

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université HassibaBenbouali de Chlef

Faculté de Technologie

Département Electrotechnique



THÈSE

En Codirection Internationale avec l'Université de Lorraine, France

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT

Filière : **Electrotechnique.**

Spécialité : **Commande et actionneurs électriques.**

Par

MUSTAPHA ARAB

Thème :

**La conversion haut rendement des énergies renouvelables par
onduleur monophasé connecté sur bus HVDC**

Soutenu(e) le 27/06/2018, devant le jury composé de :

| | | | |
|-------------------|------------|------------------------|--------------|
| Bachir BELMADANI | Professeur | UHBC | Président |
| Abdallah ZEGAOU | MCA | UHBC | Encadreur |
| Michel AILLERIE | Professeur | Univ. Lorraine, France | Co-Encadreur |
| Corinne ALONSO | Professeur | Univ. Toulouse. France | Examineur |
| Mohamed BOUTOUBAT | MCA | Univ. De Laghouat | Examineur |
| Mohamed BOUNADJA | MCA | UHBC | Examineur |

Dédicace

*A mon défunt père Abdelkader et ma mère Djazia ceux qui m'ont soutenu toute ma
vie ;*

*A mon épouse Fatiha à qui je dédie toute mes respects pour ses remontrances, sa
confiance et ses soutiens*

*A mes enfants que j'ai sacrifié tout mon temps durant cette recherche pour les
rendre plaisir :*

- Mohamed

- Et Hayet ;

- A tous mes frères et mes sœurs ;

- Et à toute ma famille et ma belle-famille.

Je dédie ce travail.

Remercîment

Je tiens tout d'abord à remercier DIEU ALLAH, le tout puissant, de m'avoir donné le courage, la patience et la volonté pour accomplir ce travail.

*Je tiens à souligner l'estime que je porte à monsieur : **ZGAOUI Abdellah** encadreur de la présente thèse pour sa patience, ses conseils, ses qualités, son soutien moral et pour tout le temps qu'il m'a consacré à évaluer et à améliorer ce travail.*

*Mes vifs remerciements s'adressent aussi au professeur **Michel Aillerie** du laboratoire des Matériaux Optiques, Photoniques et Systèmes (LMOPS) de l'université de Lorraine à Nancy en France, qui a codirigé ce travail de recherche.*

*Je voudrai aussi remercier spécialement le directeur du laboratoire LMOPS **Jean Paul Salvestrini** pour son accueil au sein du laboratoire, Mes remerciement vont aussi bien sûr vers **Pierre petit** docteur à l'université de lorraine pour son aide précieuse et ses conseils pertinents.*

*Mes vifs remerciement s'adressent aussi au professeur **BELMADANI** directeur du laboratoire Génie Electrique et Energies Renouvelables (GEER) de l'université UHBC de Chlef.*

*Je voudrai aussi témoigner tout particulièrement ma parfaite reconnaissance à monsieur le Pr. **DJEHBAR Abdelkader**, Dr. **ALLOUACHE El-Hadj**, Dr. **AISSA BOUKHTECHE Aicha** et **Fatima ksaisia** pour le soutien moral qu'ils m'ont apporté et pour leurs encouragements tout au long de ce parcours de recherche.*

Je tiens à exprimer aussi toute ma gratitude aux membres du jury qui ont bien voulu consacrer leurs temps à l'examen et l'évaluation de mon travail.

*Un remerciement spécial à mes amis : **KELLAL Mohamed**, **BELHADJ BENZIAN Izzessalam** qui m'ont donné un souffle de volonté et d'espoir pour accomplir ce présent travail.*

Enfin à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce modeste travail.

Résumé

L'exploitation des énergies renouvelables, tout type confondu photovoltaïque, éolienne ou même à multi-sources, est en pleine expansion. L'utilisation des ENRs via un bus continu haute tension (bus HVDC) exige des convertisseurs d'énergie à haut rendement et une gestion smart du flux de puissances y compris le stockage du surplus. Pour assurer le transfert d'énergie à partir d'un bus HVDC vers le réseau de distribution (injection réseau), l'onduleur représente le cœur d'une telle installation. Il doit être rentable et efficace tout en assurant les exigences de la connexion au réseau électrique, tel que la fréquence et la tension maximale. Courant cette thèse, le but est d'optimiser le rendement énergétique d'un onduleur alimenté par un bus HVDC d'une tension allant de 300V à 1000V assurée par une source PV distribuée. De par cet objectif fixé, une étude approfondie sur les différents topologies et stratégies de commande des onduleurs monophasés existants sur le marché est faite ce qui a permis d'élaborer une topologie d'onduleur monophasé avec sa commande originale permettant d'augmenter considérablement le rendement de conversion du système PV.

