenue indispensable aux fins de réduire les émissions de gaz à effet de serre (GES) et limiter l'élévation des températures à 2 °C d'ici 2100.

En ce sens, l'Algérie avec une immense réserve d'hydrocarbures s'oriente vers l'énergie solaire vue le grand taux d'ensoleillement, par le lancement d'un programme ambitieux visant à atteindre 22000 MW à l'horizon 2030, dont 62% seront consacrés à l'énergie solaire.

Ce choix stratégique est motivé par l'immense potentiel solaire que recèle le pays, fournissant une durée d'ensoleillement qui peut atteindre les 3900 h/an ; soit 10 fois la consommation mondiale. C'est pour ça, l'Algérie se montre de développer les énergies renouvelables, en focalisant surtout pour le photovoltaïque. Un programme pour la réalisation de 15.000 mégawatts est prévu à l'horizon 2035.

L'énergie solaire est captée par des cellules photovoltaïques, dont le rôle est de produire de l'électricité lorsqu'elle est exposée à la lumière. Plusieurs cellules peuvent être connectées entre elle pour former un module solaire photovoltaïque ou un panneau photovoltaïque.

I.2 Généralités sur les systèmes photovoltaïques

En exposant la surface d'une cellule photovoltaïque à la lumière, il résultera le phénomène physique appelé effet photovoltaïque en établissant une force électromotrice. L'effet photovoltaïque utilisé dans les cellules solaires permet de convertir directement l'énergie lumineuse des rayons solaires en électricité par le biais de la production et du transport dans un matériau semi-conducteur de charges électriques positives et négatives sous l'effet de la lumière.

Ce matériau comporte deux parties, l'une présentant un excès d'électrons et l'autre un déficit en électrons, dites respectivement dopée de type n et dopée de type p. Lorsque la première est mise en contact avec la seconde, les électrons en excès dans le matériau n diffusent dans le matériau p. En effet la tension générée peut varier entre 0.3 et 0.7 V en fonction du matériau semi-conducteur utilisé et de sa disposition ainsi que de la température de la cellule.

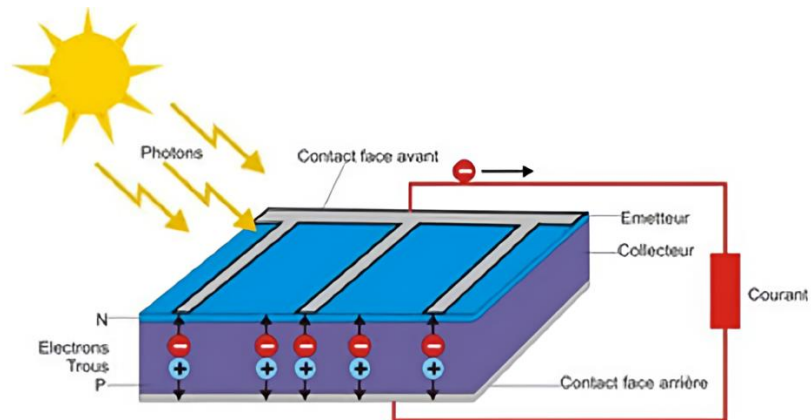


Figure I.1 : Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque

Les cellules se branchent surtout en série, faute de quoi les électrons générés par une cellule sont repris par la cellule suivante, de tel sorte que l'intérêt est d'avoir une différence de potentiel comprise entre 6 et 24V. La Figure I.2 suivante représente le schéma électrique d'une cellule photovoltaïque.

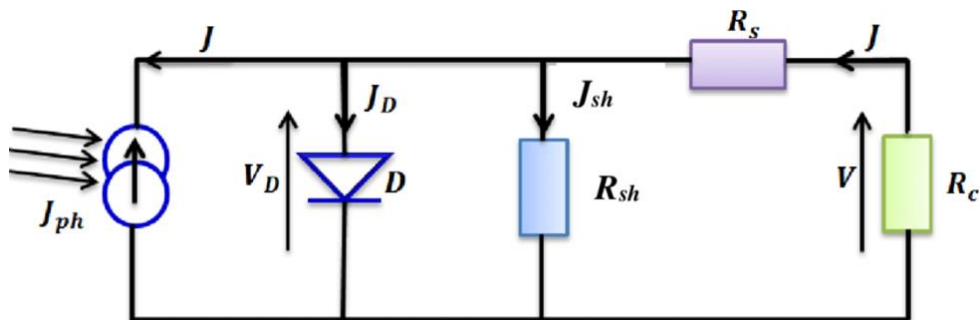


Figure I.2 : Schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque

Tableau I.1 Les avantages et les inconvénients des technologies utilisées pour les cellules photovoltaïques [1]

Nature	Silicium mono Cristallin	Silicium poly cristallin	Silicium amorphe
Durée de vie (ans)	35	35	<10
Avantages	Bon rendement en Soleil direct	Bon rendement en Soleil direct (moins que le monocristallin mais plus que l'amorphe)	Souplesse Prix moins élevé que les cristallins. Bon rendement
Inconvénients	Mauvais rendement En soleil diffus (temps nuageux..) prix élevé	Mauvais rendement En soleil diffus (temps nuageux..), prix élevé	Mauvais rendement En plein soleil

I.3 Regroupement des cellules

I.3.1 Regroupement en série

Une association de (n) cellule en série figure (I. 3) permet d'augmenter la tension du générateur photovoltaïque. Les cellules sont alors traversées par le même courant et la caractéristique résultante du groupement série est obtenue par addition des tensions élémentaires de chaque cellule.

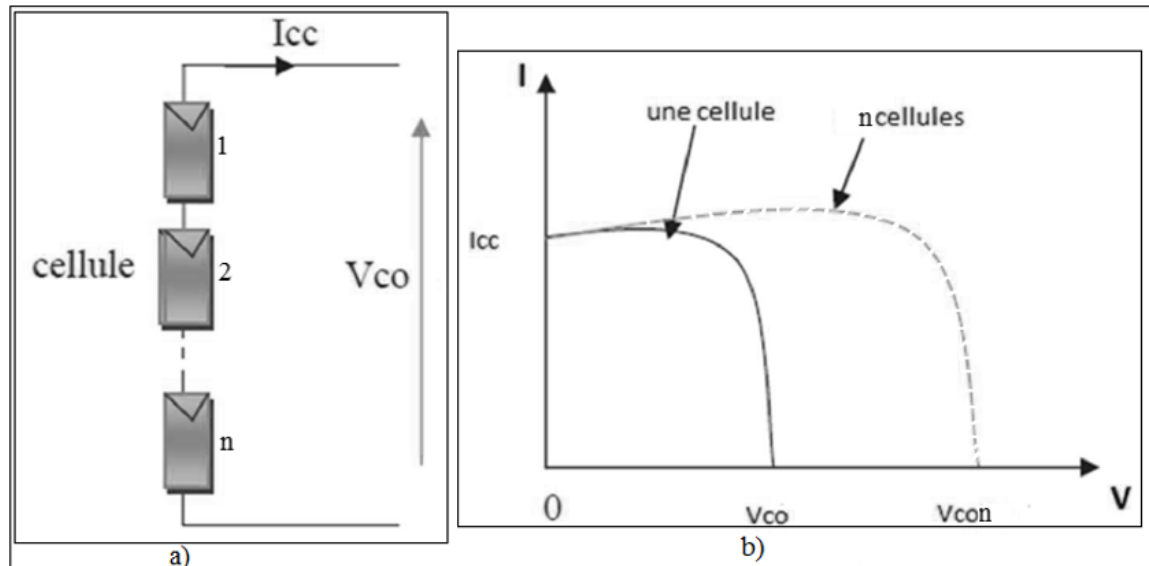


Figure I.3 : Caractéristique $I(V)$ de n cellule en série. a) Regroupement en série de n cellules. b) Caractéristique $I(V)$ de n cellule en série

L'équation résume les caractéristiques électriques d'une association série de (n) cellules.

$$V_{con} = n \times V_{co}$$

$$I_{ccn} = I_{cc}$$

V_{con} : La somme des tensions en circuit ouvert de n cellules en série.

I_{ccn} : Courant de court-circuit de n cellules en série.

I.3.2 Regroupement en parallèle

Une association parallèle de (n) cellule figure (I.4) est possible et permet d'augmenter le courant de sortie du générateur. Dans un groupement de cellules identiques connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultante du groupement est obtenue par addition des courants.

$$I_{ccn} = n \times I_{cc}$$

$$V_{con} = V_{co}$$

I_{cc} : La somme des courants de court circuit de (n) cellule en parallèle ;

V_{con} : Tension de circuit ouvert de (n) cellule en parallèle.

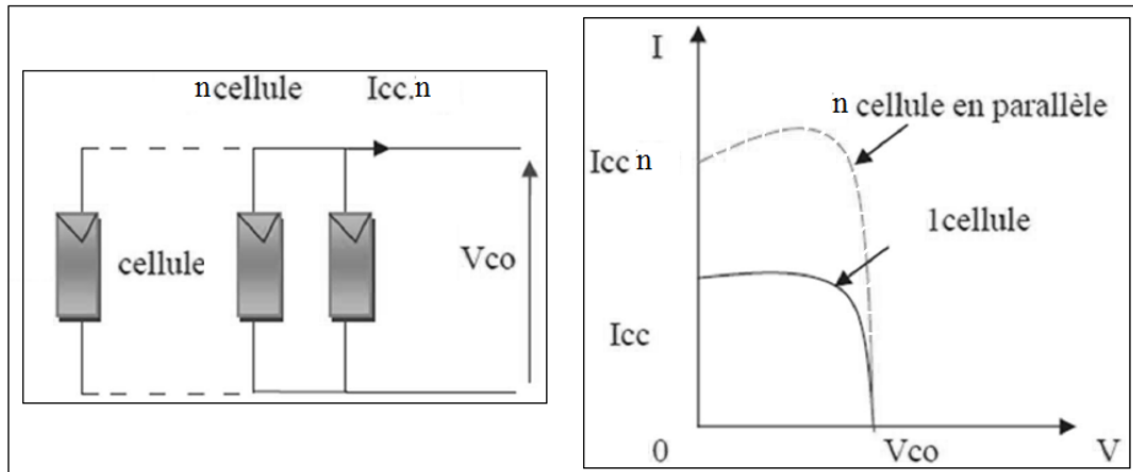


Figure I.4 : Caractéristique courant tension de (n) cellules en parallèles [1]

I.3.3 Regroupement Mixte (série et parallèle)

Le générateur photovoltaïque est constitué d'un réseau série-parallèle de nombreux modules photovoltaïques regroupés par panneaux photovoltaïques figure (I.5). La caractéristique électrique globale courant/tension du générateur PV se déduit donc théoriquement de la combinaison des caractéristiques des cellules élémentaires supposées identiques qui le composent par deux affinités de rapport n_s parallèlement à l'axe des tensions et de rapport n_p parallèlement à l'axe des courants, ainsi que l'illustre la figure (I.5), n_s et n_p étant respectivement les nombres totaux de cellules en série et en parallèle.

$I_{gcc} = n_p \cdot I_{cc}$: courant de court-circuit du module résultant ;

$V_{gco} = n_s \cdot V_{co}$: tension du circuit ouvert du module résultant.

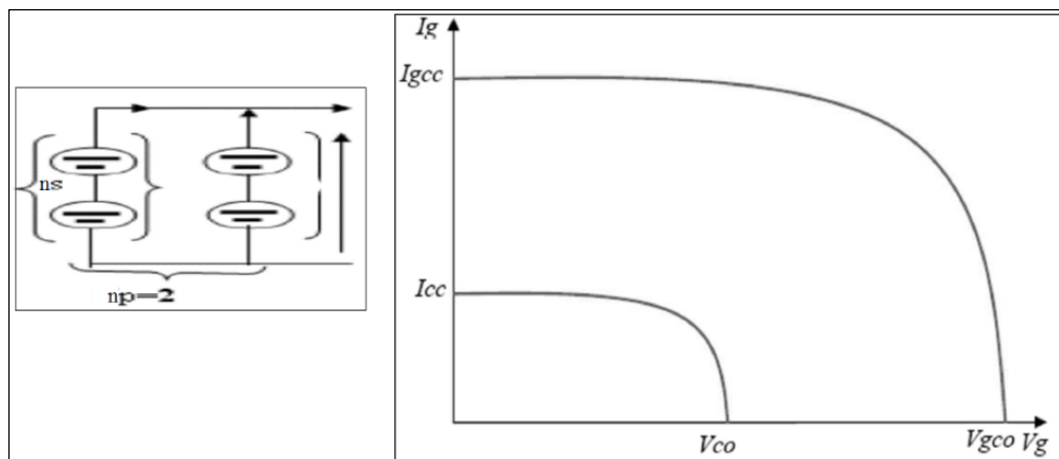


Figure I.5 : caractéristique résultante du regroupement mixte

I.4 Architecture d'un réseau électrique

Le réseau électrique est un système complexe conçu pour fournir de l'électricité depuis sa génération jusqu'aux clients qui l'utilisent pour leurs besoins quotidiens. Ces

systèmes se sont développés à partir de petites conceptions locales, pour s'étendre sur des milliers de kilomètres et connecter des millions de foyers et d'entreprises aujourd'hui.

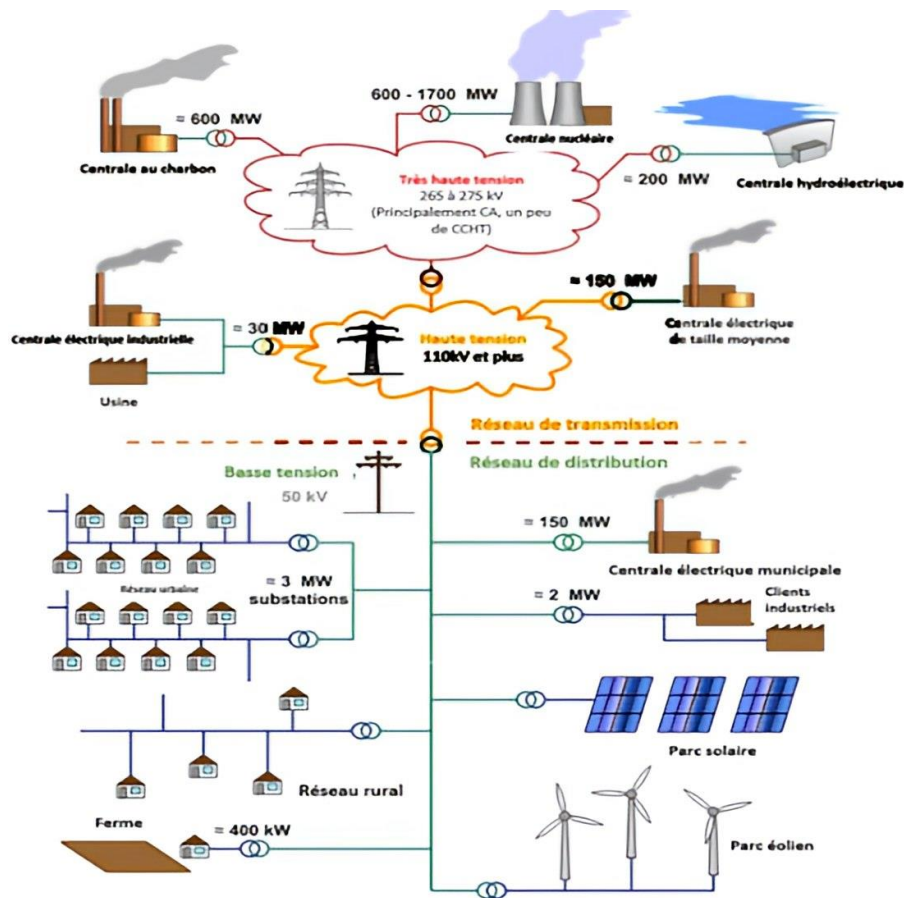


Figure I.6 : Un aperçu sur la production et la distribution de l'électricité et l'intégration des ressources issues des énergies renouvelables y compris les systèmes photovoltaïques PV [2]

Ce réseau est constitué d'innombrables interconnexions complexes, mais il comporte trois sections principales : production d'électricité, transmission et distribution.

La Figure ci-dessus montre les différentes sources de production d'énergie électrique y compris les énergies renouvelables et les usines industrielles, mais aussi l'intégration des systèmes photovoltaïques dans le réseau électrique.

I.5 Onduleurs photovoltaïques connectés au réseau électrique

I.5.1 Les type des systèmes photovoltaïques

I.5.1.1 Onduleur connecté au réseau

Un onduleur connecté à un réseau a pour principe de convertir une tension continue en une tension alternative de fréquence comparable à celle du réseau. L'onde de sortie de l'onduleur est nécessairement une onde sinusoïdale, et la tension alternative chargeant le réseau doit être en phase avec celle-ci et répondre à un ensemble plus strict d'exigences et d'exigences de sécurité. [2]

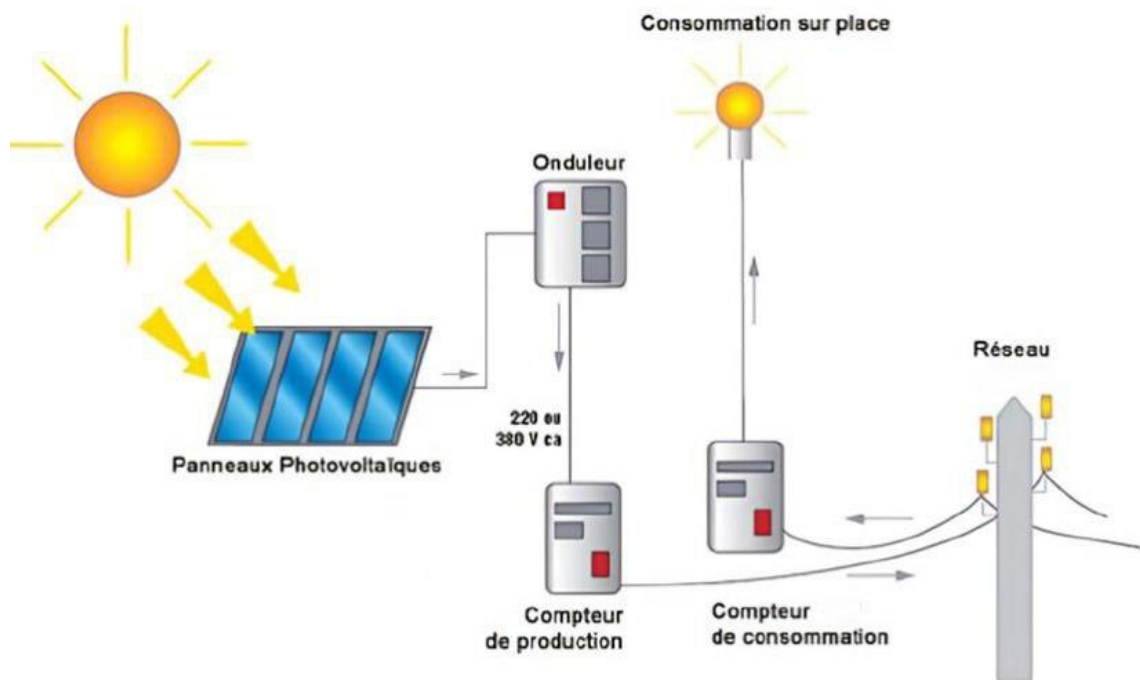


Figure I.7 : schéma d'un onduleur PV connecté au réseau électrique

I.5.1.2 Principe de fonctionnement

Les onduleurs couplés au réseau utilisent deux techniques de génération du signal alternatif

- Soit la sinusoïde est produite par l'onduleur qui utilise le passage par zéro du réseau pour se synchroniser ;
- Soit le réseau est utilisé comme une source du signal et de synchronisation.

Chaque onduleur utilise pour son fonctionnement interne, une certaine quantité d'énergie fournie, soit par les panneaux photovoltaïques, soit par le réseau ce qui contribue à influencer les pertes de rendement annuelles. En cas de fuite, l'onduleur s'arrête pour éviter tout court-circuit entre les panneaux et le réseau. [2]

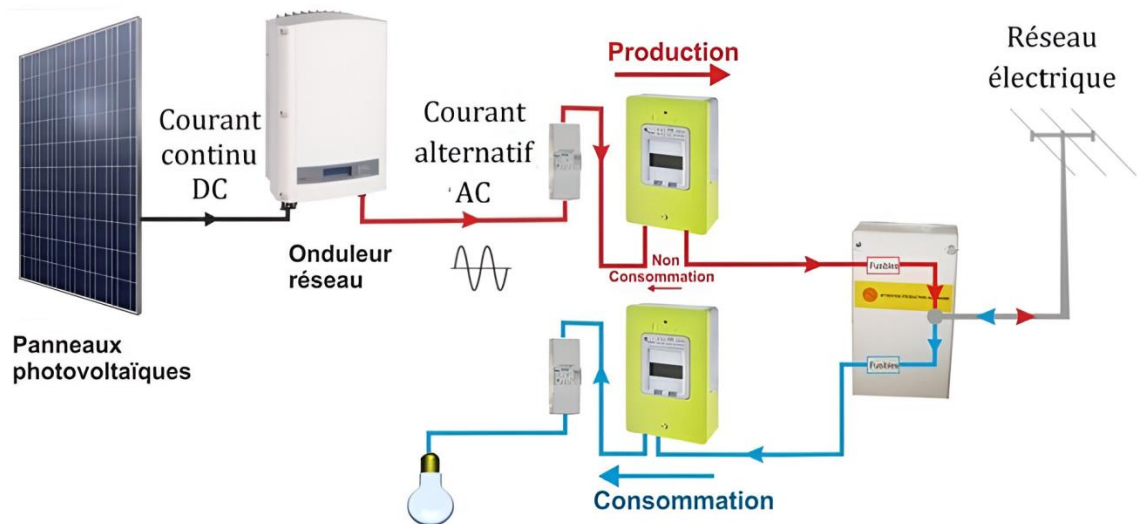


Figure I.8 : Principe de fonctionnement d'un onduleur photovoltaïque connecté au réseau électrique

I.5.2 Les types des systèmes photovoltaïques connectés au réseau

En général les installations photovoltaïques qui produisent l'énergie électrique sont classées en trois catégories, la première catégorie sont les systèmes autonomes qui ne sont pas raccordés au réseau, la deuxième catégorie concernant les installations raccordée au réseau et le dernier type sont les installations hybrides qui peuvent être autonomes où raccordés au réseau électrique.

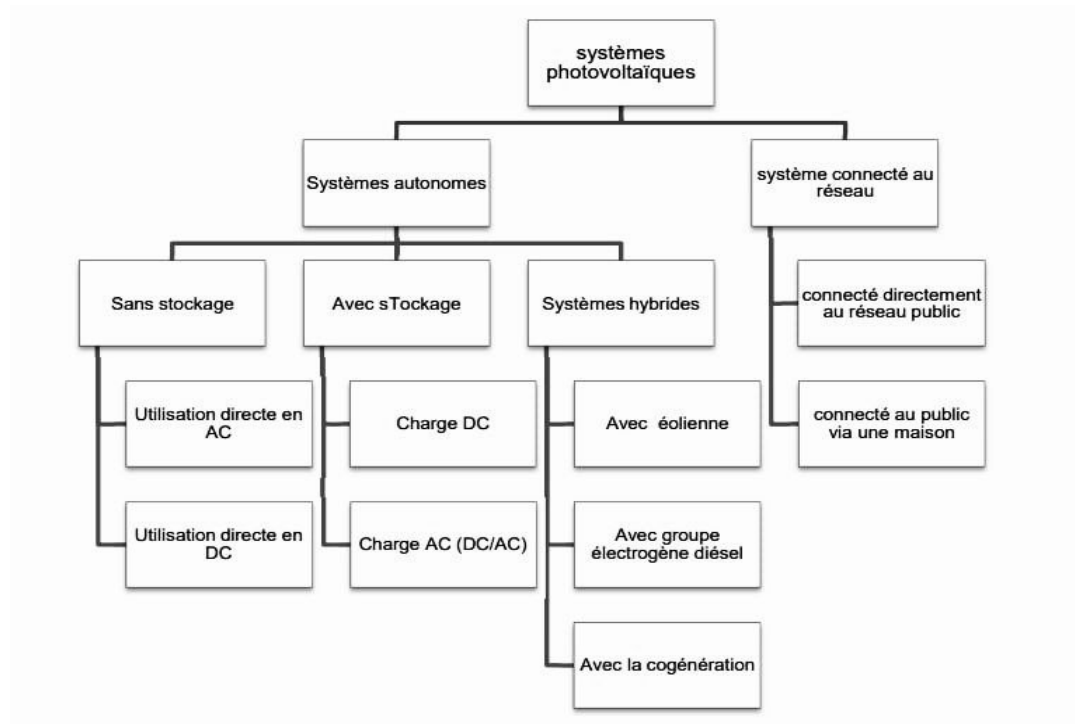


Figure I.9 : Classification des systèmes photovoltaïques

Tableau I.2 : Avantages et inconvénients des onduleurs connectés au réseau [3]

Avantages	➤ Pas de gaspillage - tout excédent est livré au réseau. ➤ Les systèmes connectés au réseau n'ont pas besoin de stockage d'énergie ➤ On n'est pas obligé de calculer méticuleusement ses besoins en électricité, et de ➤ Prévoir des niveaux de demande exceptionnellement très élevées
Inconvénients	• La question du prix payé pour les kWh livrés au réseau. Le coût actuel de l'énergie issue de la technologie PV est plus élevé que celui de réseau traditionnel. • La consommation risque de redevenir relativement "invisible", et on pourrait retomber dans le piège de la consommation irréfléchie. • Les contraintes électriques imposées par les sociétés d'électricité peuvent être rigoureuses, et les onduleurs synchrones doivent répondre aux exigences techniques des compagnies de production et de transport d'énergie.

I.5.3 Les types des onduleurs connectés au réseau

Différentes topologies sont conçues pour les systèmes photovoltaïques connectés au réseau et cela suivant la connexion du générateur PV au réseau électrique. En général, quatre types de système PV connecté au réseau sans batterie de stockage sont identifiés, leurs topologies sont :

- Onduleur central ;
- Onduleur string ;
- Onduleur multi-string ;
- Onduleur modulaire.

