

N° d'ordre :



جامعة محمد بوضياف - المسيلة
Université Mohamed Boudiaf - M'sila
كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie
قسم الإلكترونيك
Département d'Electronique



MEMOIRE DE MASTER

Présenté par : BELLA Saad

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : ELECTRONIQUE

OPTION : CONTROLE INDUSTRIEL

Thème

ÉTUDE ET COMMANDE D'UN SYSTÈME
PHTOVOLTAÏQUE CONNECTÉ AU RÉSEAU

Soutenue le : 08/06/2015 devant le jury composé de :

KHENNOUF Salah
GUICHI Omar
TABAKH Mostapha
KETFI Lotfi

MAA - Université Mohamed Boudiaf - M'sila
MAA - Université Mohamed Boudiaf - M'sila
MAA - Université Mohamed Boudiaf - M'sila
MAA - Université Mohamed Boudiaf - M'sila

Président
Encadreur
Examineur
Examineur

Promotion : Juin 2015

Remerciement

الحمد لله رب العالمين, و الصلاة و السلام على أشرف المرسلين سيدنا محمد

ﷺ وبعد:

Je tiens à remercier chaleureusement Monsieur GUICHI Omar mon promoteur qui a fourni des efforts énormes, par ses informations, ses conseils.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et ce mémoire.

مع تواضع العمل, لكن...

أهدي هذا العمل المتواضع إلى:

" النبي محمد ﷺ "

وإلى خير أمة أخرجت للناس..

وإلى الوالدين الكريمين أمي و أبي وإلى أخوتي.

وإلى جميع أصدقاء " الحسين و الجمالان وفاتح ومحمد
ومومن و هشام وأحمد"

Table des matières

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

Chapitre I

Généralité sur les systèmes photovoltaïque

I.1. Introduction	4
I.2. Énergie solaire	4
I.2.1 Éclairement ou irradiance	4
I.2.2 Irradiation ou rayonnement	4
I.3 Potentiel Solaire en Algérie	5
I.4 Effet photovoltaïque	6
I.5 Cellule photovoltaïque	6
I.5.1 Principe du fonctionnement de la cellule photovoltaïque	6
I.5.2 Différents types de cellules photovoltaïques	6
I.5.3 Schéma électrique de la cellule PV	7
I.5.4 Caractéristiques électriques de la cellule PV	8
I.5.4.1 Caractéristique courant-tension.....	8
I.5.4.2 Caractéristique puissance-tension	9
I.6 Générateur Photovoltaïque GPV	9
I.7 Différents types de systèmes photovoltaïques	11
I.7.1 Ssystèmes photovoltaïques autonomes.....	11
I.7.2 Systèmes photovoltaïques hybrides.....	12
I.7.3 Systèmes photovoltaïques connectés au réseau	12
I.7.3.1 Systèmes photovoltaïques connectés au réseau sans stockage.....	12
I.7.3.2 Systèmes photovoltaïques connectés au réseau avec stockage	13
I.8 Convertisseurs électriques	13
I.8.1 Convertisseur DC-DC (Hacheur)	13
I.8.2 Convertisseur DC-AC (Onduleur).....	14

1.9 Avantages et inconvénients de l'énergie solaire.....	15
I.10 Conclusion	16

Chapitre II

Modélisation des différents blocs du système PV

II.1 Introduction	18
II.2 Modélisation du panneau	18
II.2.1 Modélisation.....	18
II.2.2 Simulation	20
II.3 Modélisation du hacheur boost	22
II.3.1 Circuit électrique	22
II.3.2 Commande du hacheur	27
II.3.3 Simulation	29
II.4 Modélisation de l'onduleur.....	31
II.4.1 Structure de l'onduleur	31
II.4.2 Commande de l'onduleur	33
II.4.3 Modulation SVPWM.....	34
II.4.3.1 Principe de la modulation SVPWM.....	35
II.4.3.2 Implémentation de SVPWM.....	38
II.4.4 Simulation	43
II.5 Conclusion.....	45

Chapitre III

Système photovoltaïque connecté au réseau

III.1. Introduction	47
III.2 Techniques de commande de courant.....	47
III.3 Stratégie de commande	47
III.3.1 Transformation de Park.....	48
III.3.2 Boucle de verrouillage de phase (PLL)	49

II.3.3 Structure triphasé de PLL	50
III.3.4 Modélisation de réseau	51
III.3.5 Définition de la puissance active et réactive.....	52
III.4 Dimensionnement des paramètres des régulateurs	53
III.4.1 Boucle à verrouillage de phase PLL	53
III.4.2 Régulation en courant	54
III.4.3 Régulation de la tension de bus continu	56
III.5 Simulation.....	57
III.5.1 Simulation de PLL pour un réseau fonctionnant dans des conditions idéales	57
III.5.2 Simulation de PLL dans des conditions de réseau non idéales.....	59
III.5.3 Régulation des courants	61
III.5.4 Régulation de la tension du bus continu	62
III.5.5 Tensions du système en repère synchrone	63
III.5.6 Puissances	63
III.6 Conclusion	64
Conclusion générale	65

Figures

Figure I.1 Composants du rayonnement solaire	5
Figure I.2 Principe de la conversion photovoltaïque	7
Figure I.3 Schéma électrique d'une cellule PV	8
Figure I.4 Caractéristique I(V) d'une cellule PV	8
Figure I.5 Caractéristique P(V) et I(V) d'une cellule PV	9
Figure I.6 Module, Panneau et Générateur photovoltaïques	10
Figure I.7 Caractéristique I(V) de l'association des cellules PV	10
Figure I.8 La protection du générateur PV par diodes by-pass et anti-retour	11
Figure I.9 Installation photovoltaïque autonome	12
Figure I.10 Installation photovoltaïque connectés au réseau	13
Figure II.1 Schéma électrique d'une cellule PV	18
Figure II.2 Influence de l'irradiation sur les caractéristique I-V	21
Figure II.3 Influence de l'irradiation sur les caractéristique P-V	21
Figure II.4 Influence de la température sur les caractéristique P-V	22
Figure II.5 Influence de la température sur les caractéristique I-V	22
Figure II.6. Convertisseur boost.	23
Figure II.7 Les ondes de convertisseurs boost.	25
Figure II.8 Schéma de converge vers le PPM par P&O	28
Figure II.9 Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximale	29
Figure II.10 Ordinogramme de la méthode P&O	30
Figure II.11 Variations de l'irradiation	31
Figure II.12 Réponse du système PV aux changements de l'irradiation	31
Figure II.13 Réponse du système PV aux changements de la charge	32
Figure II.14 Structure de l'onduleur triphasé	33
Figure II.15 Signaux de l'onduleur triphasé	35
Figure II.16 Les huit configurations de commutation de l'onduleur triphasé	37
Tableau II.1 Vecteurs spatiaux, les états de commutations, et les états des interrupteurs	38
Tableau II.2 Vecteurs et vecteurs de commutation	39
Figure II.17 Positions de tension dans l'espace vectorielle	39
Figure II.18 Implémentation de SVPWM	41
Figure II.19 Fondamental de la tension simple de l'onduleur	41

Figure II.20 Uref dans le secteur I.....	43
Figure II.21 Séquences de commutations de tous six interrupteurs	44
Figure II.22 Tension simple de l'onduleur	45
Figure II.23 Tension composé de l'onduleur	45
Figure III.1 Diagramme général d'un système PV connecté au réseau	48
Figure III.2 Représentation vectorielle	49
Figure III.3 Structure triphasé de PLL	50
Figure III.4 Schéma électrique du réseau.	51
Figure III.5 Schéma équivalent du réseau électrique dans le repère d, q	52
Figure III.6 Boucle de PLL	53
Figure III.7 Schéma de contrôle de courants.	54
Figure III.8 Boucle de régulation de courant	55
Figure III.9 Boucle de régulation de la tension du bus continu.....	56
Figure III.10 Synchronisation de la tension de l'onduleur avec celle du réseau.....	58
Figure III.11 Tension de l'onduleur et l'angle estimé de PLL Téta.	58
Figure III.12 L'angle estimé de PLL Téta.....	59
Figure III.13 Sortie du régulateur.....	59
Figure III.14 Tension de l'onduleur et l'angle estimé de PLL Téta.	60
Figure III.15 Tension de l'onduleur et l'angle estimé de PLL Téta.	60
Figure III.16 Tension de l'onduleur et l'angle estimé de PLL Téta.	61
Figure III.17 Régulation du courant d'axe direct.	61
Figure III.18 Régulation du courant d'axe en quadrature.	62
Figure III.19 Tension et le courant du réseau	62
Figure III.20 Zoom sur la figure de tension et de courant du réseau	63
Figure III.21 Régulation de la tension du bus continu.....	63
Figure III.22 Tensions du réseau dans le repère biphasé.....	63
Figure III.23 Puissance active.....	64
Figure III.24 Puissance réactive.	64

Le dernier siècle a connu une consommation irrationnelle en matière d'énergie qui ne cesse de croître dans toutes les régions du monde. Nous aussi, nos besoins énergétiques auront tendance à augmenter encore plus dans les années à venir et donc une reconsidération de nos ressources s'avère incontournable pour envisager un réel développement durable et respectueux de l'environnement. En effet, On trouve les sources d'énergies renouvelables qui présentent à la fois une solution fiable et infinie. À ce sujet, le soleil, le vent, la biomasse, la mer,... apparaissent comme des énergies inépuisables et facilement exploitables[5].

L'énergie solaire est vue comme étant la meilleure alternative, et représente l'avenir du monde en matière de ressources énergétiques. En effet, ce que reçoit la terre sous forme d'énergie solaire est l'équivalent de la consommation électrique de 5.9 milliards de personnes pendant 27 ans. D'après l'Agence Internationale de l'Énergie « AIE », une surface de 145.000km², soit 4% de la surface des déserts arides de panneaux photovoltaïques, suffirait à couvrir la totalité des besoins énergétiques mondiaux [5].

Comme l'Algérie se situe dans l'une des régions les plus ensoleillées du monde, elle bénéficie d'une forte capacité d'énergie électrique solaire. La surface du désert seul est estimée à plus d'un million et demi de km² : un potentiel géant en énergie solaire, cette dernière, si elle est bien exploitée, peut facilement couvrir, à elle seule tout le besoin national en terme d'énergie électrique. Au-delà de toutes considérations hypothétiques, il apparaît que le photovoltaïque se présente comme une solution d'avenir car il offre une multitude d'avantages[5].

L'énergie solaire photovoltaïque provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue par le biais d'une cellule dite photovoltaïque, basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à produire un courant électrique lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier en fonction du matériau utilisé pour la fabrication de la cellule. L'association de plusieurs cellules en série et en parallèle forme un générateur photovoltaïque[5].

Une adaptation de puissance entre la source et la charge s'avère importante pour un meilleur fonctionnement et afin d'assurer la fiabilité du système. Avec le développement de l'électronique de puissance spécifique dédiée aux applications photovoltaïques, beaucoup de systèmes de conversion innovants ont été conçus, notamment des onduleurs ayant des étages d'adaptation en entrée assurant la recherche du Point de la Puissance Maximale (PPM). En effet, ces dispositifs permettent aujourd'hui d'adapter et d'optimiser la production photovoltaïque par le biais de convertisseurs de puissance DC-DC insérés entre les modules photovoltaïques et l'entrée de l'onduleur [5].

Ainsi, des hacheurs réalisant la conversion DC-DC ont été utilisés pour maximiser l'énergie pouvant être soutirée des panneaux photovoltaïques grâce à un contrôle MPPT, mais également pour adapter le niveau de tension du générateur PV à celui du bus continu. Un onduleur est nécessaire pour réaliser la conversion DC-AC, commandé en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) vectorielle.

Afin de bien maîtriser le principe de fonctionnement de chaque dispositif entrant dans la constitution d'une chaîne photovoltaïque, et savoir commander les différents organes de cette dernière pour transmettre toute l'énergie électrique capturée par les panneaux dans le réseau électrique, il vient ce modeste travail qui va nous permettre aussi d'étudier la technique de commande de la puissance active et réactive injectée dans un réseau électrique et comment syntoniser avec ce dernier en utilisant la boucle de verrouillage de phase appelé en anglais PLL (Phase Locked Loop). Les différentes parties de système PV seront développées théoriquement, et seront ensuite validées par une simulation, puis on va voir le comportement de différents éléments regroupés.

Dans le début de ce manuscrit, nous ferons une synthèse de l'état de l'art actuel des différents constituants d'une chaîne de production d'énergie photovoltaïque afin de mieux comprendre les principes de base et avoir une vision globale des avancées technologiques. Nous exposerons alors les divers types des éléments constituant une chaîne PV et les architectures dédiées à cette production.

Dans le second chapitre, la modélisation énergétique des différents éléments composant le système photovoltaïque seront présentées. La complexité des modèles utilisés doit rester acceptable de façon à ne pas rallonger de manière excessive le temps de résolution du problème et réaliser un bon compromis entre simplicité et performance.

Ces différents modèles énergétiques seront ensuite utilisés afin de modéliser le système complet de production photovoltaïque en mode connecté au réseau. Plus tard les différents résultats de simulations du fonctionnement de ces composants vont être exposés.

Le chapitre III, quant à lui sera consacré à la connexion au réseau de notre chaîne de production. Une modélisation de la PLL sera présentée afin d'assurer la synchronisation des tensions injectées dans le réseau, ainsi que les différentes régulations de courants et de tension du bus continu qui vont assurer le bon fonctionnement du système. Nous exposerons, ensuite, la chaîne entière connectée au réseau ainsi que les divers résultats obtenus. Et nous allons conclure par une conclusion générale.

Chapitre I :

GÉNÉRALITÉ SUR LES SYSTÈMES PHOTOVOLTAÏQUE

I.1. Introduction

Le soleil est une source énergétique quasiment illimitée, la quantité d'énergie libérée par le soleil (captée par la planète terre) pendant une heure pourrait suffire à couvrir les besoins énergétiques mondiaux pendant un an [1]. C'est pourquoi, l'homme cherche depuis longtemps à exploiter cette énergie. L'exploitation de cette source doit obligatoirement passer par différentes étapes, commençant par l'effet photovoltaïque, et passant par les conversions DC/DC et DC/AC jusqu'à la consommation ou la livraison de cette énergie sous forme électrique, un aperçu sur ces étapes va être fait dans ce premier chapitre.

I.2. Énergie solaire

Le Soleil produit de l'énergie grâce aux réactions de fusion nucléaires qui se produisent en son noyau, à cause de la chaleur et de la pression très élevées ; les atomes d'hydrogène et leurs isotopes se heurtent violemment pour former de l'hélium4, libérant en même temps une énorme quantité d'énergie sous forme d'un rayonnement électromagnétique de basse longueur d'onde et de très haute fréquence: les rayons gamma.

I.2.1 Éclairement ou irradiance

L'éclairement est défini comme une puissance reçue par une surface. Il s'exprime en W/m^2 (watt par mètre carré). Le S.I. (système international d'unités) recommande d'utiliser le symbole E.

I.2.2 Irradiation ou rayonnement

Le rayonnement est l'énergie reçue par une surface. Elle s'exprime en J m^{-2} (joule par mètre carré). L'ISES (INTERNATIONAL SOLAR ENERGY SOCIETY) recommande le symbole H. D'autres unités plus courantes sont le Wh/m^2 (wattheure par mètre carré) bien que ce dernier ne doive pas être utilisé puisque n'appartenant pas au système international d'unités (SI) [1].

En traversant l'atmosphère, le rayonnement solaire est absorbé et diffusé. Au sol, on distingue plusieurs composantes [10] :

- **Rayonnement direct :**

Est reçu directement du soleil, sans diffusion par l'atmosphère. Ses rayons sont parallèles entre eux. Il forme donc des ombres et peut être concentré par des miroirs.

- **Rayonnement diffus :**

Est constitué des photons diffusés par l'atmosphère (air, nébulosité, aérosols). Sa structure varie avec les conditions météorologiques. Par temps couvert, on admet qu'il est isotrope, c'est-à-dire qu'on reçoit un rayonnement identique de toutes les directions de la voûte céleste.

Par temps clair ou voilé, outre le ciel bleu relativement isotrope (diffusion sur l'air), on a une couronne plus brillante autour du soleil (composante appelée circumpolaire) et souvent un renforcement sur l'horizon, la bande horizon.

- Albédo ou réfléchi :

Est la partie réfléchi par le sol. Il dépend de l'environnement du site, il faudra en tenir compte pour évaluer le rayonnement sur plans inclinés.

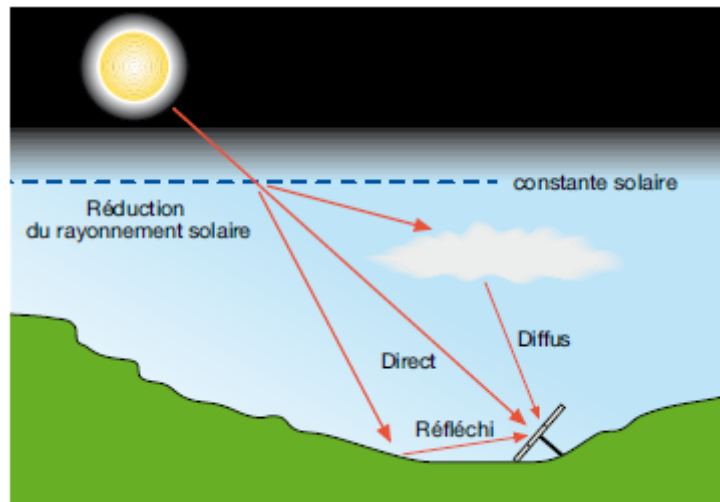


Figure I.1 Composants du rayonnement solaire : extraterrestre,
Globale=direct+diffus +albédo [12].

I.3 Potentiel Solaire en Algérie

L'Algérie possède un gisement solaire parmi les plus élevés au le monde, la durée moyenne d'ensoleillement dans le Sahara algérien est de 3500 heures, ce potentiel peut Constituer un facteur important du développement durable dans cette région, s'il est exploité d'une manière économique, le tableau suivant indique le taux d'ensoleillement pour chaque région de l'Algérie [2].

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

Table 1.1 Potentiel solaire en Algérie

I.4 Effet photovoltaïque

On appelle la conversion de la lumière en électricité par une cellule photovoltaïque l'effet photovoltaïque qu'est découvert par le physicien français Edmond Becquerel en 1839.

I.5 Cellule photovoltaïque

I.5.1 Principe du fonctionnement de la cellule photovoltaïque

La cellule photovoltaïque utilise deux couches 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. La zone initialement dopée n devient chargée positivement, et la zone initialement dopée p chargée négativement. Il se crée donc entre elles un champ électrique qui tend à repousser les électrons dans la zone n et les trous vers la zone p. Une jonction PN a été formée.

Lorsqu'un matériau est exposé à la lumière du soleil, les atomes exposés au rayonnement sont " bombardés " par les photons constituant la lumière; sous l'action de ce bombardement, les électrons des couches électroniques supérieures (appelés électrons des couches de valence) ont tendance à être " arrachés / décrochés " : si l'électron revient à son état initial, l'agitation de l'électron se traduit par un échauffement du matériau. L'énergie cinétique du photon est transformée en énergie thermique. Par contre, dans les cellules photovoltaïques, une partie des électrons ne revient pas à son état initial. Les électrons " décrochés " créent une tension électrique continue faible. Une partie de l'énergie cinétique des photons est ainsi directement transformée en énergie électrique : c'est l'effet photovoltaïque [1], figure I.2.

I.5.2 Différents types de cellules photovoltaïques

Les cellules photovoltaïques sont constituées de semi-conducteurs à base de silicium (Si), de germanium (Ge), de sélénium (Se), de sulfure de cadmium (CdS), de tellure de cadmium (CdTe) ou d'arséniure de gallium (GaAs). Le silicium est actuellement le matériau le plus utilisé pour fabriquer les cellules photovoltaïques, car il est très abondant dans la nature. On le trouve dans la nature sous forme de pierre de silice. La silice est un composé chimique (dioxyde de silicium) et un minéral de formule SiO_2 . Il est le principal constituant des roches sédimentaires détritiques (sables, grès). Les différents types de cellules PV existants sont [3]:

- Cellule en silicium amorphe (rendement : 6 à 10%)

- Cellule en silicium monocristallin (rendement : 13 à 17%)
- Cellule en silicium poly cristallin (rendement : 11 à 15%)
- Cellule Tandem
- Cellule en matériaux organiques (rendement : 3.6%)

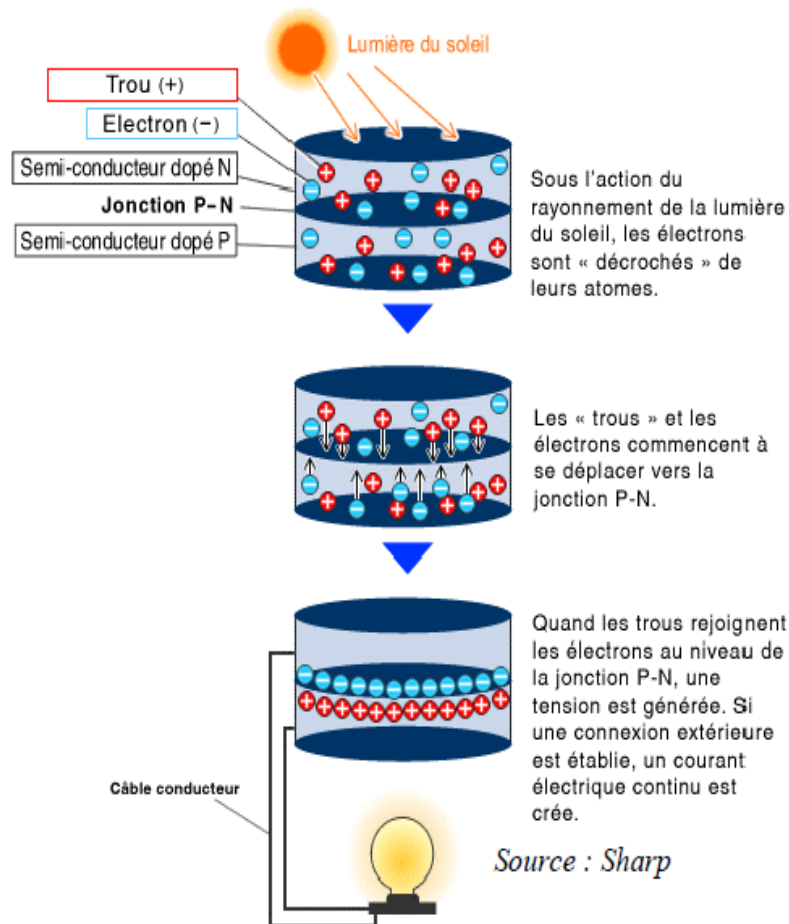


Figure I.2 Principe de la conversion photovoltaïque [1].

I.5.3 Schéma électrique de la cellule PV

Le modèle PV peut être modulé par le circuit équivalent montré dans figure I.3

- I_{ph} est le photo-courant ou le courant de source (proportionnel à l'irradiation de la lumière)
- R_s est la résistance série interne de la cellule, elle dépend principalement de la résistance du semi-conducteur utilisé [5].
- La résistance shunt : elle est due à un courant de fuite au niveau de la jonction, elle dépend de la façon dont celle-ci a été réalisée [5].

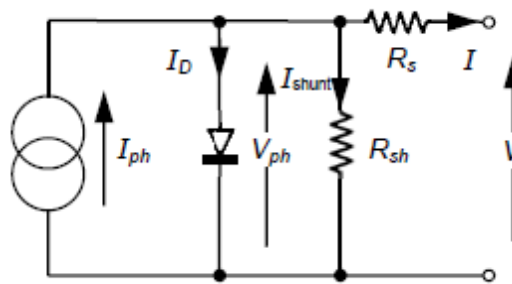


Figure I.3 Schéma électrique d'une cellule PV [4].

I.5.4 Caractéristiques électriques de la cellule PV

I.5.4.1 Caractéristique courant-tension

Technologiquement, un capteur PV est proche d'une diode PN de par sa construction, les matériaux utilisés, et les phénomènes physiques identiques mis en œuvre.

La tension maximale de la cellule est d'environ 0,6V pour un courant nul. Cette tension est nommée tension de circuit ouvert V_{OC} . Le courant maximal se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées, il est appelé courant de court-circuit I_{CC} et dépend fortement du niveau d'éclairement.