Mots clés : *énergies renouvelables (ENRs), cellules PVs, convertisseur DC-DC et AC-DC, bus continu haute tension (HVDC), optimisation du rendement d'un onduleur PV, modulation de largeur d'impulsion adaptative (APWM).*

Abstract

Renewable energies such as photovoltaic, wind or even multi-renewable-source are in expanded exploitation. Whereas, transporting renewable energy on a high-voltage DC bus (HVDC bus) imposes the use of both high-efficient energy conversion system and smart system as stocking the surplus of energy in batteries. In order to ensure a high efficient transfer of energy from an HVDC bus to the distribution network, a special inverter topology is needed. In this thesis, the goal is to develop and optimize an original inverter topology powered by a photovoltaic HVDC bus within a voltage ranges between 300V and 1000V. The simply is ensured by a distributed photovoltaic architecture systems. Therefore, the various topologies and control strategies of the marketed single phase inverters was presented and widely discussed and a new single phase inverter commanded by an original strategy is performed in order to optimize the efficiency.

Keywords: *renewable energy, PVs cells, DC-DC and DC-AC converters, high voltage DC bus (HVDC), inverter PV system's performance optimizing, adaptive pulse width modulation (APWM).*

ملخص

ان استغلال الطاقات المتجددة بشتى انواعها في توسع مستمر، وخاصة الطاقة الشمسية التي أصبح نقلها على شكل جهد مستمر عالي التوتر (bus HVDC) ممكنا وكذلك تخزين الفائض منها في البطاريات باستعمال مبدلات الطاقة الالكترونية. وبما ان التيار المستعمل لتغذية المنشآت الصناعية والمنازل تيار متناوب، وجب استعمال مبدلات الطاقة عالية الكفاءة لضمان التحويل من التيار المستمر الى التيار المتناوب ليتم حقنه بعد ذلك في شبكة التوزيع الكهربائية. هذه المبدلات ذات المردود العالي يجب ان تضمن ايضا تواترا وجهدا متوافقين مع تواتر وجهد الشبكة.

خلال هذا البحث أجريت دراسة معمقة على المبدلات الالكترونية للطاقة للوقوف على اخر التطورات في هذا المجال من ناحية الدارات المستعملة وكذا طرق التحكم فيها. هذه الدراسة أدت في نهاية البحث الى نموذج جديد لمبدل الطاقة من التيار المستمر الى التيار المتناوب والمتحكم فيه رقميا بخوارزمية جديدة اعطت نتائجها من حيث الاداء العالي للمبدل.

الكلمات الدالة: الطاقة المتجددة، الخلايا الشمسية، المبدلات الساكنة (مستمر-مستمر) و(مستمر-متناوب)، تحسين مردود المبدل الالكتروني (متم-متناوب)، عرض النبض المعدل والمتكيف.

Liste des symboles et abréviations

| Symboles | Signification | Unité |
|-----------|---|-----------|
| E_g | Gap ou largeur de la Bande Interdite | J (ou eV) |
| h | Constante de Planck ($6,62 \times 10^{-34}$ J.s) | J.s |
| γ | Fréquence | Hz |
| W_c | Watt crête | W |
| c | Vitesse de la lumière | m/s |
| λ | Longueur d'onde | m |
| E | Energie | J |
| I_{sc} | Courant de court-circuit | A |
| I_{ph} | Photo courant | A |
| V_{oc} | Tension de circuit ouvert | V |
| MPP | Point de puissance maximale | W |
| FF | Facteur de forme | |
| T | Température | K |
| R_{sh} | Résistance shunt | Ω |
| R_s | Résistance série | Ω |
| ENR | Energie renouvelable | -- |
| DC | Courant continu | V |
| AC | Courant alternatif | V |
| STC | Condition de teste standard | -- |
| α | Rapport cyclique | -- |
| E | Tension de source continu | V |
| ω | La pulsation | rad/s |
| θ | Le déphasage entre courant-tension | rad |
| IGBT | Insolated Gate Bipolar Transistor | -- |
| MOSFET | Transistor à effet de champs | -- |
| PWM | Pulse width modulation | -- |
| MLI | Modulation de largeur d'impulsion | -- |
| MLIS | Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale | -- |
| f_p | Fréquence de l'onde porteuse | Hz |
| f_r | Fréquence de la référence | Hz |