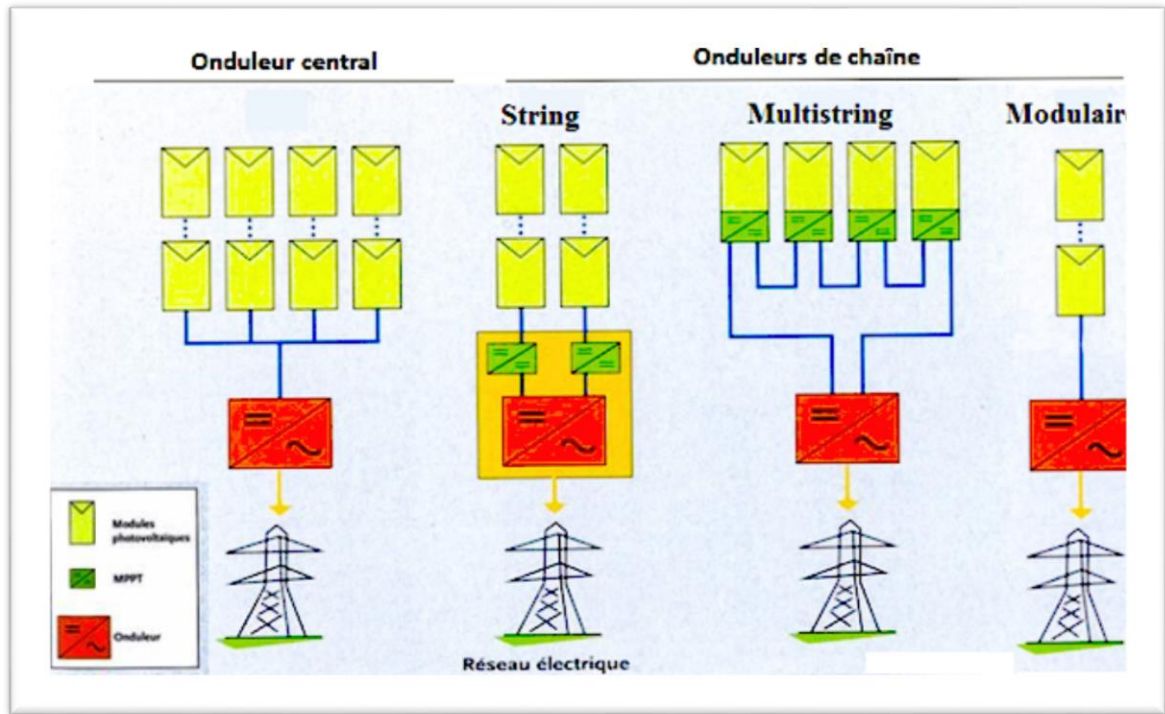


Figure I.10 : Différents types des onduleurs photovoltaïques connectés au réseau [4]

I.5.3.1 Onduleurs centraux

Un onduleur centralisé de puissance élevée transforme l'ensemble du courant continu établi par un champ de cellules solaires en courant alternatif. Le champ de cellules solaires est constitué de plusieurs rangées connectées en parallèle.

Chaque rangée est elle-même constituée de plusieurs modules solaires connectés en série.

Pour éviter les pertes dans les câbles et obtenir un rendement élevé, on connecte le plus possible de modules en série.

I.5.3.2 Onduleurs string

L'onduleur String où de chaîne est le plus utilisé. En général, plus où égale à huit modules solaires sont connectés en série. Toutefois en cas d'absence de soleil, il n'y a pas de perte, et l'emploi de diodes de by-pass est souhaitable [5]. Avec un onduleur String, on peut atteindre une puissance jusqu'à 3 Kilowatt. Si on veut avoir une puissance plus élevée, un montage de plusieurs onduleurs String en parallèle est primordial.

I.5.3.3 Onduleurs modulaires

Pour ce type, chaque module solaire est équipé d'un onduleur individuel, pour les installations plus importantes, tous les onduleurs sont connectés en parallèle côté courant alternatif. Les onduleurs modulaires sont montés à proximité immédiate du module solaire correspondant.

I.5.4 Les topologies des onduleurs multiniveaux

L'onduleur à deux niveaux de tension (figure I.11) a été fréquemment utilisée dans des applications industrielles faute de quoi ces techniques de contrôle sont souples, mais pour les applications à haute puissance, l'onduleur doit être capable de supporter une tension inverse à amplitude élevée et l'influence d'un courant puissant, en outre, la transition soudaine entre la tension positive et la tension négative entraînera des problèmes d'interférences magnétiques. Pour cette raison la minimisation de l'intervalle entre deux niveaux de tension est une solution très intéressante, d'où la topologie à deux niveaux a cédé place des convertisseurs multiniveaux, et la plus récente est la topologie T-type. [6]

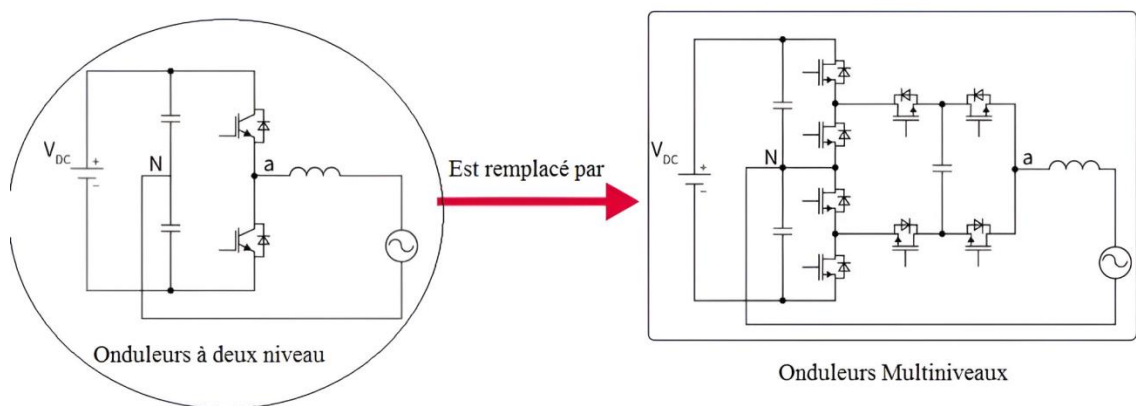


Figure I.11 : Remplacement d'une topologie à deux niveaux par une topologie à plusieurs niveaux

I.5.5 Contrôle des onduleurs connectés au réseau

Généralement, dans un système photovoltaïque connecté au réseau électrique, c'est le courant que l'onduleur injecte au réseau qui doit être réellement contrôlé (Figure II.12).

Celui-ci sera la variable à réalimenter dans l'onduleur quand il est planifié de fermer la boucle de régulation.

Dans la plupart des applications des onduleurs VSI 'Voltage Source Inverter' avec modulation de largeur d'impulsion PWM, les convertisseurs possèdent une structure de contrôle composée d'une boucle interne de courant. A cause de la forme aléatoire de l'onde du courant de sortie de l'onduleur, le contrôleur du courant a pour objectif d'obtenir des courants de sortie de l'onduleur qui suivent fidèlement une référence imposée. Le courant de sortie devra être le plus sinusoïdal possible avec une distorsion harmonique faible comme l'exigent les normes d'un système de connexion au réseau.

Le rendement de l'onduleur dépend pour une grande partie de la stratégie de commande utilisée. Cependant le contrôle de courant est un des sujets les plus importants dans les applications des onduleurs du fait des avantages qu'il présente et qui sont :[8]

- un contrôle du courant instantané et une grande précision ;
- une protection maximale du courant ;
- une très bonne dynamique ;
- une compensation de la chute de tension des semi-conducteurs et du temps mort du convertisseur ;
- une compensation de la tension du bus continu et des variations de la tension de sortie.

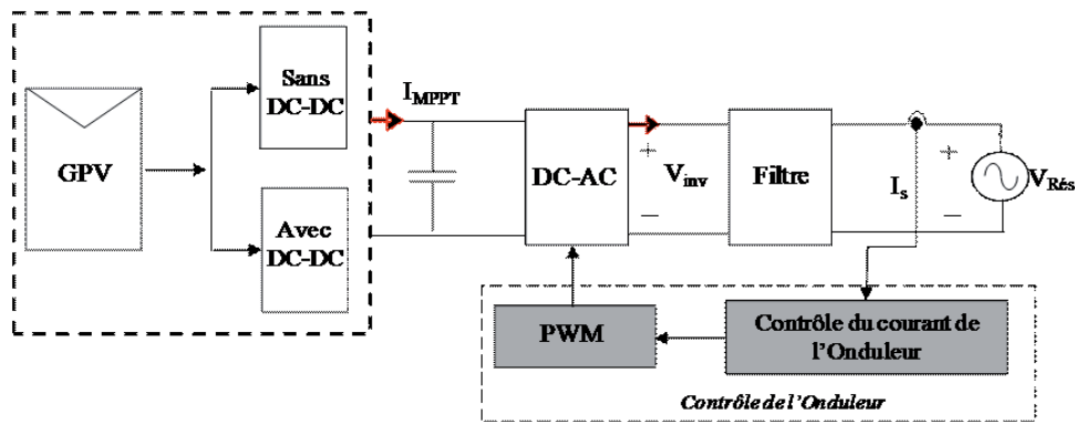


Figure I.12 : Structure de contrôle du système photovoltaïque connecté au réseau

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait des généralisations sur les systèmes photovoltaïques. D'abord nous avons commencé par une explication sur le regroupement des cellules, aussi nous avons clarifié l'architecture d'un réseau électrique. Nous avons présenté le système photovoltaïque et les différents types d'onduleurs connectés au réseau avec leur principe de fonctionnement. Nous avons également mentionné les topologies des onduleurs multiniveaux.

En fin, nous avons expliqué le contrôle des onduleurs connectés au réseau.

Chapitre II : Modélisation des composants d'un système PV

II.1 Introduction

La modélisation par simulation est le processus de création et d'analyse d'un modèle numérique et physique afin de prédire ses performances dans le monde réel. La modélisation par simulation est utilisée pour aider les concepteurs et les scientifiques de spécialité à comprendre si une machine où un composant est sujet à une défaillance, et dans quelles conditions ils peuvent fonctionner d'une manière optimale.

Ce chapitre présente une étude sur le raccordement d'une onduleur PV au réseau électrique. Pour cela, nous avons d'abord modélisé et simulé la cellule photovoltaïque. Ensuite, nous avons étudié les convertisseurs, et expliqué les propriétés et les types de contrôle disponibles. Nous avons également effectué une simulation pour chaque type de raccordement.

Enfin, nous avons donné un aperçu du réseau électrique, de ses types, de sa modélisation, en signalant quelques caractéristiques de la connexion des 'onduleur au réseau et des principaux problèmes potentiels.

II.2 Modélisation et simulation électrique d'une cellule PV

II.2.1 Modèle de cellule

La figure (II.1) présente le schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque sous éclairement. Il correspond à un générateur de courant I_{ph} monté en parallèle avec une diode. Deux résistances parasites sont introduites dans ce schéma.

Ces résistances ont une certaine influence sur la caractéristique $I = f(V)$ de la cellule [9] :

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

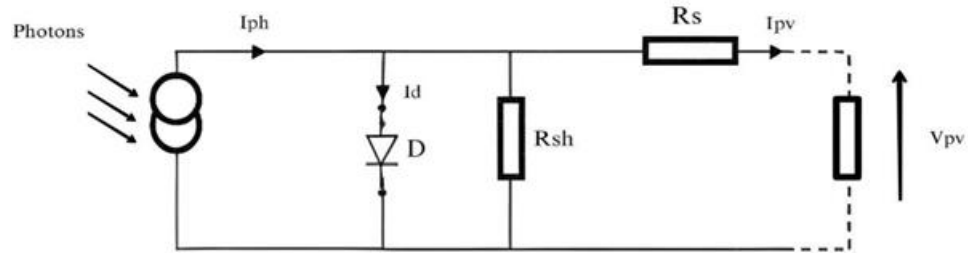


Figure II. 1 : Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque sous éclairement.

➤ **Modèle mathématique**

L'équation caractéristique du courant à générer par la cellule photovoltaïque est déduite d'une manière directe à partir de la loi de Kirchhoff.

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad \text{II.1}$$

I : Courant généré par la cellule photovoltaïque ;

I_{ph} : Photo courant crée par la cellule ;

I_d : Le courant circulant dans la diode ;

I_{sh} : Le courant circulant dans la résistance R_{sh} .

➤ **Le photon-courant :**

Le photon-courant est proportionnel à l'éclairement et en outre il dépend de la température. son expression est la suivante :

$$I_{ph} = [I_{cc} + K_i(T_{op} - T_{ref})] * \frac{G}{G_0} \quad \text{II.2}$$

Avec :

I_{cc} : Courant de court-circuit ;

K_i : Coefficient de la température de court de circuit ;

G_0 : Eclairement pour les STC ;

T_{op} : Température de fonctionnement de la cellule ;

T_{ref} : Température référence de la cellule.

➤ **Courant de saturation :**

Le courant de saturation dépend de la température, son expression est donnée par la forme :

$$I_s = I_{sc} \left(\frac{T_{op}}{T_{ref}} \right)^3 e^{\frac{q \cdot E_g}{A \cdot K} \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T_{op}} \right)} \quad \text{II.3}$$

I_{sc} : Le courant de court-circuit de la cellule ;

T_r : Température référence de la cellule ;

E_g : Energie de seuil.

➤ **Le courant de la jonction :**

Son équation est donnée par la formule suivante :

$$I_d = I_s \left(e^{\frac{V_d}{V_{th}}} - 1 \right) \quad \text{II.4}$$

I_s : Courant de Saturation ;

V_{th} : Tension thermique ;

T_{op} : Température de fonctionnement de la cellule ;

A : Facteur d'idéalité de la diode =1.6 ;

K : La constante de Boltmann ($1.3854 \cdot 10^{-23}$ J/k) ;

q : Charge électrique élémentaire ($1.6 \cdot 10^{-19}$ C).

$$V_{th} = \frac{A \cdot K \cdot T_{op}}{q} \quad \text{II.5}$$

➤ **Shunt courant :**

$$I_{sh} = \frac{V_d + R_s \cdot 1}{R_{sh}} \quad \text{II.6}$$

I_{sh} : Le courant circulant dans la résistance R_{sh} ;

V_d : Tension aux bornes de la diode ;

R_{sh} : Resistance parallèle.

Donc le courant total générer par le PV :

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad \text{II.7}$$

Si on remplace I_{ph} et I_{sh} par ses expression, l'équation total devient :

$$I = [I_{cc} + K_i(T_{op} - T_{ref})] * \frac{G}{G_0} - I_s \left(e^{\left(\frac{V_d}{V_{th}} \right)} - 1 \right) - \frac{V_d + R_s * I}{R_{sh}} \quad \text{II.8}$$

II.2.2 Modèle de simulation

La librairie Simulink nous présente une modélisation complète d'une cellule PV sous le nom « Solar Cell ». Cette représentation prend en considération toutes les équations citées ci-dessus, dans notre cas d'étude le module choisi est constitué de 72 cellules connectées en série .

La figure II.2 illustre ce modèle :

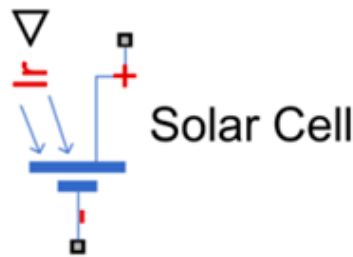


Figure II.2 : Modèle cellule PV sous Simulink

Où :

∇:Entrée du rayonnement solaire.

Dans cette étude, nous avons utilisé le module «**Luxor LX-190M** » d'une puissance de 190W qui contient 72 cellules PV en série.

Les caractéristiques électriques de ce module photovoltaïque a la température 25°(298k) et l'irradiation 1000 W/m² sont données dans le tableau suivant :

Tableau II.1 : Caractéristiques électrique et physiques du module PV Luxor LX-190M dans les conditions standards

Grandeurs	Valeur
Puissance Maximal P_{max}	190 W
Tension à puissance maximale V_{MPP}	35.21 V
Courant à puissance maximale I_{MPP}	5.4 A
Tension en circuit ouvert V_{oc}	44.75 V
Courant de court-circuit I_{cc}	5.77 A
Nombre de cellules en séries	72
Coefficient de température de I_{cc}	0.04%K
Coefficient de température de V_{oc}	-0.35%K
Coefficient de température de la puissance	-0.45%K
NOCT (Normal Operating Cell Temperature ou température nominale d'utilisation des cellules).	42±2%

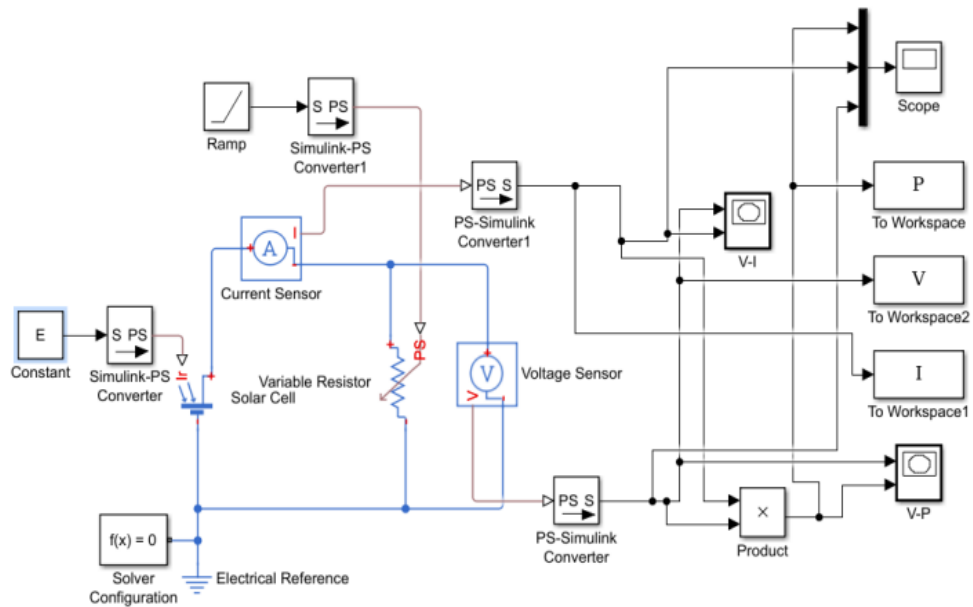


Figure II.3 : Schéma de simulation d'une cellule PV sous Matlab/Simulink

Après execution du modèle simulink, on a pu recuperer les courbes de la caracteristique I(V) et P(V) :

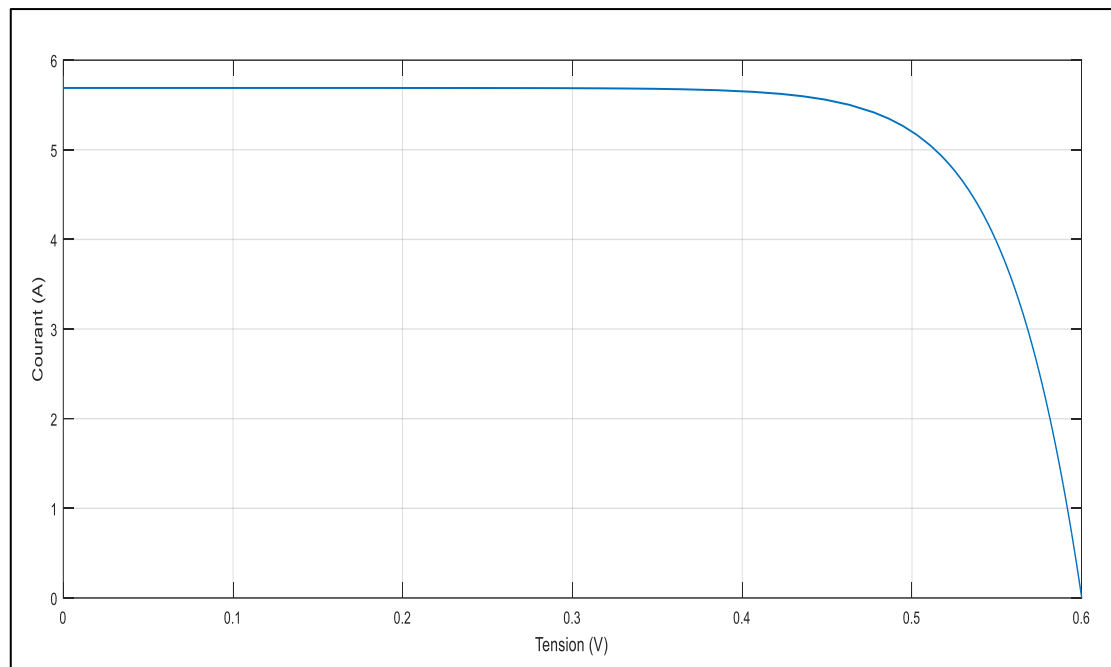


Figure II.4 : Caractéristique I(V) de la cellule ($T=25^{\circ}\text{C}$, $E=1000\text{W/m}^2$)

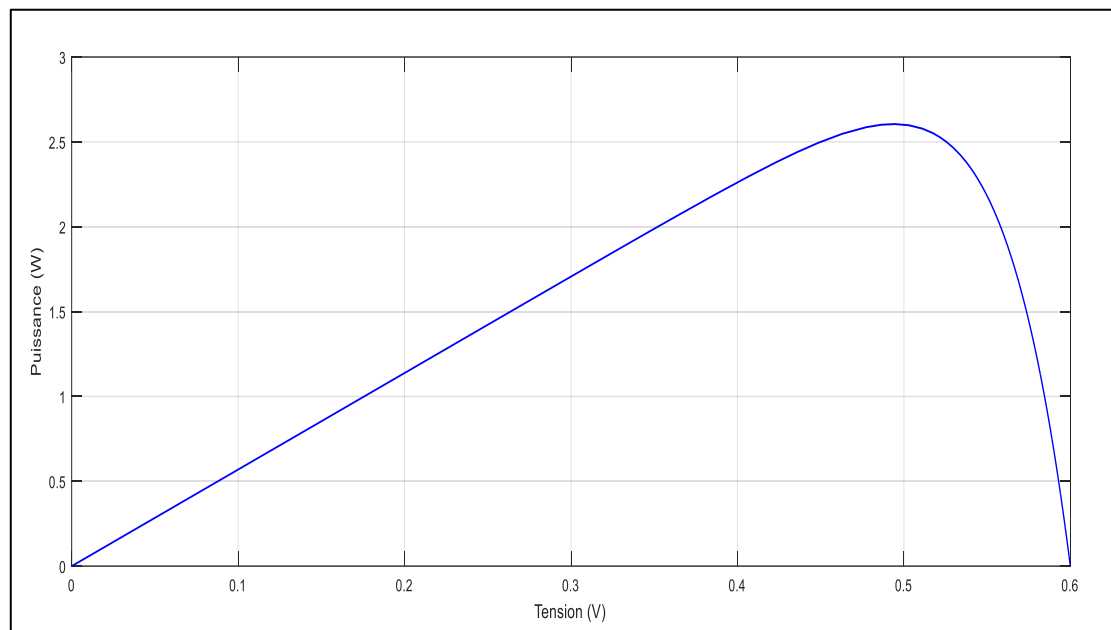


Figure II.5 : Caractéristique P(V) de la cellule ($T=25^{\circ}\text{C}$, $E=1000\text{W/m}^2$)

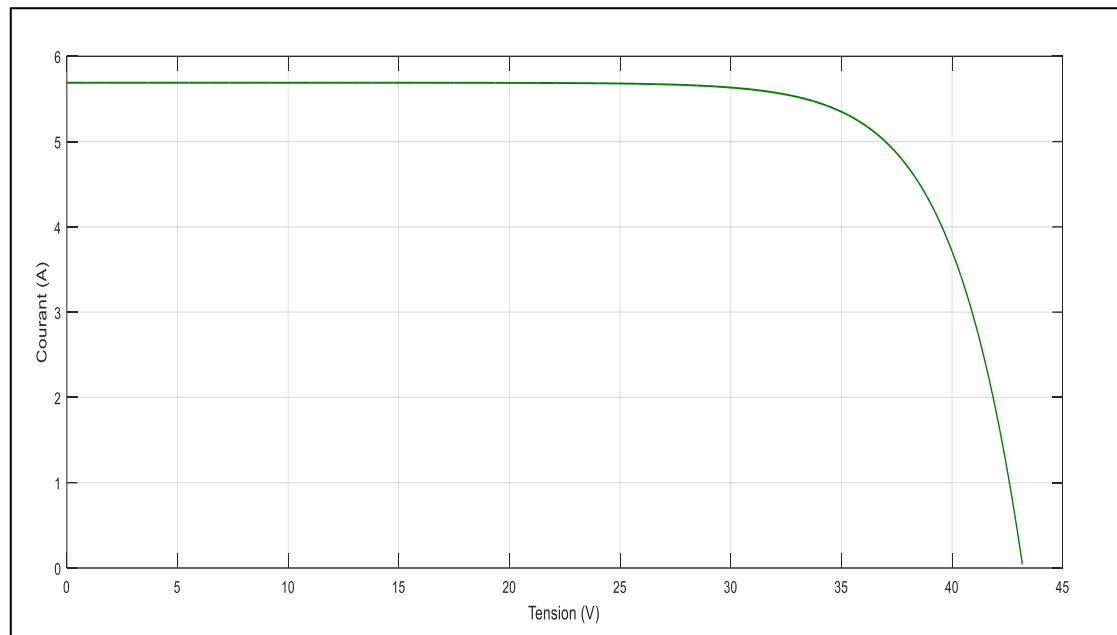


Figure II.6 : Caractéristique I(V) du module ($T=25^{\circ}\text{C}$, $E=1000\text{W/m}^2$)

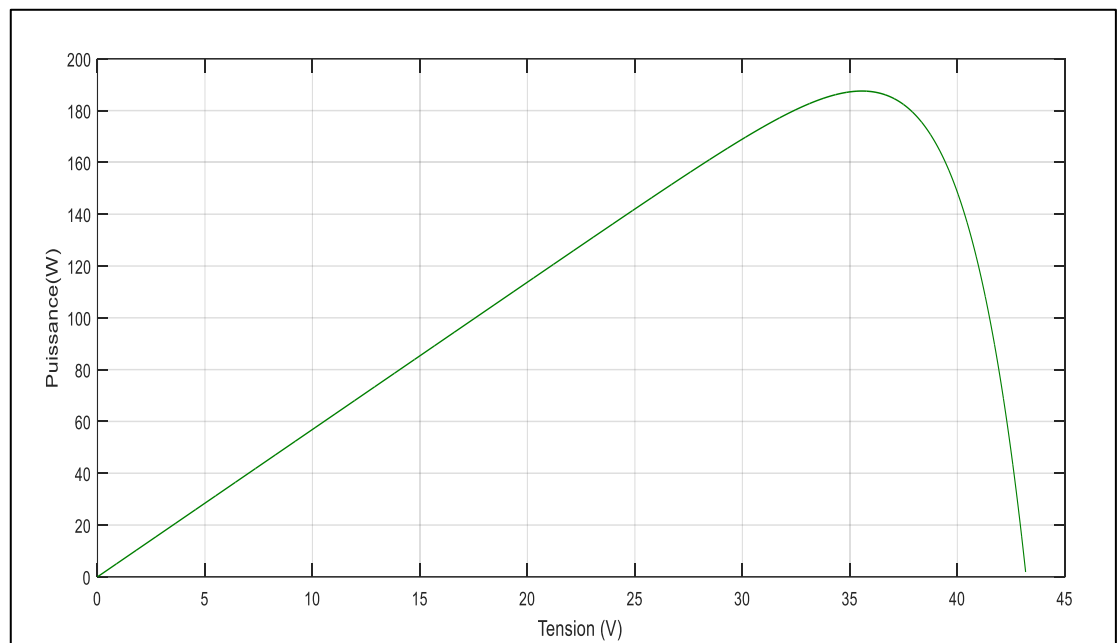


Figure II.7 : Caractéristique P(V) du module ($T=25^{\circ}\text{C}$, $E=1000\text{W/m}^2$)