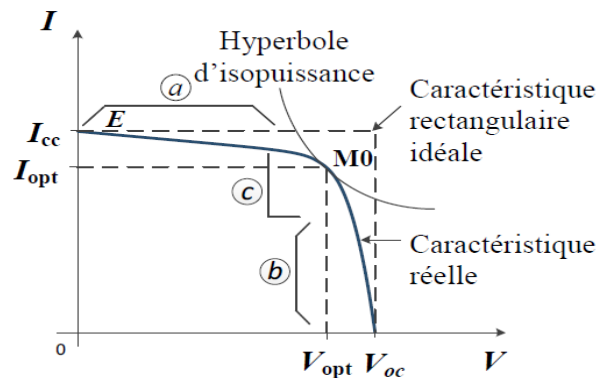


Figure I.4 Caractéristique $I(V)$ d'une cellule PV

Les générateurs électriques sont généralement classifiés en source de courant et en source de tension. Une cellule PV a un comportement hybride, elle peut fonctionner en source de tension ou en source de courant selon le point de fonctionnement. Ainsi, la caractéristique $I-V$ se divise en trois zones [5]:

- La zone « a » : où la cellule se comporte comme un générateur de courant I_{CC} proportionnel à l'éclairement.
- La zone « b » : où la cellule se comporte comme un générateur de tension V_{OC} .

- La zone « c » : où l'impédance interne du générateur varie rapidement.

Le point M_0 représente le point de puissance maximale.

I.5.4.2 Caractéristique puissance-tension

La figure 1.8 représente la caractéristique Puissance-Tension du GPV sous des conditions particulières de l'ensoleillement et de la température [9].

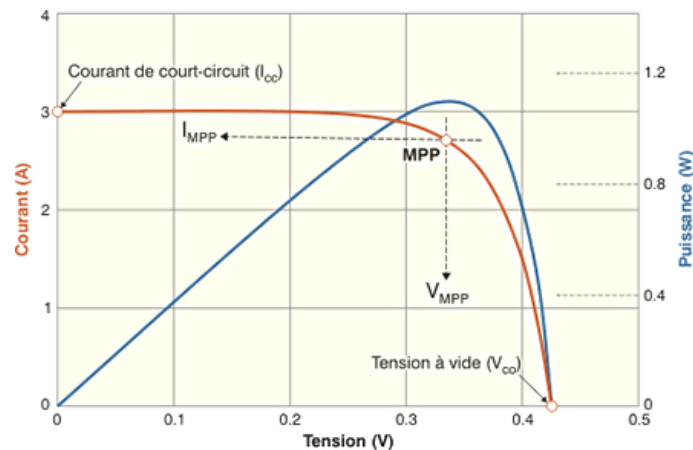


Figure I.5 Caractéristique P(V) et I(V) d'une cellule PV

Cette caractéristique est également non linéaire et présente un point de puissance maximale (PPM) caractérisé par un courant et une tension nommés respectivement I_{MPP} et V_{MPP} .

I.6 Générateur Photovoltaïque GPV

Les cellules sont souvent réunies dans des modules solaires photovoltaïques ou panneaux solaires, en fonction de la puissance requise. La mise en série et/ou en parallèle de ces modules va constituer un champ ou un générateur photovoltaïque [12], figure I.6.

a- Association en séries : L'association de n cellules identiques en séries fait additionner la tension et le courant de branche reste même :

$$V_{M, OC} = n * V_{OC}$$

b- Association en parallèle : L'association de k cellules identiques en parallèle fait additionner la tension et le courant de branche reste même :

$$I_{M, CC} = k * I_{CC}$$

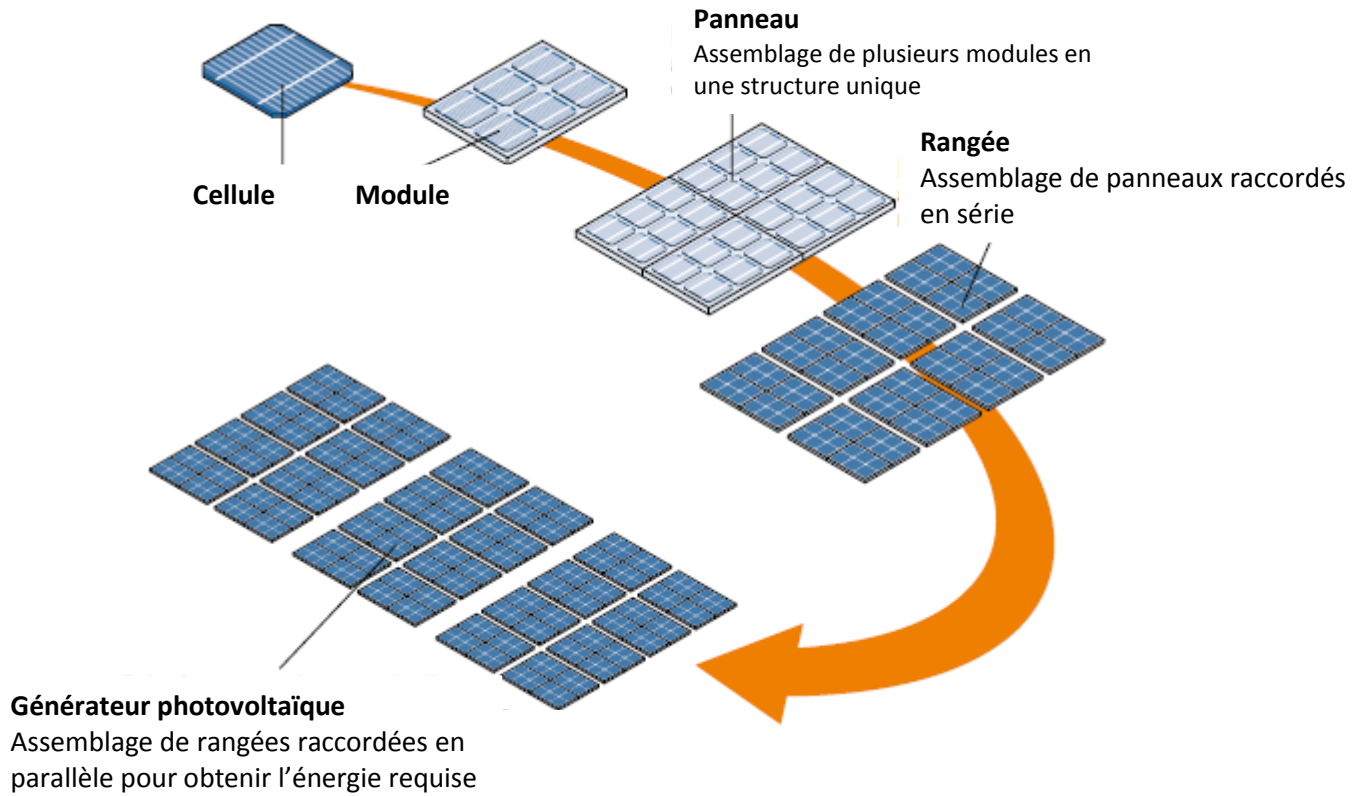


Figure I.6 Module, Panneau et Générateur photovoltaïques [12].

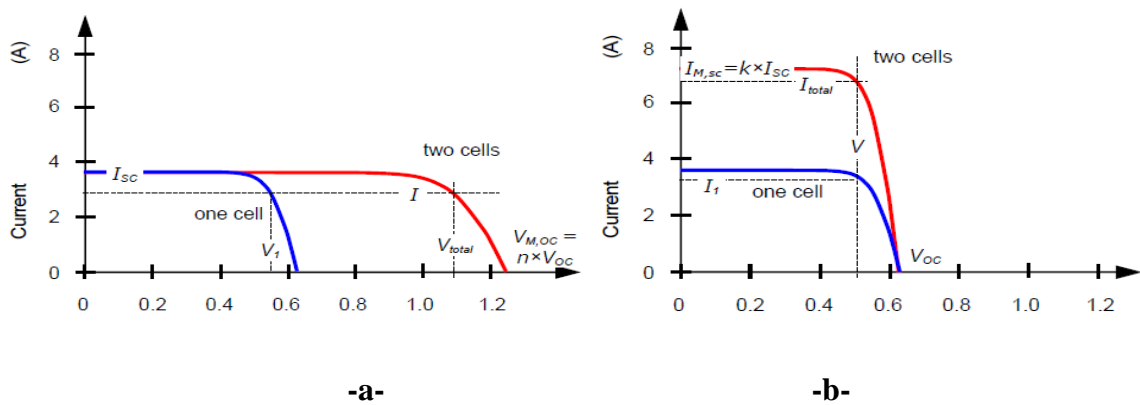


Figure I.7 Caractéristique I(V) de l'association des cellules PV

(a) En série, (b) En parallèle [4].

c- Protection du générateur PV

La mise en série ou en parallèle des cellules solaires demandent l'ajout de deux type de diodes pour protéger le GPV contre le problème d'ombrage et de retour de courant.

- Diode By-pass :

La "diode by pass" permet d'éviter les problèmes liés à l'ombrage. Il intervient lorsque qu'une cellule solaire est partiellement ou entièrement à l'ombre. Lorsqu'une cellule n'est pas éclairée, son impédance grimpe. Du coup, elle se met à chauffer (Hot Spot) et gêne le passage du courant provenant des cellules voisines. Ces diodes vont neutraliser les cellules mal éclairées ou défectueuses, donc le courant ne passe pas à travers ces cellules lorsque leur tension tombe au-dessous de la tension de seuil de la diode, et sera passé par la diode elle même.

- Diode anti-retour

La diode anti-retour sert à protéger le panneau solaire contre le courant inverse pouvant entrer dans le panneau. Ce phénomène peut apparaître lorsque plusieurs modules sont connectés en parallèle, ou bien quand une charge en connexion directe peut basculer du mode récepteur au mode générateur, par exemple une batterie durant la nuit [7].

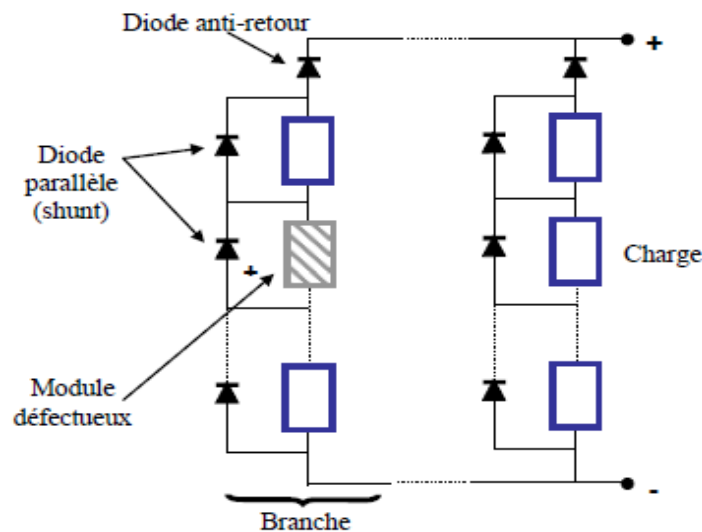


Figure I.8 La protection du générateur PV par diodes by-pass et anti-retour [8].

I.7 Différents types de systèmes photovoltaïques

Les systèmes photovoltaïques peuvent être classifiés comme suit : Autonome, Hybride, ou connecté au réseau.

I.7.1 Systèmes photovoltaïques autonomes

Un système Autonome est fabriqué souvent pour les sites isolés, où le réseau électrique n'est pas disponible. C'est un système utile pour l'alimentation directe d'une charge continue ou alternative en utilisant des adaptateurs de puissance (convertisseur) [9], figure I.9

I.7.2 Systèmes photovoltaïques hybrides

Un système hybride est un système où l'énergie photovoltaïque peut être ajoutée à d'autre source d'énergie telle que l'éolien, le diesel et les groupes électrogènes de combustible fossile pour fournir de la puissance 24h/24h [9].

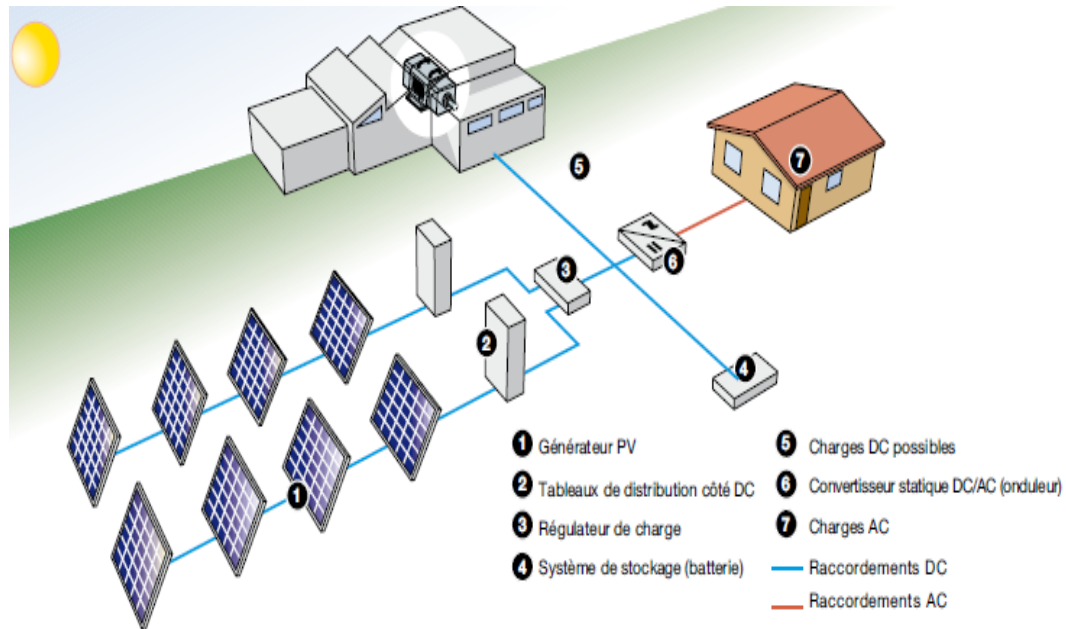


Figure I.9 Installation photovoltaïque autonome [12].

I.7.3 Systèmes photovoltaïques connectés au réseau [11]

I.7.3.1 Systèmes photovoltaïques connectés au réseau sans stockage

Le principal composant de ce type de système est l'onduleur. Il convertit la puissance continue (DC) obtenue à partir des modules PV en puissance alternative en respectant les conditions de qualité de la tension et de la puissance exigées par le réseau, avec une possibilité d'arrêt automatique quand le réseau n'est pas en fonctionnement.

Une interface bidirectionnelle est placée entre la sortie alternative du système PV et le réseau constitué par un panneau de distribution. Cela permet de produire une puissance alternative à partir du système PV soit en alimentant directement toutes les charges électriques, soit en injectant le surplus d'électricité (PV) dans le réseau lorsque les besoins sont plus importants. La nuit ou par faible ensoleillement durant les périodes où les besoins des consommateurs sont supérieurs à la production (PV), le réseau fournit l'appoint nécessaire, l'équilibre énergétique peut être ainsi obtenue, figure I.10.

I.7.3.2 Systèmes photovoltaïques connectés au réseau avec stockage

Ce type de système est utilisé généralement lorsqu'une puissance supplémentaire est nécessaire pour alimenter des charges critiques telles que la réfrigération, les pompes à eau, l'éclairage ou autres.

Dans des circonstances normales, le système fonctionne en mode relié au réseau en alimentant toutes les charges ou en renvoyant la puissance en surplus sur le réseau tout en maintenant la batterie en pleine charge.

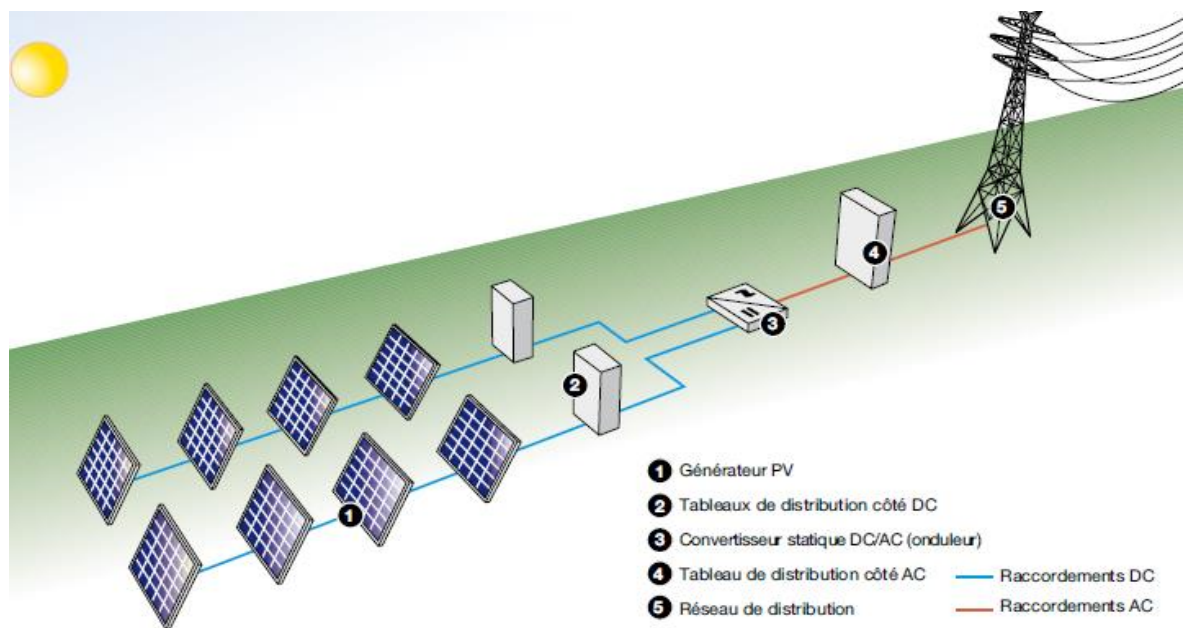


Figure I.10 Installation photovoltaïque connectés au réseau [12].

Lorsque le réseau est à l'arrêt, le système (PV) est automatiquement coupé et déconnecté du réseau à partir du panneau de distribution. Ce facteur de sécurité supplémentaire est exigé pour s'assurer que la centrale (PV) est coupée du réseau lorsque celui-ci est hors service pour raison de maintenance ou autre (cette fonction est appelée îlotage ou islanding)

I.8 Convertisseurs électriques

I.8.1 Convertisseur DC-DC (Hacheur)

Les hacheurs ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. Ils peuvent être isolés ; et comporter un transformateur assurant l'isolation galvanique, ou non isolés.

Les convertisseurs non isolés peuvent être partagés en deux types en fonction de leur comportement et du sens de l'énergie qu'ils transfèrent, on distingue ainsi [5] :

- Les hacheurs non réversibles qui permettent le transfert de l'énergie de la source vers la charge seulement.
- Les hacheurs réversibles où la source peut fonctionner en charge et inversement. Il est donc possible d'inverser le sens de parcours de l'énergie. On distingue trois types de hacheurs réversibles selon le type de conversion :
 - Les hacheurs réversibles en courant
 - Les hacheurs réversibles en tension
 - Les hacheurs réversibles en courant et en tension.

Les convertisseurs utilisés dans les systèmes PV pour générer les courants et les tensions souhaités sont :

- Les convertisseurs de type BUCK (abaisseurs) dans lesquels $V_o < V_i$
- Les convertisseurs de type BOOST (élevateurs) dans lesquels $V_o > V_i$
- Les convertisseurs de type BUCK-BOOST qui peuvent fonctionner en BUCK ou en BOOST en fonction du rapport cyclique α [5].

Ce type de convertisseurs n'est constitué que par des éléments réactifs (Selfs, Capacités) qui dans le cas idéal ne consomment aucune énergie. C'est pour cette raison qu'ils sont caractérisés par un rendement élevé.

Le hacheur dans le système PV a pour rôle d'optimiser le transfert d'énergie du générateur PV vers la charge. Ceci se fait via la commande de l'interrupteur en utilisant un algorithme MPPT (Maximum Power Point TracKing) qui recherche le point de puissance maximale et fait fonctionner le système en ce point.

I.8.2 Convertisseur DC-AC (Onduleur)

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques qui servent principalement à alimenter, à fréquence fixe ou variable, des charges alternatives. Le but recherché est l'obtention pour chaque tension de sortie d'une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde. L'onduleur est dit autonome si l'établissement et la connexion entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs [9].

On distingue deux types d'onduleurs :

- Les onduleurs autonomes de tension : sont alimentés par une source de tension continue, d'une impédance interne négligeable et de tension constante peu affectée par les variations du courant qui la traverse.
- Les onduleurs autonomes de courant sont alimentés par une source de courant.

Ils peuvent être classés en [9]:

- Les onduleurs monophasés : en pont et en demi-pont, qui sont destinés à alimenter des charges alternatives monophasées de faible puissance.
- Les onduleurs triphasés : ils couvrent la gamme de moyenne et de forte puissance. L'objectif de cette topologie est de fournir une source de tension triphasée, dont l'amplitude, la phase et la fréquence sont contrôlables

Le domaine d'application des onduleurs de tension peut être caractérisé par la variation de la fréquence. On distingue deux grandes familles [5] :

- Le domaine des fréquences fixes : Où l'onduleur de tension est destiné à pallier les défaillances, ou même l'absence d'un réseau alternatif en recréant la tension correspondante à partir d'une source de tension continue. Cette application requiert généralement la fourniture d'une tension de sortie très pure, donc sans harmonique de découpage, d'où la nécessité d'un filtre de sortie.
- Le domaine des fréquences variables : Dans ce cas, l'onduleur est généralement alimenté par un réseau alternatif à travers un redresseur et un filtre d'entrée. L'application la plus connue est celle de la variation de vitesses des machines à courant alternatif.

1.9 Avantages et Inconvénients de l'énergie solaire [9]

L'énergie solaire photovoltaïque est une des énergies renouvelables les plus prometteuses, elle est connue pour ces multiples avantages en tant qu'énergie inoffensive, la plus convenable pour les sites isolés, la durée de vie des générateurs photovoltaïques qui peut dépasser 30 ans, ainsi que d'autres avantages qui vont être cités par la suite. Malheureusement, les systèmes photovoltaïques présentent quelques inconvénients qui sont dues principalement à leur efficacité et leur coût élevé, Même si le coût a fléchi considérablement ces dernières années et qu'il diminue toujours, un système PV demeure encore très coûteux. Le problème d'efficacité peut être traité en optimisant l'énergie produite par le générateur PV en poursuivant son point de puissance maximale avec des techniques de commandes connues sous le nom de MPPT. Sans oublier aussi le problème d'ombrage partiel des cellules solaires traitées dans plusieurs travaux.

- Avantages :

- Le soleil est une source d'énergie infinie (renouvelable), propre, sans déchets toxiques
- Aucune combustion ou carburant radioactif
- Ils ne font pas de pollution, sans émissions ou odeurs discernables et ne contribuent pas au changement climatique
- Ils n'exigent aucun raccordement à une source d'énergie ou à un approvisionnement en carburant existant

- Ils peuvent être des systèmes autonomes qui fonctionnent sûrement sans surveillance pendant de longues périodes
- Ils peuvent être combinés avec d'autres sources d'énergie pour augmenter la fiabilité du système
- Installation rapide, Acceptation publique élevée et ne présentent pas de danger (côté sécurité).

- Inconvénients :

- La source d'énergie primaire au panneau (soleil) est diffuse (la lumière qui arrive au panneau est à basse densité)
- Influence du changement du rayonnement du soleil pendant la journée sur la puissance fournie par le générateur photovoltaïque
- Coûts élevés d'installation
- Problème d'ombrage partiel
- Manque de stockage de l'énergie efficace et économique.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les bases indispensables à la compréhension du sujet. Nous avons défini le rayonnement et l'effet photovoltaïque, et également nous avons cité les différents types de systèmes photovoltaïques et d'autres éléments indispensables au fonctionnement de ce système.

Dans le deuxième chapitre, nous allons étudier et modéliser les différents blocs de systèmes photovoltaïques.

Chapitre II :

MODÉLISATION DES DIFFÉRENTS BLOCS DE SYSTÈME PV

II.1 Introduction

La modélisation des différents blocs d'un système photovoltaïque est une étape très recommandée pour la compréhension de ce système. Pour ce faire, on commencera par la modélisation du panneau puis nous étudierons le convertisseur DC/DC qui sert à poursuivre le point de puissance maximale (MPPT- Maximum Power Point Tracking), puis nous allons étudier le type d'onduleur qui sera associé à notre système ainsi que sa commande (La commande MLI vectorielle). Dans chaque étape de modélisation de ces blocs, nous ferons appel au Toolbox de MATLAB : SimPowerSystems spécialisé entre autre dans la modélisation des systèmes d'électronique de puissance.