| | | |
|-------------|--------------------------------------|----------|
| A_r | Amplitude de la référence | V |
| A_p | Amplitude de l'onde porteuse | V |
| M | Indice de modulation | -- |
| V_e | Tension d'entrée | V |
| V_s | Tension de sortie | V |
| T | Période | s |
| THD | Taux de distorsion harmonique | -- |
| R_{dson} | Résistance de saturation d'un MOSFET | Ω |
| V_{CEsat} | Tension de saturation d'un IGBT | V |
| V_F | Tension direct de la diode | V |
| P_{con} | Pertes par conduction | W |
| P_{com} | Pertes par commutation | W |
| I_{rr} | Courant de recouvrement inverse | A |
| E_{on} | Energie dissipée à la fermeture | J |
| E_{off} | Energie dissipée à l'ouverture | J |
| P_e | Puissance d'entrée | W |
| P_s | Puissance de sortie | W |

Liste des figures

Chapitre I

Figure I-01 : Structure des bandes d'énergie d'un semi-conducteur d'un matériau intrinsèque. Durant l'absorption d'un photon avec une énergie $h < E_g$, aucune absorption photoélectrique aura lieu. Si l'énergie du photon absorbé est de $h > E_g$, l'excès d'énergie sera dissipé sous forme de chaleur. Dans le cas où $h = E_g$, l'énergie du photon est égale à la largeur de la bande interdite.

Figure I-02 : cellule photovoltaïque monocristalline.

Figure I-03 : Cellules photovoltaïques poly cristallines.

Figure I-04 : Cellule photovoltaïque en silicium amorphe.

Figure I-05 : Bande imprimée de cellules organiques photovoltaïques.

Figure I-06 : L'évolution des rendements des cellules des différentes technologies au niveau de laboratoire.

Figure I-07 : Capacité et ajouts annuels mondiaux d'énergie solaire photovoltaïque, 2005–2015.

Figure I-08 : Capacité et ajouts solaires photovoltaïques des 10 premiers pays en 2015.

Figure I-10 : Evolution des installations photovoltaïques mondiales depuis 2000 jusqu'à 2014.

Chapitre II

Figure II-01 : Photons de longueurs d'onde supérieure à $1,11 \mu\text{m}$ n'ont pas les $1,12 \text{ eV}$ nécessaires pour exciter un électron, et cette énergie sera perdue sous forme de chaleur. Les photons avec de courtes longueurs d'onde ont assez d'énergie, mais toute l'énergie au-delà de $1,12 \text{ eV}$ sera aussi transformée en chaleur.

Figure II-02 : Spectre électromagnétique.

Figure II-03 : représentation en coupe d'une cellule photovoltaïque.

Figure II-04 : Structure typique d'une cellule solaire au silicium.

Figure II-05 : Courbe caractéristiques d'une cellule PV en mode générateur.

Figure II-06 : Caractéristique I-V d'une cellule PV et son schéma équivalent.

Figure II-07 : le facteur de forme, quotient de la surface hachurée à la surface non hachurée.

Figure II-08 : Les modèles de description des cellules/modules PV ; a) le modèle simplifié et b) le modèle standard.

Figure II-08 : Influence de la résistance série R_s et de la résistance parallèle R_{sh} sur la courbe caractéristique d'une cellule solaire : Le FF diminue fortement avec l'augmentation R_s et la chute R_{sh} .

Figure II-09 : Le modèle à deux diodes pour une modélisation plus exacte de la courbe caractéristique d'une cellule PV.

Figure II-09 : Courbe I-V simulée d'un module solaire : Le circuit équivalent simplifié marque un accord insuffisant avec la courbe mesurée alors que le circuit équivalent standard montre sa reproduction presque parfaite.