II.3 Influence de l'éclairement et de la température

II.3.1 Influence de l'irradiation

Nous faisons varier l'irradiation de 200 W/m^2 jusqu'à 1000 W/m^2 , cela est fait pour une température de 25°C , les résultats sont illustrés dans les figures suivantes:

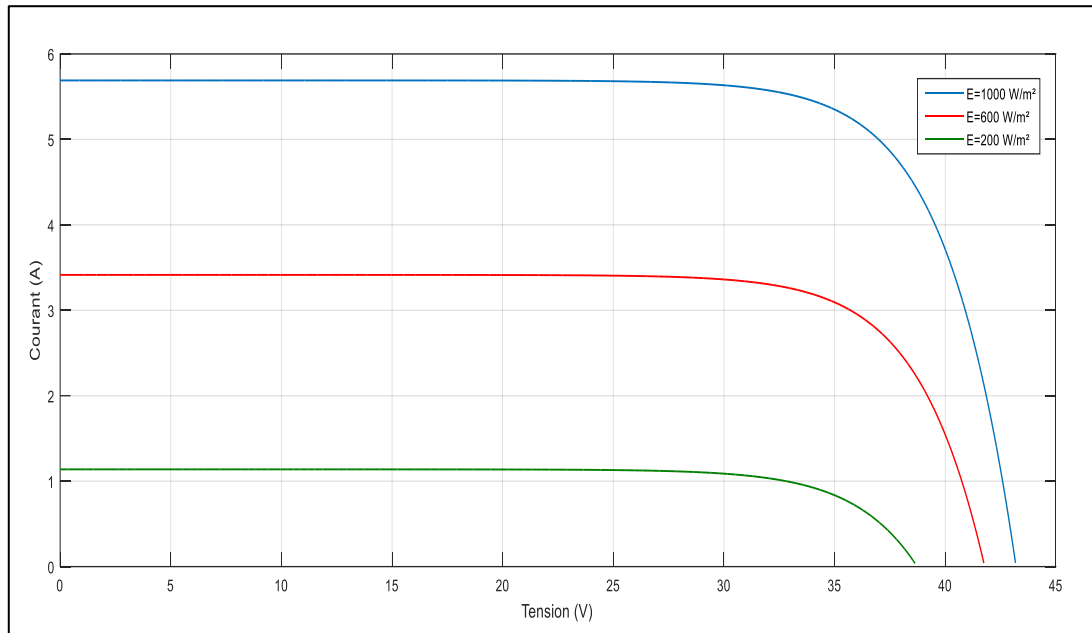


Figure II.8 : Caractéristique I(V) pour différents niveaux d'éclairement ($T=25^{\circ}\text{C}$), $R_s=0.001 \text{ ohm}$

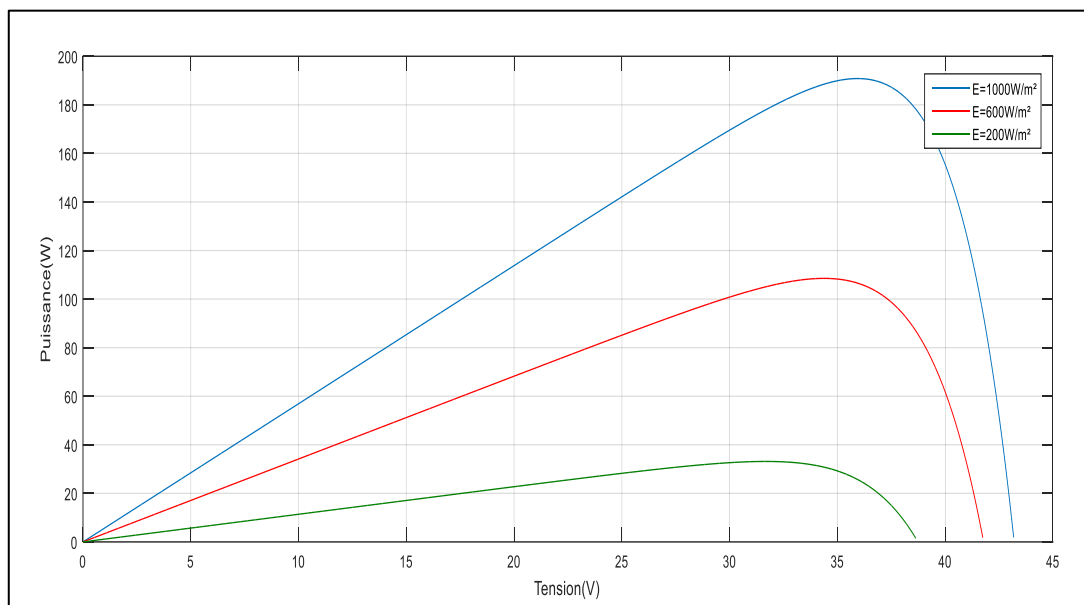


Figure II.9 : Caractéristique P(V) pour différents niveaux d'éclairement ($T=25^{\circ}\text{C}$), $R_s=0.001 \text{ ohm}$

- Les figures II.8 et II.9 montrent les résultats Matlab pour les variations I(V) et P(V), respectivement. Il est clair que le courant généré par la cellule dépend de l'intensité de l'éclairement (irradiation). Si l'irradiation augmente le courant augmente aussi , Il en va de même pour la puissance. Nous concluons que l'effet de l'éclairement sur le point maximale de puissance est clair : donc si que l'irradiation augmente, le point puissance augmente pour atteindre sa valeur maximale.

II.3.2 Influence de la température

Nous faisons varier la température de 10°C jusqu'à 50°C, pour une irradiation de 1000 W/m², les résultats sont illustrés dans les figures suivantes :

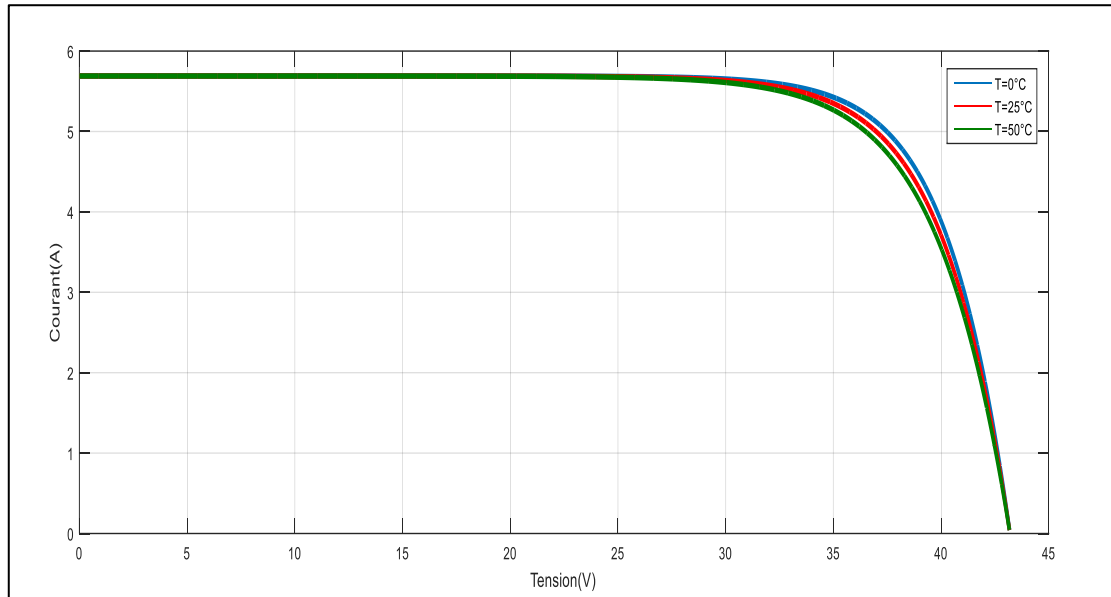


Figure II.10 : Caractéristique I(V) pour différentes températures (E=1000W/m²) et Rs=0.001 Ohm

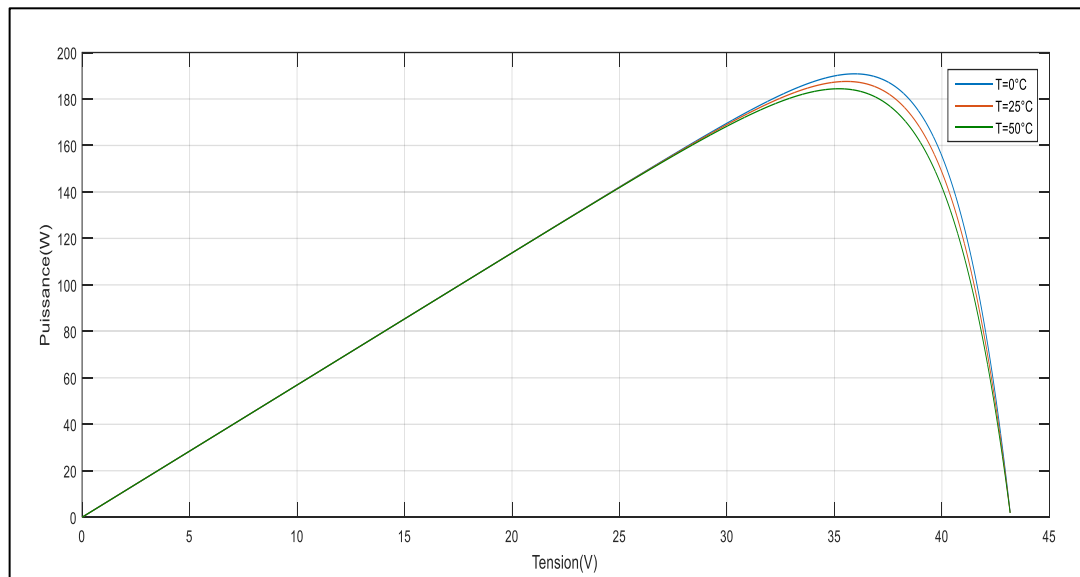


Figure II.11 : Caractéristique P(V) pour différentes températures (E=1000W/m²) et Rs=0.001 Ohm

- A partir des courbes (Les figures II.10 et II.11), on remarque que la valeur du courant et de la puissance évolue inversement avec l'évolution de la température. Si la température augmente, le courant et la puissance diminuent. Nous concluons que la valeur de puissance maximale est à basse température.

II.4 Les Convertisseur DC-DC (les Hacheurs)

En courant continu, un système photovoltaïque est principalement constitué d'un GPV, d'un étage d'adaptation DC-DC muni d'une commande MPPT et d'une charge. Cette structure autonome permet généralement d'alimenter une charge à courant continu ou une batterie qui sert pour le stockage d'énergie. La conception d'un étage d'adaptation DC-DC permet de relier aisément un générateur photovoltaïque GPV à une charge de type continu (DC) avec un rendement de conversion assez important. En effet, La conception d'un étage d'adaptation DC-DC correspond à la modélisation des fonctions de base d'un convertisseur DC-DC (ou hacheur).

Le rôle du convertisseur DC-DC est de faire l'adaptation entre le GPV et une charge DC pour avoir un transfert de puissance maximal. Le point de fonctionnement est donc maintenu au voisinage du PPM quelles que soient les conditions de fonctionnement (ensoleillement, température, variation de charge, etc...).

Les types de convertisseurs DC-DC généralement utilisés sont : le convertisseur élévateur de tension (hacheur parallèle ou boost), abaisseur de tension (hacheur série ou Buck) et élévateur- abaisseur de tension (hacheur série-parallèle ou Buck-boost). Dans ce qui suit nous rappelons brièvement leur principe de fonctionnement en mode de fonctionnement continu.[10]

II.4.1 Hacheur survolteur (Boost)

C'est un convertisseur direct DC-DC. La source d'entrée est de type courant-continu (inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension continue (condensateur en parallèle avec la charge résistive). L'interrupteur K peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). Connu aussi sous le nom de « boost » ou hacheur parallèle ; son schéma de principe de base est celui de la figure (II.12). Son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie supérieure.[11]

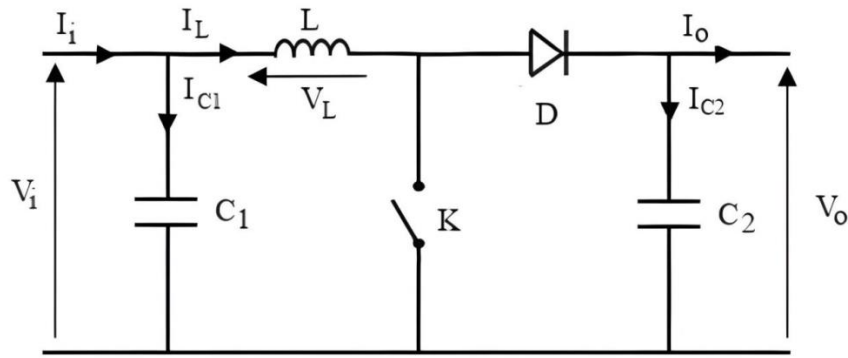


Figure II.12 : Schéma de base d'un convertisseur survolteur (Boost)

II.4.2 Hacheur dévolteur (Buck)

C'est un convertisseur direct DC-DC. Le convertisseur Buck dévolteur peut être souvent trouvé dans la littérature sous le nom d'hacheur dévolteur ou hacheur série. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant. L'interrupteur K Figure II.13 peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). [11]

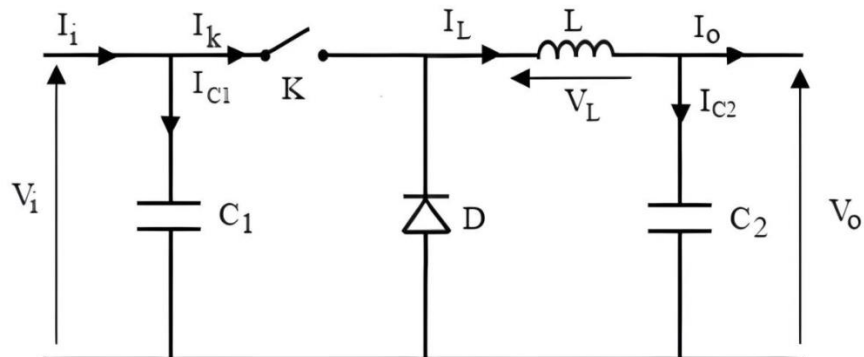


Figure II.13 : Schéma de base d'un dévolteur (Buck)

Les trois topologies principales des onduleurs multiniveaux les plus récentes sont :

- Onduleurs à diode de bouclage (NPC) ;
- Onduleurs à condensateur flottant (cellule imbriquées) ;
- Onduleur en cascade (H-Bridge) .

II.4.3 Hacheur survolteur dévolteur (Buck-Boost)

Le hacheur Buck-boost est un convertisseur indirect DC-DC à stockage inductif. La source d'entrée est de type tension continue (filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension) et la charge de sortie continue de type source de tension (condensateur en parallèle avec la charge résistive). L'interrupteur K peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). [12]

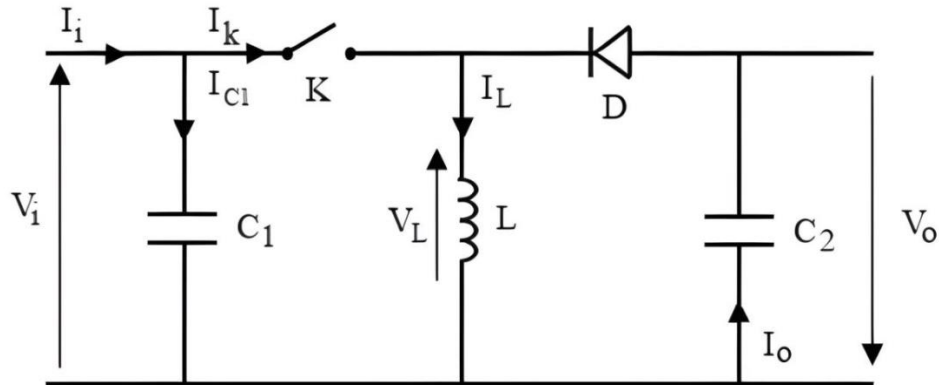


Figure II.14 : Schéma de base d'un convertisseur survolteur dévolteur (Buck-Boost)

II.4.3.1 Fonctionnement

Cette structure de convertisseur permet d'obtenir des tensions négatives à partir de tension positive. Le schéma de principe est présenté figure (II.14).

Quand l'interrupteur est fermé pendant la durée αT_e , le courant augmente linéairement. La tension est égale à V_i . À l'ouverture de K, la diode prend le relais et la tension V_i est égale à $-V_o$. Par définition la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle. Il en résulte que [13] :

$$V_i \cdot \alpha \cdot T = V_o (1 - \alpha) T \quad \text{II.9}$$

Quand le rapport cyclique $\alpha > 0.5$ le hacheur Buck-boost fonction comme un hacheur boost et si le rapport cyclique $\alpha < 0.5$ le hacheur Buck-boost fonction comme un hacheur Buck.

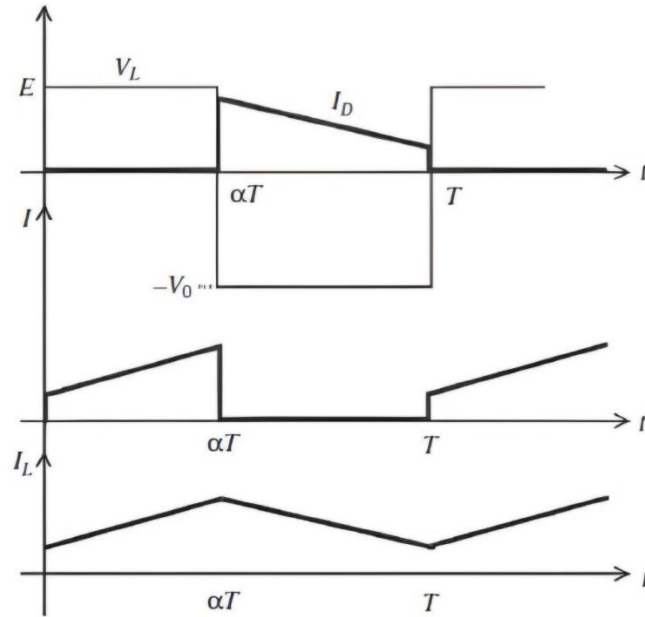


Figure II.15 : Chronogrammes de courant et tension d'un hacheur Buck-Boost

II.4.3.2 Modèle mathématique équivalent

Lorsque l'interrupteur K est fermé le circuit équivalent est montré sur la figure (II.16)

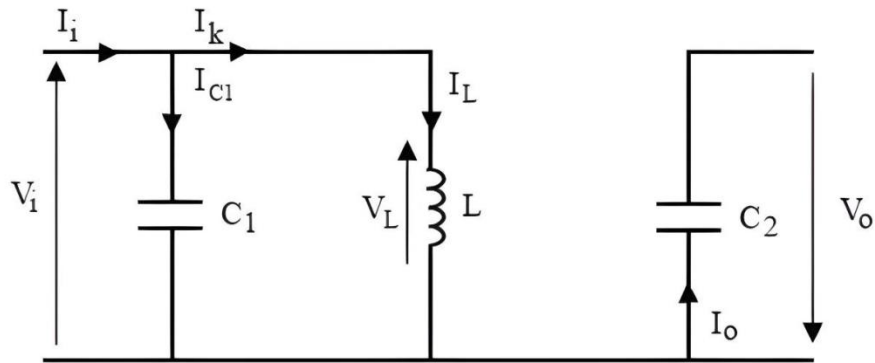


Figure II.16 : Schéma électrique d'un hacheur Buck- Boost fermé

En appliquant la loi de Kirchhoff à ce circuit on obtiendra les équations suivantes :

$$I_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = I_i(t) - I_L(t) \quad \text{II.10}$$

$$I_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = I_o(t) \quad \text{II.11}$$

$$V_L(t) = L \frac{dI_L(t)}{dt} = V_i(t) \quad \text{II.12}$$

Lorsque l'interrupteur K est ouvert le circuit équivalent apparaît à la figure II.17 :

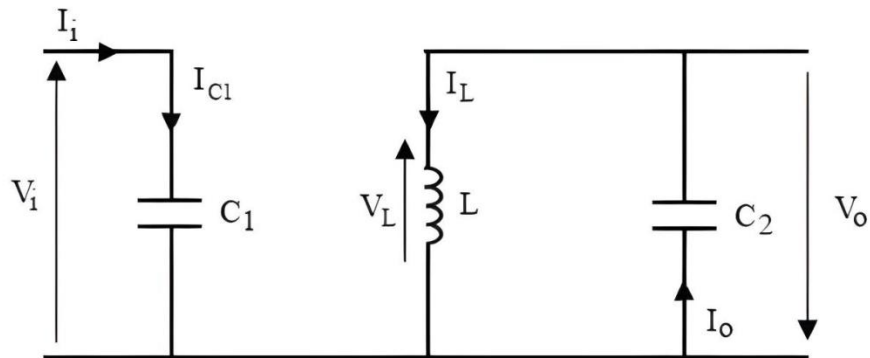


Figure II.17 : Schéma électrique d'un hacheur Buck- Boost ouvert

Le modèle d'équation dans cette configuration est comme suit :

$$I_{c1}(t) = C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = I_i(t) \quad \text{II.13}$$

$$I_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_0(t)}{dt} = I_0 - I_L(t) \quad \text{II.14}$$

$$V_L(t) = L \frac{dI_L(t)}{dt} = V_0(t) \quad \text{II.15}$$

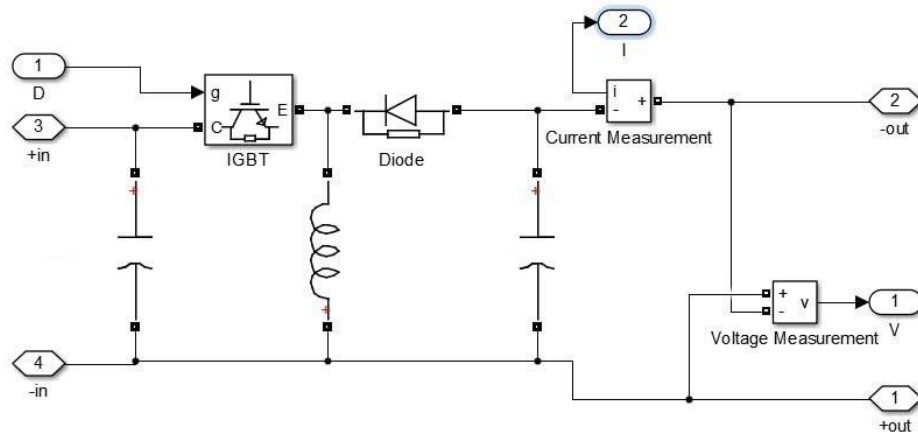


Figure II.18 : Schéma de simulation d'un hacheur Buck- Boost

II.5 Les convertisseur DC-AC (Les Onduleur)

Un des plus important composant de la chaine photovoltaïque est l'onduleur. Il permet de convertir la tension continue transformée par le hacheur en une tension sinusoïdale pour offrir davantage d'applications. La révolution technologique que connaît les semi-conducteurs a un rôle important dans le développement de ces convertisseur, notamment grâce à leur grande flexibilité, cela à permis par la suite de

créer de nouveaux types d'onduleur, ainsi qu'un perfectionnement des techniques de commandes et une diminution des coûts d'exploitation. [14 15]

Ces avancées technologiques permettent d'intégrer l'onduleur dans des applications particulièrement intéressantes, non seulement dans le domaine industriel, mais aussi dans la vie quotidienne.

II.5.1 Principe de fonctionnement d'un onduleur

Un onduleur est un dispositif électronique assurant la conversion statique d'une tension/courant continu en tension /courant alternatif. Il est dit autonome s'il assure de lui même sa fréquence et sa forme d'onde .Deux types d'onduleurs sont donc utilisés pour assurer une telle conversion. [16]

- Onduleur monophasé ;
- Onduleur triphasé.

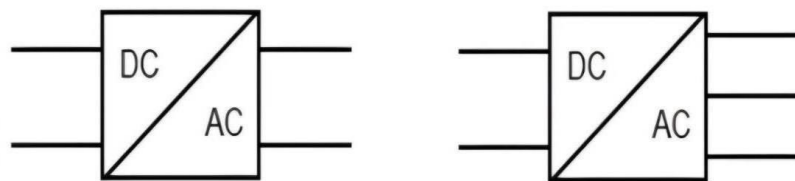


Figure II.19 : Symbole de convertisseur DC-AC monophasé et triphasé.

II.5.2 Onduleur monophasé

II.5.2.1 Structure et principe de fonctionnement :

La structure de base et celle en pont constitue de deux bras. Chaque bras est réalisé par deux interrupteurs réversibles en courant :

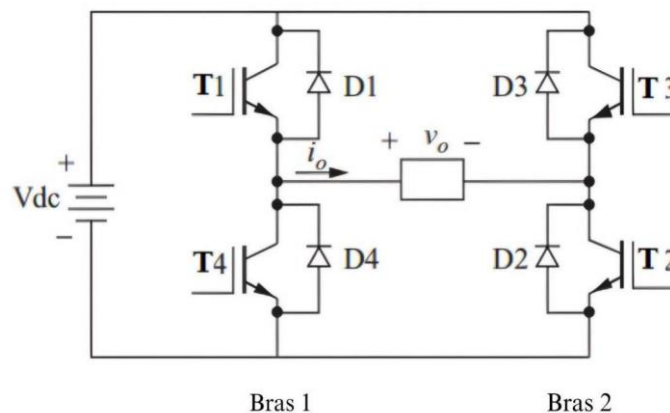


Figure II.20 : Structure d'un onduleur monophasé à deux bras

Les règles d'interconnexions des sources exigent que les interrupteurs de chaque bras soient complémentaires, d'où les séquences de fonctionnement possibles sont :

Tableau II .2 Fonctionnement possibles des interrupteurs

Séquences	Interrupteurs ON	Tension de sortie v_o
Séq1	T1 et T2	$+V_{dc}$
Séq2	T2 et T3	$-V_{dc}$
Séq3	T1 et T3	0
Séq4	T4 et T2	0

II.5.2.2 Commande de l'onduleur

➤ Commande pleine onde (symétrique) :

Dans cette technique, on commande simultanément les interrupteurs (T1,T2) et (T3,T4) pour obtenir les séquences 1 et 2. La durée de chacune des séquences est $T/2$. La tension de sortie v_o est une onde d'un seul créneau par alternance. Le courant I_o pour une charge inductive varie entre I_{min} et I_{max} comme il est représenté ci-contre.