II.2 Modélisation du panneau

Il existe plusieurs modèles électriques de la cellule photovoltaïque, mais dans cette étude, nous utilisons le modèle schématisé dans la figure II.1 qui fait intervenir le générateur de courant pour modéliser le flux lumineux, une diode pour les phénomènes de polarisation de la cellule et deux résistances (série et shunt) pour les pertes [5].

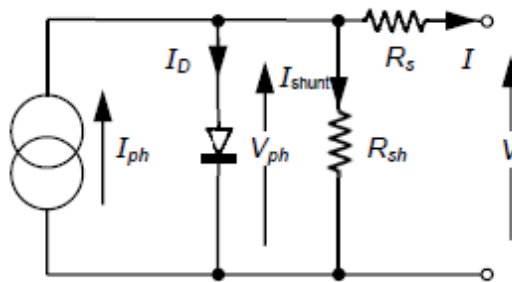


Figure II.1 Schéma électrique d'une cellule PV [4].

Ce modèle est à cinq paramètres, ces paramètres sont : le photo-courant (I_{ph}), le courant de saturation (I_s), le facteur d'idéalité de la jonction (A), la résistance série (R_s) et la résistance shunt (R_{sh}) [5].

II.2.1 Modélisation

On néglige l'effet de la résistance shunt R_{sh} , en le considérant infini $R_{sh}=\infty$, on retrouve le modèle à quatre paramètres qui est très utilisé. L'équation de caractéristique de courant cette modèle :

$$I = I_{ph} - I_s \left(e^{\frac{V + IR_s}{nV_t}} - 1 \right) \quad (II.1)$$

Où I_s courant de saturation de la diode donné par :

$$I_S = I_{rs} \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 e^{\left[\frac{E_g}{nK} \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right) \right]} \quad (II.2)$$

Et I_{rs} le courant de saturation inverse :

$$I_{rs} = \frac{I_{CC}}{\frac{qV_{OC}}{e^{nKT} - 1}} \quad (II.3)$$

$V_t = KT/q$: tension thermique à la température T.

q : charge de l'électron ($1.602 \times 10^{-19} C$)

K : constante de Boltzmann ($1.381 \times 10^{-23} J/k$)

T : température effective de la cellule en Kelvin

n : Constante d'idéalité de la jonction ($1 < n < 2$)

E_g : Énergie de gap (pour le silicium cristallin est égale à 1.12 eV)

- Le photo-courant:

C'est le courant généré par une cellule, il est proportionnel à l'irradiation solaire et est légèrement influencé par la température selon l'équation suivante :

$$I_{Ph.} = I_{CC} + K_I (T - T_{ref}) * G / G_{ref} \quad (II.4)$$

I_{CC} [A] Courant de court-circuit du panneau (donné par le constructeur)

K_I [A/K] Courant de court-circuit divisé par le coefficient de température du panneau

T [K] Température ambiante

G [W/m²] Irradiation sur la surface de la cellule

T_{ref} [K] Température de référence (298 K)

G_{ref} [W/m²] Irradiation de référence (1000 W/m²)

- La résistance série R_S auprès V_{OC}

La différentiation de l'équation (II.1), donne :

$$dI=0 - I_S \left(\frac{dV + R_S dI}{nV_t} \right) e^{\frac{V + IR_S}{nV_t}} \quad (II.5)$$

Ce qui en résulte :

$$R_S = -\frac{dV}{dI} - \frac{AV_t}{R_S e^{\frac{V + IR_S}{nV_t}}} \quad (II.6)$$

Auprès le point V_{OC} la tension en circuit ouvert, l'expression de la résistance R_S devient :

$$R_s = -\frac{dV}{dI} \Big|_{V_{oc}} - \frac{AV_{T_{ref}}}{R_s e^{\frac{V_{oc}}{nV_{T_{ref}}}}} \quad (II.7)$$

Où $\frac{dV}{dI} \Big|_{V_{oc}}$ est la pente de la courbe $I(V)$ dans le point $V=V_{oc}$ (calculée à partir de la courbe $I(V)$ dans la fiche technique du module puis divisée par le nombre de cellules en série) [13].

Dans les cellules photovoltaïques, on suppose généralement est photopile réelle, la résistance série est faible et la résistance parallèle est élevée [14], pour cette raison, on pose $I_{ph}=I_{CC}$.

On réécrit l'équation (II.5) sous la forme suivante :

$$f(I) = I_{CC} - I_s \left(e^{\frac{V+IR_s}{nV_t}} - 1 \right) \quad (II.8)$$

Cette équation avec des caractéristiques non linéaires, pour la résoudre, on utilise la méthode de Newton exprimée par :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (II.9)$$

$f'(x_n)$: Le dérivé de la fonction $f(x_n)$

x_n : La présente itération.

x_{n+1} : L'itération suivante.

On applique la méthode de Newton pour trouver le courant I pour chaque itération j par :

$$I_{n+1} = I_n - \frac{I_{CC} - I_n - I_s \left[e^{\frac{V+I_n R_s}{nV_t}} - 1 \right]}{-1 - I_s \left(\frac{R_s}{nV_t} \right) \cdot \left[e^{\frac{V+I_n R_s}{nV_t}} \right]} \quad (II.10)$$

On généralise ce développement mathématique de la cellule PV au panneau PV avec l'addition des tensions N_s fois dans l'association en série, et l'addition des courants N_p dans l'association en parallèle comme l'on a déjà vu dans le premier chapitre.

II.2.2 Simulation

- L'influence de l'irradiation

D'après la figure II.2, la caractéristique Courant-Tension d'une cellule photovoltaïque change avec le changement de l'irradiation de 200 W/m² à 1000 W/m² et pour une température fixe à 25 °C : lorsque l'irradiation augmente, la courbe se translate vers le haut et vers la droite. De ce fait, le courant de court-circuit varie proportionnellement à l'irradiation tandis que la

tension de circuit ouvert ne varie que très peu. De plus, la puissance maximale augmente avec l'irradiation, figure II.3.

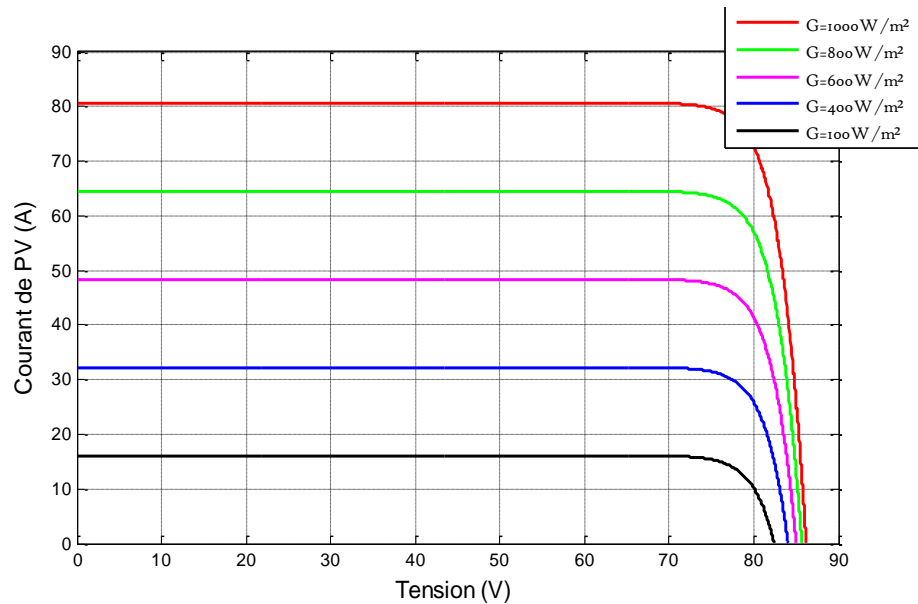


Figure II.2 Influence de l'irradiation sur les caractéristiques I-V

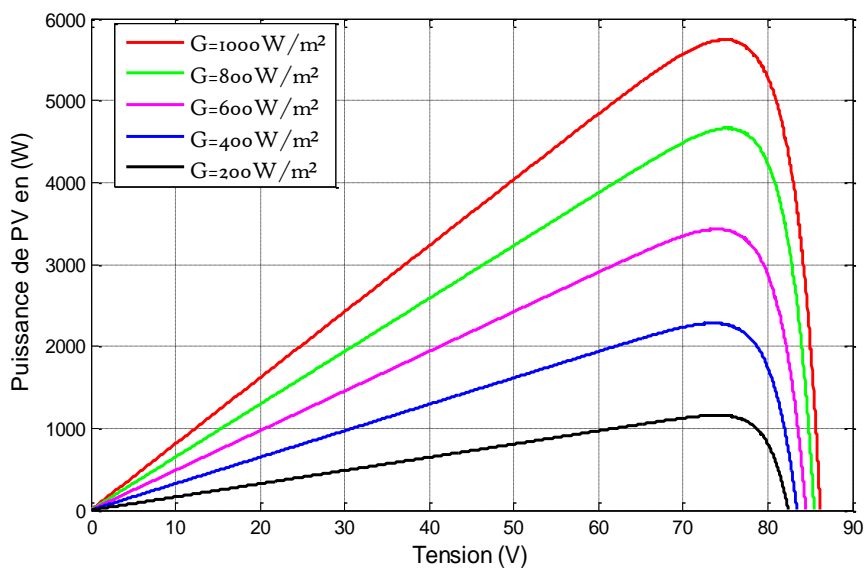


Figure II.3 Influence de l'irradiation sur les caractéristiques P-V

- L'influence de la température

En faisant varier la température de 10°C jusqu'à 55°C en fixant l'irradiation à 1000 W/m², la caractéristique ($I_{PV}=f(V_{PV})$) est donnée par la figure II.5. On remarque que la température a une influence négligeable sur la valeur du courant de court-circuit. Par contre, la tension en circuit ouvert baisse assez fortement lorsque la température augmente, par conséquent la puissance extractible diminue. Lors du dimensionnement d'une installation, la variation de la température du site sera impérativement prise en compte.

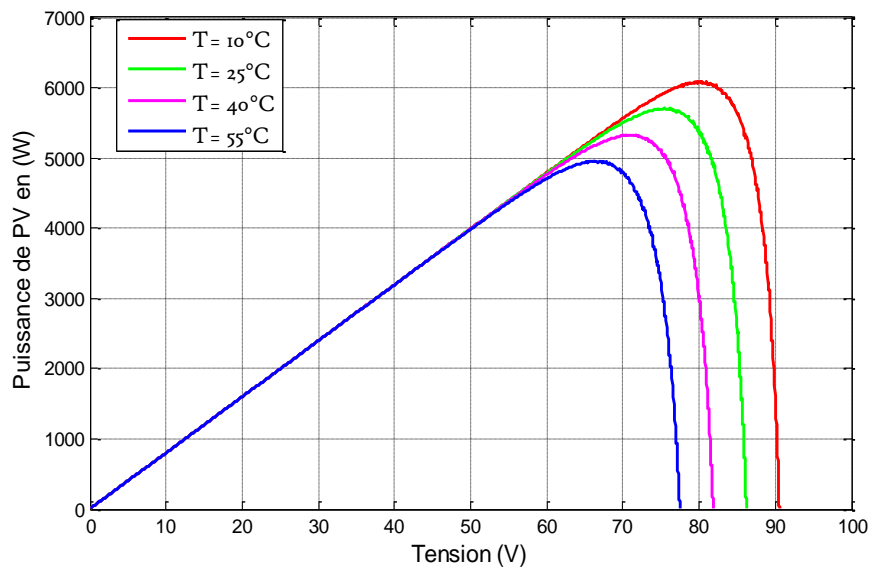


Figure II.4 Influence de la température sur les caractéristiques P-V

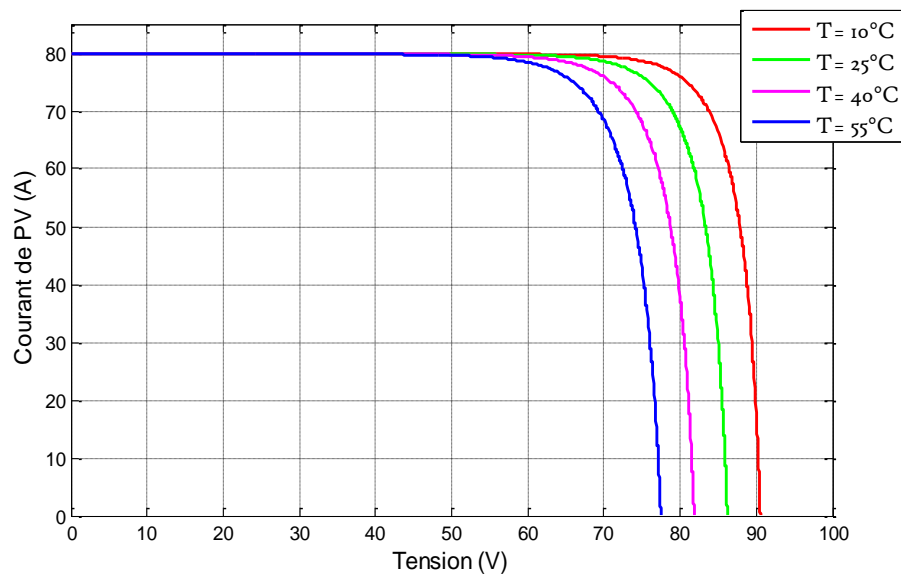


Figure II.5 Influence de la température sur les caractéristiques I-V

II.3 Modélisation du hacheur boost

II.3.1 Circuit électrique

Également appelé, le hacheur élévateur ou survolteur. Il permet d'adapter la tension de GPV aux besoins de la charge par la variation de rapport cyclique D . L'entrée du hacheur est une source de courant DC et la sortie du hacheur est un récepteur (absorbant de l'énergie) de tension DC, voir la figure II.6 (a).

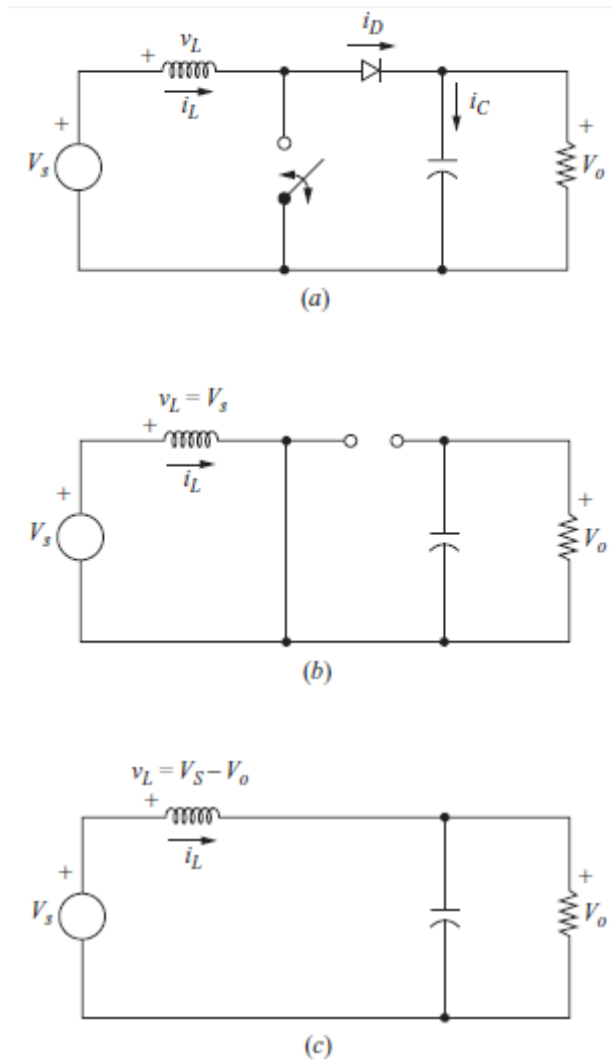


Figure II.6. Convertisseur boost. (a) Circuit de boost;
 (b) Circuit équivalent pour le commutateur fermé
 (b) Circuit équivalent pour le commutateur ouvert [15].

- Relation entre tension et courant [15]

On suppose les contraintes suivantes :

1. La condition de régime permanent est existée.
2. La période de la commutation est T , et le temps DT pour l'interrupteur est fermé et ouvert pour $(1-D)T$.
3. Le courant de l'inductance est continu (toujours positif).
4. Le condensateur est très large, et la tension de sortie V_o reste constante.
5. Les composants sont idéals.

- L'analyse pour l'interrupteur fermé [15]

Lorsque l'interrupteur est fermé, figure II.6 (b), la diode est bloquée, et par l'utilisation de la loi de Kirchhoff sur une maille contenant la source, l'inductance, et l'interrupteur fermé, on obtient :

$$V_L = V_S = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.11})$$

Le taux de changement de courant est constant, ainsi le courant croît linéairement tant que l'interrupteur est fermé, comme est montré dans la figure II.7. Le changement de courant de l'inductance est calculé par :

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = V_S \quad (\text{II.12})$$

La résolution pour ΔI_L pour l'interrupteur fermé

$$(\Delta i_L)_{\text{closed}} = \frac{V_S \Delta t}{L} \quad (\text{II.13})$$

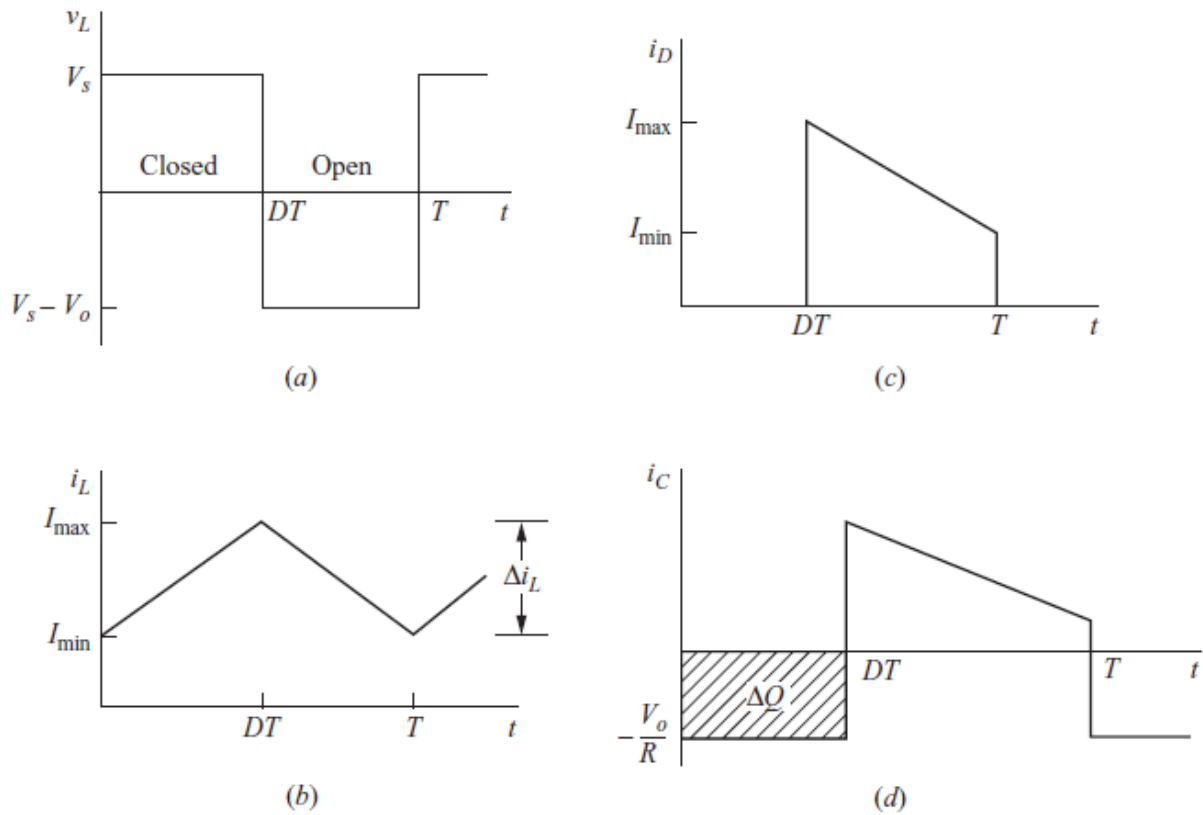


Figure II.7 Les ondes de convertisseurs boost.

- (a) la tension de l'inductance ; (b) le courant de l'inductance ;
(c) le courant de la diode ; (d) le courant de le condensateur.

- L'analyse pour l'interrupteur fermé

Lorsque l'interrupteur est ouvert, figure II.6 (c), le courant de l'inductance ne peut pas changer instantanément, donc et par l'utilisation de la loi de Kirchhoff sur une maille contenant la source, l'inductance, et l'interrupteur fermé, on obtient :

$$V_L = V_S - V_O = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.14})$$

Le taux de changement de courant est constant, ainsi le courant varie linéairement tant que l'interrupteur est ouvert. Le changement de courant de l'inductance est calculé par :

$$\frac{V_S - V_O}{L} = \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.15})$$

On résout pour Δi_L

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_S - V_O}{L}$$

$$(\Delta i_L)_{\text{open}} = \frac{(V_S - V_O)(1-D)T}{L} \quad (\text{II.16})$$

Pour le régime permanent, la variation du courant de l'inductance doit être zéro. En utilisant l'équation II.13 et II.16.

$$(\Delta i_L)_{\text{Closed}} + (\Delta i_L)_{\text{open}} = 0 \quad (\text{II.17})$$

$$\frac{V_S D T}{L} + \frac{(V_S - V_O)(1-D)T}{L} = 0 \quad (\text{II.16})$$

La résolution pour V_O

$$V_S (D + 1 - D) - V_O (1-D) = 0$$

$$\boxed{V_O = \frac{V_S}{1-D}} \quad (\text{II.17})$$

Ainsi, la tension moyenne de l'inductance doit être zéro pour une opération périodique. L'expression de la tension moyenne de l'inductance pour une période de commutation :

$$V_L = V_S D + (V_S - V_O) (1-D) = 0 \quad (\text{II.18})$$

Le courant moyen de l'inductance est déterminé par la comparaison entre la puissance moyenne délivrée par la source et la puissance moyenne absorbée par la charge, où les deux puissances doivent être semblables. La puissance de sortie est

$$P_O = \frac{V_O^2}{R} = V_O I_O \quad (\text{II.19})$$

Et la puissance d'entrée est $V_S I_S = V_S I_L$. On fait l'égalité entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie et en utilisant l'équation II.17

$$V_S I_L = \frac{V_O^2}{R} = \frac{[V_S / (1-D)]^2}{R} = \frac{V_S^2}{R(1-D)^2} \quad (\text{II.20})$$

Par une résolution pour le courant moyen d'inducteur, le courant I_L peut être exprimé comme

$$I_L = \frac{V_S}{R(1-D)^2} = \frac{V_O^2}{V_S R} = \frac{V_O I_O}{V_S} \quad (\text{II.21})$$

Les courants maximal et minimal de l'inductance sont déterminés par l'utilisation de la valeur moyenne et la variation dans le courant de l'équation II.13

$$I_{MAX} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_S}{R(1-D)^2} + \frac{V_S D T}{2L} \quad (\text{II.22})$$

$$I_{MIN} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_S}{R(1-D)^2} - \frac{V_S D T}{2L} \quad (\text{II.23})$$

L'équation II.17 est développée avec la supposition que le courant de l'inductance est continu, c.-à-d. toujours positif. Donc, il est nécessaire que le courant I_{MIN} est positif pour être le courant de l'inductance continu, donc la bande entre le courant d'inductance continu et le courant d'inductance discontinu est déterminé de [5]

$$I_{MIN} = 0 = \frac{V_S}{R(1-D)^2} - \frac{V_S D T}{2L} \quad (\text{II.24})$$

$$\frac{V_S}{R(1-D)^2} = \frac{V_S D T}{2L} = \frac{V_S D}{2L f} \quad (\text{II.25})$$

La valeur minimale de l'inductance et la fréquence de commutation pour un courant continu dans le convertisseur boost est

$$(L f)_{MIN} = \frac{D(1-D)^2}{2} R \quad (\text{II.26})$$

$$(L)_{MIN} = \frac{D(1-D)^2}{2f} R \quad (\text{II.27})$$

- L'ondulation de tension de sortie

Les équations précédentes sont développées avec la supposition que la tension de sortie est constante, ceci implique une valeur de condensateur infinie. En pratique, l'infinité de condensateur résulte une fluctuation en la tension de sortie, ou l'ondulation.