- Figure II-10 : Détermination des résistances série et shunt d'une cellule PV à partir de la courbe caractéristique via le gradient en point de circuit ouvert et en point de court-circuit respectivement.
- Figure II-11 : Courbes caractéristiques d'une cellule solaire dans les différents modes de fonctionnement.
- Figure II-12 : Fonctionnement des cellules solaires en parallèle sans défauts d'ombrage.
- Figure II-13 : Ombrage de l'une des trois cellules PV : le courant résultant sans ombrage est dégradé à la même intensité de celui délivré par la cellule ombrée.
- Figure II-14 : connexion des cellules PV en série, les tensions individuelles des cellules s'additionnent.
- Figure II-15 : ombrage partiel d'une cellule PV insérée dans une rangée, le courant global décroît énormément.
- Figure II-16 : Caractéristique I/V pour différents niveaux de rayonnement, simulés dans l'environnement MATLAB SIMULINK.
- Figure II-17 : modèles de simulation de l'influence de variation d'irradiation sur les caractéristiques I(V), à droite sous Matlab/Simulink et à gauche sous Orcad/Pspice. La variation d'irradiation est concrétisée par une paramétrisation de I_{ph} sous Orcad/Pspice.
- Figure II-18 : Caractéristique I(V) pour différentes températures, simulés dans l'environnement Matlab/Simulink à gauche et Orcad/Pspice à droite.
- Figure II-19 : Module composé de la mise en série de 36 cellules PV, la puissance s'écroule lors d'un ombrage d'une cellule d'un string.
- Figure II-20 : Panneau PV de 36 cellules dont chacune est équipée d'une diode de bypass ; les pertes en puissance sont minimales en cas d'ombrage de n'importe quelle cellule PV.
- Figure II-21 : L'effet d'ombrage sur la caractéristique I-V en fonction du nombre de cellules PV by-passées.
- Figure II-22 : Cellule PV ombrée agit comme une charge alimentée par le reste des cellules de la rangée où elle est insérée. Elle est extrêmement chauffée.
- Figure II-23 : Influence des diodes de dérivation ; la tension de la cellule ombrée est réduite et idem pour son échauffement.
- Figure II-24 : Influence de divers degrés d'ombrage : La puissance de la chaleur transférée atteint un maximum pour les ombrages couvrant entre un quart et la moitié de surface efficace d'une cellule PV.
- Figure II-25 : Influence de l'ombrage sur des cellules connectées en parallèle.
- Figure II-26 : Modèle de la cellule PV sous Orcad avec modification du modèle de la diode.
- Figure II-27 : caractéristiques I-V et P-V de la cellule PV sous 25°C et 1000 W/m² et sous 1000 W/m² et température variable.
- Figure II-28 : Le modèle du panneau SP75 PV à base de la cellule proposée et son block hiérarchique.
- Figure II-29 : Résultats de simulation. Caractéristiques I-V et P-V du module PV SP75 ; pour une variation d'irradiation à température fixe et ceux pour une variation de température à un niveau d'ensoleillement fixe.

Figure II-30 : Caractéristiques I-V du module commercial SP75 données par le fabricant pour des niveaux d'irradiations à une température fixe de 25°C.

Figure II-31 : le modèle de simulation d'un GPV par mise en série de 60 SP75 via le bloc hiérarchique.

Figure II-32 : caractéristique I-V et P-V simulées du GPV en fonction de variation de température et une irradiation fixe de 1000W/m².

Figure II-33 : configuration d'ombrage sur le GPV de 60 SP75 en série avec le modèle proposé.

Figure II-34 : influence de l'ombrage sur les caractéristiques I-V et P-V sous les conditions STC d'environnement.

Chapitre III

Figure III.01 : Structure PV de connexion directe d'une charge DC.

Figure III-02 : Structure PV de connexion d'une charge DC via un étage d'adaptation DC-DC doté d'un algorithme de commande.

Figure III-03 : Schéma d'une architecture PV à onduleur central : la solution la plus utilisée dans les installations de commerce.

Figure III-04 : Schéma d'une architecture PV de commerce à onduleur rangée (String Inverter en anglais).

Figure III-05 : Schéma d'une Structure PV à micro-onduleurs. (a) l'onduleur est alimenté par un seul module PV, (b) l'onduleur est alimenté par la mise en parallèle de plusieurs modules PV. La configuration parallèle des panneaux permet d'éviter la propagation de défauts.

Figure III-07 : Schéma d'une Structure PV à optimiseurs-onduleur, (a) solution rangée et (b) solution modulaire.

Figure III-08 : Schéma d'une Structure PV à bus HVDC.

Figure III-09 : (a) Convertisseur Boost (hacheur élévateur), (b) Convertisseur Buck (hacheur abaisseur), (c) Convertisseur Buck-Boost (hacheur à stockage inductif), (d) Convertisseur Cuk (hacheur à stockage capacitif abaisseur-élévateur-inverseur), (e) Convertisseur Sepic (hacheur capacitif abaisseur-élévateur).