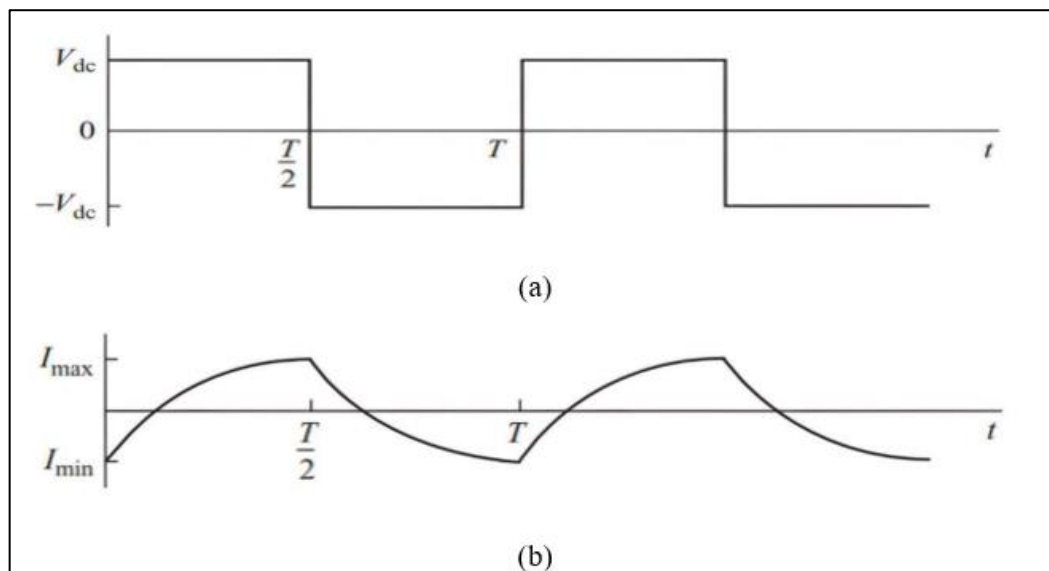


Figure II.21 : (a) Tension de sortie $V_o(V)$, (b) Courant de sortie $I_o(A)$

La valeur efficace de la tension est donnée par :

$$V_{eff} = V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_0^2(t) dt} = V_{dc} \quad \text{II.16}$$

➤ **Analyse des Harmoniques :**

C'est une approche très utile pour l'analyse des onduleurs est d'exprimer la tension de sortie et le courant de charge en termes d'une série de Fourier. Ceci nous permet d'évaluer le taux de distorsion harmonique. Pour un signal carré tel que V_o , la série de Fourier ne contient que les harmoniques impaires et peut être représenté par :

$$V_o(t) = \sum_n \frac{4V_{dc}}{n\pi} \sin n\omega_0 t \quad n = 1, 3, 5, 7 \dots \dots \dots \quad \text{II.17}$$

$V_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi}$ est l'amplitude d'harmonique d'ordre n.

Tableau II.3 : L'amplitude d'harmonique d'ordre n

n	V_n
1	$4V_{dc}/\pi$
2	0
3	$4V_{dc}/3\pi$
4	0
5	$4V_{dc}/5\pi$
6	0
7	$4V_{dc}/7\pi$

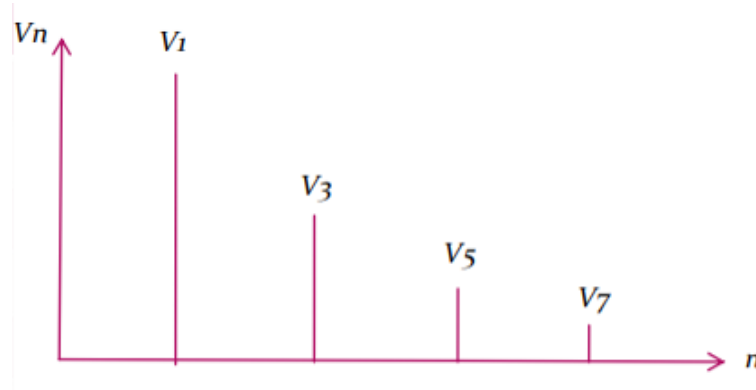


Figure II.22 : Spectre de la tension Vo

➤ **Le taux de distorsion harmonique :**

Symbolisé par THD et représente la variation d'un signal par rapport à une référence. Dans le cas des onduleurs le THD représente le degré de pollution harmonique générée à la sortie des onduleurs. Le taux de distorsion harmonique pour une tension est donné par :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_{n,rms})^2}}{V_{1,rms}} = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{1,rms}^2}}{V_{1,rms}} \quad \text{II.18}$$

• **Commande décalée :**

Dans la commande simultanée, la tension efficace aux bornes de la charge est constante et égale à Vdc. Pour avoir régler la tension de sortie vo, on utilise la commande décalée. Cette stratégie de commande consiste à obtenir aux bornes de la charge des paliers à tension nulle.

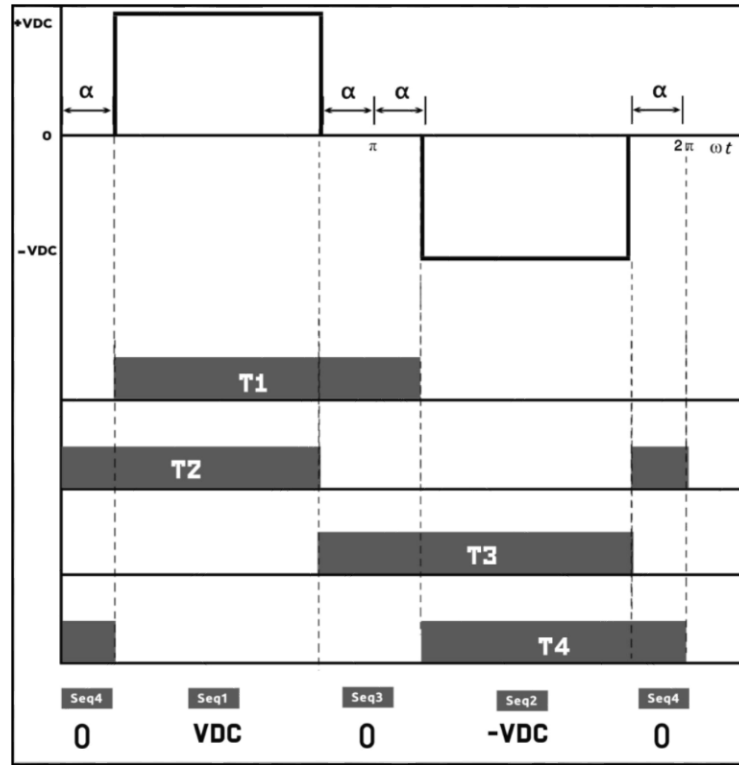


Figure II.23 : Commande décalée (120° - 60°) de l'onduleur PV

La valeur efficace de la tension de sortie est donnée par :

$$V_{eff} = V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} V_{dc}^2 d(\omega t)} = V_{dc} \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}} \quad \text{II.19}$$

Remarque : La tension V_{eff} peut être contrôlée par l'angle α .

➤ Analyse des Harmoniques

Le développement en série de Fourier de l'onde v_o ne contient que les harmoniques impaires et peut être représenté par :

$$V_o(t) = \sum_n V_n \sin(n\omega t) \quad n=1,3,5,7,\dots \quad \text{II.20}$$

L'amplitude du nième harmonique est donnée par:

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \cos(n\alpha) \quad \text{II.21}$$

En particulier, l'amplitude de la fréquence fondamentale ($n = 1$) est contrôlable en ajustant l'angle de décalage α :

$$V_1 = \left(\frac{4V_{dc}}{\pi}\right) \cos \alpha \quad \text{II.22}$$

Le contenu harmonique peut également être contrôlé en ajustant l'angle α . Si $\alpha = 30^\circ$ l'amplitude du troisième harmonique $V_3=0$. Ceci est important car la troisième harmonique peut être éliminée de la tension et du courant de sortie.

Autres harmoniques peuvent être éliminées par choisir un angle dont la valeur fait le terme cosinus égale à zéro. Le n ème harmonique est éliminé si :

$$\alpha = \frac{90^\circ}{n} \quad \text{II.23}$$

II.5.3 Onduleur triphasé

II.5.3.1 Modélisation et simulation d'un Onduleur PV triphasé

L'onduleur triphasé de tension est constitué de trois bras chaque bras se compose de deux interrupteurs. Les interrupteurs choisis, constituent bien une cellule de commutation. Leur fonctionnement doit être complémentaire afin de ne jamais court-circuiter la source continue. Donc, les interrupteurs doivent être bidirectionnels en courant et se compose d'un IGBT et une diode en antiparallèle. L'onduleur triphasé dit deux niveaux est illustré par son circuit de puissance sur la figure (II.24).

On doit distinguer d'une part les tensions de branches V_{AO} , V_{BO} , V_{CO} , mesurées par rapport à la borne négative de la tension continue V_{PV} , d'autre part, il y a les tensions de phases V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} , mesurées par rapport à un point neutre flottant représentant une charge équilibrée montée en étoile. Des tensions simples on peut tirer facilement les tensions composées, V_{AB} , V_{BC} et V_{CA} . [14]

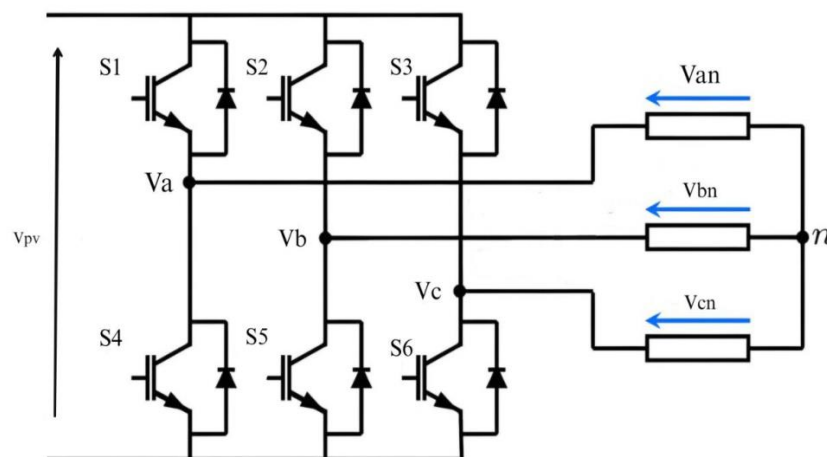


Figure II.24 : Structure d'un onduleur triphasée

Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé, il est à noter que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires. En utilisant ces états des interrupteurs, nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative "O" de la tension du côté continu comme suit :[17]

$$\begin{cases} v_{A0} = S_1 V_{pv} \\ v_{B0} = S_2 V_{pv} \\ v_{C0} = S_3 V_{pv} \end{cases} \quad \text{II.24}$$

Où S_i ($i=1,2, 3$) désignent les états des interrupteurs des phases A, B et C. $S_i=1$ dans ce cas l'interrupteur i est fermée, dans le cas où $S_i=0$, l'interrupteur i est ouverte. Les tensions composées V_{AB} , V_{BC} , et V_{CA} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} v_{AB} = V_{A0} + V_{NB} = V_{A0} - V_{B0} = (S_1 - S_2) V_{pv} \\ v_{BC} = V_{B0} + V_{NC} = V_{B0} - V_{C0} = (S_2 - S_3) V_{pv} \\ v_{CA} = V_{C0} + V_{NA} = V_{C0} - V_{A0} = (S_3 - S_1) V_{pv} \end{cases} \quad \text{II.25}$$

On peut écrire l'équation (26) sous la forme matricielle.

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{pv} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \text{II.26}$$

Les tensions simples sont exprimées :

$$\begin{cases} V_{AN} = \left(\frac{2}{3}\right) V_{A0} * \left(\frac{1}{3}\right) (V_{B0} + V_{C0}) \\ V_{BN} = \left(\frac{2}{3}\right) V_{B0} * \left(\frac{1}{3}\right) (V_{A0} + V_{C0}) \\ V_{CN} = \left(\frac{2}{3}\right) V_{C0} * \left(\frac{1}{3}\right) (V_{A0} + V_{B0}) \end{cases} \quad \text{II.27}$$

On peut écrire l'équation (28) sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \left(\frac{V_{pv}}{3}\right) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \text{II.28}$$

- Schéma de simulation

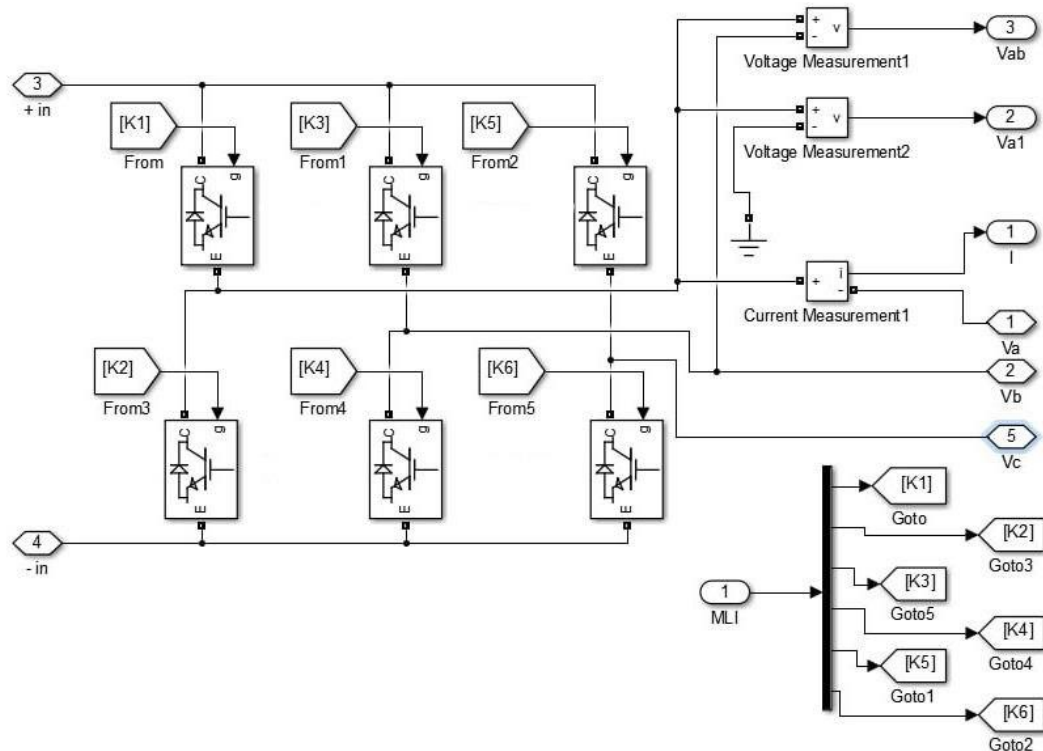


Figure II.25 : Schéma de simulation d'un onduleur triphasée

II.5.4 Introduction aux convertisseurs DC-AC multiniveaux

L'approche classique d'un onduleur à deux niveaux de tension (Figure II.26) a été largement utilisée dans l'industrie en raison de la simplicité de ces techniques de contrôle, mais pour les applications à haute puissance, l'onduleur doit être capable de supporter une forte tension inverse et l'influence d'un fort courant, en outre, la transition soudaine entre la tension positive et la tension négative entraînera des problèmes d'interférences magnétiques. [18 19]

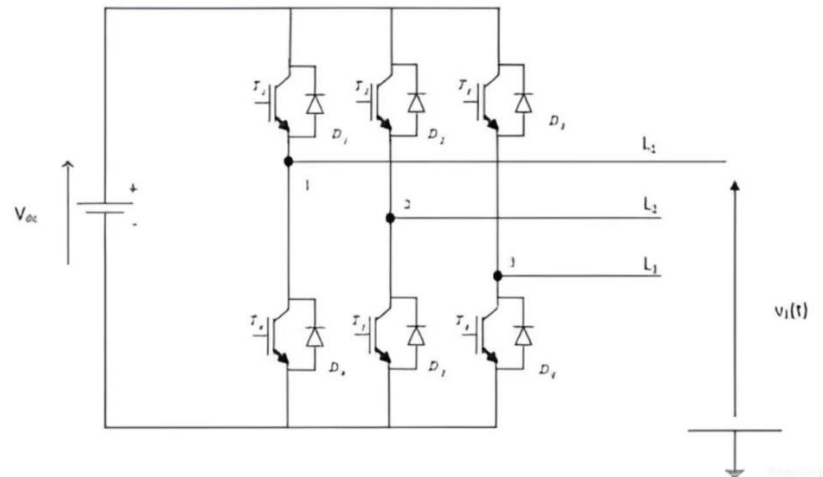


Figure II.26 : Onduleur triphasé à deux niveaux de tension

Pour cette raison la minimisation de l'intervalle entre deux niveaux de tension est une solution très intéressante, d'où la création de plusieurs topologies des convertisseurs multiniveaux, et une des plus récente est la topologie T-type.[18]

Comparés aux onduleurs à deux niveaux de tension, les convertisseurs multiniveaux présentent de nombreux avantages:[20]

- la réduction du taux de distorsion harmonique (THD) du courant ;
- l'amélioration du facteur de puissance ;
- l'augmentation de la durée de vie des interrupteurs de puissance par la diminution du passage brusque de la tension ;
- la diminution des pertes de puissance et la réduction du volume des filtres (si nécessaires).

Toutefois, ces convertisseurs présentent des inconvénients. Entre autres, on peut citer: le nombre élevé de composants électriques, la complexité de la commande et la nécessité d'équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs du bus continu.

Dans cette partie de ce rapport on va citer quelques topologies des convertisseurs multiniveaux.

II.5.4.1 Les topologies des convertisseurs multiniveaux

Les onduleurs à capacités flottantes

En 1990 la topologie à condensateurs flottants (Figure II.27) (Flying Capacitor Multilevel Inverters) appelé aussi convertisseur multicellulaire a été proposée pour la première fois par Meynard et Foch à la suite d'un brevet [20]. Elle repose sur la mise

en série d'interrupteurs commandés avec le raccordement des condensateurs de bouclage, et considérée comme la plus concurrentielle à la topologie à diodes flottantes (NPC). [18]

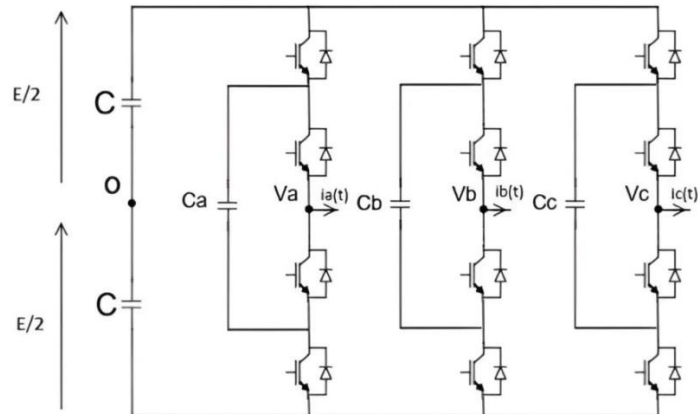


Figure II.27 : Onduleur triphasé à trois niveaux capacité flottantes

Cette topologie présente certains avantages qui n'existent pas dans la topologie NPC. Elle élimine le problème des diodes en roues libres. Cependant, en plus de nécessiter l'utilisation de plus de capacité que d'autres topologies du même niveau de tension, et qui implique un prix plus élevé, le problème d'équilibrage de la tension du condensateur est Toujours fortement pose.

Les onduleurs en pont H

Le premier modèle d'onduleur était l'onduleur en pont H (en anglais H-bridge), apparu en 1975. [20]

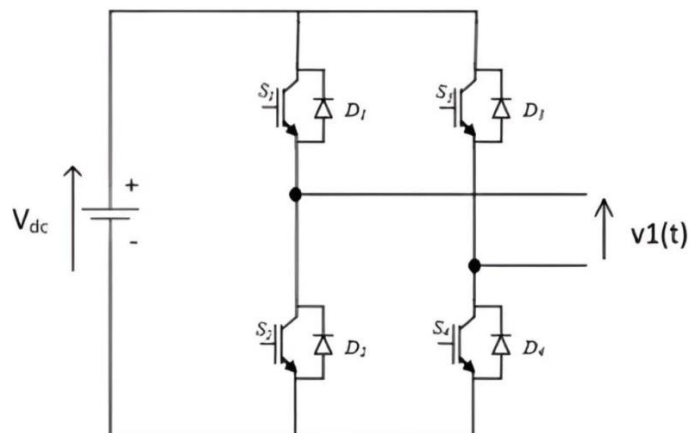


Figure II.28 : Onduleur en pont H

La plus connue des topologies des convertisseurs multiniveaux avec quatre interrupteurs de puissance et une source de tension. Le principal avantage de cette configuration est qu'elle présente la meilleure qualité spectrale par rapport aux topologies précédentes [18]. Pour augmenter le nombre de niveaux de tension, des unités de conversion de puissance sont utilisées en série. Mais le principal inconvénient de cette topologie est que lorsque le nombre de niveaux augmente, la mise en œuvre de ce type d'onduleur nécessite un grand nombre de sources de tension continue isolées.

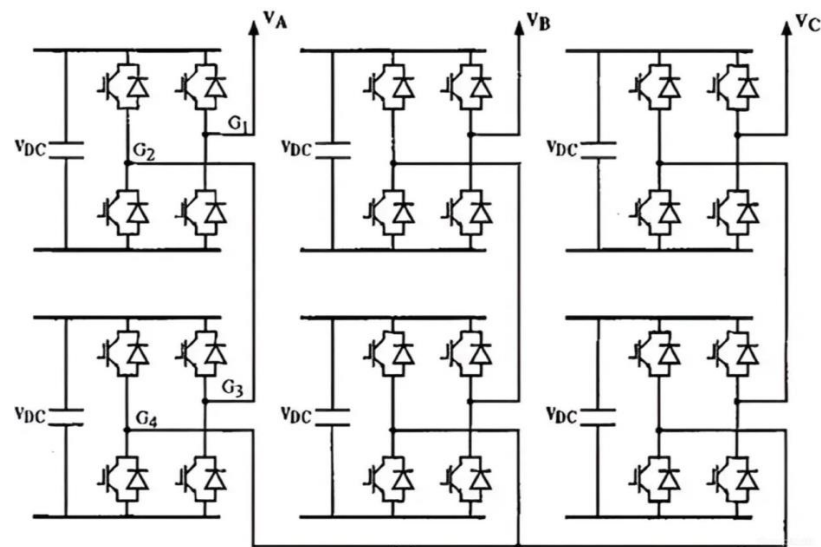


Figure II.29 : Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure en cascade pont H

Topologie NPC classique

L'onduleur Neutral Point Clamped (NPC) est breveté et utilisé pour la première fois par Baker [20]. Cette topologie d'onduleur donne à la sortie un nombre impair de niveaux de tension. La figure II.30 représente un onduleur NPC triphasé à 3 niveaux de tension.

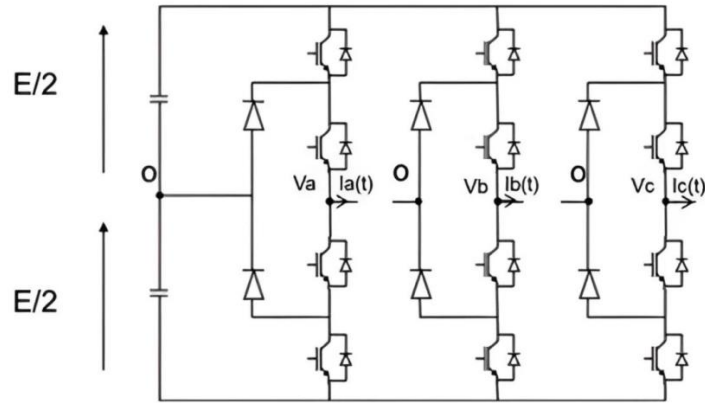


Figure II.30 : Onduleur NPC triphasé à trois niveaux de tension

Cet onduleur est fait par la mise en série d'interrupteurs commandables, montés en antiparallèle avec des diodes. Deux condensateurs de capacité identique sont mis en œuvre afin de diviser la tension d'entrée selon deux niveaux de tension $+V_{DC}/2$ et $-V_{DC}/2$, et pour le niveau zero Volt on utilise deux diodes de clamp.

Le principal avantage de cette structure est le nombre limité des condensateurs utilisés en se connectant au même bus DC commun, elle permet également d'augmenter le nombre de niveaux de tension en se basant sur la topologie de base [19]. Par contre, cet onduleur nécessite des diodes de bouclage avec une Vitesse de commutation élevée pour supporter le courant à pleine charge, ce qui est désavantageux, et peut donc nécessiter une connexion série des diodes, ce qui complique la conception et cause des problèmes de fiabilité et des coûts de production.

La structure ANPC ou Active Neutral Point Clamped

Plusieurs topologies de convertisseurs à plusieurs niveaux sont à la base des configurations NPC, afin de respecter certaines restrictions sur la structure initiale, l'une de ces configurations est la structure Active Neutral Point Clamped (ANPC).[19]

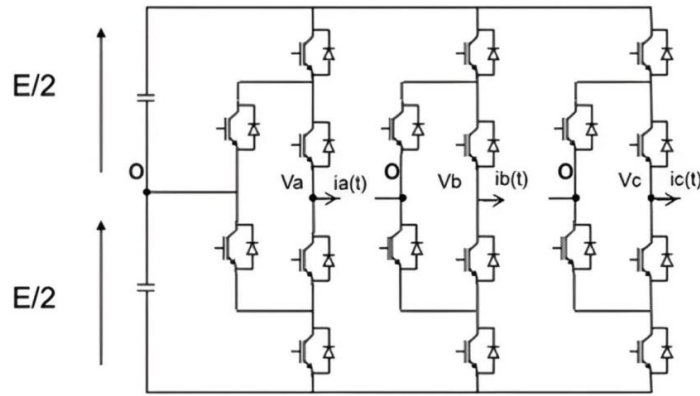


Figure II.31 : Onduleur ANPC triphasé à trois niveaux de tension

La structure ANPC utilise non seulement des diodes, mais également des IGBT aniparallèles. Dans cette topologie, le point important est qu'il existe deux manières possibles de tension de niveau zéro lorsque le courant de sortie est positif. Il en va de même pour les courants négatifs, cela offre plus d'options pour répartir les pertes dans les différents composants.