L'ondulation de la tension de sortie peut être calculée de la forme du courant du condensateur, montrée à la figure II.7 (d).

$$|\Delta Q| = \frac{V_o}{R} DT = C \Delta V_o \quad (\text{II.28})$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o DT}{RC} = \frac{V_o D}{RCf} \quad (\text{II.29})$$

Ceci implique

$$C = \frac{D}{R(\Delta V_o/V_o)f} \quad (\text{II.30})$$

II.3.2 Commande du hacheur

Un générateur PV possède une caractéristique I-V fortement non linéaire. En conséquence, pour un même éclairement, la puissance délivrée sera différente selon la charge. Un algorithme MPPT (Maximum Power Point TracKing) permet de piloter le hacheur, reliant le panneau PV à la charge de manière à fournir en temps réel le maximum de puissance [5].

La figure II.9 illustre trois cas de perturbations. Suivant le type de perturbation, le point de fonctionnement bascule du point de puissance maximal PPM1 vers un nouveau point P1 de fonctionnement plus ou moins éloigné de l'optimum.

Dans le premier cas est pour une variation d'ensoleillement, il suffit de réajuster la valeur du rapport cyclique pour converger vers le nouveau point de puissance maximum PPM2. Dans le cas **b** pour une variation de charge, on peut également constater une modification du point de fonctionnement qui peut retrouver une nouvelle position optimale grâce à l'action d'une commande.

Enfin, dans le dernier cas **c**, la variation de point de fonctionnement peut se produire lié aux variations de température de fonctionnement du GPV .Bien qu'il faut également agir au niveau de la commande [16].

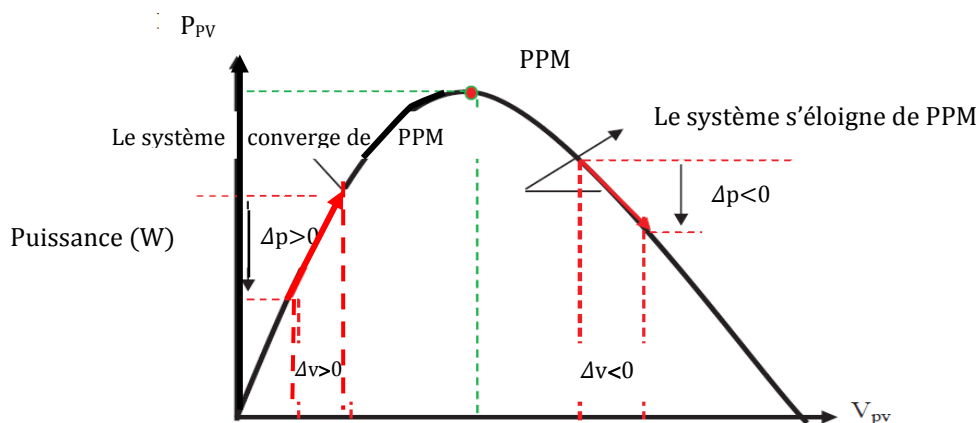


Figure II.8 Schéma de convergence vers le PPM par P&O

Dans cette étude, il nous intéresse que la commande de l'MPPT doit être simple, et rapide, pour cette raison nous allons utiliser la commande P&O. L'algorithme de cette dernière est présenté dans l'ordinogramme ci-dessous (la figure II.10).

Le principe des commandes MPPT de type P&O consiste à perturber la tension V_{PV} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance P_{PV} qui en résulte. Ainsi, comme l'illustre la figure II.8, on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{PV} engendre un accroissement de la puissance P_{PV} , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM.

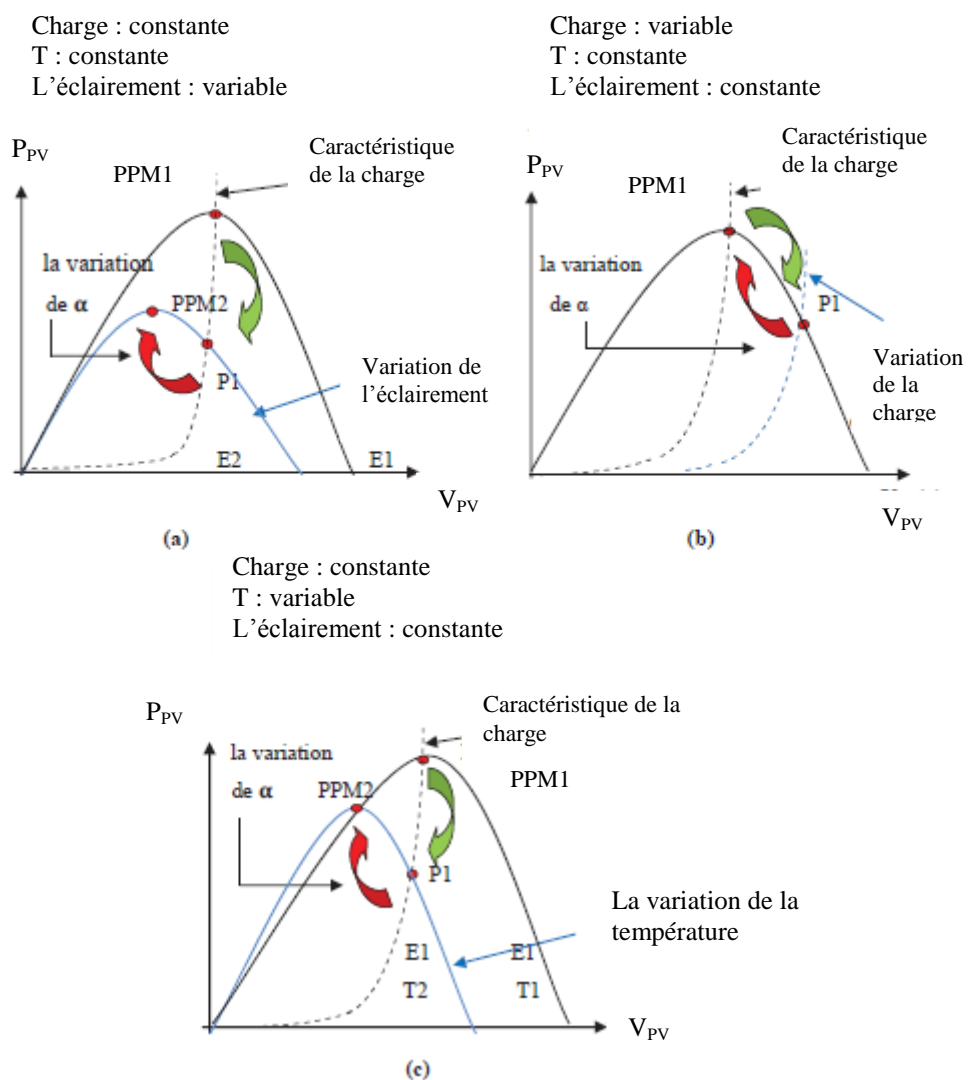


Figure II.9 Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximale

a) suite à une variation d'éclairement, b) suite à une variation de charge,

c) suite à une variation de température [16].

Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le PPM. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique $P_{PV}(V_{PV})$, il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au PPM, et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance à travers un ordre de commande.

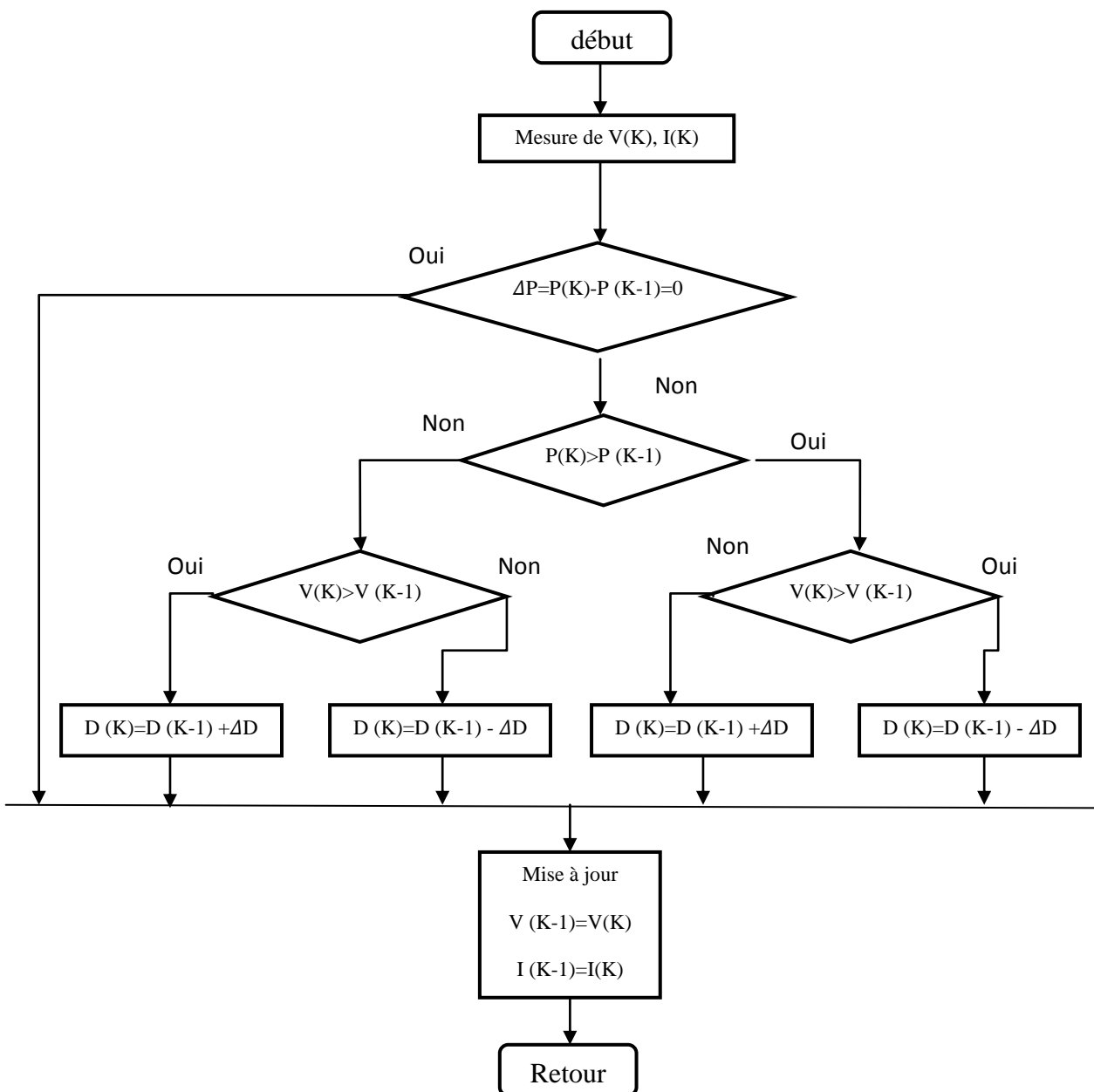


Figure II.10 Ordigramme de la méthode P&O.

II.3.3 Simulation

On va simuler la poursuite de point de puissance maximale en utilisant l'algorithme P&O, on va changer l'irradiation et garder la température constante (25°C), ensuite, le

changement sera fait dans la charge tout en maintenant l'irradiation et la température constante (1000 W/m^2 , 25°C). La puissance maximale du panneau est égale à 7.5 kW .

- **Changement de l'irradiation**

La figure II.12 nous montre clairement l'efficacité de l'algorithme P&O dans la poursuite du point de la puissance maximale pour les différents changements de l'irradiation représenté dans la figure II.11.

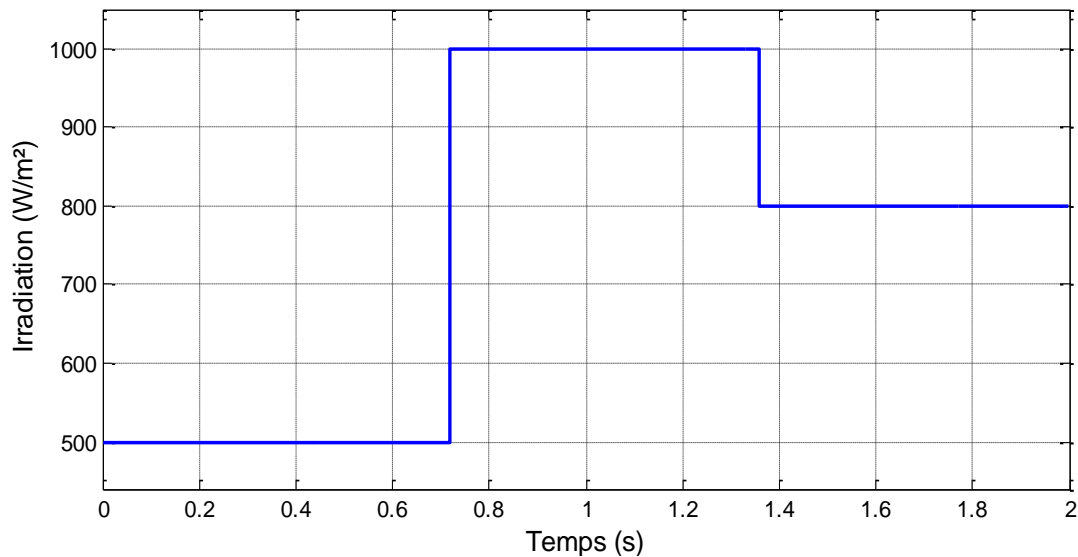


Figure II. Variations de l'irradiation

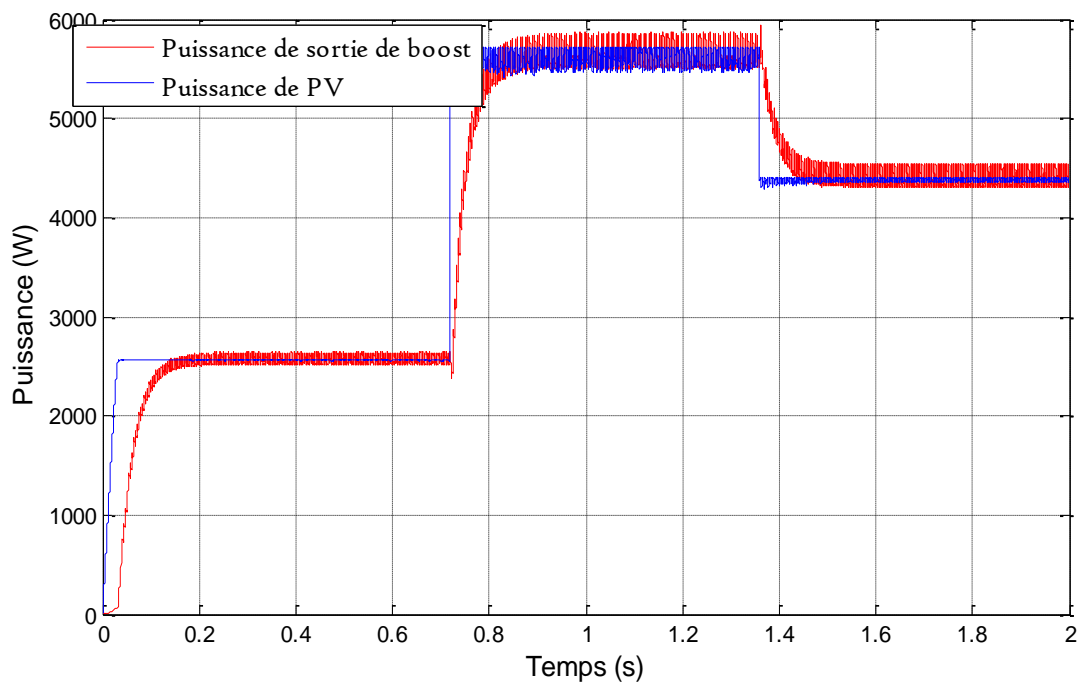


Figure II.12 Réponse du système PV aux changements de l'irradiation

- **Changement de la charge**

Cette fois ci, la figure ci-dessous montre la réaction de l'algorithme P&O aux changements de la charge, on voit comment le système a continué de fournir la puissance maximale après le changement de la charge à l'instant 1s.

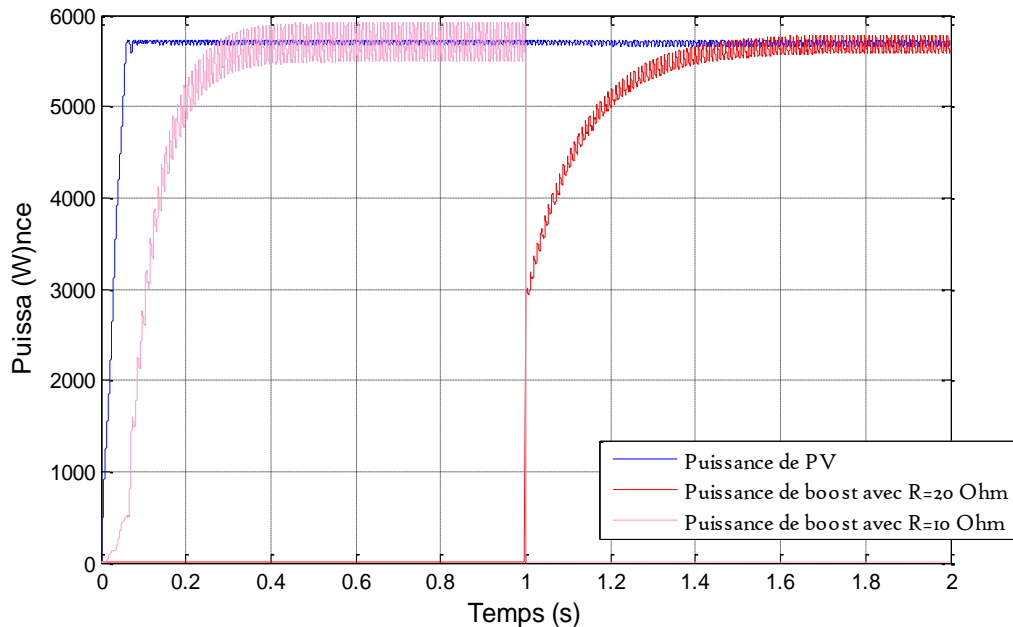


Figure II.13 Réponse du système PV aux changements de la charge

II.4 Modélisation de l'onduleur

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs de l'électronique de puissance, ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés. La forte évolution de ces convertisseurs s'est appuyée d'une part, sur le développement des composants à semi-conducteurs (entièrement commandable, puissants, robustes et rapides) et d'autre part sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques de largeur d'impulsion [5].

II.4.1 Structure de l'onduleur [5][17][15]

L'onduleur de tension triphasé est composé de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur, les interrupteurs doivent être contrôlés de manière complémentaire. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération montée en tête-bêche avec le semi-conducteur.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.

Les diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération. En considérant que chaque paire (transistor, diode) constitue un seul interrupteur, le schéma simplifié est donné par la figure ci-dessous.

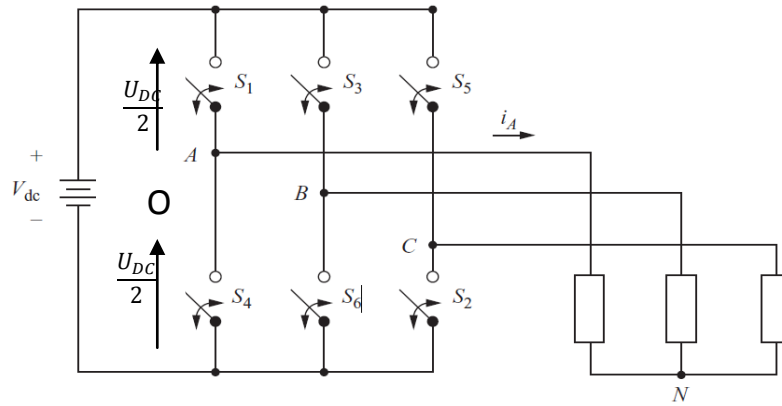


Figure II.14 Structure de l'onduleur triphasé

Un seul générateur continu de valeur U_{DC} suffit pour alimenter l'onduleur ; le point commun O est virtuel. Seul le cas d'une charge triphasé équilibrée sera envisagé [17].

Les tensions des phases prises par rapport au point commun O sont identiques à celles de l'onduleur avec neutre. Des lois de mailles permettent d'en déduire et de tracer les "tensions simples" entre phase :

$$U_{AB}=U_{AO}-V_{BO} ; \quad U_{BC}=U_{BO}-U_{CO} ; \quad U_{CA}=U_{CO}-U_{AO} \quad (\text{II.31})$$

On peut dire que les tensions composées constituent un système triphasé équilibré (non sinusoïdal) et, puisque la charge est équilibré, les "tensions simples " forment aussi un système triphasé tel que :

$$U_{AN} + U_{BN} + U_{CN} = 0 \quad (\text{II.32})$$

Les tensions simples peuvent être s'exprimer à partir des tensions composées :

$$3 U_{AN} = U_{AN} + U_{BN} + U_{CN} = U_{AB} - U_{CA} \quad (\text{II.33})$$

En procédant de manière identique pour les autres phases, on obtient :

$$U_{AN} = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) \quad (\text{II.34})$$

$$U_{BN} = \frac{1}{3}(U_{BC} - U_{AB}) \quad (\text{II.35})$$

$$U_{CN} = \frac{1}{3}(U_{CA} - U_{BC}) \quad (\text{II.36})$$

Les tensions simples peuvent aussi être données en fonction des tensions prises par rapport au point commun O :

$$U_{AN} = \frac{1}{3}(2U_{AO} - U_{BO} - U_{CO}) \quad (\text{II.37})$$

$$U_{BN} = \frac{1}{3}(2U_{BO} - U_{CO} - U_{AO}) \quad (\text{II.38})$$

$$U_{CN} = \frac{1}{3}(2U_{CO} - U_{AO} - U_{BO}) \quad (\text{II.39})$$

Cette relation peut être s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AN} \\ U_{BN} \\ U_{CN} \end{bmatrix} = \frac{U_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

La relation entre les vecteurs de commutation $[S_1; S_3; S_5]$ et les vecteurs de tension de ligne est montrée dans l'équation II.40

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \frac{U_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Les états des interrupteurs, supposés parfaits, sont représentés en théorie par trois fonctions logiques ($k = A, B, C$) telles que :

- $S_K = 1$: l'interrupteur du haut est fermé et par conséquent celui du bas est ouvert.
- $S_K = 0$: l'interrupteur du haut est ouvert et par conséquent celui du bas est fermé.

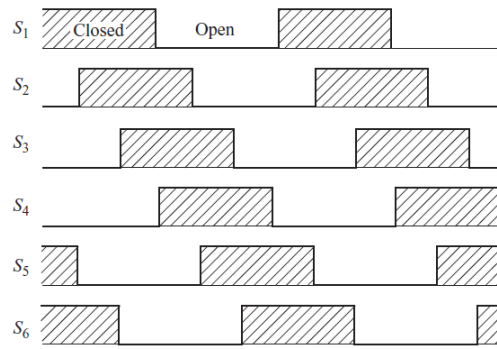
Les tensions simples ont été tracées figure II.15. Ce sont des créneaux à quatre niveaux qui forment, comme on l'attendait, un système triphasé équilibré non sinusoïdal.

II.4.2 Commande de l'onduleur

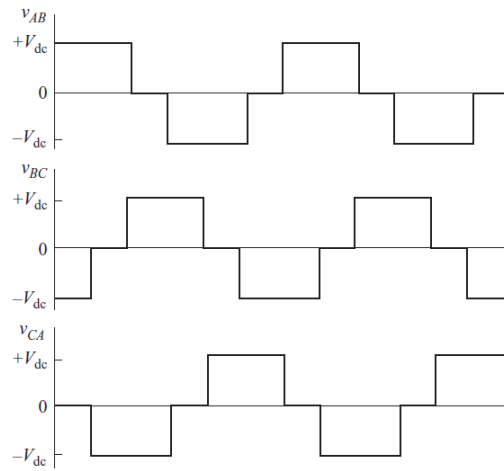
Dans la structure de l'onduleur représenté dans la figure II.16, les commutateurs de chaque demi-pont doivent être obéir à des relations identiques à :

$$S_1 = \overline{S_4} \quad \text{et} \quad S_3 = \overline{S_6} \quad \text{et} \quad S_5 = \overline{S_2}$$

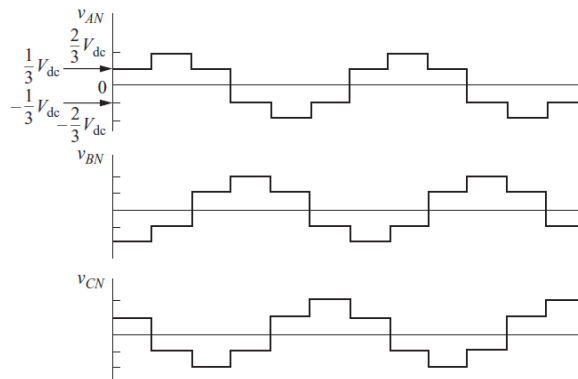
Pour obtenir un système de tension " triphasées", chaque commutateur conduit pendant une demi-période et les demi-ponts fonctionnant avec des décalages respectifs d'un tiers de période. Les tensions simples ont été tracées figure II.15, en utilisant les équations de II.34 à II.39. Ce sont des créneaux à quatre niveaux qui forment, comme l'attendait, un système triphasé équilibré non sinusoïdal. [17].