Figure III-10 : Structure d'un onduleur monophasé push-pull.

Figure III-11 : Onduleur en demi-pont. a) Onduleur à double alimentation, b) onduleur à diviseur capacitif.

Figure III-12 : onduleur en pont-H.

Figure III-13 : Courbes caractéristiques d'un module PV.

Chapitre IV

Figure IV-01 : Schéma d'installation d'un onduleur autonome.

Figure IV-02 : Schéma d'installation d'un onduleur connecté au réseau sans batteries de stockage.

Figure IV-03 : Schéma d'installation d'un onduleur interactif avec batteries de stockage.

Figure IV-04 : Système hybride PV- Diesel série.

Figure IV-05 : Système hybride PV- Diesel commuté.

- Figure IV-06 : Système hybride PV- Diesel parallèle.
- Figure IV-07 : structure des onduleurs suivant le nombre d'étage de conversion d'énergie a) Un seul étage de traitement de puissance. b) Deux étages de traitement de puissance. c) Onduleur à double étages.
- Figure IV-08 : Onduleur en pont avec transformateur BF.
- Figure IV-09 : Exemple d'onduleur SMA avec transformateur BF.
- Figure IV-10 : Onduleur avec transformateur HF : a) Flyback+pont-H, b) Forward+pont-H et c) Double pont-H.
- Figure IV-11 : Onduleur à double pont de quelques marques disponibles sur le marché.
- Figure IV-12 : Onduleurs avec convertisseur boost et sans transformateur : 1) Convertisseur Boost+pont-H, 2) Convertisseur Boost+demi-pont, 3) Convertisseur Boost+demi-pont+circuit de type HERIC, 4) Convertisseur double Boost+demi-pont, 5) Onduleur triphasé et 6)-Onduleur triphasé double Boost.
- Figure IV-13 : Montage d'onduleur monophasé en pont H.
- Figure IV-14 : Forme d'onde de la tension de sortie à droite, signal de commande des interrupteurs à gauche.
- Figure IV-15 : Simulation de la commande pleine onde. a) forme d'onde de la tension de sortie, b) la représentation en série de Fourier.
- Figure IV-16 : Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur et sa représentation de fourrier pour une commande pleine onde.
- Figure IV-17 : Forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur à commande décalée.
- Figure IV-18 : Variations du THD en fonction de l'angle de commande β .
- Figure IV-19 : Les signaux de commande des interrupteurs pour une commande décalée.
- Figure IV-20 : Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur à commande décalée, a) pour un angle $\beta=46^\circ$ et b) sa représentation en série de Fourier (Simulation).
- Figure IV-21 : Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur et sa représentation en série de Fourier pour un angle $\beta=90^\circ$ d'une commande décalée (expérimentation).
- Figure IV-22 : Commande MLI simple impulsion.
- Figure IV-10 : forme d'onde des signaux de la commande MLI multiple.
- Figure IV-11 : Génération de la MLI sinusoïdale, a) Principe de génération et b) instants de commutation d'un interrupteur de puissance de l'onduleur.
- Figure IV-12 : MLI généré par la méthode proposée (méthode numérique).
- Figure IV-13 : Organigramme de génération du signal de commande MLIS une demi-période.
- Figure IV-14 : Circuit électronique de l'onduleur en pont-H sous l'environnement ISIS/PROTEUS.
- Figure IV-15 : Simulation de l'onduleur commandé par la stratégie de commande numérique, a) Tension de sortie de l'onduleur. b) Spectre de fréquence de la tension de sortie.
- Figure IV-16 : Expérimentation de l'onduleur à commande numérique, signal de commande MLI générée par microcontrôleur à gauche et la tension de sortie de l'onduleur et sa représentation en série de Fourier à droite.
- Figure IV-17 : Schéma bloc du montage de la nouvelle commande MLIS adaptative proposée.
- Figure IV-18 : Circuit complet du montage proposé (onduleur à commande adaptative).
- Figure IV-19 : Tensions au primaire du transformateur VA et VB et leurs références V_{ref1}

Et V_{ref2} (simulation).

Figure IV-20 : Tension de sortie de l'onduleur VA-VB obtenue par simulation.

Figure IV-21 : Simulation de la MLI généré pour chaque MOSFET.