L'onduleur du type T

La topologie d'onduleur T-type (Figure II.32) proposé par « Schweize » [21] utilise des commutateurs bidirectionnels actifs connectés au point milieu du bus continu. Ce type d'onduleur combine essentiellement les aspects positifs du convertisseur à deux niveaux tels que les faibles pertes de conduction, le petit nombre de pièces et la simplicité de son principe de fonctionnement avec les avantages du convertisseur à trois niveaux tels que les faibles pertes de commutation et la qualité supérieure de la tension de sortie et évite le passage brusque entre deux niveaux de tension loin ce qui augmente la durée de vie des composants. [18]

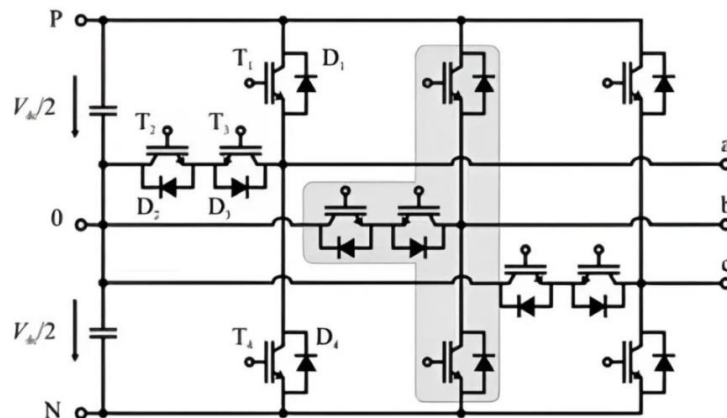


Figure II.32 : Onduleur T type à triphasé à trois niveaux de tension

Par rapport à la topologie NPC à trois niveaux, les principaux avantages en termes d'efficacité sont soulignés dans [21], qui comprennent : la réduction du nombre de composants et des pertes de conduction.

II.5.5 Les techniques de commande de l'onduleur

Grâce au développement des semi-conducteurs durant ces dernières années, Plusieurs types d'onduleurs ont été inventés et développés, ceci a augmenté la nécessité d'améliorer la technologie de commande de ces convertisseurs, dans le but d'améliorer ces performances en minimisant le taux d'harmonique, ce taux qui dépend fortement de la stratégie de commande utilisée.

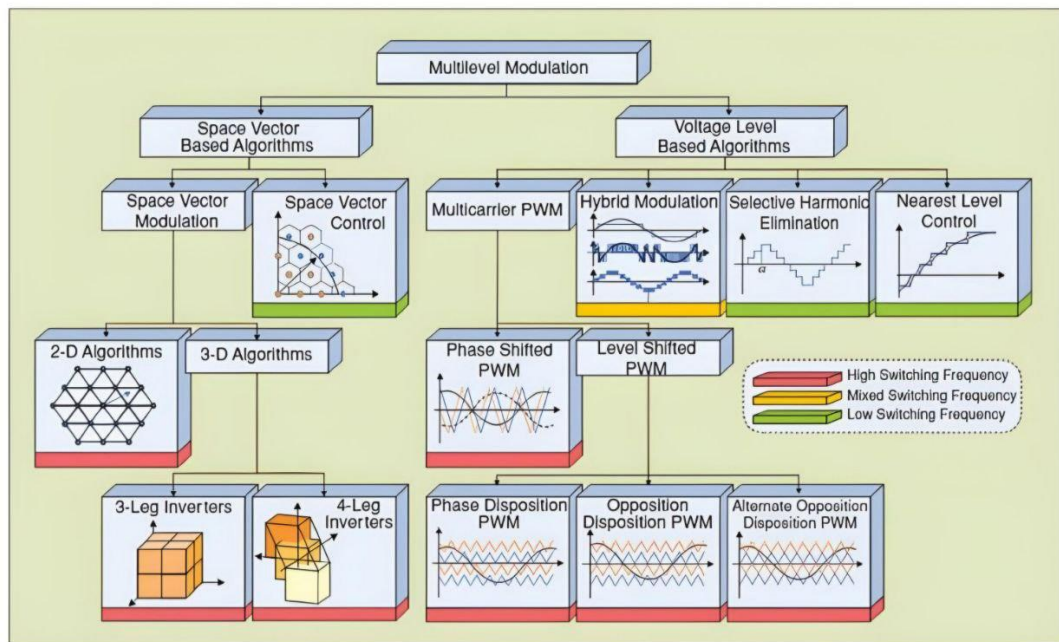


Figure II.33 : Différents types de commande

Comme le montre la figure (II.33), il existe de nombreuses stratégies de modulation des onduleurs. Certains peuvent être appliqués à tous types de convertisseurs multiniveaux, tandis que d'autres sont spécifiques à une structure de convertisseur précise.

Les techniques de PWM traditionnelles ont été étendues avec succès aux topologies de convertisseurs multi-niveaux, en utilisant plusieurs porteuses pour commander les différents composants de puissance. Ces méthodes de modulation sont connues sous le nom "PWM multi porteuses". Dans notre cas on a vas utiliser pour la commande deux méthodes de commande : Commande LS-PWM (Level-shifted Modulation) connue aussi par "MLI sinusoïdale multi porteuses", et la Commande MLI-vectorielle.

II.6 Modélisation de l'onduleur T-type à 3 niveaux de tension

La topologie à deux niveaux basée sur l'IGBT est toujours la solution standard de l'industrie pour répondre aux exigences des applications. Tandis que les solutions alternatives ne sont pas préférable en raison de leur complexité et de leurs coûts accrus.

Les économies d'énergie potentielles ne peuvent convaincre le client que si les coûts initiaux ne sont pas trop élevés par rapport à l'investissement pour avoir un bon rendement. [21]

II.6.1 Le principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement L'onduleur du type T utilise quatre interrupteurs bidirectionnels, deux en position verticales et deux en position horizontale, ce qui représente la lettre "T" d'où son nom "T type", sa structure générale est représentée dans la figure 2.34. Il dispose de 3 bras identiques et fournit des tensions déphasées de 120 degrés entre eux. La sortie de l'onduleur peut être connectée à un point positif, neutre ou négatif, et trois valeurs de tension peuvent être obtenues $+V_{DC}/2$, 0 , $-V_{DC}/2$, pour obtenir une tension positive, nous devons fermer T1, pour le point neutre, nous devons fermer T2 ou T3, puis fermer T4 pour obtenir une tension négative. Mais cette séquence de commutation dépend du sens du courant, par exemple, pour une tension nulle et un courant positif, T2 est fermé, pour une tension nulle et un courant négatif, on ferme l'interrupteur T3. À cette fin, nous utilisons une autre séquence de commutation plus simple, indépendante de la direction du courant.[21]

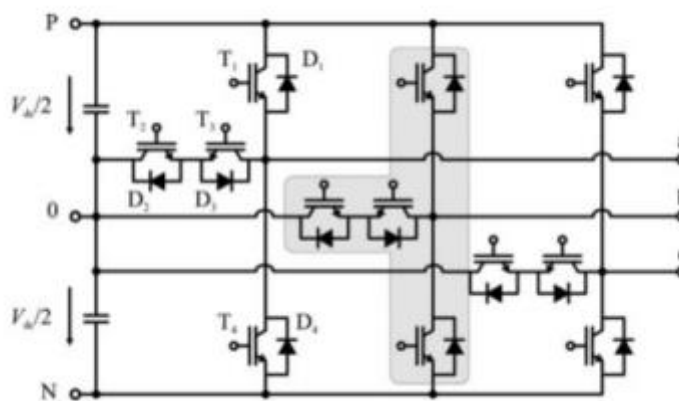


Figure II.34 : Structure de l'onduleur T type[21]

On ne ferme pas que le T1 pour avoir une tension positive mais on ferme également les interrupteurs T1 et T2, pour une tension négative on ferme le T3 et T4, ou le T2 et T3 pour une tension nulle. On remarque que cette séquence a un autre

avantage très important, elle permet de réduire le nombre de commutations, le nombre de commutations en basculant entre une sortie positive, négative et nulle. Par exemple, si la première séquence est utilisée, l'état de T1, T2, T3 est permuté pour passer d'une tension positive à nulle, tandis que pour la deuxième séquence, seuls T1 et T3 sont permutés, ce qui réduit les pertes de commutation et augmente la durée de vie des commutateurs.

Le tableau suivant montre l'état de commutation et la tension à la sortie de l'onduleur :

Tableau II.4 : Les états de commutations d'un onduleur T-type

Etat	Tension de sortie	T1	T2	T3	T4
P	+VDC/2	1	1	0	0
0	0	0	1	1	0
N	-VDC/2	0	0	1	1

Dans ce qui suit, on traite un simple exemple pour simplifier la notion de l'indépendance des séquences de commutation par rapport au sens des courants, on considère que la sortie est connectée au point positif avec un courant dont le sens est positif afin de commuter vers le niveau neutre (0), T1 est ouvert et après le délai d'activation T3 est fermé. Lors de l'ouverture de T1, le courant commute naturellement sur T2 et D3 au niveau neutre. Pour un courant de phase négatif, le courant commute vers le neutre après la fermeture de T3 comme on voit dans la partie 'a' et 'b' de la figure (II.35).

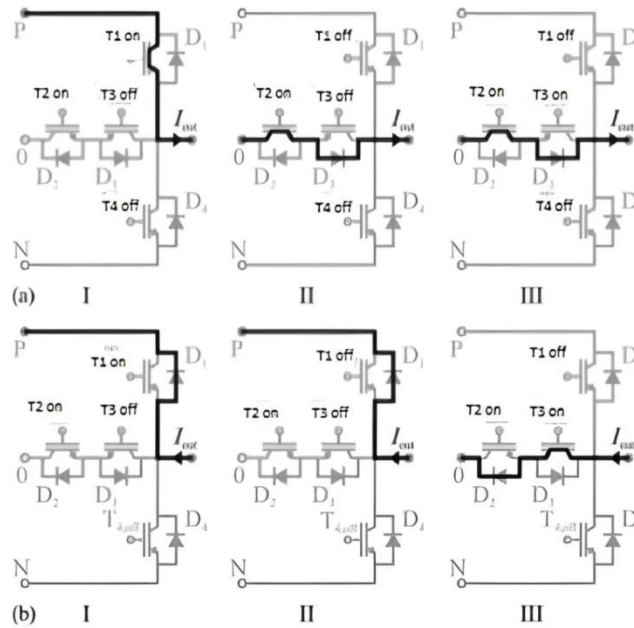


Figure II.35 : Le passage de courant pendant les passage du (P) au (0) [21]

Ce principe s'applique à toutes les transitions de commutation restantes, la transition du négatif au positif, et vice versa, reste à éviter.

II.6.2 Modèle équivalent de l'onduleur T-type à trois niveaux

La même stratégie de modulation pour un onduleur de type NPC peut être utilisée pour l'onduleur du type T. Pour simplifier le calcul on utilise des fonctions de connections qui peuvent prendre la valeur 0 ou 1, F_{x1} , F_{x2} , F_{x3} ou $x \in [a,b,c]$ qui représente les bras de l'onduleur.

Tableau II.5 : Les fonctions de connections d'un onduleur à trois niveaux

Etat	Fonction de connection	Tension de sortie
P	F_{x2}	$+VDC/2$
0	F_{x1}	0
N	F_{x0}	$-VDC/2$

Les tensions de sorties délivrées par les bras de l'onduleur par rapport au point neutre 'N' peuvent être exprimées par les fonctions de connexion ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} U_{aN} \\ U_{bN} \\ U_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a2} & F_{a1} & F_{a0} \\ F_{b2} & F_{b1} & F_{b0} \\ F_{c2} & F_{c1} & F_{c0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{VDC}{2} \\ 0 \\ -\frac{VDC}{2} \end{bmatrix} \quad \text{II.29}$$

Les tensions composées sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{aN} - U_{bN} \\ U_{bN} - U_{cN} \\ U_{cN} - U_{aN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a2} - F_{b2} & F_{a1} - F_{b1} & F_{a0} - F_{b0} \\ F_{b2} - F_{c2} & F_{b1} - F_{c1} & F_{b0} - F_{c0} \\ F_{c2} - F_{a2} & F_{c1} - F_{a1} & F_{c0} - F_{a0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{VDC}{2} \\ 0 \\ -\frac{VDC}{2} \end{bmatrix} \quad \text{II.30}$$

Les tensions de sortie par rapport au point neutre (N) sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} U_{ab} - U_{ca} \\ U_{bc} - U_{ab} \\ U_{ca} - U_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2F_{a2} - F_{b2} - F_{c2} & 2F_{a1} - F_{b1} - F_{c1} & 2F_{a0} - F_{b0} - F_{c0} \\ 2F_{b2} - F_{a2} - F_{c2} & 2F_{b1} - F_{a1} - F_{c1} & 2F_{b0} - F_{a0} - F_{c0} \\ 2F_{c2} - F_{a2} - F_{b2} & 2F_{c1} - F_{a1} - F_{b1} & 2F_{c0} - F_{a0} - F_{b0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{VDC}{2} \\ 0 \\ -\frac{VDC}{2} \end{bmatrix} \quad \text{II.31}$$

En se basant sur ces équations pour pouvoir réaliser une commande MLI vectorielle, les détails du calcul et les résultats de simulation sont discutés dans le chapitre suivant.

II.7 Modélisation du filtre de sortie de l'onduleur

La partie importante après l'utilisation de l'onduleur est le filtrage. Les harmoniques provoquées par la commutation des composants de puissance sont les principaux facteurs affectant les équipements et les charges connectées, la qualité du filtre et la distorsion harmonique totale (THD) sont également des considérations importantes dans le système de conversion d'énergie. [22]

Un filtre L, LC ou LCL est généralement placé entre l'onduleur et le réseau pour atténuer les harmoniques de fréquence générées par l'onduleur. Comparés aux filtres L, les filtres LC et LCL ont une meilleure capacité d'atténuation des harmoniques d'ordre élevé et des caractéristiques dynamiques plus intéressantes. Cependant, les filtres LCL peuvent causer des problèmes de stabilité en raison de résonances nocives causées par une impédance nulle à certaines fréquences. [23]

Pour éviter cet effet de résonance, plusieurs techniques d'amortissement ont été proposées. Une méthode consiste à ajouter un composant passif, comme une résistance en série avec un condensateur de filtrage. Cette solution d'amortissement passif est très simple et très fiable. Cependant, la résistance supplémentaire provoque une perte de puissance et réduit la capacité d'atténuation du filtre LCL. [23]

II.7.1 Les différentes topologies des filtres

Il y a plusieurs topologies des filtres qui peuvent être utilisées. La plus simple est d'utiliser une simple inductance à la sortie de l'onduleur, mais l'ajout d'un autre élément comme un condensateur donne des résultats plus intéressantes, comme indiqué sur la figure II.36.

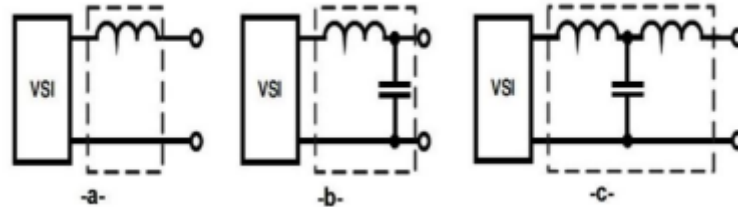


Figure II.36 : Les topologies du filtre (a)filtre L, (b)filtre LC, (c)filtre LCL

Le filtre L

Le filtre L est un filtre du premier ordre il a une atténuation de 20dB/décade. Ce type de filtre est utile pour les convertisseurs à haute fréquence de commutation, où l'atténuation est satisfaisante. Le rôle de l'inductance diminue considérablement la dynamique de l'ensemble filtre convertisseur. [22]

Le filtre LC

Un filtre LC est constitué d'une inductance et d'un condensateur. c'est un filtre de second ordre. Il a un meilleur comportement d'amortissement que le filtre L. Cette simple configuration fonctionne généralement sans problème et donne de bons résultats. Sa fonction de transfert est donné par :

$$F(x) = \frac{1}{1+sL_f+s^2L_fC_f} \quad \text{II.32}$$

Un filtre du second ordre donne 12 dB/octave d'atténuation après la fréquence de coupure f_0 , avec un pic à la fréquence de résonance f_0 . Sa dynamique très importante et la possibilité de travailler à fréquence élevée sont les plus importants avantages de ce filtre. [22]

La comportement du filtre dépend du valeur de la capacité et l'inductance. Une capacité élevée a des effets positifs sur la qualité de la tension. Et, une valeur d'inductance plus élevée est nécessaire pour atteindre la fréquence de coupure demandée du filtre.

Le filtre LCL Le filtre LCL a une bonne atténuation d'ondulation de courant même avec de petites valeurs d'inductance. Cependant, il peut également apporter des

résonances et des états instables au système. Par conséquent, le filtre doit être conçu pour qu'il soit bien adapté aux paramètres de son convertisseur.

L'atténuation du filtre LCL est de 60 dB/décade pour une fréquence supérieure à la fréquence de résonance. Il offre également un meilleur découplage entre le filtre et l'impédance du réseau et une ondulation de courant plus faible à travers l'inductance du réseau [22]. Donc, le filtre LCL est bien adapté à un système photovoltaïque connecté au réseau.

II.7.2 Modélisation du filtre LC

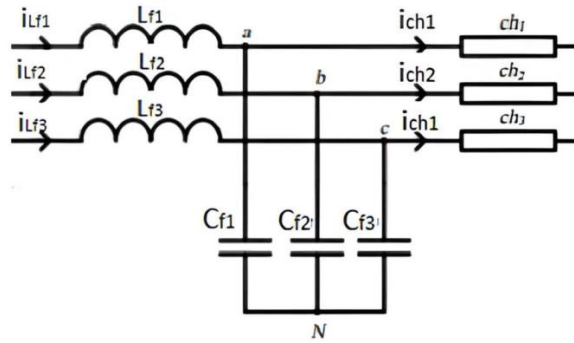


Figure II.37 : Filtre LC triphasé

- V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} tensions modulées en sortie de l'onduleur ;
- V_{cf1} , V_{cf2} , V_{cf3} tensions aux bornes des condensateurs ;
- i_{Lf1} , i_{Lf2} , i_{Lf3} courants à travers les bobines de lissage ;
- i_{ch1} , i_{ch2} , i_{ch3} courants de la charge ;
- L_f inductance du filtre LC ;
- R_f résistance interne de l'inductance du filtre LC ;
- C_f capacité du condensateur du filtre LC.

On aura cet équation d'après la figure :

$$V_{cf}(t) = V_{AN}(t) - L_f \frac{di_{Lf}(t)}{dt} - R_{fL} i_{Lf}(t) \quad \text{II.33}$$

Le dimensionnement se fait en admettant les hypothèses suivantes :

$$i_{cf}(t) = i_{Lfh}(t) = C_f \frac{dV_{cf}(t)}{dt} \quad \text{II.34}$$

$$i_{ch} = i_{Lff}(t) \quad \text{II.35}$$

On néglige le courant de charge, on obtient :

$$V_{cf}(t) = V_{AN}(t) - L_f \frac{di_{Lfh}(t)}{dt} - R_{fi} L_{fh}(t) \quad \text{II.36}$$

On remplace le courant i_{Lfh} par son expression on obtient :

$$V_{cf}(t) = V_{AN}(t) - L_f C_f \frac{d^2 V_{cf}(t)}{dt^2} - R_f C_f \frac{dV_{cf}(t)}{dt} \quad \text{II.37}$$

Détermination des paramètres du filtre :

Pour déterminer la fonction de transfert du filtre LC on applique la transformée de Laplace. On obtient l'équation suivante :

$$T(s) = \frac{V_{cf}(s)}{V_{AN}(s)} = \frac{1}{1 + R_f C_f s + L_f C_f s^2} \quad \text{II.38}$$

La pulsation de coupure de cet fonction est :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_f C_f}} \quad \text{II.39}$$

L'objectif est de minimiser l'effet des harmoniques sur le signal de sortie, donc l'idée ici est de définir les paramètre du filtre de telle sorte à ce que les harmoniques engendrés par la MLI soient suffisamment atténuées. Cette atténuation est simplifiée par le fait que les harmoniques de rang faible peuvent être supprimés dans la plupart des techniques MLI. En s'imposant une atténuation en décibels à la pulsation désirée, la détermination du couple L_f , C_f se fait alors grâce à l'expression suivante :

$$T_p = -20 \log(\sqrt{(1 - L_f C_f \omega^2)^2 + (R_f C_f \omega)^2})_{dB} \quad \text{II.40}$$

Pour un système de second ordre, on remarque qu'à partir d'une fréquence égale à 5 fois la fréquence propre du système f_0 , le gain est toujours inférieure à -26 dB, quel que soit la valeur du coefficient d'amortissement ξ , donc en utilisant le diagramme de Bode on cale le filtre pour que $5f_0$ soit égale à la fréquence du premier paquet d'harmoniques à éliminer. [8]

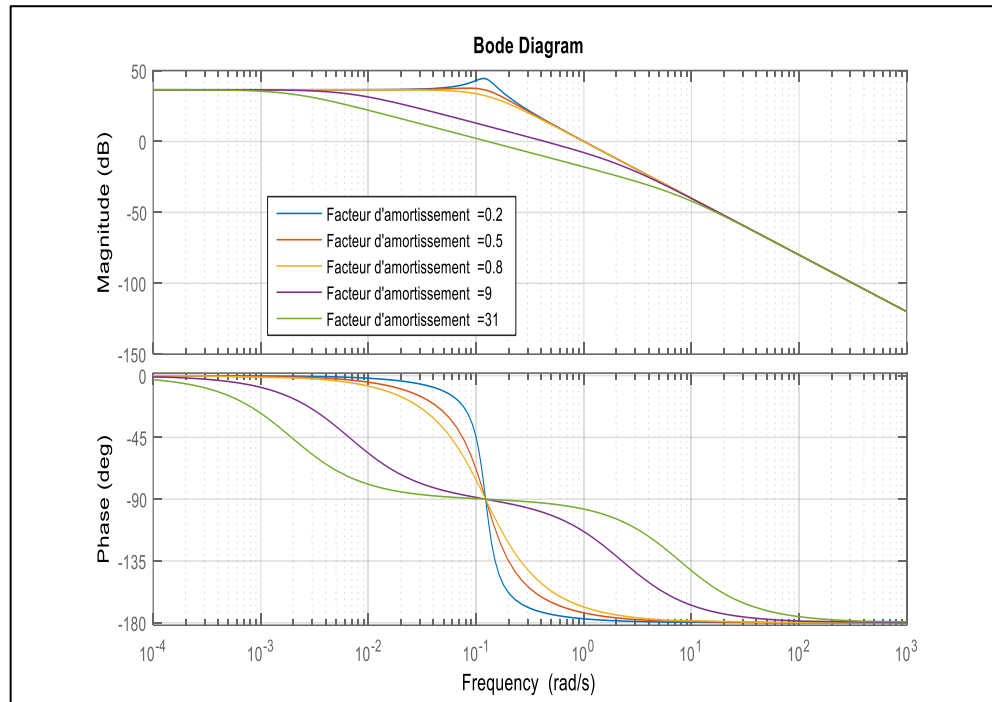


Figure II.38 : Diagramme de bode de la transmittance du second ordre

On peut déduire les valeurs numériques pour chaque élément du filtre LC, en connaissant la fréquence des signaux et en imposant l'un de ces éléments. Dans notre cas.

On prend :

$$f = 50\text{Hz}$$

$$C_f = 100\mu\text{F}$$

Et on trouve :

$$R_f = 22$$

$$L_f = 50\text{mH}$$

II.8 La commande de l'onduleur

II.8.1 Commande par MLI

Ce type de modulation est souvent utilisé pour générer une tension triphasée à fréquence et amplitude variables. Il existe 3 manières de gérer la commutation des thyristors ou des transistors de puissance : [24]

- MLI à commande par sinusoïde ;
- MLI synchrone pour limiter les harmoniques ;

- MLI asynchrone pour améliorer la réaction du moteur à toute modification rapide de la commande du variateur de fréquence.

L'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou Pulse Width Modulation (PWM) permet d'éliminer les premiers rangs d'harmoniques de courant afin d'améliorer le facteur de puissance. Cependant, cette technique ne résout pas totalement le problème des harmoniques de courant.

La modulation MLI est fortement inspirée des techniques utilisées dans la transmission de l'information. Elle consiste à moduler une onde porteuse triangulaire (issue d'un découpage à fréquence) par une onde modulante sinusoïdale (fréquence) à fréquence beaucoup plus basse. [25]

- **Simulation d'une commande MLI**

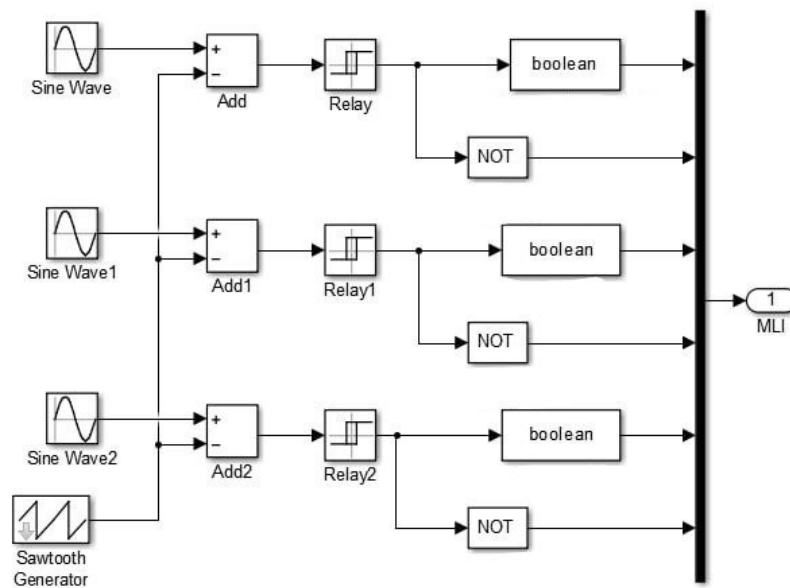


Figure II.39 : Schéma de simulation d'une commande MLI

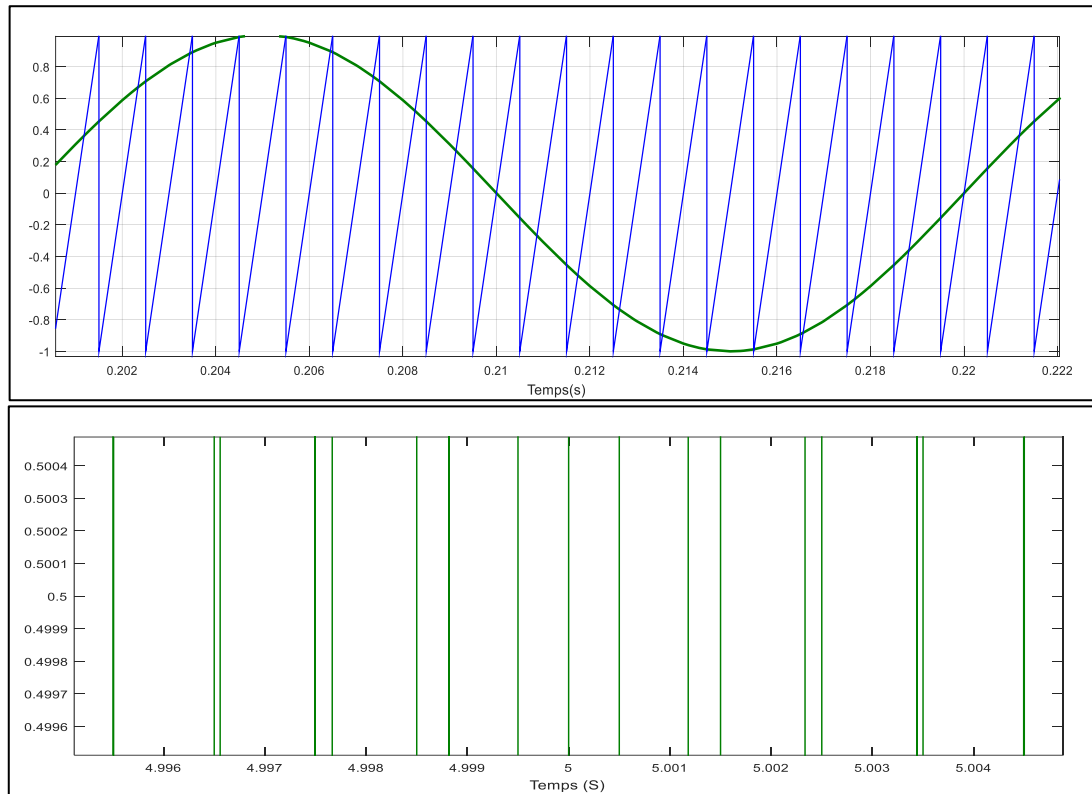


Figure II.40 : Signale de la commande MLI et les impulsions des interrupteurs

II.9 La commande MPPT

La commande MPPT Un MPPT, (Maximum Power Point Tracking) est un principe permettant de suivre, comme son nom l'indique, le point de puissance maximale d'un générateur électrique non linéaire. Les systèmes MPPT sont généralement associés avec les générateurs photovoltaïques ou encore avec les générateurs éoliens.[26] La poursuite de point de puissance maximale (MPPT) (The maximum power point tracker) est nécessaire pour extraire le maximum de puissance du module PV. En général, un convertisseur DC/DC est placé entre la PV et la charge, et en faisant varier le rapport cyclique du point de fonctionnement. [27]

II.9.1 Principe du MPPT

Par définition, une commande MPPT, associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un générateur PV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Ainsi, quels que soient les conditions météorologiques (température et l'éclairement), la commande du convertisseur place le système au point de fonctionnement maximum (V_{mpp} , I_{mpp}).