(a)



(b)



(c)

Figure II.15 Signaux de l'onduleur triphasé [15]

II.4.3 Modulation SVPWM

Dans ce projet, on utilisera la modulation SVPWM - en anglais space vector pulse width modulation - pour la commande de l'onduleur.

La MLI vectorielle (SVPWM) utilise des séquences de commutations spécifiques des interrupteurs de l'onduleur de tension triphasé. Cette technique a montré des bonnes performances, et elle génère relativement moins d'harmoniques dans la tension et le courant de sortie [24].

II.4.3.1 Principe de la modulation SVPWM

Pour les systèmes triphasés symétriques, les variables d'états $\{u_A, u_B, u_C\}$ ne sont pas linéairement indépendantes. Il est donc possible de transformer ce système en un système biphasé de représentation équivalente. Sous forme matricielle, cette transformation s'exprime sous la forme suivante

$$U_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = (2/3) \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} \\ 1 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

L'espace vectorielle de tension est également représentée en plan complexe sous la forme

$$U_{\alpha\beta} = u_\alpha + j u_\beta \quad (\text{II.43})$$

Ou
$$U_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} (U_A + e^{j\frac{2\pi}{3}} U_B + e^{j\frac{4\pi}{3}} U_C) \quad (\text{II.44})$$

L'objectif de SVPWM est de générer une approximation de la tension de référence $u_{\alpha\beta}$ par les huit vecteurs d'états. Ainsi, on utilise une méthode simple d'approximation, qui consiste à générer une sortie moyenne de l'onduleur dans une petite période T , qui va être équivalente à la tension $u_{\alpha\beta}$ pendant cette période.

L'onduleur triphasé représenté par la figure II.16 peut prendre huit configurations « notée $[S_1 S_3 S_5]$ » Où chaque lettre indique l'état logique du commutateur supérieur associé à la phase du même nom.

Les huit états de l'onduleur peuvent être transformés à huit vecteurs de tension différent en fonction de la commande des bras.

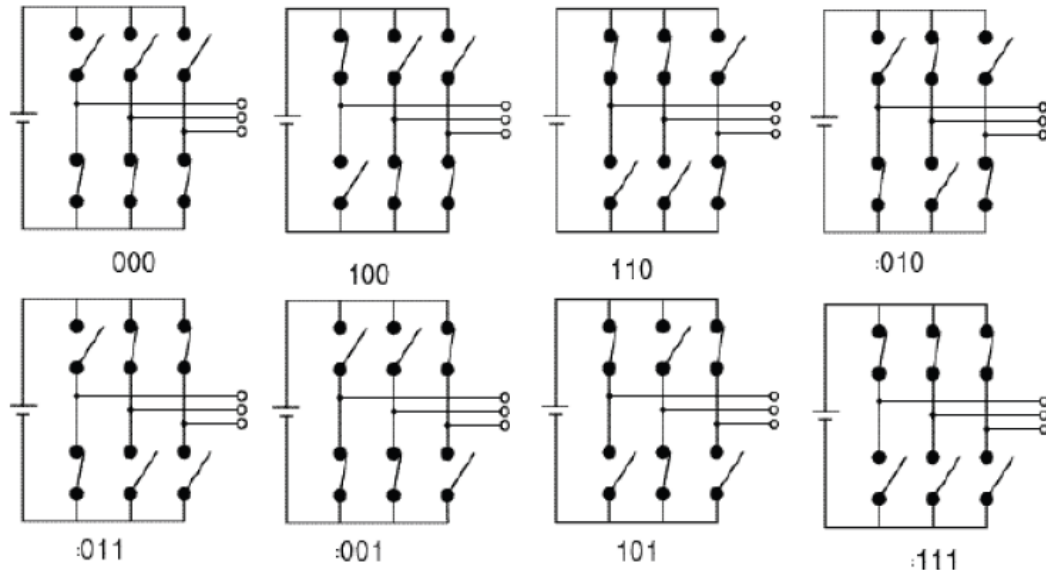


Figure II.16 Les huit configurations de commutation de l'onduler triphasé [23]

La figure II.17 représente ces différents vecteurs de tension. Il existe deux façons d'obtenir un vecteur nul commande (000) ou (111), les autres vecteurs est appelé active ont la même amplitude et sont déphasés mutuellement de $\pi/3$ et forment un hexagone.

Il y a six positions sur les sommets d'un hexagone pour l'espace vectorielle. Le module de l'espace vectorielle est alors égal à $2U_{DC}/3$.

La relation entre l'espace vectorielle et les états de commutations correspondantes est donnée dans le tableau II.1 et la figure II.16

Les vecteurs	Etat de commutation	Les interrupteurs de chaque état	Définition de vecteur
U_0	(000)	S_4, S_6, S_2	$U_0 = 0$
U_1	(100)	S_1, S_6, S_2	$U_1 = \frac{2}{3} U_{DC} e^{j0}$
U_2	(110)	S_1, S_3, S_2	$U_2 = \frac{2}{3} U_{DC} e^{j\frac{\pi}{3}}$
U_3	(010)	S_4, S_3, S_2	$U_3 = \frac{2}{3} U_{DC} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
U_4	(011)	S_4, S_3, S_5	$\vec{U}_4 = \frac{2}{3} U_{DC} e^{j\frac{3\pi}{3}}$
U_5	(001)	S_4, S_6, S_5	$U_5 = \frac{2}{3} U_{DC} e^{j\frac{4\pi}{3}}$
U_6	(101)	S_1, S_6, S_5	$U_6 = \frac{2}{3} U_{DC} e^{j\frac{5\pi}{3}}$
U_7	(111)	S_1, S_3, S_5	$U_7 = \frac{2}{3} U_{DC} e^{j0}$

Tableau II.1 Vecteurs spatiaux, les états de commutations, et les états des interrupteurs

On peut résumer le tableau de configuration possible par l'expression suivante

$$U_k = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{DC} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & \text{if } k = 1,2,3,4,5,6 \\ 0 & \text{if } k = 0,7 \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Le vecteur de référence de tension U_{ref} tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega = 2\pi f$, où f est la fréquence fondamentale de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le vecteur de tension de référence traverse chaque secteur, donc différents ensembles de commutateurs dans le tableau II.1 sera être allumé ou éteint.

La fréquence de sortie de l'onduleur coïncide avec la vitesse de rotation du vecteur de tension de référence. Les vecteurs nuls (U_0 et U_7) et actifs (U_1 à U_6) ne se déplacent pas dans l'espace, Ils sont vectorisés comme des vecteurs stationnaires.

En partant des équations II.40 et II.41, on peut donner le tableau II.2

Les vecteurs	Les vecteurs de commutation			Les tensions de phase			Les tensions composées		
	a	b	c	U_{AN}	U_{BN}	U_{CN}	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}
U_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U_1	1	0	0	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	U_{DC}	0	$-U_{DC}$
U_2	1	1	0	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	0	U_{DC}	$-U_{DC}$
U_3	0	1	0	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-U_{DC}$	U_{DC}	0
U_4	0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-U_{DC}$	0	U_{DC}
U_5	0	0	1	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	0	$-U_{DC}$	U_{DC}
U_6	1	0	1	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	U_{DC}	$-U_{DC}$	0
U_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau II.2 Vecteurs et vecteurs de commutation [23]

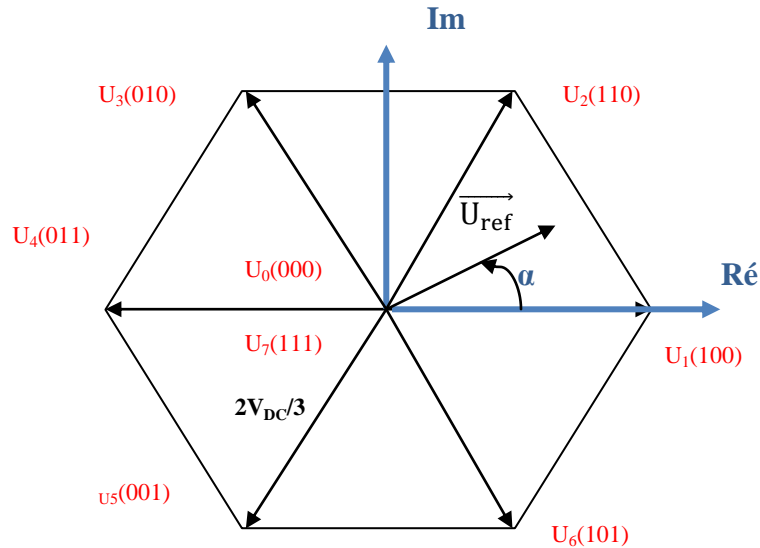


Figure II.17 Positions de tension dans l'espace vectorielle

II.4.3.2 Implémentation de SVPWM

Le régime de SVPWM exige la détermination du secteur, de l'indice de modulation et le calcul des durées de temps de commutation

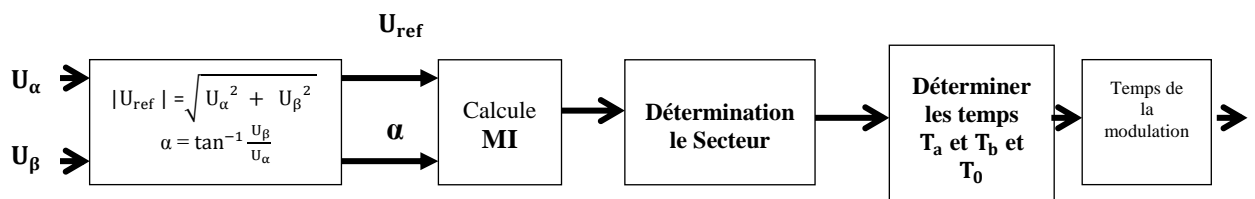


Figure II.18 Implémentation de SVPWM

La procédure de SVPWM peut être résumée comme suit:

1. Calculer l'angle α et le vecteur de tension de référence U_{ref} .
2. Calculer l'indice de modulation
3. Trouvez le secteur dans lequel U_{ref} , et les vecteurs adjacents U_k et U_{k+1} .
4. Trouver les intervalles de temps T_a et T_b et T_0 sur base T_s .
5. Déterminer les temps de la modulation pour les différents états de commutation.

II.4.3.2.1 Calcule l'angle α et le vecteur de tension de référence U_{ref}

L'équation II.43 est une représentation de système triphasé – dans ce cas trois tensions triphasés sinusoïdales – en système de nombre complexe, donc le module de L'équation II.43 est la tension de référence, et leur argument c'est l'angle α .

L'amplitude de tension de référence est :

$$|U_{ref}| = \sqrt{U_{\alpha}^2 + U_{\beta}^2} \quad (II.46)$$

L'angle de phase est estimé par :

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{U_{\beta}}{U_{\alpha}} \quad (II.47)$$

Où $\alpha \in [0, 2\pi]$.

II.4.3.2.2 Indice de modulation

La figure II.20 présente le fondamental de la tension, l'amplitude de tension de fondamental est donnée par :

$$\begin{aligned} V_{MAX, \text{fondamental}} &= \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\pi/3} \frac{V_{dc}}{3} \sin \theta d\theta + \int_{\pi/3}^{\pi/2} \frac{2V_{dc}}{3} \sin \theta d\theta \right] \\ &= \frac{4V_{dc}}{3\pi} \left[\left(-\cos \frac{\pi}{3} + 1 \right) + \left(-2 \cos \frac{\pi}{2} + 2 \cos \frac{\pi}{3} \right) \right] \\ &= \frac{4U_{dc}}{3\pi} \left[1 + \cos \frac{\pi}{3} \right] \\ &= \frac{2U_{dc}}{\pi} \end{aligned} \quad (II.48)$$

Le rapport entre la tension de référence et la tension maximal du fondamental représenté dans la figure II.20 est appelé l'indice de modulation. Le MI peut être exprimé comme suit :

$$MI = \frac{U_{ref}}{V_{MAX, \text{fondamental}}} \quad (II.49)$$

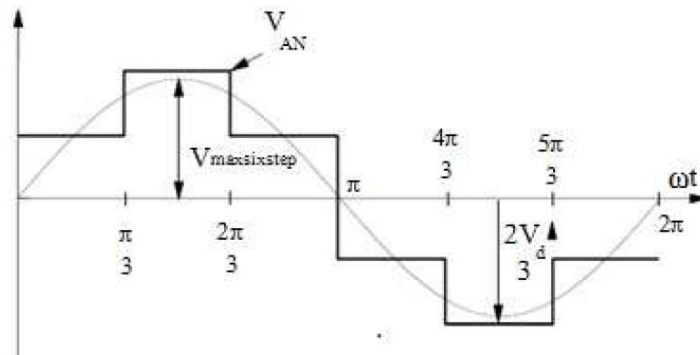


Figure II.19 Le fondamental de la tension simple de l'onduleur [23].

II.4.3.2.3 Détermination le Secteur

Il est nécessaire de savoir l'emplacement de la tension de référence dans le but de déterminer le temps et la séquence de commutation. L'identification de l'emplacement du vecteur de référence est simple. Les tensions de phase correspondent à huit états de commutation: six vecteurs non nuls et deux vecteurs nuls à l'origine. En partant des tensions de référence U_α et U_β , l'angle du vecteur de référence peuvent être utilisés pour déterminer le secteur selon le tableau II.3.

Le secteur	L'angle en degré
1	$0 < \alpha \leq 60^\circ$
2	$60^\circ < \alpha \leq 120^\circ$
3	$120^\circ < \alpha \leq 180^\circ$
4	$180^\circ < \alpha \leq 240^\circ$
5	$240^\circ < \alpha \leq 300^\circ$
6	$300^\circ < \alpha \leq 360^\circ$

Tableau II.3 Détermination les secteurs [23].

II.4.3.2.4 Déterminer les temps T_a et T_b et T_0

Un vecteur situé à l'intérieur de l'hexagone peut être exprimé par une moyenne pondérée de la combinaison des deux vecteurs adjacents au secteur considéré et des deux vecteurs nuls U_0 et U_7 . On peut donc, pour chaque période de pulsation T_s , définir un vecteur à l'aide des états de commutation de l'onduleur [22].

En partant de l'équation II.45, on obtient

$$U_k = \frac{2}{3} U_{DC} [\cos \left((k-1) \frac{\pi}{3} \right) + j \sin \left((k-1) \frac{\pi}{3} \right)] \quad (\text{II.50})$$

$$U_{k+1} = \frac{2}{3} U_{DC} [\cos \left(k \frac{\pi}{3} \right) + j \sin \left(k \frac{\pi}{3} \right)] \quad (\text{II.51})$$

Dans le but d'obtenir un taux d'harmonique et une fréquence de commutation des contacteurs statiques minimum, les séquences de commutation sont arrangées de manière à ce

que seule une branche commute à la fois. Cette condition est obtenue si la séquence commence par un vecteur nul et fini par le même vecteur nul. Un cycle complet étant obtenu une fois que la séquence de commutation inverse est réalisée. Si par exemple, le vecteur se trouve dans le secteur I, la séquence de commutations prendra la forme $0 \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 7 \rightarrow 2 \rightarrow 1 \rightarrow 0$ si au contraire le vecteur se trouve dans le secteur II, on obtiendra la séquence $0 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 7 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 0$ [22].

La stratégie de la modulation repose sur la moyenne de la tension obtenue par une séquence de commutation sur une période de pulsation. Cette valeur moyenne se calcule en fixant le temps T_a et T_b d'apparition des vecteurs U_k respectivement U_{k+1} [22].

$$\frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} U_{ref} dt = \frac{2}{T_s} \left[\int_0^{\frac{T_0}{2}} U_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_a} U_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_a}^{\frac{T_0}{2}+T_a+T_b} U_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_a+T_b}^{\frac{T_s}{2}} U_7 dt \right] \quad (II.52)$$

En sachant que

$$U_0 = 0 \quad \text{et} \quad U_7 = 0$$

On obtient

$$U_{ref} \frac{T_s}{2} = U_k T_a + U_{k+1} T_b \quad (II.53)$$

Au cours de chaque période de modulation durée T_s , la tension de référence donne deux composante

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2 U_{dc}}{3} \left(T_a \begin{bmatrix} \cos\left((k-1)\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left((k-1)\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + T_b \begin{bmatrix} \cos\left(k\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(k\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) \quad (II.54)$$

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2 U_{dc}}{3} \begin{pmatrix} \cos\left((k-1)\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(k\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left((k-1)\frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(k\frac{\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_a \\ T_b \end{pmatrix} \quad (II.55)$$

Le minimum de commutation par période de pulsation T_s est obtenu si pour chaque secteur impair on applique la séquence $U_0 \rightarrow U_k \rightarrow U_{k+1} \rightarrow U_7 \rightarrow U_{k+1} \rightarrow U_k \rightarrow U_0$ et pour chaque secteur paire, la séquence $U_0 \rightarrow U_{k+1} \rightarrow U_k \rightarrow U_7 \rightarrow U_k \rightarrow U_{k+1} \rightarrow U_0$. de l'équation II.55, l'inverse de la matrice est utilisée pour déterminer T_a et T_b

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} T_s}{2 U_{dc}} \begin{pmatrix} \sin\left(k\frac{\pi}{3}\right) & -\cos\left(k\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin\left((k-1)\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left((k-1)\frac{\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{II.56})$$

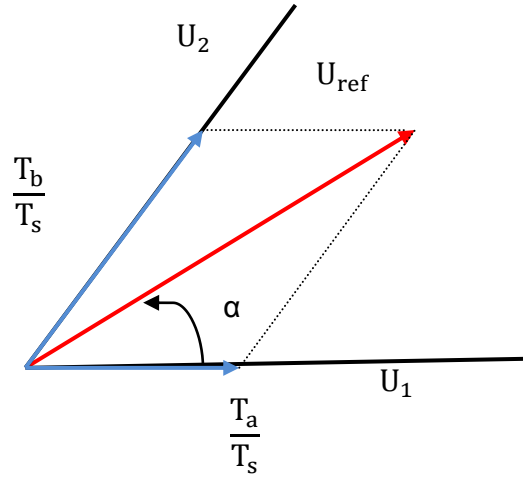


Figure II.20 U_{ref} dans le secteur I

Pour un système sinusoïdal en régime permanent, le vecteur de tension prend la forme suivante :

$$U_{ref} = |U_{ref}| (\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)) \quad (\text{II.57})$$

Donc T_a et T_b est :

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} U_{ref} T_s}{2 U_{dc}} \begin{pmatrix} \sin\left(k\frac{\pi}{3}\right) & -\cos\left(k\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin\left((k-1)\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left((k-1)\frac{\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{pmatrix} \quad (\text{II.58})$$

Les temps d'apparition des vecteurs U_0, U_k, U_{k+1}, U_7 sont reliés par la relation

$$\frac{T_s}{2} = \frac{T_0}{2} + T_a + T_b + \frac{T_0}{2} \quad (\text{II.59})$$

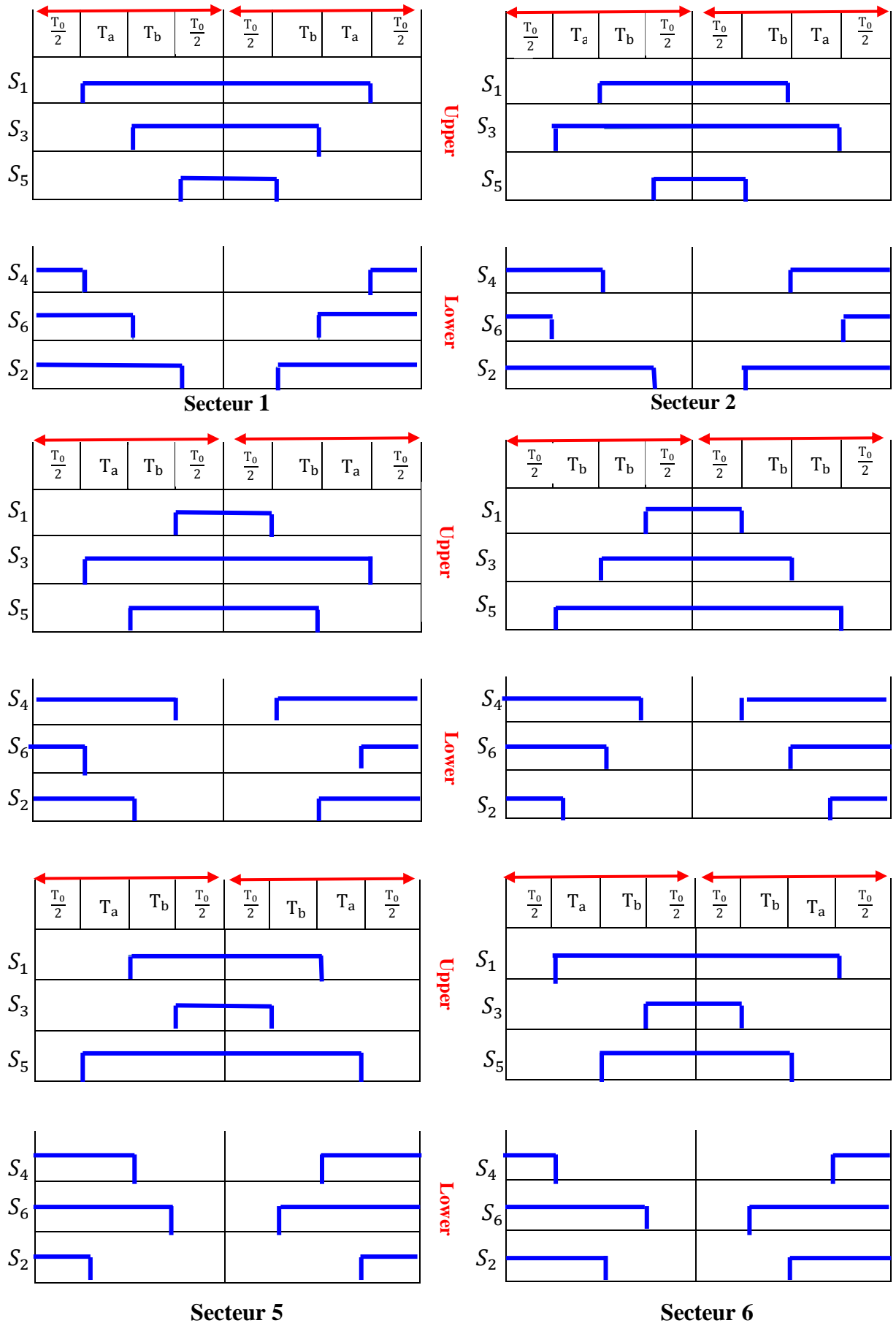


Figure II.21 Séquences de commutations de tous six interrupteurs [23].

II.4.4 Simulation

Les figures II.21 et II.22 représentent les résultats de simulation de la modulation SVM obtenus à partir de toute la théorie que nous avons détaillée précédemment. Dont la première figure montre une tension simple d'une phase et l'autre donne la tension composée de la même phase à la sortie de l'onduleur, avec une fréquence de commutation de 10 KHz et une tension de bus contenu de 700V.