Figure IV-22 : Tension obtenues par simulation des tensions de références et les tension aux extrémités du transformateur de sortie, a) La tension VAS poursuit la tension de référence V_{ref1} durant le temps 0 à $T/2$. b) La tension VBS poursuit la tension de référence V_{ref2} durant $T/2$ à T .

Figure IV-23 : Tension et courant de sortie de l'onduleur pour deux charges différentes, a) La tension de sortie de l'onduleur, b) Le courant de charge.

Figure IV-24 : Photo de l'onduleur à commande MLIS adaptative réalisé.

Figure IV-25 : Signaux expérimentaux du prototype de teste réalisé, a) Tension de retour et sa référence, b) PWM générée pour les 2 MOSFETs.

Figure IV-26 : Signaux expérimentaux du prototype de teste réalisé, a) La tension de sortie et le courant de charge, b) La tension de sortie et sa représentation de fourrier.

Chapitre V

Figure V-01 : Schéma synoptique de la topologie de l'onduleur proposé.

Figure V-02 : Circuit équivalent du convertisseur durant le temps 0 à αT .

Figure V-03 : Courant dans l'inductance du convertisseur BUCK.

Figure V-04 : Les variations des ondulations du courant dans l'inductance en fonction du rapport cyclique α qui admet son maximum pour un signal de commande symétrique ($\alpha=0.5$).

Figure V-05 : Circuit équivalent du convertisseur BUCK durant le temps αT à T .

Figure V-06 : L'évaluation du courant de charge en fonction de α à gauche et la valeur normalisé de la résistance de charge.

Figure V-07 : Ondulation de la tension de sortie du convertisseur BUCK.

Figure V-08 : Circuit du montage du convertisseur BUCK simulé sous PSPICE ORCAD.

Figure V-09 : Les tensions du convertisseur BUCK obtenues par simulation aux bornes de : l'IGBT, la diode D et la charge.

Figure V-10 : Les Courant dans : l'IGBT, la diode D, l'inductance L et le courant moyen dans la charge obtenues par simulation.

Figure V-11 : Les variations du rendement en fonction de la puissance de sortie.

Figure V-12 : Variation du rendement en fonction de la tension d'entrée.

Figure V-13 : Modèle des éléments. (1) inductance, (2) capacité, (3) interrupteur (IGBT) à l'état passant, (4) interrupteur (MOSFET) à l'état passant, (5) diode à l'état passante.

Figure V-14 : Convertisseur Buck avec prise en compte des éléments parasites (élément interrupteur MOSFET).

Figure V-15 : Evolution du courant et de la tension durant l'amorçage (à gauche) et le blocage (à droite).

Figure V-16 : Exemple simplifié de commutation d'un MOSFET (amorçage).

Figure V-17 : Circuit équivalent d'une bobine à noyau ferromagnétique. r_{LP} représente la résistance équivalente du corps de la bobine, r_L représente la résistance équivalente série du bobinage.

- Figure V-18 : génération de la MLIS proposée pour le convertisseur Buck.
- Figure V-18 : Schéma bloqué pour la génération de la MLIS proposée pour le convertisseur Buck.
- Figure V-19 : Circuit du convertisseur Buck, circuit de commande SPWM à gauche et circuit de puissance à droite.
- Figure V-20 : Graphes de simulation des différentes tensions du convertisseur BUCK à commande SPWM.
- Figure V-21 : Circuit électrique du pont-H.
- Figure V-22 : Commande du pont-H, a) Commande SPWM, b) Commande hybride (SPWM+PWM).
- Figure V-23 : Pont-H à commande pleine onde.
- Figure V-24 : Formes d'onde des courants dans les transistors et diodes d'un pont-H pour une charge inductive.
- Figure V-25 : Circuit final du montage proposé avec les types de commande de chaque étage.
- Figure V-26 : Circuit de simulation de l'onduleur proposé.
- Figure V-27 : Signaux de simulation du montage proposé, a) tension de sortie du Buck, b) courant de charge, c) tension de sortie de l'onduleur, d) Transformation de fourrier discrète.
- Figure V-28 : Evolution du rendement en fonction de la puissance de charge de l'onduleur proposé.
- Figure V-29 : La photo du montage de l'onduleur réalisé.
- Figure V-30 : Formes d'ondes des signaux de commande de l'onduleur réalisé. A gauche signal de commande du Buck, à droite signal de commande du pont-H.
- Figure V-31 : Les tensions de sortie de l'onduleur réalisé. A gauche tension de sortie du Buck, à droite tension et courant de charge.
- Figure V-32 : Tension et courant de sortie de l'onduleur réalisé. A gauche la tension de sortie et sa transformé de fourrier discrète, à droite le courant de charge et son transformé de Fourier discrète.
- Figure V-33 : a) Champ de panneaux, b) Charge, c) Onduleur.
- Figure V-34 : Forme d'onde de la tension de sortie pour respectivement 300W, 500W et 850W.
- Figure V-35 : Le rendement de l'onduleur en fonction de la puissance de sortie.
- Figure V-36 : Rendement pratique et rendement théorique (simulé).