II.9.2 Classification des commandes MPPT selon le type de recherche [26]

- **MPPT Indirect** : Ce type de commandes MPPT utilise le lien existant entre les variables mesurées (I_{sc} ou V_{oc}), qui peuvent être facilement déterminées, et la position approximative du MPP. Il compte aussi les commandes en se basant sur une estimation du point de fonctionnement du GPV réalisée à partir d'un modèle paramétrique défini au préalable. Il existe aussi des commandes qui établissent une poursuite de la tension optimale en prenant en compte uniquement les variations de la température des cellules donnée par un capteur. Ces commandes ont l'avantage d'être simples à réaliser. Elles sont plutôt destinées à des systèmes peu coûteux et peu précis devant fonctionner dans des zones géographiques où il y a peu de changements climatiques.
- **MPPT directs** : Ces méthodes utilisent les mesures de tension et de courant des panneaux et dont l'algorithme est basé sur la variation de ces mesures. L'avantage de ces algorithmes est qu'ils ne nécessitent pas une connaissance préalable des caractéristiques des GPV. Parmi ces méthodes, on retrouve la méthode de différenciation, la méthode «Perturb & Observe», l'incrément de conductance.

II.9.3 Les méthodes de MPPT

Pour faire suivre le point de puissance maximum, plusieurs algorithmes ont été proposés. Ces algorithmes sont :

- Méthode perturbation et observation (P&O) ;
- Méthode d'incrément de la conductance.

II.9.3.1 Méthode d'incrément de la conductance [28]

Méthode d'incrément de la conductance L'algorithme d'incrément de la conductance est basé sur le fait que le point de puissance maximale (MPP) n'est atteint que si dP/dV est nulle. Les caractéristiques du module photovoltaïque prouvent plus loin que la dérivée est supérieure à zéro à gauche du MPP et inférieure à zéro à droite du MPP. Ceci mène à l'ensemble d'équations suivant :

$$(d_p/d_t) = 0 \text{ pour } V = V_{max} \quad \text{II.41}$$

$$(d_p/d_t) > 0 \text{ pour } V < V_{max} \quad \text{II.42}$$

$$(d_p/d_t) < 0 \text{ pour } V > V_{max} \quad \text{II.43}$$

Sachant que $P = V \times I$, la dérivée du produit par rapport à la tension V donne la relation suivante :

$$\frac{d_p}{d_v} = \frac{d(V \cdot I)}{dV} = I * \frac{dV}{dI} + V * \frac{dI}{dV} = I + V * \frac{dI}{dV} \quad \text{II.44}$$

Ce qui revient à écrire :

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad \text{II.45}$$

Les changements par accroissement nécessaires d_v et d_I sont obtenus en comparant les valeurs mesurées les plus récentes pour V et I à ceux mesurées durant le cycle précédent :

$$dV(k) \approx V(k) - V(k-1) \quad \text{II.46}$$

$$dI(k) \approx I(k) - I(k-1) \quad \text{II.47}$$

La fonction centrale pour trouver le MPP utilise les conditions suivantes :

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad \text{II.48}$$

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \quad \text{II.49}$$

Si la relation est vraie, le MPP est atteint et aucun changement de la tension $V(k)$ n'est nécessaire. Si la relation est fausse, selon que $V(k)$ est supérieure ou inférieure à V_{mp} , la tension $V(k)$ est ajustée en conséquence.

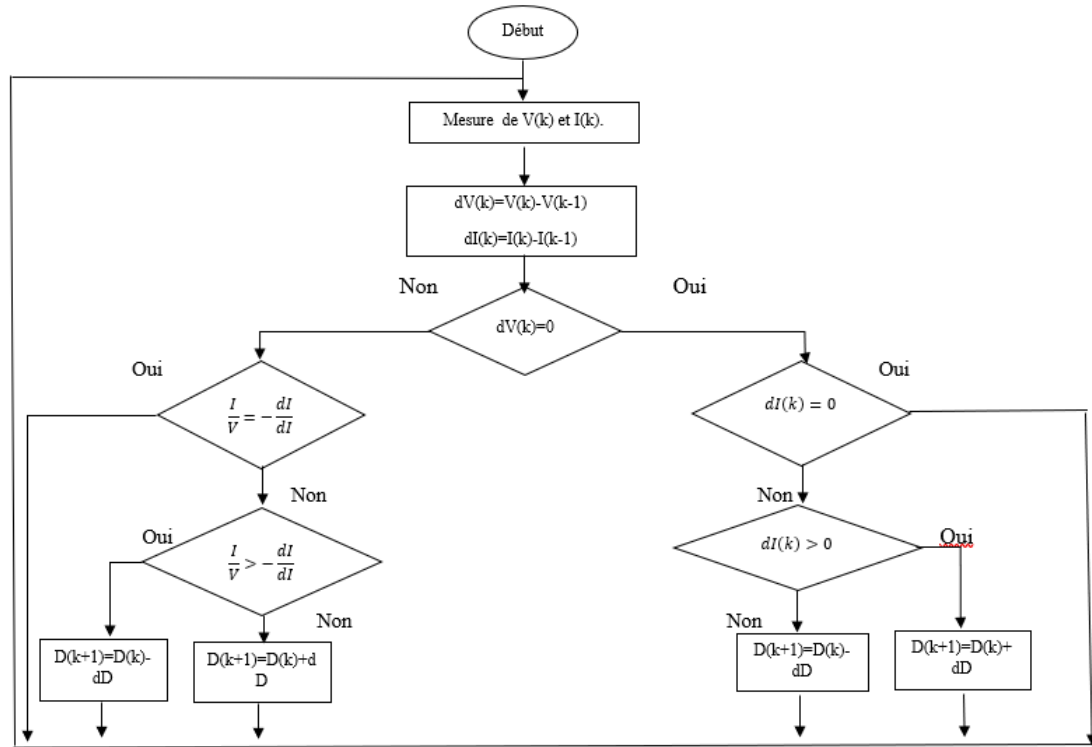


Figure II.41 : Organigramme de l'algorithme MPPT après incrémentation de la conductance

II.9.3.2 Méthode perturbation et observation

C'est l'algorithme de poursuite du point de puissance maximale (PPM) le plus utilisé, et comme son nom l'indique il est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de la tension de référence, ou en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur (DC-DC), puis l'observation de l'effet sur la puissance de sortie en vue d'une éventuelle correction de ce rapport cyclique (D). [29]

Si la valeur de la puissance actuelle du générateur est supérieure à la valeur précédente $P(k-1)$ alors on garde la même direction de perturbation précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent. L'organigramme de l'algorithme de perturbation et de l'observation (P&O) est donné par la Figure II.42. [29]

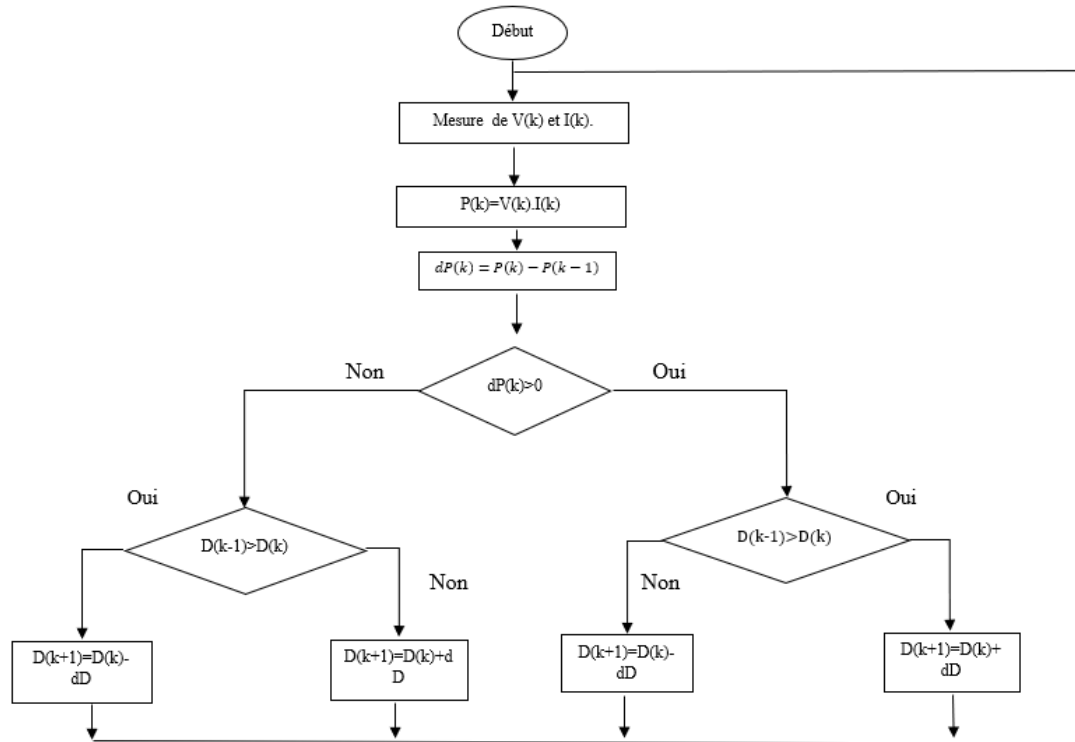


Figure II.42 : Organigramme d'algorithme de perturbation et de l'observation (P&O)

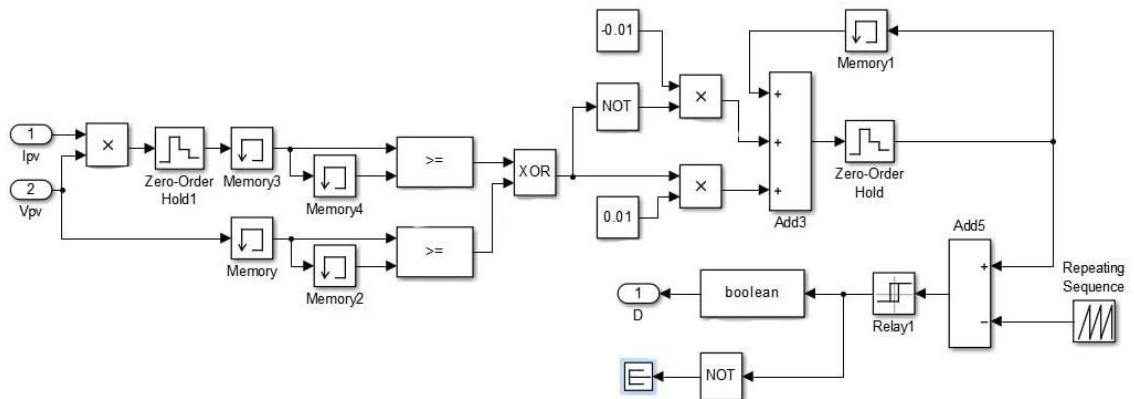


Figure II.43 : Schéma de simulation de l'algorithme de perturbation et de l'observation (P&O)

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé et simulé un système photovoltaïque constitué d'un générateur solaire PV et une charge. D'abord nous avons commencé la simulation sur Simulink pour une cellule, mais aussi pour un panneau en focalisant sur les paramètres de de température et de l'irradiance.

Nous avons présenté les différents types des hacheurs utilisés en système photovoltaïque argumenté par la simulation de le hacheur survolteur dévolteur. Une étude détaillé sur les onduleurs monophasée et triphasé a été assumé et validée par une simulation lorsque l'onduleur est attaquée à une charge. En se préparant à la connexion au réseau, nous avons actionné une simulation d'un filtre RLC pour une meilleure adaptation.

**Chapitre III :
Commande et stabilité
des onduleurs raccordés
au réseau électrique**

III.1 Introduction

Afin de bien stabiliser le signal issu de l'onduleur et le synchroniser au point de connexion commun (PCC) sur le réseau électrique, faute de quoi d'éviter des problèmes d'instabilité. A cet effet le système doit pouvoir réguler impérativement le signal de sortie en amplitude ainsi qu'en fréquence, c'est-à-dire pour opérer une meilleure adaptation et procéder à un facteur de puissance unitaire, ou encore moduler la puissance réactive à échanger avec le réseau lors d'excursions de la tension au PCC. La synchronisation de l'onde de sortie du système avec la tension du réseau est une problématique majeure qu'il faut prendre en considération pour une meilleure transition d'énergie entre les modes connectés et déconnectés du réseau (Arafat, Palle, Husain, & Sozer, 2011), (Yao, XiaoYan, 2009), (Tirumala, Mohan, & Henze, 2002). Cette synchronisation doit être faite à l'égard de connaître l'angle (l'amplitude) et la fréquence du réseau, et doit garantir que l'onduleur solaire fonctionne en harmonie avec les caractéristiques électriques du réseau, permettant un approvisionnement électrique fiable et stable. Néanmoins un asservissement de phase doit être établie et une boucle de verrouillage de phase PLL fermé est souhaitable.

Les onduleurs solaires réalisent la synchronisation du réseau grâce à un processus en plusieurs étapes :

- Détection de tension et de fréquence : L'onduleur solaire surveille en permanence la tension et la fréquence du réseau pour déterminer ses paramètres de fonctionnement et aligner la puissance de l'onduleur sur le réseau ;
- Verrouillage de phase : Une fois la tension et la fréquence du réseau détectées, le système de contrôle de l'onduleur ajuste l'angle de phase de sa sortie pour qu'il corresponde à celui du réseau. Cela garantit que la forme d'onde CA de l'onduleur s'aligne précisément sur la forme d'onde du réseau, permettant une intégration transparente ;
- Connexion au réseau : Après avoir réalisé la synchronisation de phase, l'onduleur solaire se connecte au réseau, permettant un flux d'énergie bidirectionnel entre le système d'énergie solaire et le réseau.

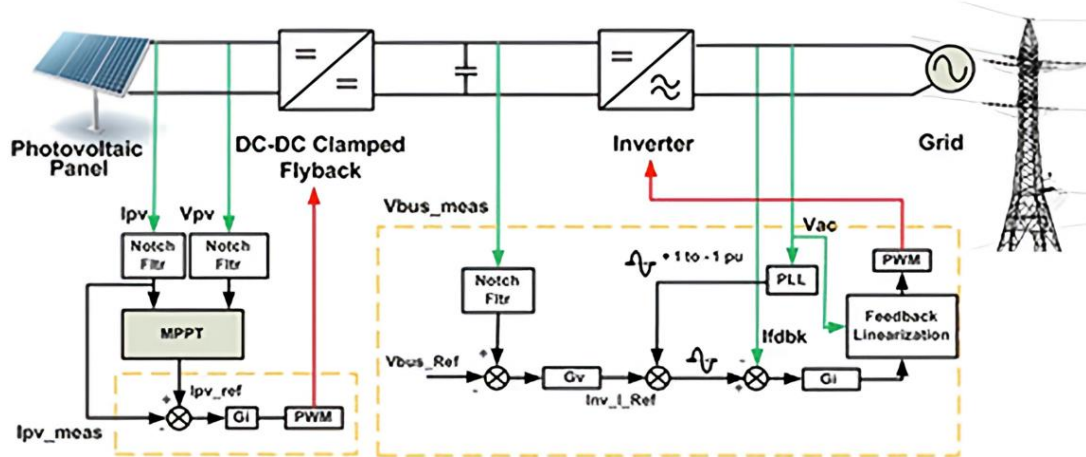


Figure III.1 : Placement d'une PLL dans un système photovoltaïque à onduleur solaire

Dans l'industrie les onduleurs solaires utilisent des algorithmes puissants de contrôle pour obtenir et maintenir la synchronisation du réseau. Ces algorithmes ajustent en permanence les paramètres de sortie de l'onduleur sur la base de mesures en temps réel de la tension, de la fréquence et de la phase du réseau. Parmi ces algorithmes de contrôle de synchronisation nous citerons :

- **Contrôle proportionnel-intégral-dérivé (PID) :** Les algorithmes de contrôle PID ajustent la tension et la fréquence de sortie de l'onduleur en fonction de l'erreur entre les paramètres de réseau mesurés et leurs valeurs souhaitées. Les contrôleurs PID offrent un contrôle précis et stable, garantissant une synchronisation précise dans diverses conditions du réseau ;
- **Boucle à verrouillage de phase (PLL) :** Les algorithmes PLL détectent la différence de phase entre la tension de sortie de l'onduleur et la tension du réseau et ajustent l'angle de phase de l'onduleur pour minimiser cette différence. Les PLL sont largement utilisées dans les onduleurs connectés au réseau pour leur robustesse et leurs temps de réponse rapides ;
- **Contrôle du statisme :** Les algorithmes de contrôle du statisme ajustent la fréquence de sortie de l'onduleur en fonction des écarts de fréquence du réseau. En limitant le comportement des générateurs synchrones, le contrôle du statisme.

Pour notre choix, on a opté pour la technique de boucle à verrouillage de phase (PLL) parce qu'elle est l'une des méthodes les plus utilisées pour la synchronisation du réseau dans les onduleurs solaires, de plus sa compatibilité avec une large gamme de

configuration pour les réseaux et sa réponse rapide et robuste aux variations de fréquence et de phase. Les algorithmes PLL surveillent en permanence la différence de phase entre la tension du réseau et la tension de sortie de l'onduleur et ajustent l'angle de phase de l'onduleur pour minimiser cette différence.

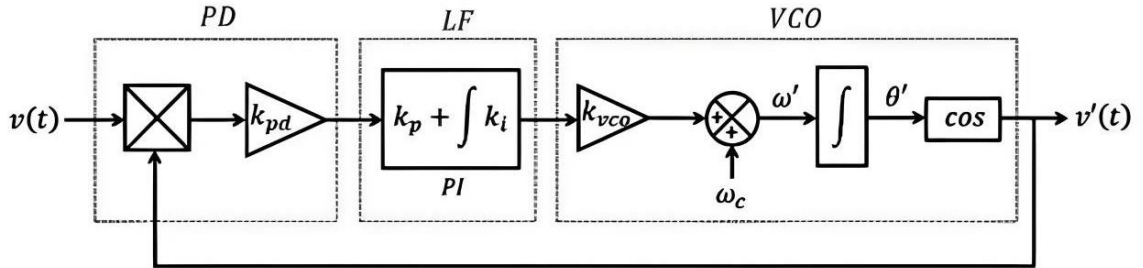


Figure III.2 : Principe d'une PLL adaptée

Notons qu'en général une PLL est constituée de trois composantes principales :

- Détecteur de phase, PD (Phase Detector) : génère un signal contenant l'information sur la différence de phase entre $v(\text{in})$ et $v'(\text{out})$;
- Filtre de boucle, LF (Loop Filtre) : généralement un correcteur de type PI. Il permet de fournir un filtrage passe-bas afin de supprimer la composante haute fréquence de sortie du détecteur de phase. Il corrige de plus l'erreur de phase entre $v(\text{in})$ et $v'(\text{out})$, c'est-à-dire l'erreur entre la phase du réseau et la phase estimée par la PLL;
- Oscillateur, VCO (Voltage-Controlled Oscillator) : calcule la pulsation et l'angle estimés de $v(\text{in})$ à partir d'une pulsation centrale ω_c . Fournit à sa sortie un signal AC ($v'(\text{out})$) créé à partir de l'angle estimé de $v(\text{in})$. Si les éléments de la PLL sont correctement dimensionnés, l'angle estimé correspond à l'angle « réel » de $v(\text{in})$ en régime permanent.

Ces composantes permettent à l'onduleur de réguler sa fréquence de sortie en réponse aux changements de fréquence du réseau.

III.2 Etude du Modèle PLL pour les petits signaux

Les calculs menés par [30] ont abouti à une équation simplifiée dans le domaine de Laplace à savoir :

$$\theta'(s) = \frac{k_{in}k_p}{s}\theta(s) + \frac{k_{in}k_i}{s^2}\theta(s) - \frac{k_{in}k_p}{s}\theta'(s) - \frac{k_{in}k_i}{s^2}\theta'(s) \quad \text{III.1}$$

De tel sorte que :

θ : Angle du réseau ;

θ' : Angle estimé ;

K_{in} : Gain statique de la PLL ;

K_i : Gain intégral d'un compensateur PI ;

K_p : Gain proportionnel d'un compensateur PI.

Après calcul et simplification des résultats [30], la fonction de transfert du système devient :

$$H_{PLL}(s) = \frac{\theta'(s)}{\theta(s)} = \frac{k_{in} k_p s + k_{in} k_i}{s^2 + k_{in} k_p s + k_{in} k_i} \quad \text{III.2}$$

Cette fonction de second degré peut être écrite sous forme normalisée :

$$H_{PLL}(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{III.3}$$

où ξ est le facteur d'amortissement et ω_n est la pulsation naturelle du système. Nous allons maintenant utiliser ce formulaire standardisé dans le but de rendre cette étude plus généralisable. Les termes à ajuster sont donc le facteur d'amortissement ξ et la pulsation naturelle ω_n . C'est ce sur quoi nous nous concentrerons dans la section suivante, qui traite du dimensionnement du système. La correspondance entre ces termes et les quantités k_p et k_i est donnée par les expressions suivantes :

$$k_p = \frac{2\xi\omega_n}{k_{in}}$$

$$k_i = \frac{\omega_n^2}{k_{in}}$$

Ou :

$$\xi = \frac{k_{in} k_p}{2\sqrt{k_{in} k_i}}$$

$$\omega_n = \sqrt{k_{in} k_i}$$

III.2.1 Étude de la simplification du système

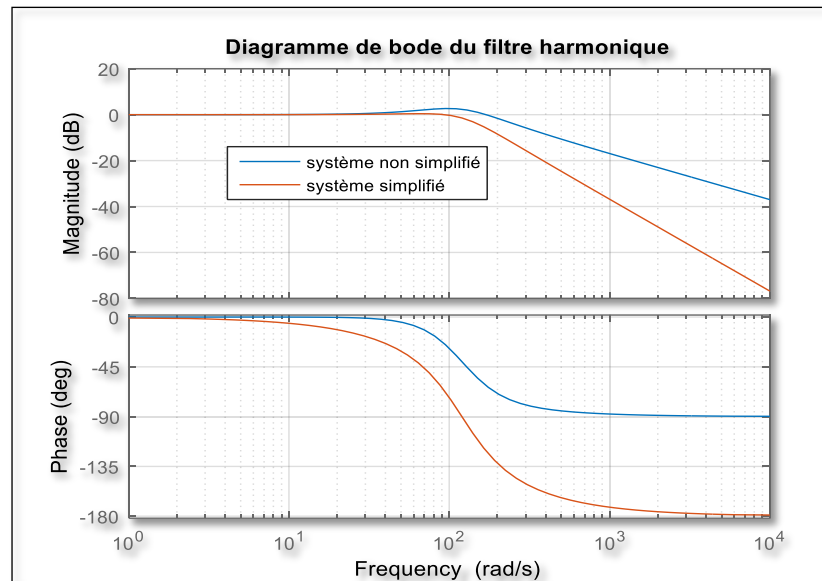
Comme proposé par (R. Teodorescu et al., 2011) et (Texas Instrument, 2014), le dimensionnement des PLL ignore généralement le terme $2\xi\omega_n s$ du numérateur de la fonction de transfert du système. La fonction de transfert simplifiée prend la forme suivante :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

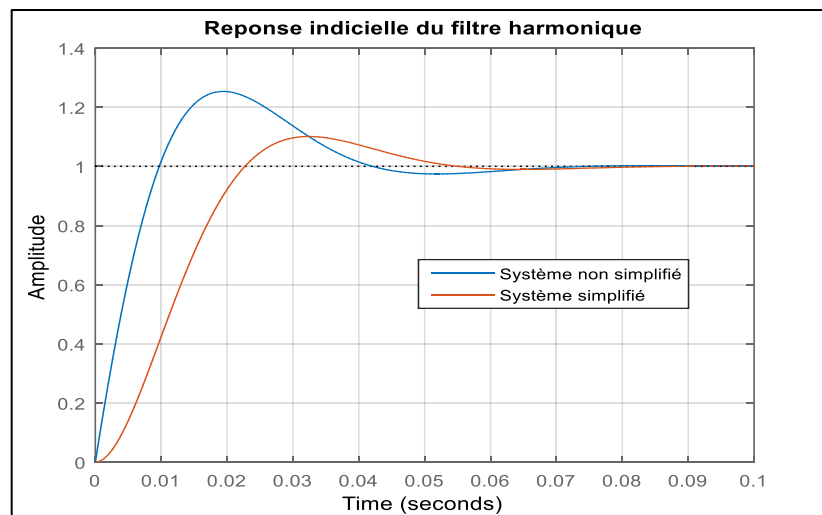
Ci-dessous, nous présentons le diagramme de Bode et les réponses indicielles (réponse à échelon unité) en fixant les paramètres de commande à :

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}; \omega_n = 120 \text{ rad/s}$$

Le schéma III.3 montre les graphiques de Bode de ces deux fonctions, ainsi que leurs réponses à l'échelon (avec le dépassement et le temps de stabilisation indiqués).