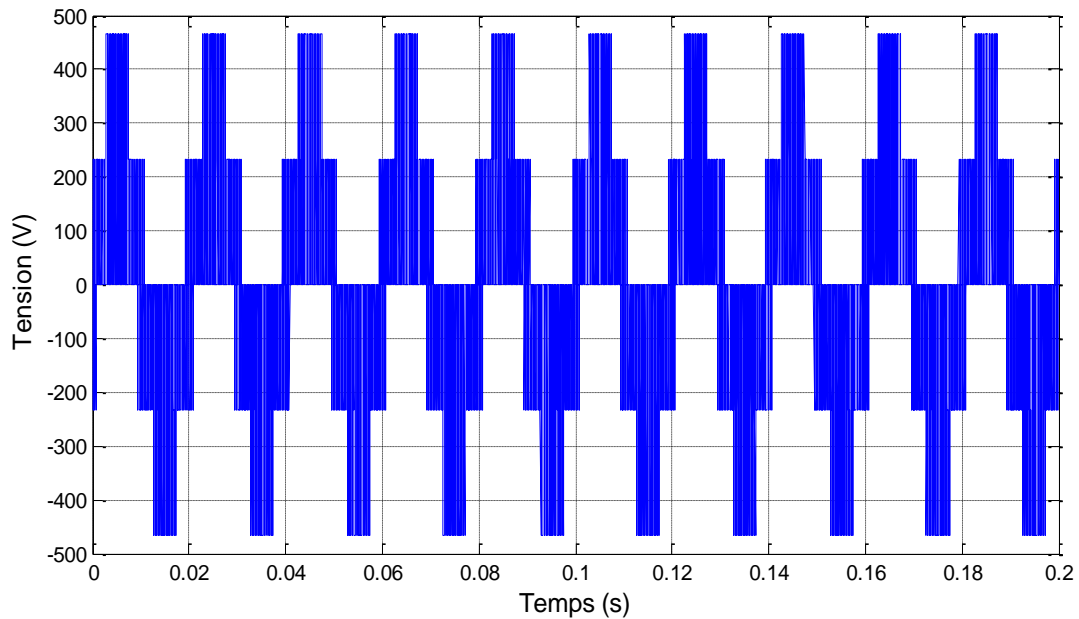


Figure II.22 Tension simple de l'onduleur

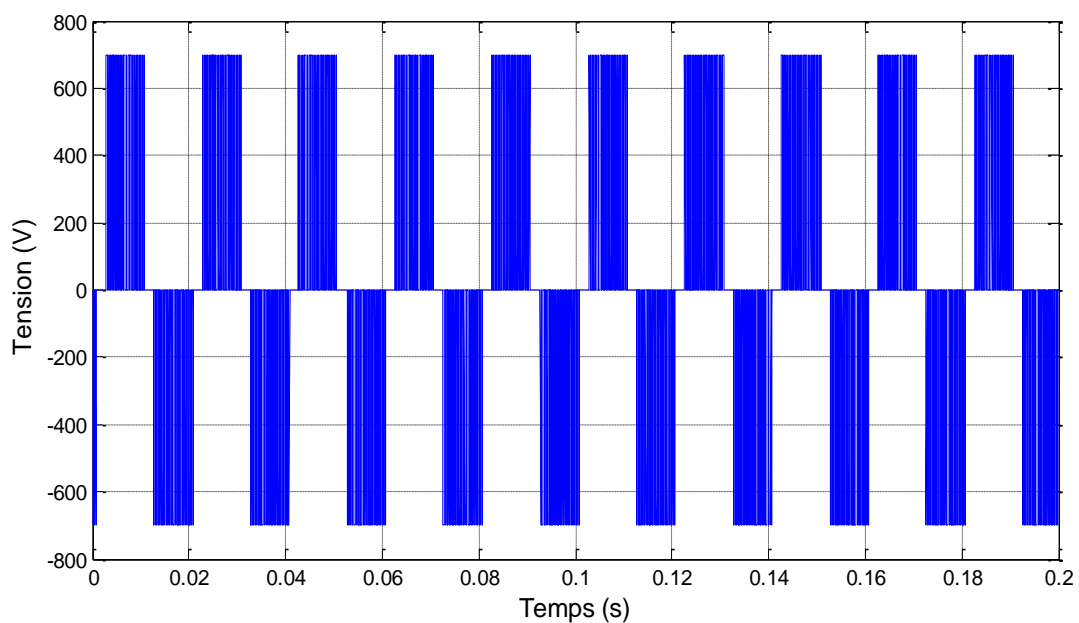


Figure II.23 Tension composé de l'onduleur

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les modèles des différents blocs de la chaîne de production photovoltaïque.

On a modélisé et simulé le panneau photovoltaïque PV, et on a vu par la simulation l'effet de l'irradiation et la température sur le panneau photovoltaïque

Nous avons ensuite modélisé les convertisseurs en développant des modèles régissant leurs fonctionnements et cela sous certaines hypothèses simplificatrices justifiées, et on a vu la commande de la poursuite du point de la puissance maximale MPPT P&O.

Et finalement, nous avons fait une étude sur l'onduleur de tension à deux niveaux commandé par une commande à modulation de largeur d'impulsion MLI vectorielle.

Chapitre III :

SYSÈME PHOTOVOLTAÏQUE CONNÉCTÉ AU RÉSEAU

III.1. Introduction

Dans ce dernier chapitre nous allons aborder la manière de transmettre toute la puissance produite par les panneaux au réseau électrique. L'injection de cette puissance à ce réseau nécessite tout d'abord la régulation de la tension du bus continu à une tension fixe ainsi que la synchronisation des tensions de sortie de l'onduleur avec celles du réseau à l'aide de la boucle de verrouillage, et on finira par l'adoption d'une stratégie de commande de la puissance active et réactive afin d'avoir un facteur de puissance unitaire.

III.2 Techniques de commande de courant

La manière la plus commode de réaliser la régulation du courant dans un convertisseur de puissance est d'utiliser les régulateurs linéaires (habituellement du type **PI**).

L'emploi de contrôleurs **PI** est une des méthodes de contrôle les plus populaires. L'idée est de transformer les courants et les tensions dans un système de référence en rotation, où les courants apparaissent comme des constantes (en régime permanent), puis de traiter les valeurs transformées avec des contrôleurs **PI** ordinaires. La régulation par **PI** présente de nombreux avantages : réponse dynamique rapide, bonne précision, fréquence fixe de modulation et moindre sensibilité aux variations des paramètres [19].

Dans ce chapitre, le contrôleur du courant de ligne choisi est un contrôleur **PI**. En choisissant ce type de contrôleur pour réguler les puissances injectées au réseau. Un pour la puissance active et un autre pour la puissance réactive. On suppose que la puissance réactive est bien régulée à zéro, ce qui permet d'utiliser un modèle fonctionnant à facteur de puissance unitaire [19].

III.3 Stratégie de commande

Dans la commande utilisée, les courants et les tensions sont transformés dans le système de référence en rotation d-q. Une fois que les courants sont transformés dans le système de référence tournant d-q, la commande devient plutôt simple.

En passant au système de référence synchrone d-q, la commande se trouve simplifiée parce que le vecteur de courant est fixe dans l'espace de référence en rotation d-q.

Les contrôleurs de type **PI** agissent sur des signaux continus plutôt que sur des signaux sinusoïdaux. La composante I_d représente l'amplitude du courant en phase avec la tension du réseau. La composante I_q représente l'amplitude du courant en quadrature.

Deux contrôleurs de courant vont permettre de contrôler indépendamment la puissance active et réactive fournie au réseau.

Ceci régule à zéro la composante 'q' de courant et oblige donc le vecteur spatial de courant à être exclusivement dans la direction 'd'. Puisque seulement la composante 'd' du courant transporte de la puissance active, ceci maximise le facteur de puissance. Le contrôleur PI qui opère sur la composante de courant 'q' prend comme entrée le courant de référence. Ceci oblige la composante 'q' à suivre le courant de référence [19].

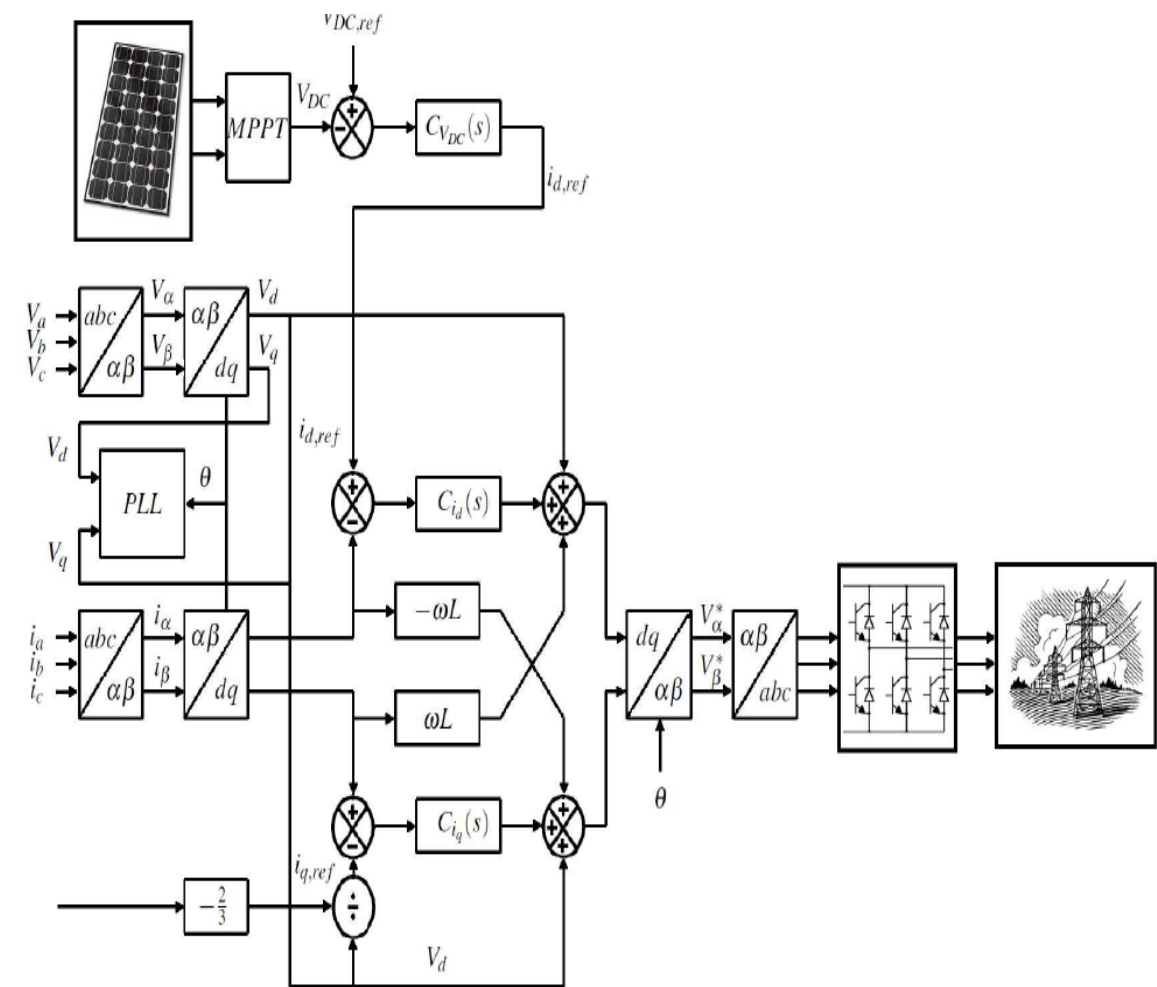


Figure III.1 Diagramme général d'un système PV connecté au réseau [25].

III.3.1 Transformation de Park

48

nommés d, q. Les grandeurs transformées sont généralement des courants, des tensions ou des flux.

$$U_{dq} = \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Parfois il est plus commode de séparer la transformation de Park en deux opérations. Un changement de trois phases A, B, C à deux phases α , β , suivie du passage du système de coordonnées fixe à un repère synchrone d, q.

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

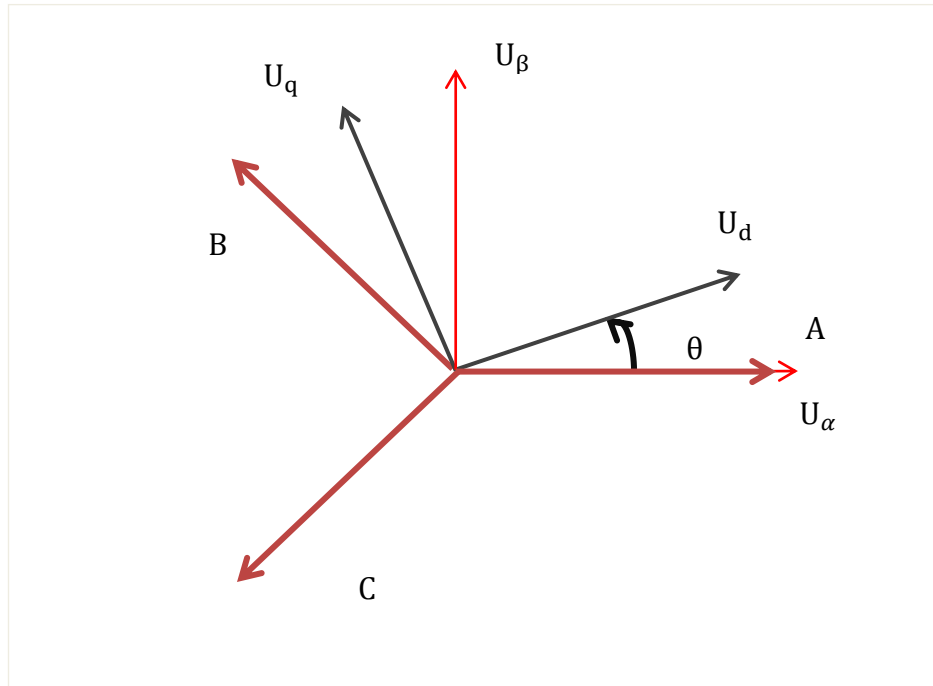


Figure III.2 Représentation vectorielle

III.3.2 Boucle à verrouillage de phase (PLL)

La phase, l'amplitude et la fréquence du réseau ce sont des informations critiques pour la connexion au réseau de l'onduleur et pour la génération des signaux de références. Le contrôle de cette connexion au réseau sert à améliorer le facteur de puissance dans le but d'atteindre les

normes requises. Cela nécessite l'utilisation des algorithmes de synchronisation, parmi les méthodes on distingue [20] :

- détecteur du passage par zéro (Zero Cross Detection)
- Boucle de verrouillage de phase (PLL : Phase Locked Loop)

La première méthode est basée sur la détection du passage par zéro de la tension du réseau, elle est utilisée principalement pour les systèmes monophasés [21].

Le PLL contient un régulateur avec une boucle de retour, pour synchroniser le courant de sortie de l'onduleur avec la tension du réseau. Le verrouillage de phase est réalisé dans le plan d-q en régulant la tension du réseau U_q pour qu'elle soit nulle.

II.3.3 Structure triphasé de PLL [5] [21]

La structure de PLL est représentée sur la figure III.3

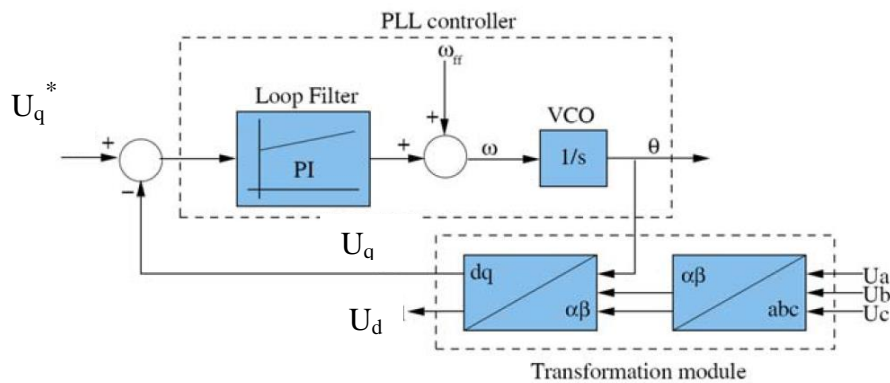


Figure III.3 Structure triphasé de PLL [21]

Cette structure de PLL est constituée de trois parties principales :

- Le détecteur de phase – la partie de « transformation module » – est mis en œuvre en transformant les tensions dans le système d, q. La différence de phase entre le signal de référence et le signal de sortie peut être extraite en appliquant une fonction arc tangente. Ceci donne la différence de phase exacte. Mais cette différence de phase peut être trouvée indirectement en supposant qu'elle est nulle lorsque $U_q=0$.
- La boucle de filtre (Loop filtre) est un régulateur qui annule l'erreur de phase. C'est généralement un régulateur PI, mais on peut utiliser des régulateurs avec un ordre supérieur. Un ordre élevé augmente la dynamique du système ainsi que ses capacités de filtrage mais ça augmente également la complexité du système. Ainsi, l'utilisation d'un régulateur PI nous donne un système du second ordre ce qui permet de régler la bande passante de la PLL et le facteur d'amortissement en utilisant la théorie des systèmes linéaires.

- L'oscillateur contrôlé en tension (VCO) se trouve après le filtre de boucle (dont la sortie est une fréquence), c'est généralement un simple intégrateur qui nous donne la phase à la sortie.

Le principe de la PLL est basé sur l'orientation de la tension du réseau suivant l'axe d, ceci revient à annuler l'angle entre la composante de la tension d'axe direct et la tension mesurée ce qui entraîne l'annulation de la composante en quadrature.

III.3.4 Modélisation de réseau

La structure de l'onduleur de source de tension que l'on a vu dans le chapitre II est utilisée pour injecter la puissance dans le réseau, ce dernier est schématisé électriquement comme suit :

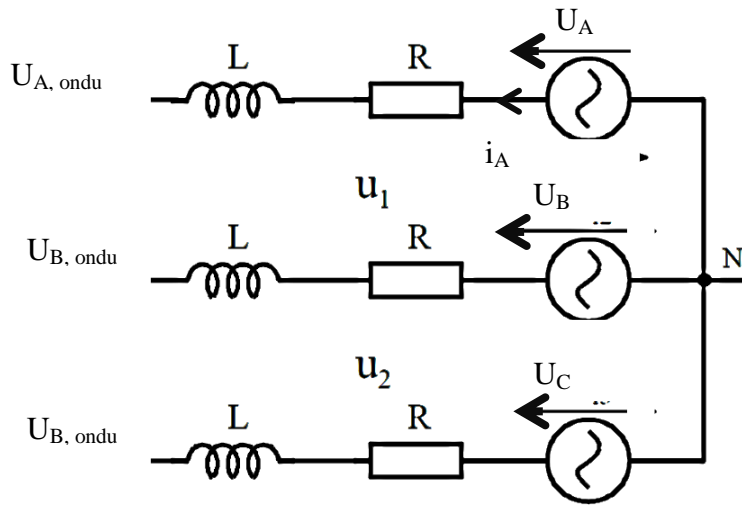


Figure III.4 Schéma électrique du réseau[22].

Par l'utilisation la loi de kirchoff, on obtien :

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{A, ondu} \\ U_{B, ondu} \\ U_{C, ondu} \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

Et par l'utilisation de transformation de Park, l'équation III.4 peut être exprimée en système biphasé comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega L \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{d, ondu} \\ U_{q, ondu} \end{bmatrix} \quad (III.5)$$

La transformé de Laplace nous permet à trouver le diagramme de la figure du circuit électrique de réseau.

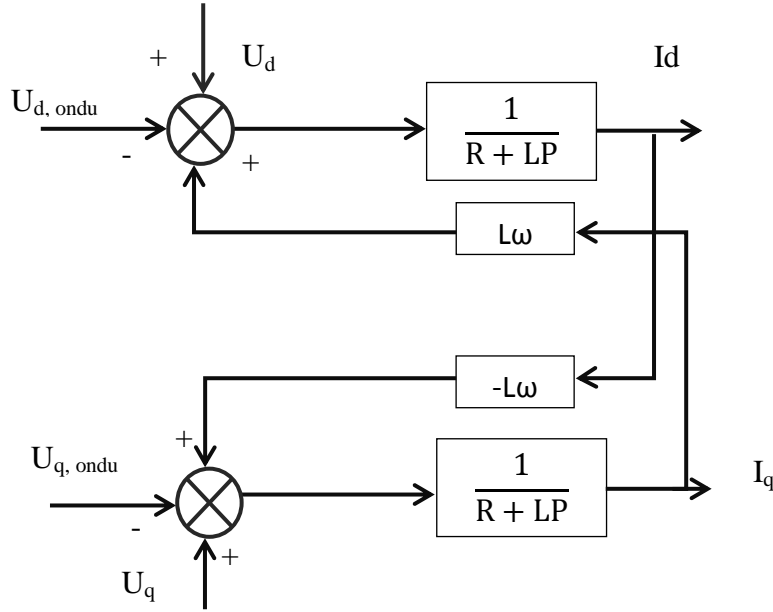


Figure III.5 Schéma équivalent du réseau électrique dans le repère d, q [5].

Où les termes $L\omega i_{dq}$ représentent les termes de couplage entre les axes d et q, ceci rend la régulation très complexe. Ainsi, on procède à une méthode de découplage par compensation qui consiste à ajouter une précommande à la boucle de régulation interne [5].

III.3.5 Définition de la puissance active et réactive

Dans le cas où les tensions et les courants ont tous une composante homopolaire nulle, on a :

$$S = p + j q = \frac{3}{2} [(U_d I_d + U_q I_q) + j(U_q I_d - U_d I_q)] \quad (\text{III.6})$$

Ou encore

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} U_d & U_q \\ U_q & -U_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Puisqu'on utilise une PLL, la composante en quadrature de la tension du réseau sera nulle ($U_q = 0$), le système devient :

$$S = p + j q = \frac{3}{2} U_d I_d + -j U_d I_q \quad (\text{III.8})$$

Où q représente la puissance réactive de référence qui permet d'avoir $I_{q, \text{ref}}$. Elle est égale à la puissance réactive requise par la charge. Tandis que le courant I_d est donnée par la boucle de régulation de la tension du bus continu.

On peut déduire du système (III.8) que le courant I_d est une image directe de la puissance active alors que le courant I_q est une image de la puissance réactive [5].

III.4 Dimensionnement des paramètres des régulateurs

III.4.1 Boucle à verrouillage de phase PLL

Le schéma de principe de la PLL est représenté sur la figure III.6:

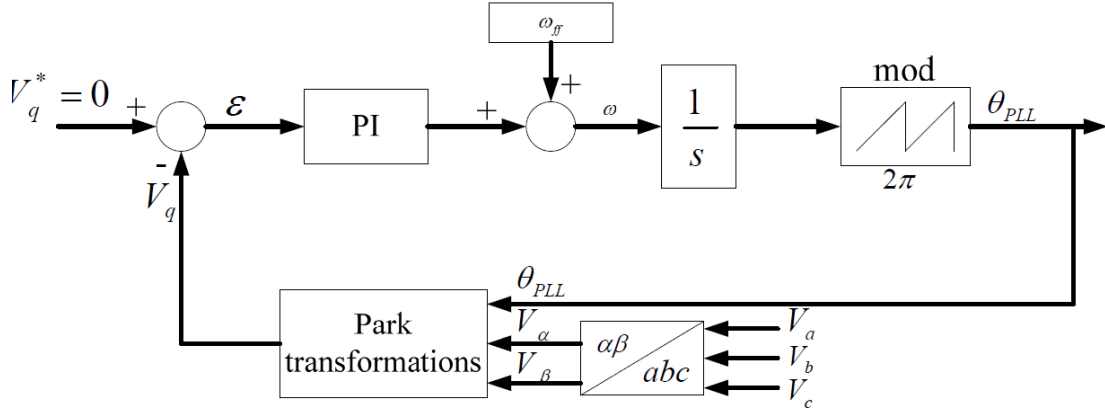


Figure III.6 Boucle de PLL

Comme il peut être observé que l'on utilise un régulateur PI pour réduire l'erreur entre la référence et les valeurs mesurées U_q . La valeur mesurée est déterminé en appliquant les transformations Park aux tensions triphasées.

La forme du régulateur PI de la figure III.6 peut être présentée par:

$$G_{PI}(P) = k_p \frac{T_I P + 1}{T_I P} \quad (III.9)$$

La fonction de transfère de PLL peut être écrite comme suit :

$$H_{PLL}(P) = \frac{k_p P + \frac{k_p}{T_I}}{P^2 + k_p P + \frac{k_p}{T_I}} \quad (III.10)$$

La fonction de transfère de PLL est semblable à la fonction de transfère de deuxième ordre.

$$G(P) = \frac{2\omega_n \xi P + \omega_n^2}{P^2 + 2\omega_n \xi P + \omega_n^2} \quad (III.11)$$

Par identification :

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{k_p}{T_I} \\ k_p = 2\omega_n \xi \end{cases} \quad (III.12)$$

Les gains du régulateur PI peuvent être calculés en fonction de facteur d'amortissement ξ et le temps de réponse T_{set} [27].

Par l'utilisation de la pulsation propre non amortie $\omega_n = \frac{3}{\xi T_{set}}$ et $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ pour un dépassement de 5 %, et $T_{set} = 0.03$ S on obtient :

$$\begin{cases} k_p = 2\omega_n\xi = \frac{6}{T_{set}} = 200 \\ T_I = 0.01 \end{cases} \quad (III.13)$$

III.4.2 Régulation en courant

Il y a deux régulateurs : un pour le courant suivant l'axe d et l'autre pour le courant suivant l'axe q (la figure III.7). Ces deux régulateurs fonctionnent pour le même modèle et sont identiques, il n'est donc nécessaire d'estimer les paramètres que d'un seul régulateur.