Liste des tableaux

- Tableau I-01 : Efficacités typiques des différentes technologies PV utilisées commercialement.
- Tableau I-02 : Les 10 tops premiers pays installateurs e- capacité installée du PV.
- Tableau I-03 : Part des technologies du PV dans le marché.
- Tableau II-01 : la gamme de longueur d'onde approximative des couleurs visibles.
- Tableau II-02 : Les valeurs de la bande interdite de quelques semi-conducteurs.
- Tableau V-01 : Caractéristiques des composants constituant le convertisseur BUCK.
- Tableau V-02 : Pertes dans les différents éléments du convertisseur à commande MLI.
- Tableau V-03 : Pertes dans les différents éléments du convertisseur à commande MLI sinusoïdale.

Tableau V-04 : résumé des pertes et rendement pour les deux configurations (MLIS et hybride) de l'onduleur en pont-H.

Tableau V-05 : Rendement et pertes dans l'onduleur en pont-H.

Tableau V-06 : Amplitudes des 8 premières harmoniques du courant et tension de sortie.

Tableau V-07 : Evolution du rendement en fonction de la puissance de charge.

Tableau V-08 résume de la puissance d'entrée P_e et la puissance de sortie P_s pour différentes valeurs de la charge ainsi que le rendement correspondant pour chaque cas.

Sommaire

| | |
|--|----|
| Introduction générale | 1 |
| I. Technologie du solaire photovoltaïque et marché du solaire en 2015 | 6 |
| I.1 Introduction | 7 |
| I.2 Le photovoltaïque de l'histoire..... | 7 |
| I.3 Technologie du PV | 8 |
| I.3.1 Cellules de première génération (cellules cristallines) | 9 |
| I.3.2 Cellules de deuxième génération (couches minces "thin films")..... | 11 |
| I.3.3 Cellules de la troisième génération | 13 |
| I.4 Evolution des rendements des différents types de cellules..... | 15 |
| I.5 Marché des énergies renouvelable (ENR)..... | 16 |
| I.5.1 Situation mondiale | 16 |
| I.6 Les avancées technologiques du Photovoltaïque | 21 |
| I.7 Part des technologies émergentes : Pérovskites et cellules Multi-jonctions | 22 |
| I.8 Marché du photovoltaïque en Algérie | 22 |
| I.9 Perspectives pour le marché mondial du solaire | 23 |
| I.10 Conclusion | 24 |
| I.11 Références | 25 |
| II. Modélisation et simulation des générateurs photovoltaïques | 27 |
| II.1 Introduction | 28 |
| II.2 Modélisation des cellules PV | 28 |
| II.2.1 Rappel des propriétés électroniques des matériaux photovoltaïques..... | 28 |
| II.2.2 Spectre solaire..... | 29 |
| II.2.3 La bande interdite | 30 |
| II.2.4 La cellule PV..... | 31 |
| II.2.5 Structure d'une cellule PV | 32 |
| II.3 Courbes et grandeurs caractéristiques d'une cellule PV | 33 |
| II.3.1 Le courant de court-circuit I_{sc} | 34 |
| II.3.2 La tension de circuit ouvert V_{oc} | 34 |
| II.3.3 Le point de puissance maximale (PPM) | 35 |
| II.3.4 Le facteur de forme (FF)..... | 35 |
| II.3.5 Le rendement η d'une cellule PV | 36 |
| II.3.6 Influence de la température sur une cellule PV | 36 |
| II.4 Modélisation électrique d'une cellule PV réelle..... | 37 |
| II.4.1 Le modèle standard | 37 |
| II.4.2 Le modèle standard (Modèle à une seule diode) | 37 |
| II.4.3 Le modèle à deux diodes..... | 39 |
| II.4.4 Détermination des paramètres du circuit équivalent..... | 40 |
| II.5 Propriétés des panneaux solaires | 43 |
| II.5.1 Zones de fonctionnement d'une cellule solaire | 43 |
| II.5.2 Branchement en parallèle de cellules solaires | 44 |
| II.5.3 Branchement en série de cellules solaires..... | 45 |
| II.6 Influence des Variations Climatiques sur la Cellule Photovoltaïque | 46 |
| II.6.1 Variations de l'énergie incidente | 46 |
| II.6.2 Variations de la température | 47 |
| II.7 Protection contre les défauts d'ombrage (diode de dérivation : bypass)..... | 48 |
| II.7.1 Réduction des pertes dues à l'ombrage..... | 48 |
| II.8 Prévention des Points chauds | 51 |
| II.9 Simulation proposée de l'alimentation via un bus PV HVDC 1kV classique | 54 |