(a)



(b)

Figure III.3 : Tracés des fonctions complète et simplifiée de la PLL (a) Diagramme de Bode ; (b) Réponse à l'échelon

Nous remarquons qu'il y a une différence entre le cas réel et le cas estimé. En réalité pour le cas réel, la phase varie de -180° à 0 alors que pour le système non simplifié, elle varie entre 0 et -90° . Pour le dépassement nous remarquons qu'il est en réalité de $20,8\%$ est de $4,32\%$ en cas de la simplification. La Figure III.3 (b) montre que le temps de stabilisation a un retard de 11ms l'un par rapport à l'autre. Les différences significatives et non négligeable nous obligent à travailler avec la fonction non simplifiée du système.

III.2.2 Calcul du dépassement

Le calcul du dépassement consiste à déterminer la valeur maximale atteinte par la réponse du système. Pour une sinusoïde amortie, le dépassement correspond au temps du premier pic de la dérivée de $\theta'(t)$, ainsi il est atteint au temps de pointe t_p , qui correspond à la première valeur pour laquelle la dérivée première de $\theta'(t)$ s'annule :

$$\theta'(t_p) = 0. \quad \text{III.5}$$

Pour le calcul du dépassement et d'autres réponses et de la simulation, on a pris en considération les paramètres suivants :

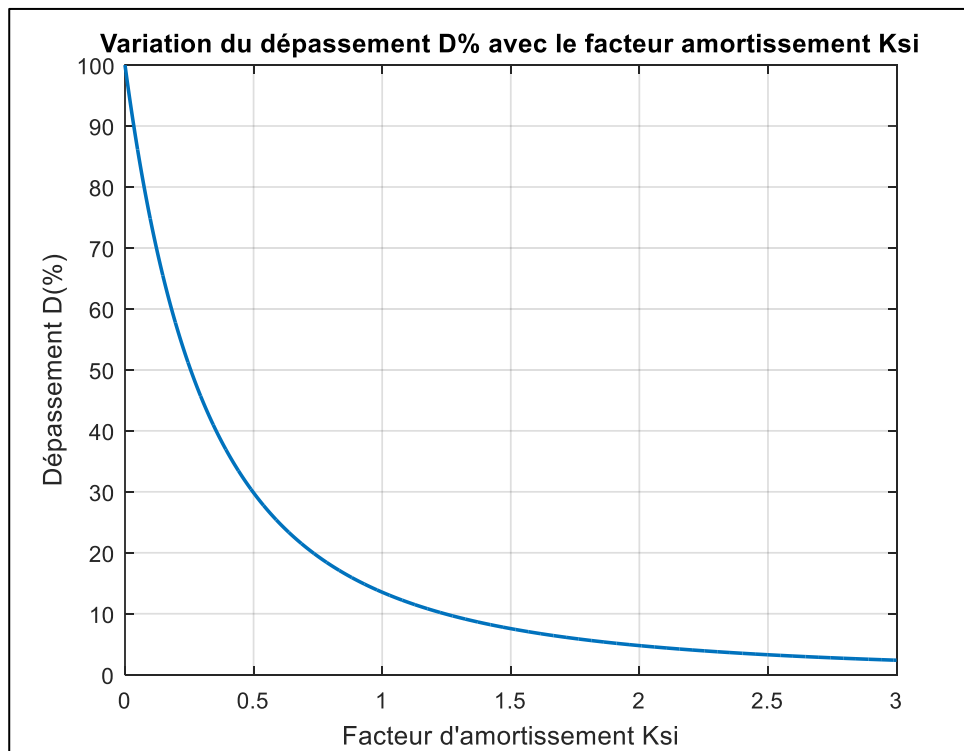


Figure III.4 : Évolution du dépassement de la PLL selon ξ

Nous remarquons qu'il existe une relation inverse entre ξ et le dépassement, c'est-à-dire que si la valeur de ξ est petite, plus la valeur de dépassement est grande, atteignant le point maximum de 100 %.

Tableau III.1 : Paramètres utilisés pour les simulations

Pont en H	
Tension du bus DC V_{DC}	230V
Courant nominal i_g	15A crête
Puissance active nominale P_{nom}	1,35kW
Fréquence de commutation f_s	125kHz
Amplitude porteuse triangulaire V_{tri}	1V
Type de modulation	Bipolaire (deux niveaux)
Filtre harmonique LCL	
Inductance côté pont L_1	590 μ H
Inductance côté réseau L_2	90 μ H
Condensateur C	42 μ F
Résistance série condensateur r_c	2 Ω
Paramètres réseau	
Tension de ligne v_s	180V crête
Fréquence de ligne f_r	60Hz
Inductance réseau L_g	1mH
Résistance réseau r_g	200m Ω

III.2.3 Calcul du temps de stabilisation

Le temps de stabilisation t_s est le temps pour lequel la réponse du système reste dans une plage $\pm\alpha\%$ autour de la valeur stabilisée, sans sortir.

Pour cette étude, nous prendrons un temps de stabilisation à 2%, soit $\alpha = 0,02$, mais nous conserverons la notation symbolique pour les calculs afin de traiter un cas général. En considérant une entrée échelon, la valeur stabilisée du système est de 1. Ainsi, le problème peut être formulé comme suit :

$$|\theta(t) - 1'| \leq \alpha \quad \forall t \geq t_s \text{ et } \alpha > 0 \quad \text{III.6}$$

Nous définissons une fonction $z(t) = \theta'(t) - 1$ pour l'étude. Ainsi, pour cette nouvelle fonction, la valeur stabilisée du système est de 0. Nous ne travaillerons à présent plus qu'avec $z(t)$, qui représente $\theta'(t)$.

$z(t)$ s'exprime selon:

$$z(t) = \theta'(t) - 1 = e^{-\xi\omega_n t} \cdot \left(\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_d t) - \cos(\omega_d t) \right) \quad \text{III.7}$$

Il s'agit ici d'une fonction périodique, de période $2\pi/\omega_d$. Son étude montre que $z(t)$ admet des extremums locaux (minimas et maxima) se répétant toutes les demi-périodes à partir du premier extremum obtenu au temps de pointe t_p . Ces extremums correspondent aux crêtes de la sinusoïde amortie de la réponse temporelle. Les temps auxquels $z(t)$ admet des extremums locaux s'écrivent alors :

$$t_{\text{extrmums}} = t_p + \frac{k\pi}{\omega_d} \text{ avec } k \in \mathbb{N} \quad \text{III.8}$$

Pour voir la variation du temps de stabilisation t_s avec grandeurs ξ et ω_n , une représentation en 3D est primordial.

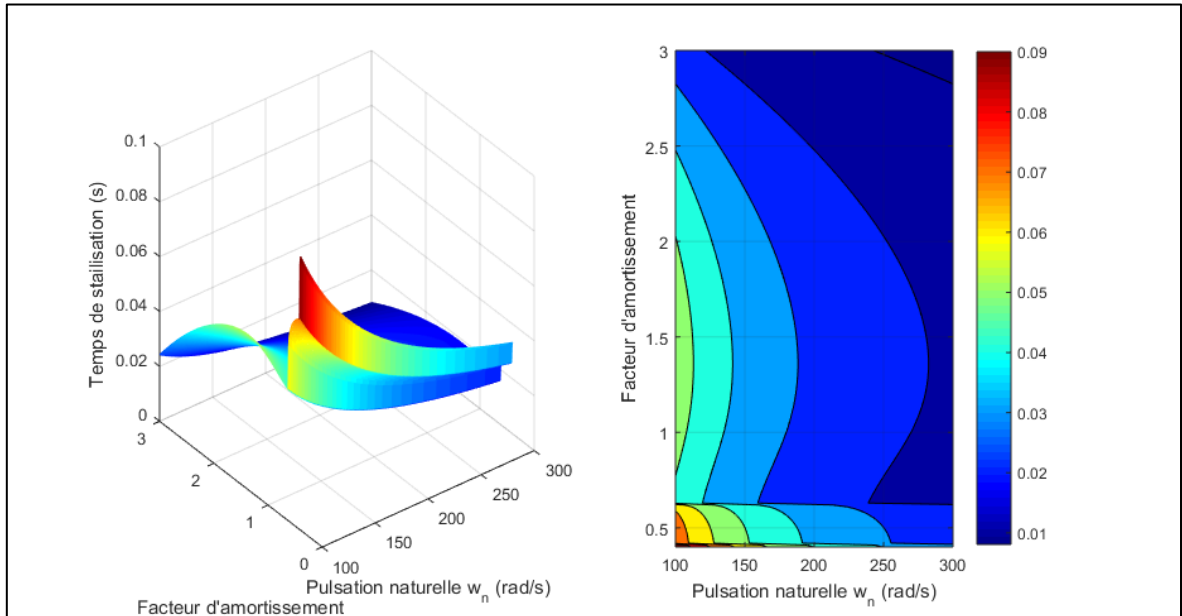


Figure III.5 : Variation en 3D de temps de stabilisation en fonction du facteur d'amortissement ξ et de la pulsation naturelle, facteur d'amortissement ξ en fonction de la pulsation naturelle

La courbe exprime les changements du temps de stabilisation en termes de facteur d'amortissement et du pulsation naturelle, où l'on note que la valeur du temps de stabilisation est liée à la pulsation naturelle et à la valeur du facteur d'amortissement, c'est-à-dire si la valeur du temps de stabilisation augmente ou la valeur du facteur d'amortissement diminue, la valeur du temps de stabilisation augmente et vice versa. Cela signifie qu'il existe une relation directe entre la pulsation naturelle et le temps de stabilisation, tandis qu'entre le temps de stabilisation et le facteur d'amortissement, elle est inverse.

III.2.4 Calcul de la pulsation de coupure du système

La pulsation de coupure du système est une caractéristique à grande importance qu'il faut tenir en compte, néanmoins, les harmoniques de basse amplitude doivent être atténuées de telles sortes à filtrer correctement la composante à deux fois la fréquence fondamentale présente dans le signal erreur ε_{pd} . C'est pourquoi la fréquence de coupure doit être le plus basse possible mais la bande passante aussi.

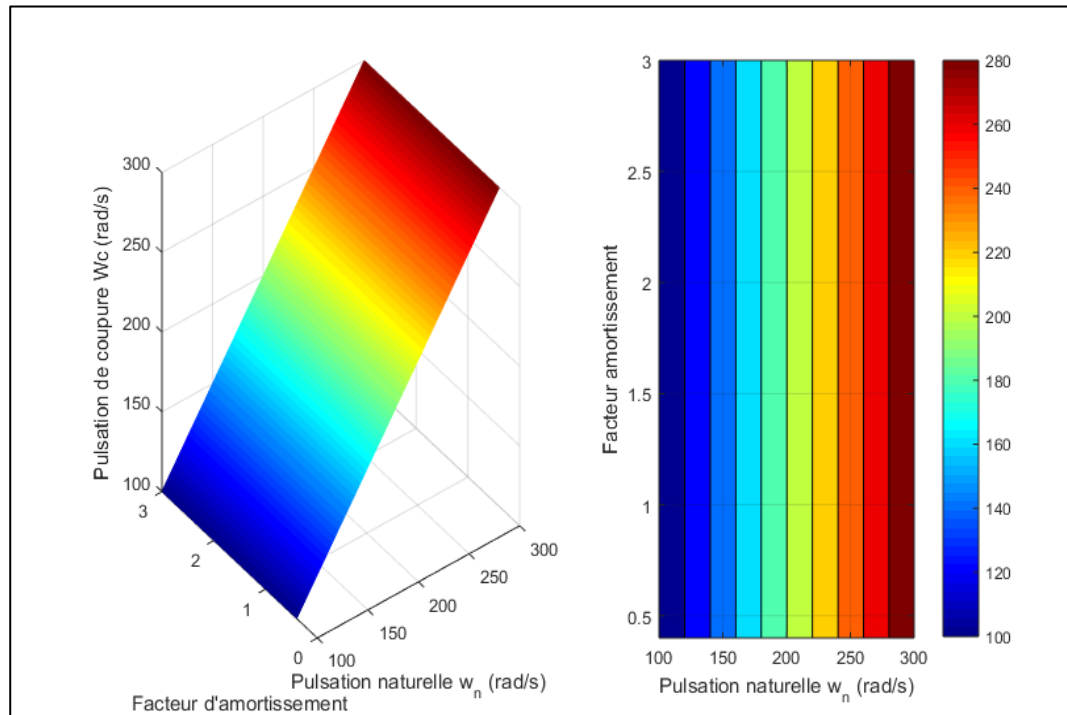


Figure III.6 : Evolution de la pulsation de coupure ω_c 3D en fonction du facteur d'amortissement et de la pulsation naturelle ω_n

On note que la valeur de La pulsation de coupure est liée à la pulsation naturelle et à la valeur du facteur d'amortissement, c'est-à-dire que si la valeur de l'pulsation naturelle ou

III.2.5 Simulation avec prise en compte des paramètres de la PLL

En résumé, nous avons établi les formules permettant de caractériser le dépassement D, le temps de stabilisation t_s et la pulsation de coupure ω_c du système en fonction des paramètres de commande ξ et ω_n . Nous avons montré que ces formules sont valables pour $\xi > 0$ et $\omega_n > 0$. Ces formules et méthodes sont implémentées dans un script Matlab pour obtenir une représentation graphique. Cela nous permettra de déterminer un dimensionnement approprié.

Les graphiques de dimensionnement illustrent l'évolution des caractéristiques suivantes :

- Figure III.4 : Le dépassement D de la réponse à l'échelon en fonction du facteur d'amortissement ξ ;
- Figure III.5 : le temps de stabilisation t_s du système en fonction de ξ et ω_n , déterminé selon la méthode présentée dans la partie III.2.3 ;
- Figure III.7 : la pulsation de coupure ω_c du système en fonction de ξ et ω_n . Cette pulsation correspond à la fréquence de coupure à -3dB du système, soit $G = -3$.

En ce qui concerne les caractéristiques t_s et ω_c (Figure III.5 et Figure III.7), nous donnons leur représentation 3-D ainsi que leur représentation dans un plan pour plus de visibilité.

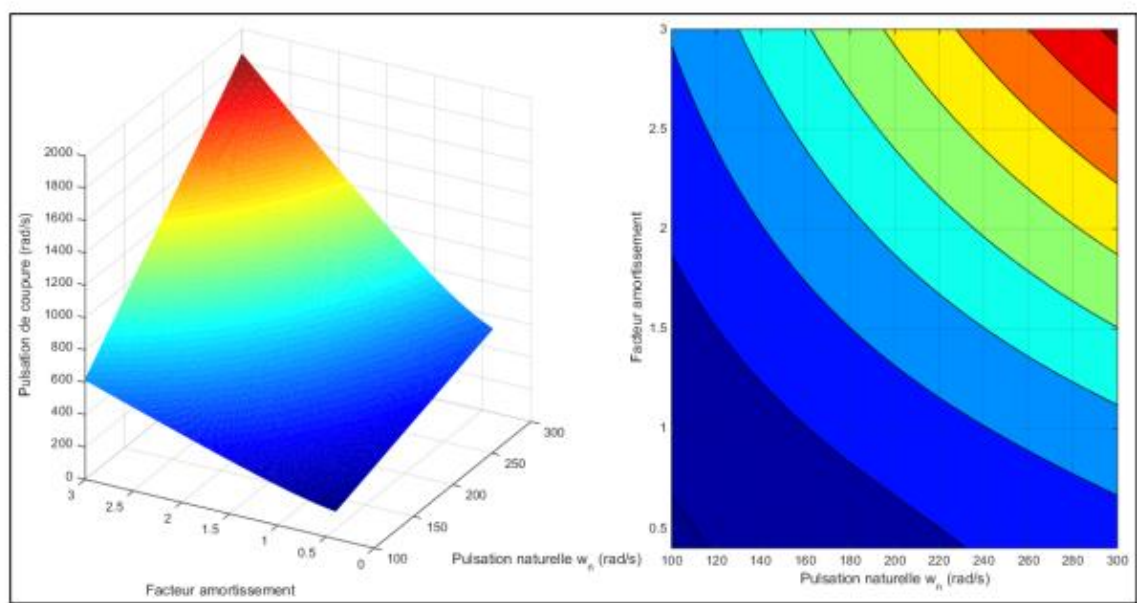


Figure III.7 : Évolution de la pulsation de coupure à -3dB de la PLL selon ξ et ω_n

Attention, les échelles des axes X et Y des représentations 3D de la Figure III.5 et de la Figure III.7 sont inversées : l'évolution de t_s selon ξ est l'inverse de celle de ω_c .

On remarque que le dépassement de la réponse de la PLL diminue progressivement avec l'augmentation de ξ . Il est donc important de veiller à ne pas avoir un facteur d'amortissement trop faible afin de limiter ce dépassement. En ce qui concerne le temps de stabilisation, il diminue avec l'augmentation de ω_n .

La pulsation de coupure suit une tendance inverse par rapport au dépassement et au temps de stabilisation. En effet, elle augmente lorsque ξ et ω_n augmentent également.

Ces courbes sont utiles pour le dimensionnement, elles nous aident à déterminer un point de fonctionnement à partir d'une analyse graphique. Le dimensionnement choisi devra ensuite être confirmé par simulation.

III.3 Filtrage de la composante haute fréquence

Comme évoqué précédemment, la composante haute fréquence en sortie du détecteur de phase est un problème important de la conception. Pour rappel, le signal d'erreur $\mathcal{E}_{pd}$ de la PLL contient un terme $\sin((\omega + \omega')t + (\Phi + \Phi'))$. Celui-ci correspond à la composante haute fréquence mentionnée, qui est à deux fois la fréquence fondamentale en régime permanent. Si cette composante n'est pas correctement filtrée, une oscillation indésirable à $2\omega_0$ se retrouve sur les signaux de sortie concernant la pulsation et l'angle estimé du réseau. Une des propriétés du bloc LF est justement de filtrer cette composante, en fournissant une faible bande passante au système, mais ce n'est cependant pas suffisant pour empêcher la présence d'oscillations en sortie. Prenons pour exemple les systèmes proposés par (R. Teodorescu et al., 2011) et (Texas Instrument, 2014) qui sont similaires au notre : ils présentent un gain d'environ -15dB à $2\omega_0$, ce qui fournit une atténuation de $\times 0,178$. En considérant l'amplitude élevée du signal d'entrée $v(t)$, qui est de 180V crête dans notre cas, cette atténuation est trop faible pour notre application.

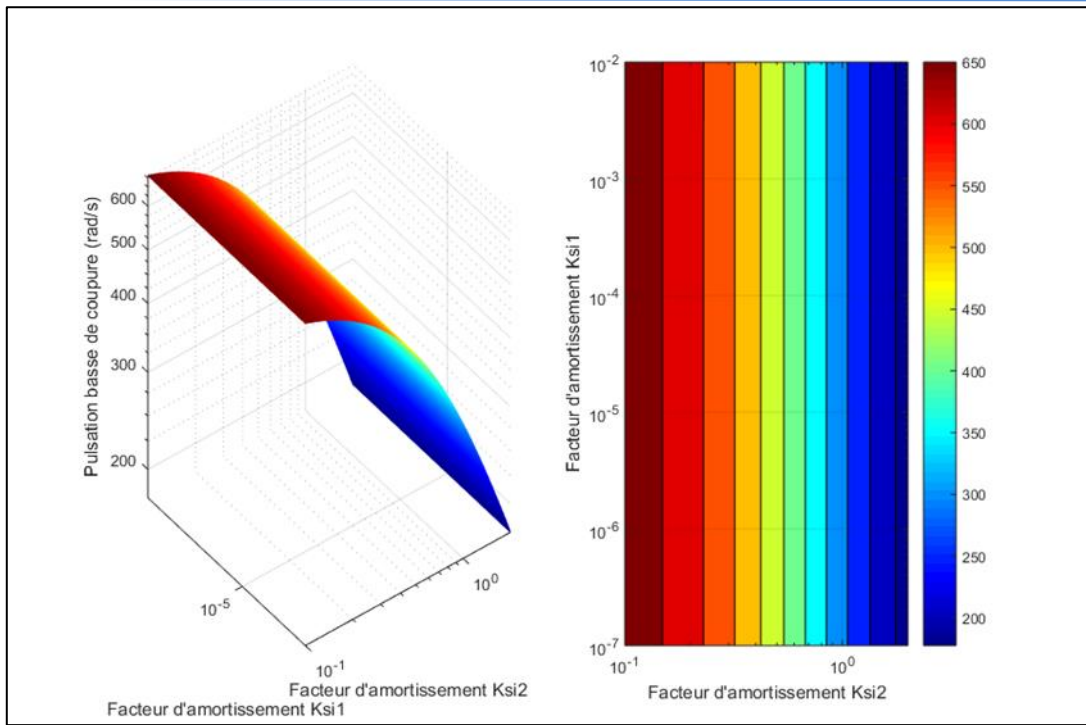


Figure III.8 : Évolution de la pulsation basse de coupure en fonction du facteur d'amortissement ξ_1 et ξ_2

Ayant choisi de travailler dans le référentiel naturel, donc sans transformation de référentiel, nous ne pouvons pas profiter des avantages des structures énumérées à la partie III.1 sur ce point. Il convient alors d'implanter un filtrage supplémentaire, qui correspond en un filtre adaptatif de Notch.

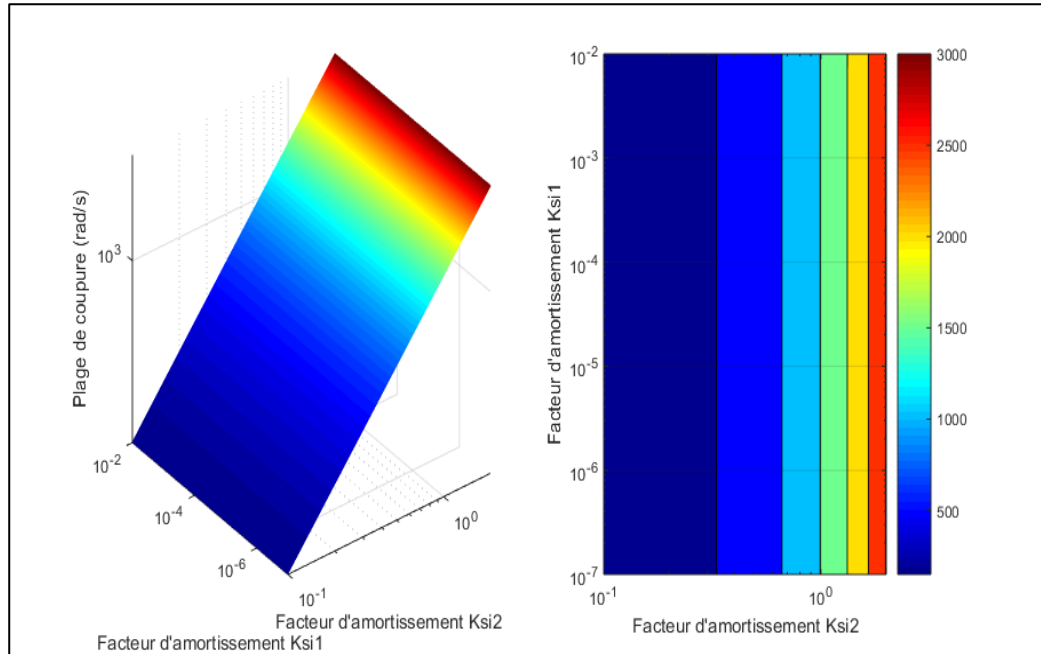


Figure III.9 : Evolution de la plage de coupure en fonction du facteur d'amortissement ξ_1 et ξ_2

III.3.1 Principe du filtre adaptatif mis en place

La Figure III.2 illustre le filtre mis en place dans le schéma global de la PLL. Ce filtre présente une atténuation brusque à une fréquence spécifique, appelée "fréquence d'encoche", et n'a aucun impact sur les fréquences supérieures et inférieures (sauf dans une certaine plage autour de la fréquence d'encoche). La fonction de transfert de ce filtre est la suivante :

$$H_{\text{Notch}}(s) = \frac{y}{u} = \frac{s^2 + 2\xi_1\omega_s s + \omega_s^2}{s^2 + 2\xi_2\omega_s s + \omega_s^2} \quad \text{III.5}$$

Les paramètres ξ_1 et ξ_2 sont ajustés pour dimensionner le filtre, tandis que ω_s représente la pulsation d'encoche. Pour mieux comprendre son comportement, le diagramme de Bode issu de l'équation (III.5) est affiché dans la Figure III.7.

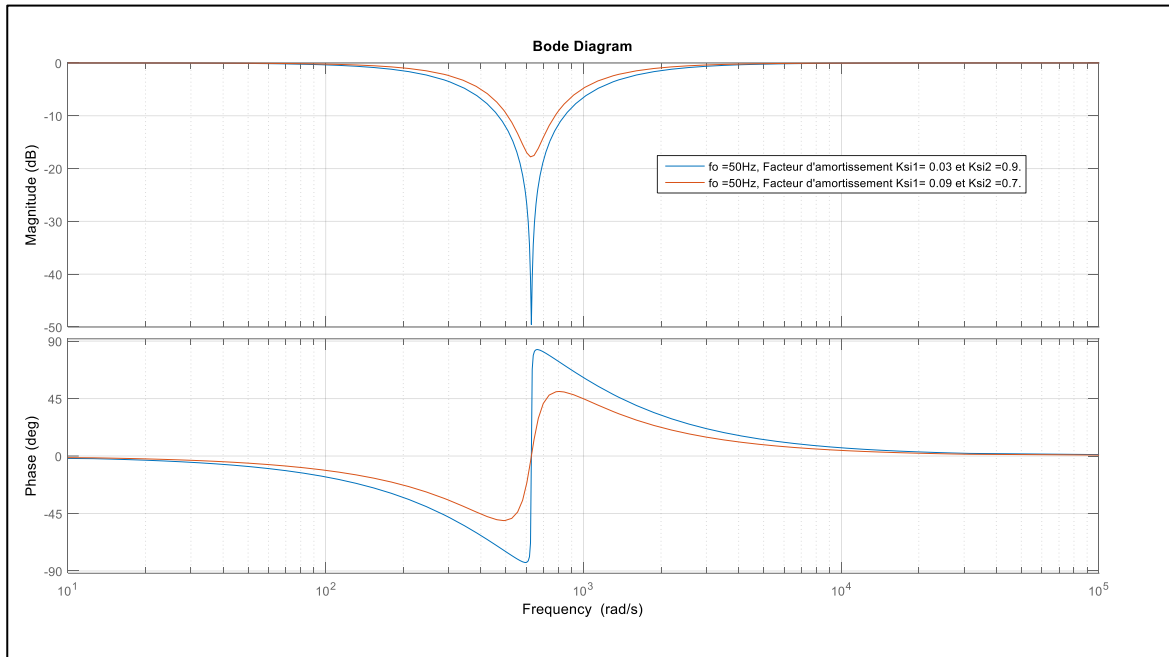


Figure III.10 : Diagramme de Bode d'un filtre de Notch

Dans le cas 1 les valeurs $\xi_1 = 0.003$ et $\xi_2 = 0.9$ ont été choisies de manière arbitraire pour les paramètres.