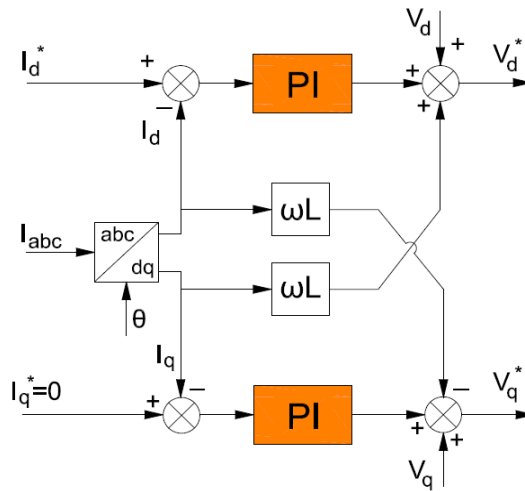


Figure III.7 Schéma de contrôle de courants [27].

La boucle de commande du courant, suivant l'axe d, peut être modélisée comme suit :

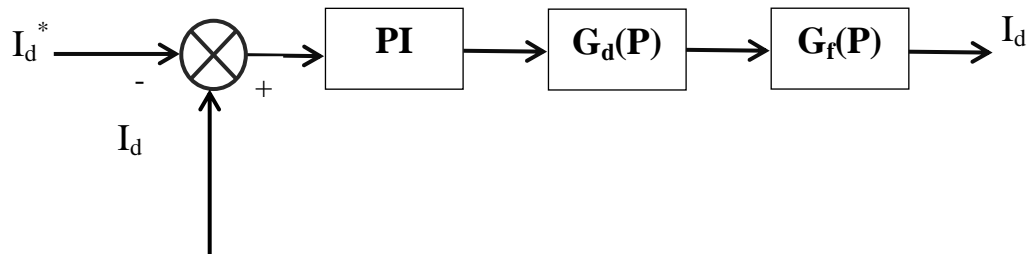


Figure III.8 Boucle de régulation de courant

PI est le bloc du contrôleur PI, et la fonction de transfert de ce contrôleur :

$$G_{PI}(P) = k_p \frac{T_I P + 1}{T_I P} \quad (III.14)$$

$G_d(P)$: Cette fonction de transfert représente le temps de retard provoqué par l'onduleur ($0.5T_s$), ce retard est égale à 0.5 fois le temps de la commutation, ce retard de temps est prend comme une fonction de transfert de premier ordre de constant de temps T_a :

$$G_d(P) = \frac{1}{1 + T_a P} \quad (\text{III.15})$$

Où : $T_a = 0.5T_s$ et $T_s = 10^{-4} \text{ S}$

$G_f(P)$: Représente la fonction de transfert du filtre de sortie (partie inductive), elle décrit les changements du courant de sortie à une variation de la tension d'entrée de l'onduleur.

$$G_f(P) = \frac{1/R}{1 + T_f P} \quad (\text{III.16})$$

Avec

$$T_f = \frac{L}{R} \quad (\text{III.17})$$

Le constant de temps T_f , est une caractéristique de la partie inductive du filtre de sortie de l'onduleur, est dominante par rapport aux autres constantes de temps.

La fonction de transfert en boucle ouverte est prend par l'équation :

$$G_{BO}(P) = k_p \frac{T_I P + 1}{T_I P} \frac{1}{1 + T_a P} \frac{1/R}{1 + T_f P} \quad (\text{III.18})$$

Afin d'éliminer le pôle de temporisation élevée (pôle dominant) avec le zéro du régulateur PI. Ceci conduit à un temps d'intégration qui est égal à la grande constante de temps $T_I = T_f$. Ce qui donne la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_{BO}(P) = k_p \frac{1}{T_I R P} \frac{1}{1 + T_a P} \quad (\text{III.19})$$

Ce qui donne la fonction de transfert en boucle fermée de deuxième ordre :

$$G_{Bf}(P) = k_p \frac{1}{T_I R T_a} \frac{1}{P^2 + \frac{1}{T_a} P + k_p \frac{1}{T_I R T_a}} \quad (\text{III.20})$$

Cette fonction a pulsation naturelle égal à :

$$\omega_n = \sqrt{k_p \frac{1}{T_I R T_a}} \quad (\text{III.21})$$

Et le facteur d'amortissement :

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_I R}{k_p T_a}} \quad (\text{III.22})$$

Le facteur d'amortissement ξ est pris égal à $1/\sqrt{2}$ et $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{2}}$ pour avoir le meilleur temps de réponse avec un dépassement minimal.

Ainsi, on obtient :

$$\begin{cases} T_I = T_f = 0.12 \\ k_p = \frac{T_f R}{2 T_a} = 60 \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Par l'utilisation de ces paramètres, la fonction de transfert en boucle fermée est simplifiée comme suit :

$$G_{Bf}(P) = \frac{1}{2T_a^2 P^2 + 2T_a P + 1} \quad (\text{III.24})$$

III.4.3 Régulation de la tension de bus continu

La boucle de commande de la tension peut être donnée comme suit :

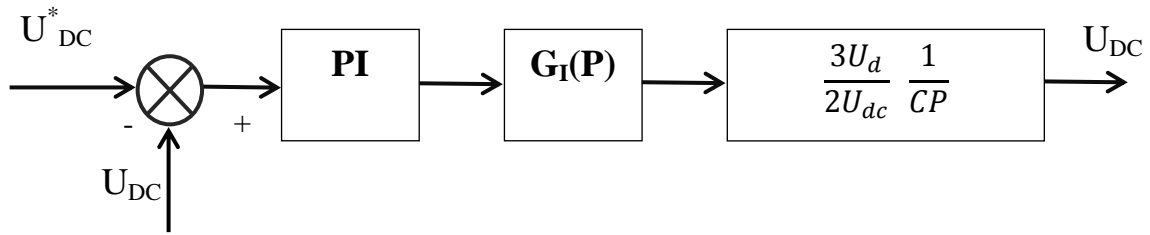


Figure III.9 Boucle de régulation de la tension du bus continu

PI est le bloc du contrôleur PI, et la fonction de transfert de ce contrôleur :

$$G_{PI}(P) = k_p \frac{T_I P + 1}{T_I P} \quad (\text{III.25})$$

$G_I(P)$: la fonction de transfert de la boucle interne (boucle de courant).

Le système de la boucle interne doit être approximé par un système du premier ordre. Ceci peut être justifié en sachant que la boucle de contrôle externe doit être plus lente que la boucle de contrôle interne[5], voir Appendice A.

$$G_I(P) \cong \frac{1}{1 + T_{eq} P} \quad (\text{III.26})$$

$$\text{Où } T_{eq} = 2T_a \quad (\text{III.27})$$

$$G_{BO}(P) = k_p \frac{T_I P + 1}{T_I P} \frac{1}{1 + T_{eq} P} \frac{3U_d}{2U_{dc}} \frac{1}{CP} \quad (III.28)$$

$$\text{On pose } k = \frac{3U_d}{2U_{dc}} \quad (III.29)$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$G_{BF}(P) = \frac{T_I P + 1}{\frac{CT_I T_{eq}}{k_p K} P^3 + \frac{CT_I}{k_p K} P^2 + T_I P + 1} \quad (III.30)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_{BO}(P) = \frac{1}{a^3 T_{eq}^2 P^2} \left(\frac{1 + a^2 \cdot T_{eq} P}{1 + T_{eq} P} \right) \quad (III.31)$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$G_{BF}(P) = \frac{a^2 \cdot T_{eq} P + 1}{a^3 T_{eq}^3 P^3 + a^3 T_{eq}^2 P^2 + a^2 \cdot T_{eq} P + 1} \quad (III.32)$$

Les paramètres du régulateur sont calculés par la méthode du critère symétrique [26] comme est représenté sur Appendice B, à une marge de phase ψ de 45° .

$$\begin{cases} T_I = a^2 \cdot T_{eq} = 0.00058 \\ k_P = \frac{C}{a \cdot k T_{eq}} = 5 \end{cases} \quad (III.33)$$

$$\text{Où } a^2 = \frac{1 + \sin \psi}{1 - \sin \psi} \quad (III.34)$$

III.5 Simulation

III.5.1 Simulation de PLL pour un réseau fonctionnant dans des conditions idéales

On utilise la boucle illustrée par la figure III.6 en prenant $U_q^* = 0$ c.-à-d. l'angle entre vecteur de référence et la composante direct est zéro ou proche de zéro et $f_{ref} = 50\text{Hz}$ (fréquence du réseau). Les résultats obtenus sont illustrés par la figure ci-dessous

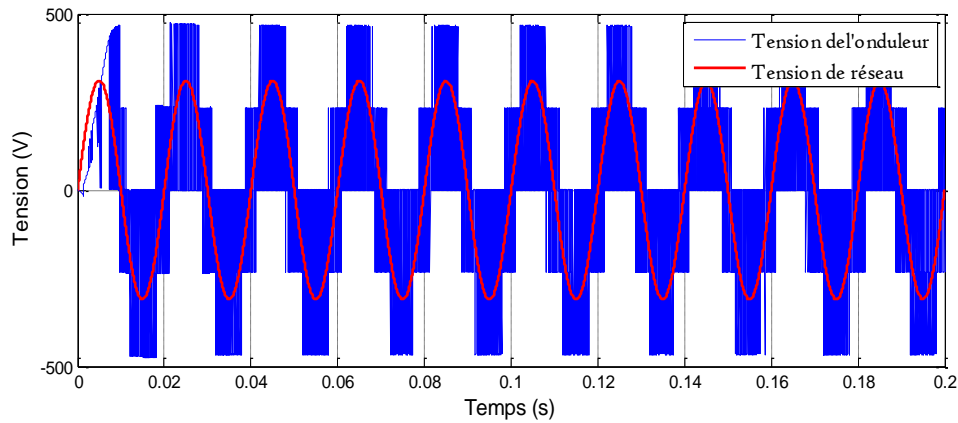


Figure III.10 Synchronisation de la tension de l'onduleur avec celle du réseau

On voit bien que la tension délivrée par l'onduleur est synchronisée avec celle du réseau, c'est le rôle de PLL. Ainsi l'angle téta du réseau obtenue par PLL est représentée sur la figure III.12

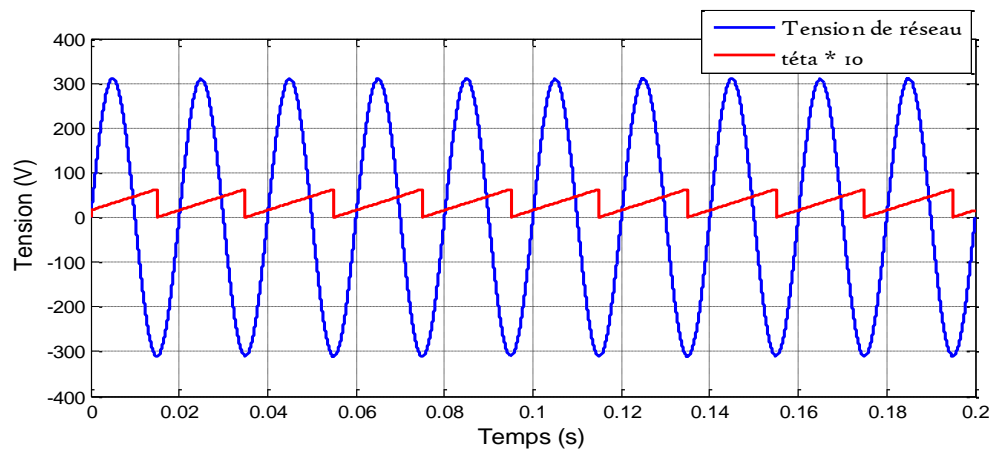


Figure III.11 Tension de l'onduleur et l'angle estimé de PLL Téta.

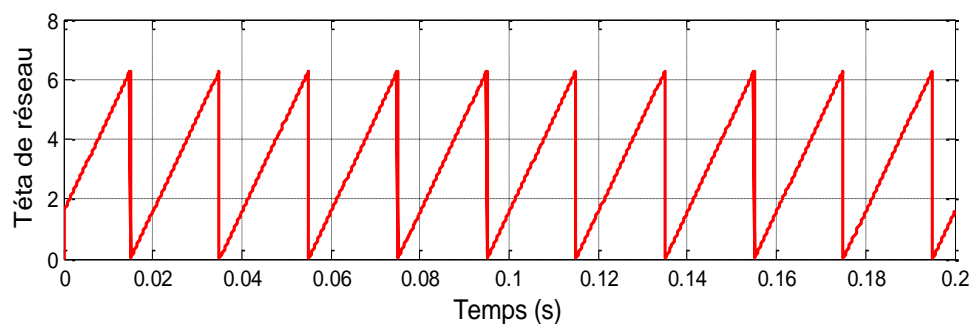


Figure III.12 l'angle estimé de PLL Téta.

Ainsi, comme est représenté sur la figure, la sortie du régulateur PI peut être considérée comme une réponse à un échelon du système.

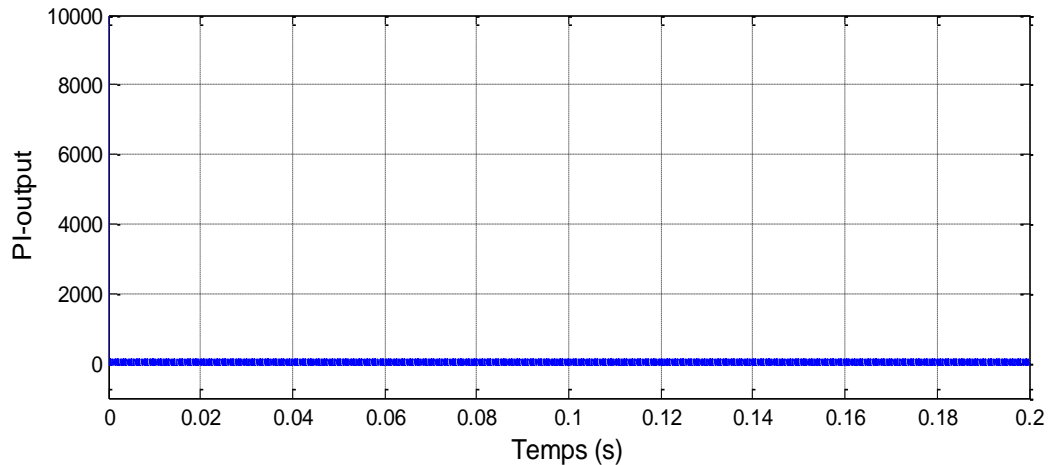


Figure III.13 Sortie du régulateur.

III.5.2 Simulation de PLL dans des conditions de réseau non idéales

Dans cette partie, nous avons simulé le comportement de la PLL pour plusieurs conditions non idéales du réseau électrique, qui peuvent surgir dans les conditions réelles de son fonctionnement. Il s'agit des cas où elle subit:

- a- variation de la fréquence du réseau.
- b- Variation d'amplitude du réseau
- c- saut de phase.

Dans ce qui suit, on présente les résultats obtenus par simulation pour chacune des conditions retenues.

a- Variation de la fréquence du réseau

Pour tester le fonctionnement de notre PLL contre la variation de fréquence, en prenant une fréquence du réseau égale à 50 Hz, mais pendant le temps [0.1 S, 0.13 S] nous faisons varier la fréquence, et soit par exemple 46 Hz, on obtient le résultat suivant :

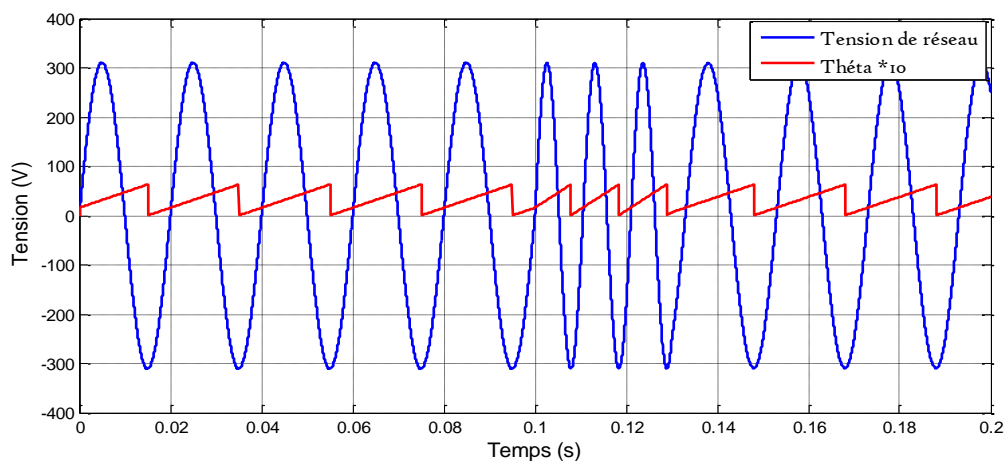


Figure III.14 Tension de réseau et l'angle estimé de PLL Téta.

Ces résultats montrent que la PLL donne l'angle de phase du réseau puisque malgré le changement de la fréquence, les tensions sont synchronisées.

b- Variation d'amplitude du réseau

Dans cette partie, la modification de l'amplitude des trois phases envisagée consiste, à ce qu'après trois périodes du signal, en partant de 0.1 S, elle subit une chute de tension de 20 % par rapport à la valeur initiale comme le montre la figure III.15

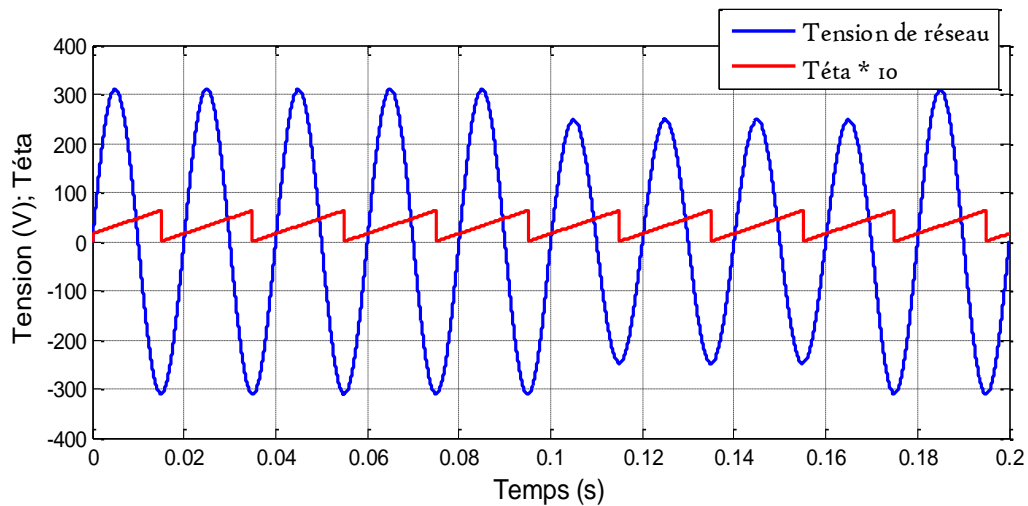


Figure III. Tension de réseau et l'angle estimé de PLL Téta.

c- Saut de phase

Le dernier test de PLL est fait en présence du phénomène du saut de phase, nous avons simulé sur ce dernier, les signaux de réseau sont faits un saut de phase simultané dans les trois phases pendant [0.1 S ,0.13 S].

Ainsi, le signal de tension de réseau résultant est présenté sur la figure 14. Sur la même figure, est présenté aussi l'angle de phase estimé.

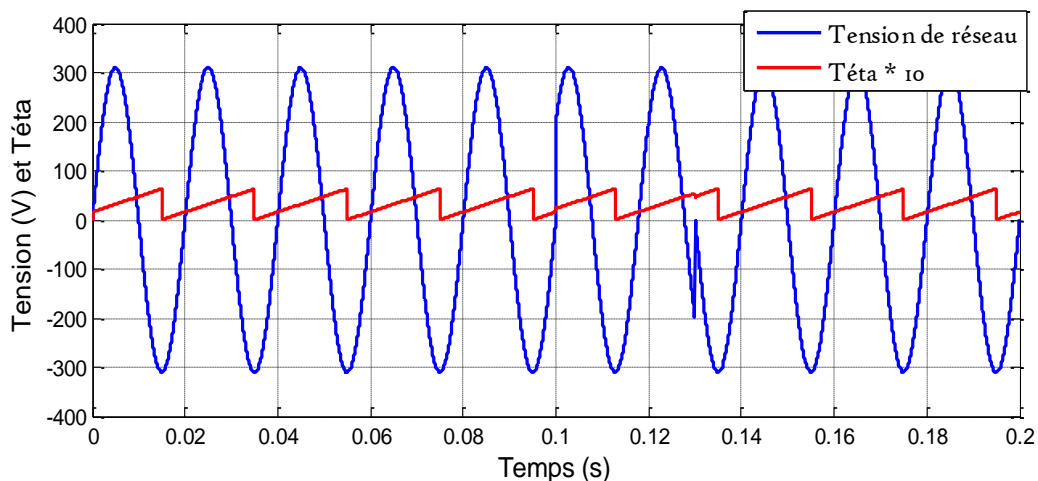


Figure III.16 Tension de réseau et l'angle estimé de PLL Téta.

La boucle de PLL opère pour faire la composante en quadrature égal à zéro pour synchroniser la tension de l'onduleur avec le réseau c.-à-d. ont même angle de phase.

III.5.3 régulation des courants

Pour le courant de référence d'axe direct donné par le régulateur de la boucle externe, on voit bien que le courant I_d mesuré suit la valeur de référence, donc le régulateur PI utilisé fait son rôle.

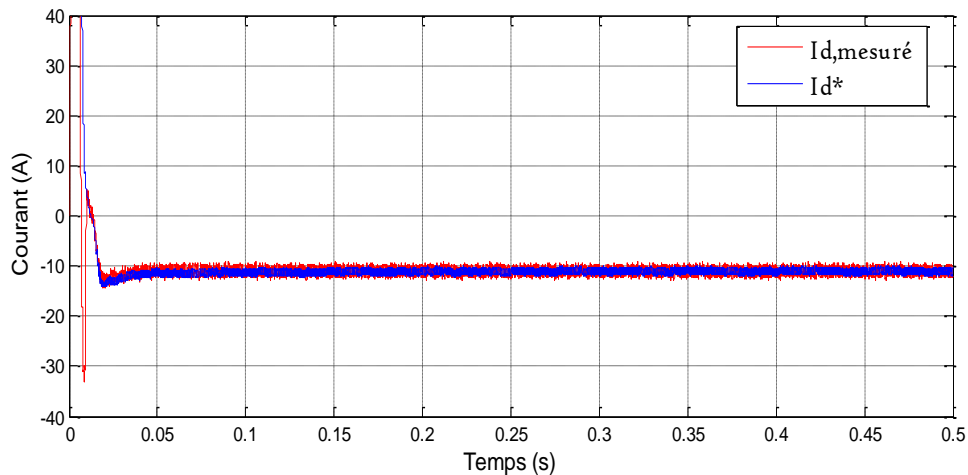


Figure III.17 Régulation du courant d'axe direct.

Pour le courant de référence d'axe en quadrature I_q^* donné par le régulateur de la boucle externe, nous l'imposons à zéro afin d'avoir un facteur de puissance unitaire au réseau.

On voit que le courant de l'axe q mesuré suit la valeur de référence ce qui prouve, encore une fois, que le régulateur PI utilisé fonctionne bien.

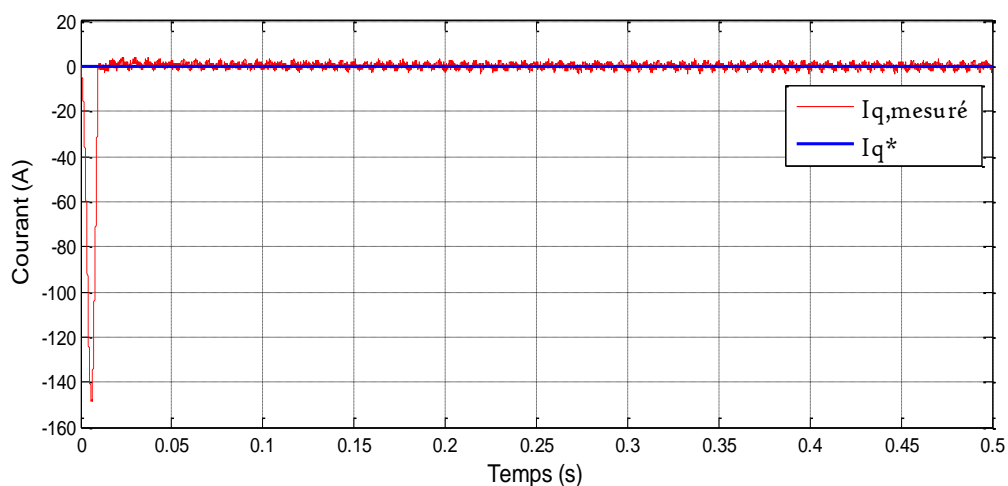


Figure III.18 Régulation du courant d'axe en quadrature.