Dans le cas 2 les valeurs $\xi_1 = 0.09$ et $\xi_2 = 0.7$ ont été choisies de manière arbitraire pour les paramètres.

La fréquence est 50Hz, soit $\omega_s = 2\omega_0 = 628 \text{ rad/s}$. Comme le montre clairement la Figure III.10, le filtre présente une forte atténuation centrée autour de ω_0 , ce qui est important pour filtrer la composante indésirable du signal $\mathcal{E}_{pd}$.

Ce filtre est adaptatif dans le sens où le paramètre ω_s n'est pas une constante fixe égale à deux fois la fréquence théorique du réseau $v(t)$. En effet, pour compenser les variations de fréquence du réseau, ω_s sera ajusté en temps réel en fonction de la pulsation estimée de la PLL : $\omega_0 = 2\omega'$. Cela permet de maintenir une atténuation maximale lors des variations de fréquence. Il est également possible d'ajuster les paramètres ξ_1 et ξ_2 , comme présenté par Texas Instrument en 2014, au lieu de ω_s , mais cela modifierait la bande passante du filtre, ce qui pourrait réduire les performances de la PLL. De plus, cela ne garantirait pas le maintien de l'atténuation maximale obtenue spécifiquement à ω_s .

La représentation du filtre adaptatif sous forme de schéma bloc est donnée à la Figure III.11.

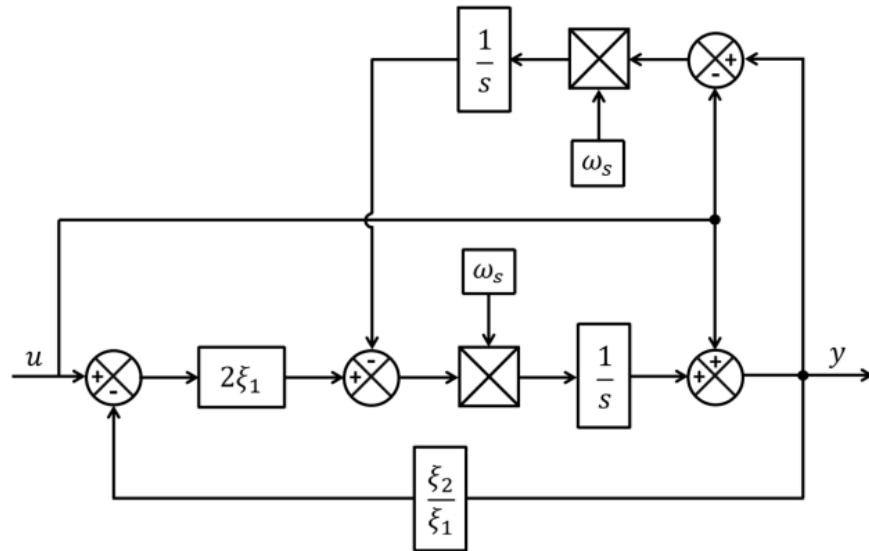


Figure III.11 : Schéma bloc du filtre de Notch adaptatif

Il est maintenant nécessaire de fermer la boucle de sortie de la PLL en reliant la pulsation estimée ω' (multipliée par deux) au paramètre ω_s pour permettre son adaptation en temps réel.

III.3.2 Courbes de dimensionnement du filtre adaptatif de Notch

La Figure III.12 montre l'évolution du gain du filtre à la pulsation d'encoche. Les évolutions de ω_{c1} , en les traçant, nous constatons que ces grandeurs varient très peu en fonction de ξ_1 sur la plage de variation considérée (moins de 1% entre deux valeurs extrêmes de ξ_1). Ainsi, ξ_1 n'est pas pris en compte dans leur étude, simplifiant ainsi l'analyse graphique. Les trois grandeurs sont donc tracées uniquement en fonction de ξ_2 en Figure III.13.

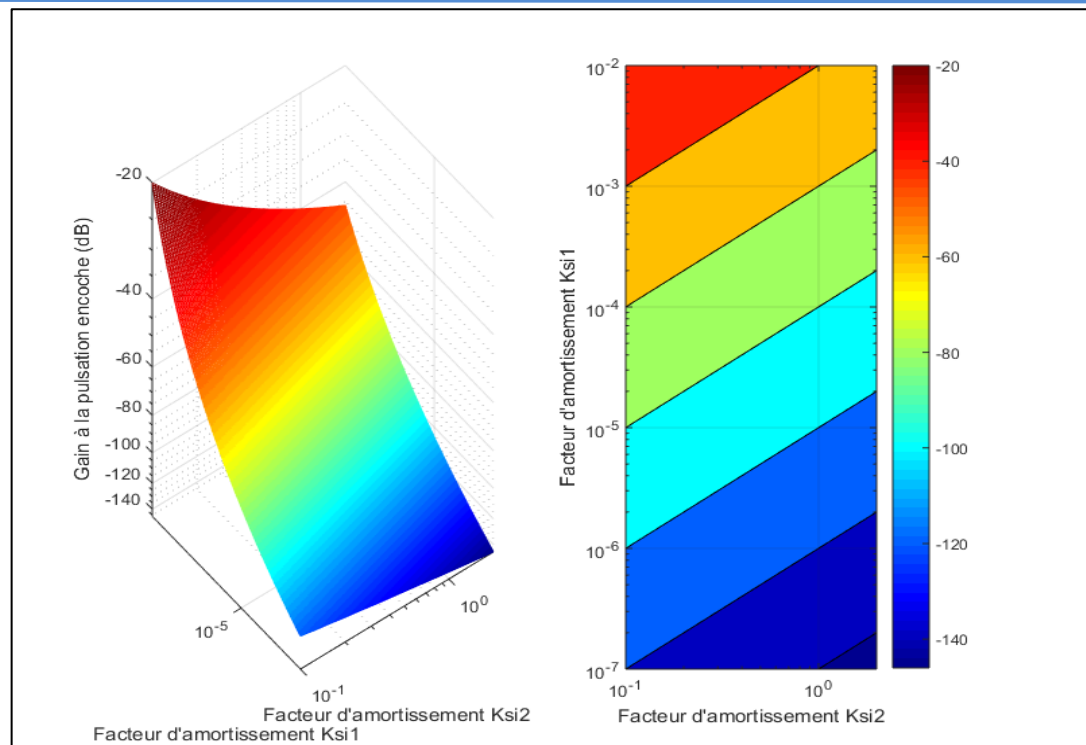


Figure III.12 : Évolution du gain du filtre de Notch à la pulsation d'encoche

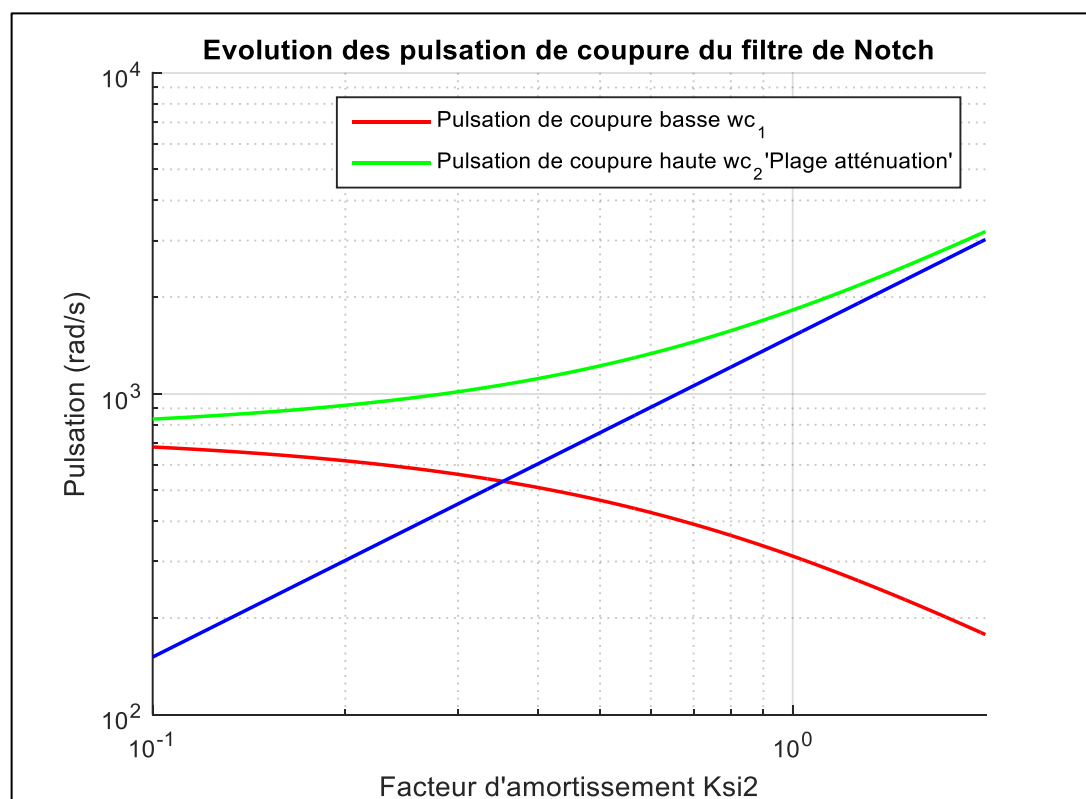


Figure III.13 : Évolution des pulsations de coupure du filtre de Notch

III.4 Conclusion

Pour le dernier chapitre, nous avons fait une étude sur les modèles PLL pour Les Petits Signaux , Où nous avons commencé avec l'Étude de la simplification du système.

Après cela, nous avons parlé du filtre composante haute fréquence et expliqué le principe de fonctionnement de filtre adaptatif mis en place.

À la fin , Nous avons également dessiné les différentes courbes du filtre adaptatif de Notch.

Conclusion générale

Conclusion générale

L' étude réalisée dans ce mémoire a pour but la conception de la commande d'un Onduleur solaire monophasé raccordé au réseau. En effet, après des éclaircissements donnés dans le premier chapitre sur les différents constituants d'un système photovoltaïque intégré au réseau électrique. Ensuite nous avons réalisé une modélisation et une simulation des convertisseurs DC/DC (hacheur) et des convertisseurs DC/AC (onduleurs) , nous avons opté aussi à rechercher de la puissance maximale qu'on doit extraire des panneaux solaires et la simuler sous Simulink.

Nous avons transformé les équations temporelles au domaine de Laplace pour étudier les propriétés des réponses pour une meilleure adaptation entre le signal issue du système photovoltaïque et le réseau électrique. Cela est faite principalement avec le filtre LCL.

En vue de la synchronisation du système au réseau et étude de sa stabilité, une PLL a été introduite. Une tentative de simplification mathématique du système pour un dimensionnement optimal a engendré des erreurs. Le cas de non simplification a engendré un dimensionnement apparaît adéquat.

Afin d'éliminer toutes les composantes nuisibles et indésirables du signal un filtrage adaptatif est opté. L'étude des différents paramètres des signaux de réponse a montré un temps de stabilité court.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] <https://www.quelleenergie.fr/economiesenergie/panneaux-solaires-photovoltaïques>
- [2] Wikimedia Commons online, available.
https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Electricity_Grid_Schematic_English.svg
- [3] Etude des topologies des onduleurs utilisés dans les installations photovoltaïques. Mémoire de Master. Université Annaba.
- [4] TECSOL. Formation photovoltaïque. https://tecsol.blogs.com/files/s2-1_formation_pv_onduleurssch%C3%A9maselec_2020-09.pdf
- [5] Commande robuste d'un onduleur connecté au réseau pour un système photovoltaïque. Mémoire d'ingénieur. Ecole supérieur des sciences appliqués. Tlemcen.
- [6] Larbès C, Bouchekouf O ; "Etude comparative entre les différents topologies et les commandes des onduleurs". Mémoire master en électronique. Ecole national polytechnique. 2015
- [7] HASSAINE Linda. Onduleurs photovoltaïques connectés au réseau électrique. Recherche et développement No 11 2011.
- [8] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre and A.V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", IEEE Transaction on IndustrialElectronics, Vol.53, No.5, October2006.
- [9] O.BENSEDDIK et F.DJALOUDE " Etude et optimisation du fonctionnement d'un système photovoltaïque". Mémoire de Master Université Kasdi Merbah-Ouargla 2012.
- [10] Salim.ABOUDA. "Contribution à la commande des systèmes Photovoltaïques". Thèse de doctorat. Université de Reims Champagne-Ardenne et de l'Université de Sfax.2015.
- [11] TARGANT Lyes et KHALEF Sofiane, "Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque connecté au réseau électrique ", Diplôme de Master , Université Mouloud Mammeri de Tizi ousou , 2018.

- [12] Lequeu Thierry, "Cours d'électronique de puissance", IUT GEII 2ième année, Option EEP, 2004/2005.
- [13] Bogdan Grabowski, Christian Ripoll. " Aide-mémoire Électronique", Dunod, 5e édition, 2008.
- [14] Asma Bisker, Meriem Chiri. "Commande d'un Système Photovoltaïque en mode Isolé et en mode Connecté au Réseau", Projet de fin d'études École Nationale Polytechnique d'Alger, Juin 2012.
- [15] Slimane Bouras, Nabil Babaammi. "Etude et réalisation d'un hacheur réversible pour une application dans un système photovoltaïque". Projet de fin d'étude, Ecole Nationale Polytechnique, Département d'Électrotechnique, Juin 2018.
- [16] H. BELGHITRI, "Modélisation, simulation et optimisation d'un système hybride éolien-photovoltaïque". Mémoire de magister, Université de Tlemcen, 2011.
- [17] A. Zidane, M. Sahtout. "Les systèmes photovoltaïques connectés au réseau", Thèse de Magister, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2017.
- [18] Abdelmalik Zorig. "Commandes non linéaire d'une source décentralisée photovoltaïque à base de convertisseurs de puissance entrelacés et parallèles". Thèse de doctorat, Université Amar Telidji Laghouat, novembre 2017.
- [19] Florent Becker. "Contribution à la continuité de service des convertisseurs statiques multiniveaux," Thèse de doctorat, Université de Lorraine, Décembre 2017.
- [20] Kambiz Arab Tehrani. "Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux". Thèse de doctorat Université de Lorraine-Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Novembre 2010.
- [21] M.Schweizer, J. W.Kolar. "Design and Implementation of a Highly Efficient Three

Bibliographie

Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications". article IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, No. s2, pp. 899-907, February 2013.

[22] A.E.W.H.Kahlane, L. Hassaine, M. Kherchi. "LCL filter design for photovoltaic grid connected systems," Centre de Développement des Energies Renouvelables, CDER, 2014.

[23] Chenlei Bao, Xinbo Ruan. "Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid Connected Inverter with Capacitor–Current-Feedback Active-Damping". IEEE Transactions on Power Electronics March 2014.

[24] Boudjemâa, M. "Application du formalisme Bond Graph à une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque". Mémoire de Magister. Université Mentouri de Constantine Faculté des Sciences de l'Ingénieur Département d'Electrotechnique, Algérie 2007.

[25] Touzani Youssef, " Commande aléatoire du convertisseur Buck-Boost triphasé à prélèvement sinusoïdal du courant", thèse de Doctorat, Université de Clermont-Ferrand, 10/07/2006.

[26] Zahar soria et Makhoulf cheymaa. "Etude et Simulation d'un Générateur Photovoltaïque Muni d'un Convertisseur MPPT pour une Meilleure Gestion Energétique ". Mémoire de Master , Université Mohamed Boudiaf Msila , 2017.

[27] MECHALIKH Med Nadjib et HAMADA Charaf Eddine. "Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque en fonctionnement autonome et connecté au réseau". Mémoire de Master , Université Kasdi Merbah OUARGLA , 2013.

[28] N. Aouchiche. "Poursuite du point de puissance maximale d'un système photovoltaïque par les méthodes de l'incrémentation de conductance et la perturbation & observation ", Mémoire de Master , Université El Harrach, Alger , 2013.

[29] Sobaihi Khaled, " Etude et réalisation d'un hacheur de Tracking du Point de Puissance Maximale (MPPT) à contre réaction de tension". Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2003.

[30] C BRUYANT-ROZOY. "Conception de la commande et analyse de stabilité d'un onduleur photovoltaïque connecté au réseau de distribution". mémoire à l'obtention de la maîtrise en génie électrique.

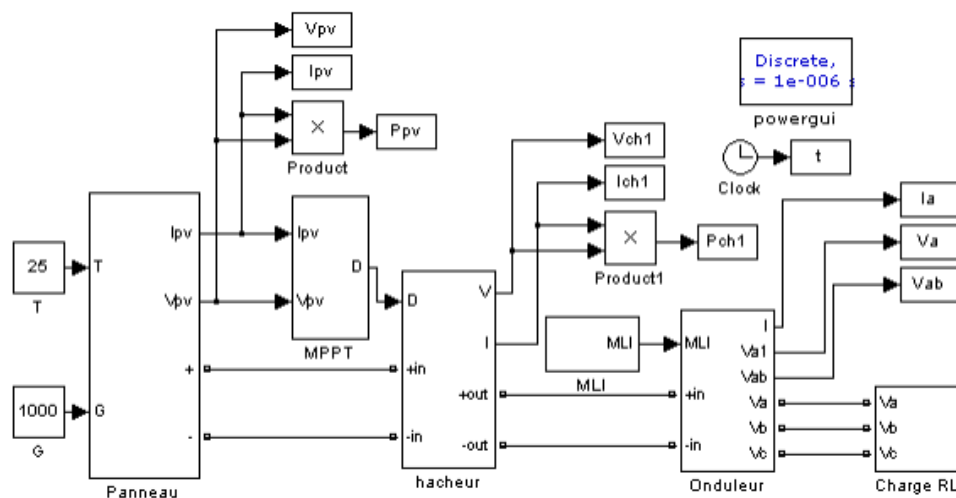
Annexes

Annexes

Ici en annexe, nous mettrons les schémas de simulation réalisés dans simulink 2015 à savoir

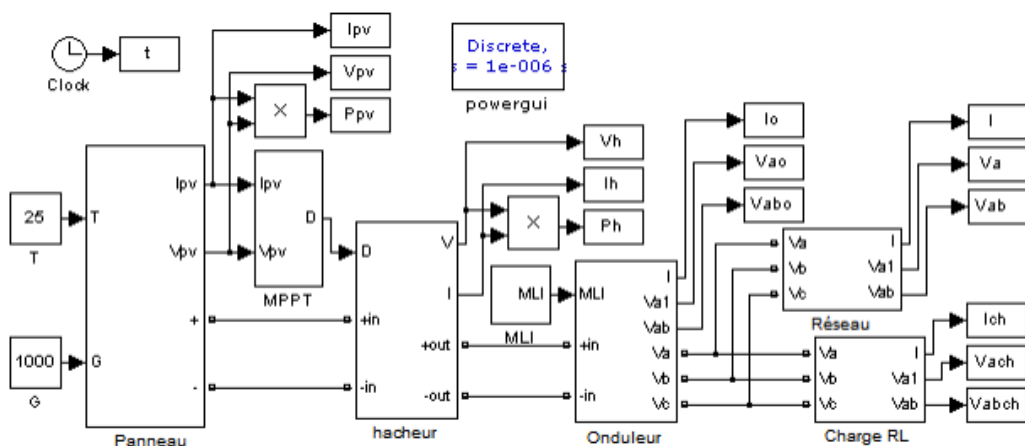
Simulation de système PV en fonctionnement îloté :

Cette simulation est basée sur un générateur PV de type **BP SX 150**, un hacheur **buck-boost** caractérisé par : $C1 = 2500 \mu\text{F}$, $L = 130 \mu\text{H}$ et $C2 = 500 \mu\text{H}$, avec une commande MPPT de type perturbation et observation P&O et un onduleur triphasé commandé par la commande MLI et une charge RL $R = 10 \Omega$ et $L = 10 \text{ mH}$.

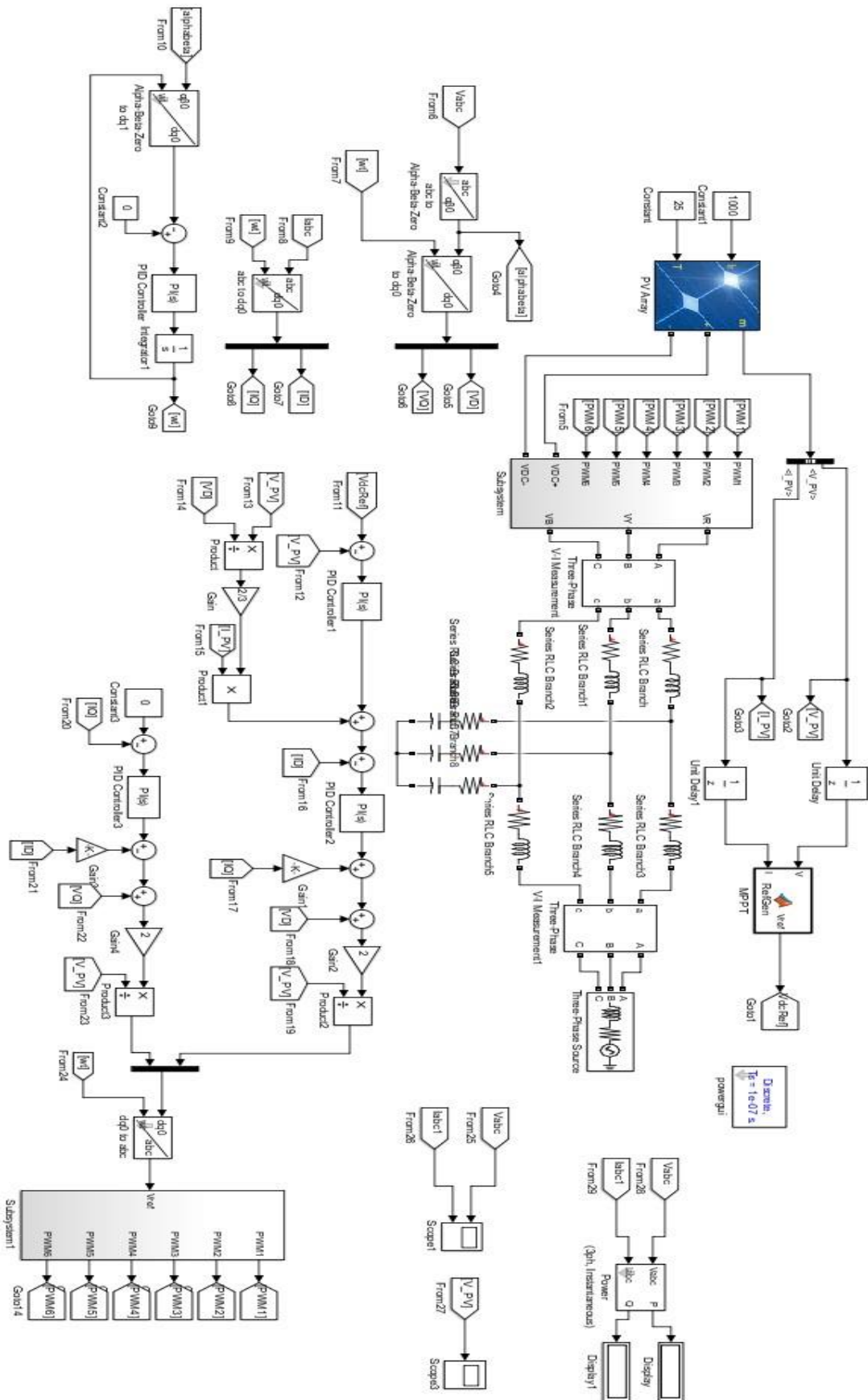


Simulation système PV en fonctionnement connecté au réseau :

Dans cette simulation, on a utilisé un champ photovoltaïque de 18 Kw raccordé à un réseau de distribution de 800V , un hacheur Buck-Boost caractérisé par: $C1 = 2000 \mu\text{F}$, $L = 30 \mu\text{H}$ et $C2 = 300 \mu\text{H}$, commandé en MPPT de type P&O et un onduleur triphasé commandé en MLI, on a utilisé aussi une charge RL tel que : $R = 10 \Omega$ et $L = 22,3 \text{ mH}$.



Simulation système PV globale en fonctionnement connecté au réseau :



Résumé

Résumé

L'Algérie avec son haut niveau d'ensoleillement est incité à se doter d'installations photovoltaïques pour un développement durable et une satisfaction aux besoins d'énergie électrique.

L'intégration de l'électricité issue de l'énergie solaire au réseau électrique nécessite des convertisseurs électroniques adéquates et des onduleurs branchés et commandés de manière spécifique.

Ce sujet traite la stabilité du courant électrique issue de l'énergie solaire via des convertisseurs électroniques DC/AC à savoir des onduleurs placés et commandés adéquatement pour l'intercaler au réseau.

Pour y faire, une simulation à vide et en charge a été effectuée argumentée par une étude de stabilité.

Il s'avère que notre étude a permis un dimensionnement fixe et commande surveillée, conduisant à une meilleure stabilité.

Abstract

Algeria, with its high level of sunshine, is encouraged to equip itself with photovoltaic installations for sustainable development and satisfaction of electrical energy needs.

The integration of electricity from solar energy into the electricity grid requires adequate electronic converters and inverters connected and controlled in a specific way. This subject deals with the stability of electric current from solar energy via electronic DC/AC converters, namely inverters placed and controlled adequately for connection to the network.

To do this, an empty and charge inverter simulation was carried out supported by a stability study.

It turns out that our study allowed fixed and controlled sizing, leading to better stability.

الملخص

إن الجزائر، التي تمتلك مستوى عالٍ من أشعة الشمس، مدعوة إلى تجهيز نفسها بالمنشآت الكهروضوئية من أجل التنمية المستدامة وتلبية احتياجاتها من الطاقة الكهربائية. يتطلب دمج الكهرباء الناتج من الطاقة الشمسية في شبكة الكهرباء وجود محولات إلكترونية كافية متصلة ويتم التحكم فيها بطريقة محددة. يتناول هذا الموضوع استقرار التيار الكهربائي الناتج عن الطاقة الشمسية عبر المحولات الإلكترونية للتيار المستمر/التيار المتردد ، وهي العاكسات الموضوعة والتحكم فيها بشكل مناسب للاتصال بالشبكة. للقيام بذلك، تم إجراء محاكاة فارغة ومحملة مدعمة بدراسة الاستقرار. وتبين أن دراستنا سمحت بالتحجيم الثابت والمتحكم فيه، مما أدى إلى استقرار أفضل.