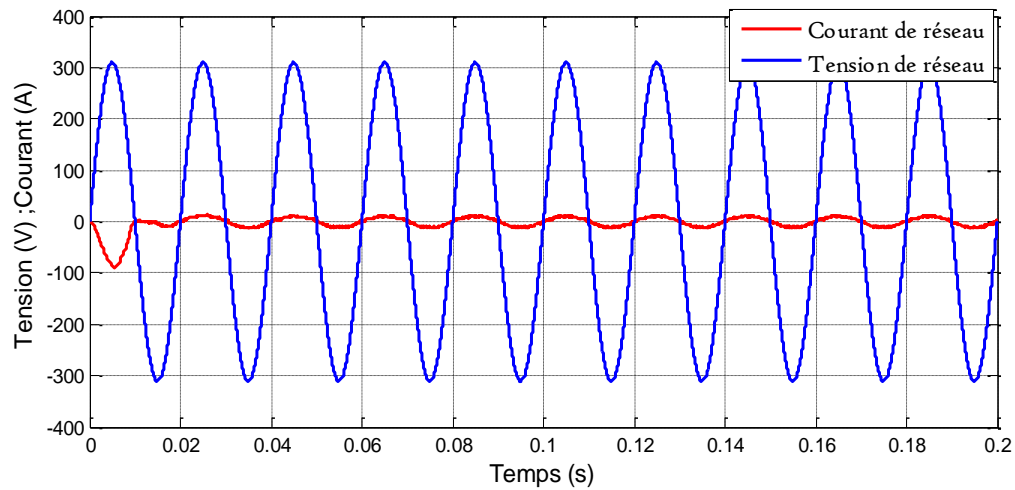


Figure III. Tension et courant d'une phase du réseau

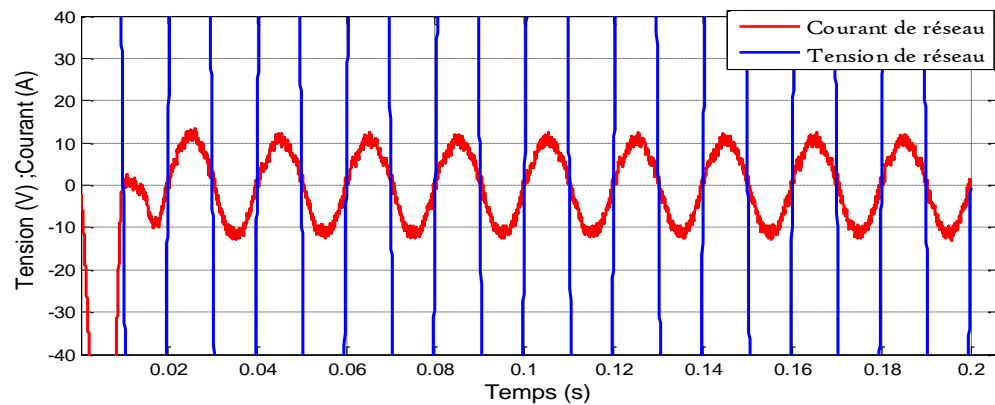


Figure III.20 Zoom sur la figure III.19

III.5.4 Régulation de la tension du bus continu

La tension de référence du bus continu a été fixée à 700 V, on voit bien sur la figure que la tension de bus continu est réglée, donc le régulateur PI utilisé dans la boucle externe fonctionne bien.

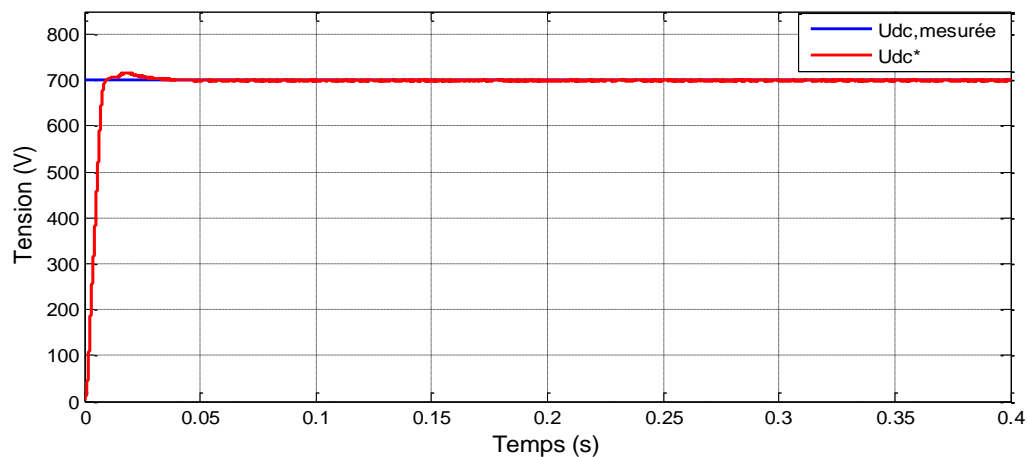


Figure III.21 Régulation de la tension du bus continu

III.5.5 Les tensions du système en repère synchrone

La figure III.22 représente les tensions mesurées du réseau, on constate que U_q , mesurée est égal à zéro.

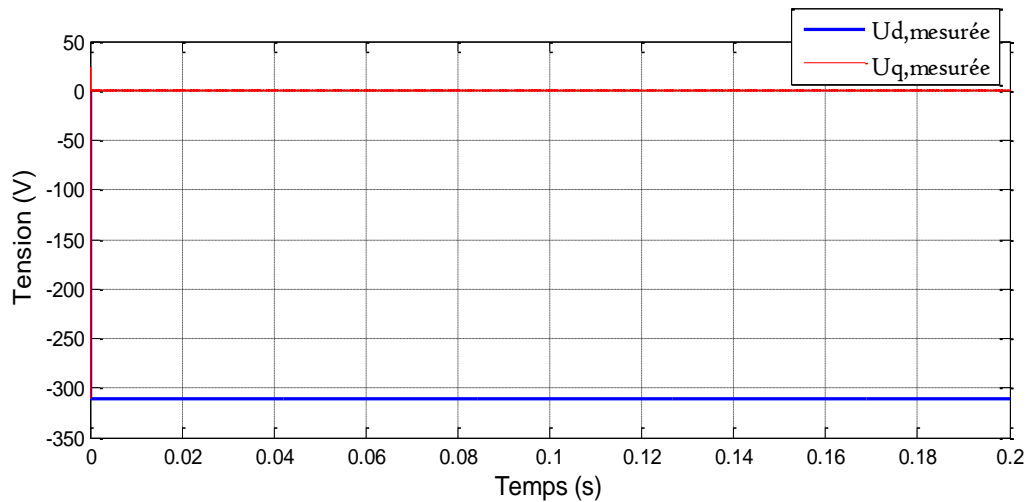


Figure III.22 Tensions du réseau dans repère biphase.

III.5.6 Les puissances

- la puissance active

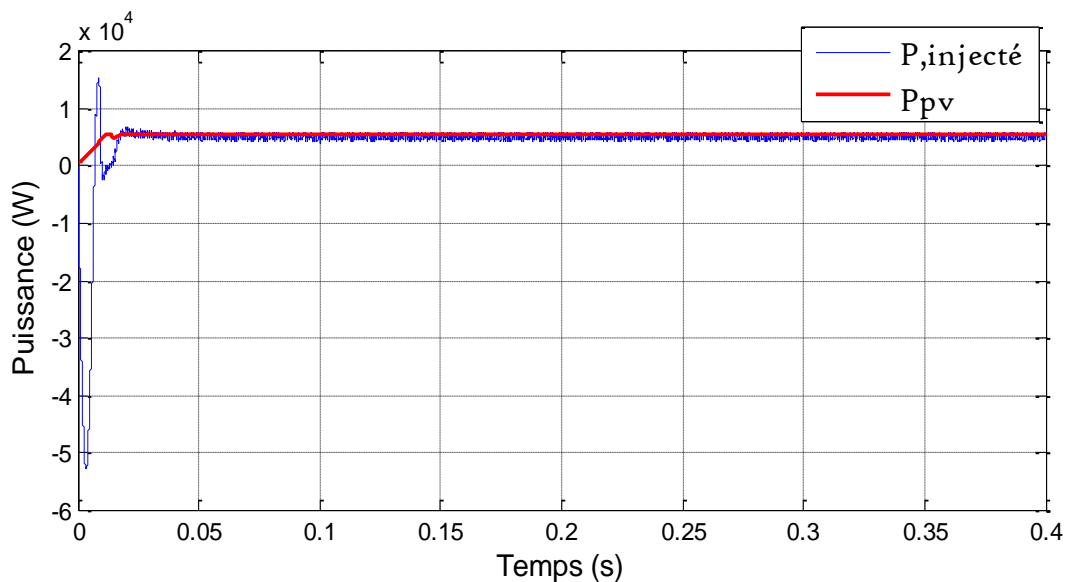


Figure III.23 Puissance active.

La puissance délivrée par le panneau est totalement injecté au réseau, car la puissance du panneau est à peu près égal à la puissance active comme est représenté sur la figure III.23, ainsi la puissance réactive égal à zéro, la figure III.24.

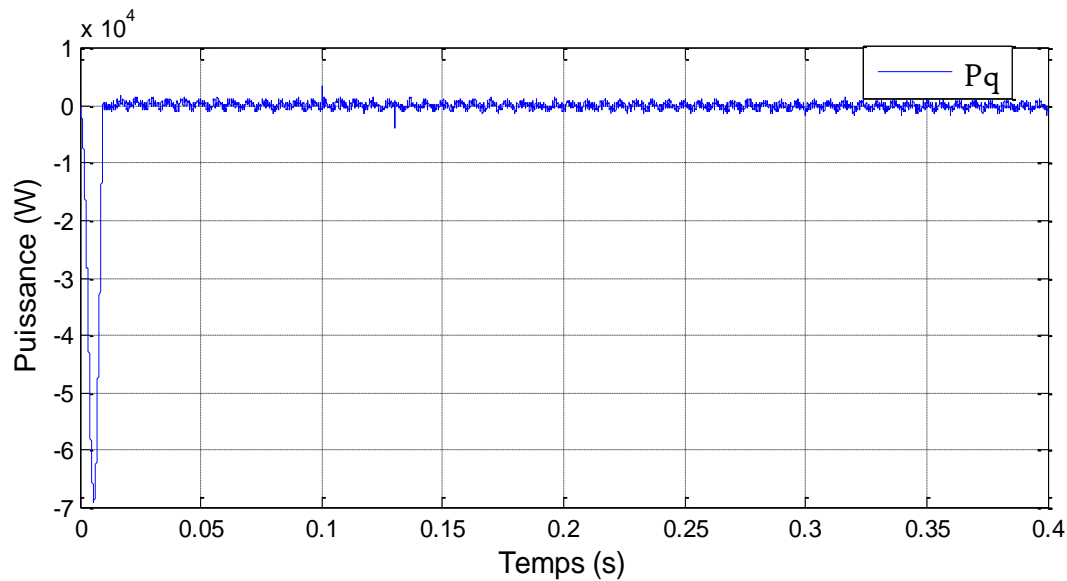


Figure III.24 Puissance réactive.

III.6 conclusion

Les résultats de la simulation obtenus ont inclus trois choses principales, la synchronisation des tensions par PLL, et la régulation de courant et la régulation de tension du bus continu.

Le bloc PLL conçu est testé en faisant des simulations dans l'environnement Matlab-Simulink, la PLL a fait la synchronisation comme l'on a déjà vu pour les conditions idéales du réseau, dont l'amplitude de la tension du réseau soit 380 V et une fréquence correspondante 50 Hz, et pour sous diverses perturbations des signaux du réseau sont effectuées.

La régulation de courant est faite pour pouvoir contrôler les puissances active et réactive fournies au réseau, où le courant en l'axe de quadrature est régulé pour suivre la valeur zéro de courant référence.

Ainsi, d'après la simulation, la tension de bus continu est à peu près sans ondulation et a bien temps de réponse, et est arrivée à la valeur exacte.

On conclut que la stratégie de commande adoptée est efficace et la technique de commande PI suffit pour donner un meilleur résultat.

CONCLUSION GENERALE

Le travail effectué dans le cadre de ce projet de fin d'études nous a permis d'étudier et de simuler le fonctionnement d'un système photovoltaïque énergétiquement connecté au réseau. On a donc, commencé par une présentation de l'état de l'art des multiples technologies associées aux constituants d'une chaîne photovoltaïque dans le but d'étudier le fonctionnement de ces systèmes.

Pour le deuxième chapitre, nous avons apporté une attention particulière à l'élaboration des différents modèles des composants constituant le système. On a parlé sur le panneau photovoltaïque et l'influence de climat à lui, ensuite on expliqué le convertisseur de puissance boost et leur commande MPPT, cette dernière a suit le point de la puissance maximale même s'il y a des changements climatiques ou des variations de la charge, et ainsi, on a rappelé sur l'onduleur triphasé et étudié la commande MLI vectorielle.

Le troisième chapitre, Il a été consacré à la connexion au réseau de notre chaîne de production PV. Pour ce mode on s'est intéressé principalement à la puissance injectée dans le réseau, la synchronisation nous a permis de ne pas déformer les tensions du réseau, la régulation des courants a servi au contrôle des puissances actives et réactives et enfin la régulation de la tension du bus continu a maintenu la tension constante à l'entrée de notre onduleur.

Ce travail non exhaustif offre quelques perspectives que nous présentons ci-dessous :

- Utilisation d'une techniques basé sur la théorie du contrôle optimal, ou à base de réseaux de neurones ou de logique floue pourrait constituer un futur projet de recherche.
- conception et implémentation d'autres stratégies de contrôle pour le convertisseur côté de réseau.
- Implémentation des techniques de compensation d'harmoniques

Appendice

Appendice

Appendice A

On rappelle la forme de la fonction de transfert de la boucle interne :

$$G_{Bf}(P) = \frac{1}{2T_a^2 P^2 + 2T_a P + 1} \quad (A.1)$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} P^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} P + 1} \quad (A.2)$$

Pour des fréquences inférieures à ω_n :

$$\frac{1}{\omega_n^2} P^2 \ll 1 \quad (A.3)$$

Le système peut être approximé par un système du premier ordre :

$$G_{Bf}(P) = \frac{1}{2T_a P + 1} \quad (A.4)$$

Appendice B

On prend la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_{BO}(P) = k_p \frac{T_I P + 1}{T_I P} \frac{k}{1 + T_{eq} P} \frac{1}{CP} \quad (B.1)$$

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \arg(G_{BO}(j\omega)) = \tan^{-1} T_I \omega - \tan^{-1} T_{eq} \omega - 180^\circ \\ &= \Delta \varphi - 180^\circ \end{aligned}$$

Où $\Delta \varphi$ est la marge de phase.

On dérive $\Delta \varphi$ à la fréquence de coupure ω_c :

$$\frac{d\Delta \varphi}{d\omega_c} = \frac{T_I}{1 + (T_I \omega_c)^2} - \frac{T_{eq}}{1 + (T_{eq} \omega_c)^2} = 0 \quad (B.2)$$

On résulte :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{T_I T_{eq}}} \quad (B.3)$$

On pose l'équation dans :

$$\Delta \varphi = \tan^{-1} \sqrt{\frac{T_I}{T_{eq}}} - \tan^{-1} \sqrt{\frac{T_{eq}}{T_I}} \quad (B.4)$$

Appendice

$$\text{On pose } \tan^{-1} \sqrt{\frac{T_I}{T_{eq}}} = \theta \quad (\text{B.5})$$

$$\Rightarrow \tan^{-1} \sqrt{\frac{T_{eq}}{T_I}} = 90^\circ - \theta \quad (\text{B.6})$$

$$\Delta \varphi = \theta - (90^\circ - \theta) \quad (\text{B.7})$$

$$\sin \Delta \varphi = \sin(2\theta - 90^\circ) = -\cos 2\theta \quad (\text{B.8})$$

$$\sin \theta = \sqrt{\frac{1 - \cos 2\theta}{2}} \quad (\text{B.9})$$

$$\cos \theta = \sqrt{\frac{1 + \cos 2\theta}{2}} \quad (\text{B.10})$$

$$\tan \theta = \sqrt{\frac{1 - \cos 2\theta}{1 + \cos 2\theta}} \quad (\text{B.11})$$

$$\Rightarrow \sqrt{\frac{T_I}{T_{eq}}} = \tan \theta = \sqrt{\frac{1 - \cos 2\theta}{1 + \cos 2\theta}} = \sqrt{\frac{1 - \sin \Delta \varphi}{1 + \sin \Delta \varphi}} \quad (\text{B.12})$$

$$\Rightarrow T_I = T_{eq} \left(\frac{1 - \sin \Delta \varphi}{1 + \sin \Delta \varphi} \right) \quad (\text{B.13})$$

$$T_I = a^2 T_{eq} \quad (\text{B.14})$$

$$a = \sqrt{\frac{T_I}{T_{eq}}} \quad T_I = a^2 T_{eq} \quad (\text{B.15})$$

Où 'a' est la distance symétrique entre T_I à ω_c , et T_{eq} à ω_c

La marge de gain à ω_c :

$$|G_{BO}(j \omega_c)| = 1 \quad \Rightarrow \quad k_P = \frac{C}{k \sqrt{T_I T_{eq}}} = \frac{C}{a \cdot k T_{eq}}$$

Appendice C

- **La puissance du panneau:** $P_{PV} = 5.7 \text{ kW}$
- **La résistance du filtre :** $R = 0.05 \Omega$
- **Détermination du condensateur du bus continu:**

$$C > \frac{T_r \Delta P_{max}}{2V_o \Delta V_o} \quad (C.1)$$

Où T_r est le retard introduit par le filtrage de la tension DC et la boucle de contrôle de courant, ΔP_{max} est la variation maximale de la puissance en bus continu, ΔV_o est une tolérance acceptable de tension en bus continu [25].

- **Détermination de l'inductance du réseau:**

$$L = \frac{U_r \sqrt{2}}{4f_{sw} \Delta I_L} \quad (C.2)$$

Où ΔI_L est l'ondulation de courant (acceptable), U_r est la tension de réseau, f_{sw} est la fréquence de commutation de l'onduleur [25].

Selon les relations (C.1) et (C.2), l'inductance du filtre de sortie et le condensateur du bus continu sont calculés 6mH, 0.8mF respectivement.

Bibliographie

- [1] B. Flèche - D. Delagnes « Energie solaire photovoltaïque »
- [2] Belaoudmou et Bahloul « Etude et Commande d'un Système Hybride Eolien-Photovoltaïque connecté au Réseau » Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2012
- [3] Benhaddouche Nesrine « La Commande D'un Système Photovoltaïque D'un Satellite » Mémoire du Master, université Abou bekr belkaid, Tlemcen 2013/ 2014
- [4] Barry W Williams «Principles and Elements of power electronics »
- [5] Bisker et Chiri « Commande d'un Système Photovoltaïque en mode Isolé et en mode Connecté au Réseau » Projet de fin d'études, École Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2012
- [6] Neche Kamel « Aide à la mise au point d'un banc de test photovoltaïque » Projet de fin d'études, École Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2008
- [7] Ameer et Dabladji « Commande et optimisation d'une chaine photovoltaïque à base de convertisseur multicellulaire : approche hybride » Projet de fin d'études, École Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2011
- [8] Aouchiche Nedjma « mise au point d'un banc d'essai photovoltaïque» Mémoire du Magister, École Nationale Polytechnique, Alger, Septembre 2010
- [9] Talbi et Riah « Comparaison et Synthèse d'un Nouvel Algorithme MPPT Robuste pour une Chaîne de Production d'Energie Photovoltaïque » Projet de fin d'études, École Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2011
- [10] M.ZEGGAOUI Saïd « Stockage de l'énergie Solaire » Mémoire du Master, École Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2013
- [11] Abbassen Lyes « Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque » Mémoire du Magister, Université Mouloud Mammeri De Tizi Ouzou, 2011
- [12] « Document d'application technique n°10 Installations photovoltaïques » Power and productivity for a better world ABB
- [13] Djeriou Salim « Simulation d'un système photovoltaïque alimentant une machine asynchrone » Mémoire du Magister, Université, Ferhat Abbas de Sétif ,2011
- [14] Mechalikh et Hamada « Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque en fonctionnement autonome et connecté au réseau » Mémoire du Master, université Kasdi Merbah– Ouargla, 2013
- [15] Daniel Hart « power electronics » McGraw-Hill
- [16] Benseddik et Djaloud « Etude et optimisation du fonctionnement d'un système photovoltaïque » Mémoire du Master, université Kasdi Merbah– Ouargla, 2012
- [17] Jacque Laroche « électronique de puissance » DUNOD

- [18] Benmira Hassan « implantation de la commande vectorielle spatiale dans circuit dédié » université du Québec à Trois-Rivières, 2013
- [19] Thibault Robert « contrôle de l'énergie injectée dans un réseau électrique par convertisseur triphasé utilisant un régulateur basé sur un modèle interne sinusoïdal » école de technologie supérieure université de Québec, 2006.
- [20] Derbal et Debbah « Étude et commande d'un système hybride éolien photovoltaïque connecté au réseau avec stockage Contribution à l'amélioration de la qualité de l'énergie » Projet de fin d'études, École Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2013
- [21] George Alin Raducu « Control of grid side inverter in a B2B configuration for WT applications » Aalborg University, 2008
- [22] M. Correvon « convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue » haute école spécialisé de Suisse Occidentale
- [23] Phuong Hue TRAN « implementation and analysis of three pulse-wide-modulation (PWM) techniques » Master of Science in Electrical Engineering Boise State University May 2012
- [24] M. Correvon « étude et commande d'un système de production hybride éolien-photovoltaïque » Haute Ecole spécialisée de suisse occidentale
- [25] Hadi Malek « control of grid-connected photovoltaic systems using fractional order operators » Doctor of Philosophy in Electrical Engineering Utah State University Logan, Utah 2014
- [26] Chandra Bajracharya « Control of VSC-HVDC for wind power » Master of Science, Norwegian University of Science and Technology
- [27] Anca Julean « active damping of LCL filter resonance in grid connected applications » Master of Science, AALBORG University

ملخص

تحتوي المذكرة دراسة ومحاكاة نظام توليد الكهرباء بالطاقة الشمسية موصول بالشبكة. في البداية، إنه كان من الضروري دراسة و محاكاة خوارزمية تتبع نقطة الاستطاعة العظمى MPPT لمولد المدخل. تبيننا استراتيجية تحكم في المحول DC/ AC موصول بالشبكة. بنية التحكم مؤسسة على حلقتين، حلقة داخلية وأخرى خارجية. الحلقة الداخلية تتحكم في نقل الاستطاعة بين الرابطة DC و الشبكة. الحلقة الخارجية تعطي التيار المرجعي إلى الحلقة الداخلية من أجل الحفاظ على ثبات توتر الرابطة DC.

Résumé

Ce mémoire contient l'étude et la simulation d'un système photovoltaïque connecté au réseau. Au début de ce travail, il est indispensable d'étudier et de simuler l'algorithme de poursuivre du point de la puissance maximale MPPT de la source d'entrée. Ensuite, on adopte une stratégie de commande pour contrôler le convertisseur en source de tension à MLI vectorielle connecté au réseau. La structure de commande est basée sur une boucle interne et une boucle externe. La boucle interne commande le transfert de la puissance entre le lien du bus continu et le réseau. La boucle externe fournit le courant de référence à la boucle interne et est conçue pour maintenir la tension du bus continu constante.

Abstract

This memory contains the study and simulation of a photovoltaic system connected to the network. At the beginning of this work, it is essential to study and simulate the algorithm continue of the maximum power point MPPT input source. Then we adopt a control strategy to control the converter voltage source connected to the network Space Vector PWM. The command structure is based on an inner loop and an outer loop. The inner loop controls the transfer of power between the DC bus link and the network. The outer loop provides the reference current in the inner loop and it's designed to maintain the voltage of the DC bus constant.