| | | |
|--|---|------------|
| II.9.1 | Modélisation des sources photovoltaïques alimentant un bus HVDC..... | 54 |
| II.9.2 | Le modèle proposé généralisé pour un champ de panneaux PV (centrale PV)..... | 59 |
| II.9.3 | Prise en charge des ombrages par le modèle proposé généralisé pour un GPV | 61 |
| II.10 | Conclusion | 62 |
| II.11 | Références..... | 63 |
| III. Architecture des systèmes PV et convertisseurs statiques d'énergies..... | | 64 |
| III.1 | Introduction | 65 |
| III.2 | Architecture des systèmes photovoltaïques..... | 65 |
| III.2.1 | Connexion directe GPV-Charge | 65 |
| III.2.2 | Connexion de la charge via un étage d'adaptation DC/DC | 66 |
| III.2.3 | Connexion au réseau via un étage d'adaptation DC/AC..... | 67 |
| III.3 | La structure DC-DC à bus HVDC..... | 72 |
| III.4 | Les convertisseurs statiques d'énergie électrique..... | 73 |
| III.4.1 | Les convertisseurs continu-continu (DC-DC)..... | 73 |
| III.5 | Les convertisseurs DC-AC | 76 |
| III.5.1 | L'onduleur..... | 76 |
| III.5.2 | La structure d'un onduleur monophasé..... | 77 |
| III.5.3 | Onduleur destinés aux systèmes photovoltaïques (PV) | 78 |
| III.6 | Conclusion..... | 79 |
| III.7 | Références | 80 |
| IV. Stratégies de commande des onduleurs monophasés..... | | 82 |
| IV.1 | Introduction | 83 |
| IV.2 | Structure des onduleurs PV - Etat de l'art..... | 83 |
| IV.2.1 | Classification des onduleurs PVs selon le type du système PV..... | 84 |
| IV.2.2 | Classification selon le nombre de convertisseurs de puissance | 88 |
| IV.2.3 | Classification selon le type du transformateur associé..... | 89 |
| IV.3 | Les différentes stratégies de commande des onduleurs monophasés..... | 92 |
| IV.3.1 | Commande pleine onde..... | 93 |
| IV.3.1.1 | Simulation de la commande pleine onde : | 95 |
| IV.3.1.2 | Expérimentation de la commande pleine onde | 95 |
| IV.3.2 | Commande décalée | 96 |
| IV.3.2.1 | Simulation de la commande décalée..... | 98 |
| IV.3.2.2 | Validation expérimentale de la commande décalée | 100 |
| IV.3.3 | Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)..... | 100 |
| IV.3.3.1 | La commande MLI simple | 101 |
| IV.3.3.2 | La commande MLI multiple (uniforme)..... | 102 |
| IV.3.3.3 | La commande MLI sinusoïdale..... | 104 |
| IV.3.4 | La génération de la MLI sinusoïdale notée MLIS | 105 |
| IV.4 | Conclusion..... | 118 |
| IV.5 | Références | 119 |
| V. Optimisation de l'étage de puissance de l'onduleur monophasé..... | | 120 |
| V.1 | Introduction | 121 |
| V.2 | Topologie de l'onduleur proposé..... | 121 |
| V.3 | Etude des convertisseur DC-DC..... | 122 |
| V.3.1 | Etude du Convertisseur buck idéal | 122 |
| V.3.2 | Etude du convertisseur Buck réel | 132 |
| V.3.2.1 | Evaluation des pertes dans l'interrupteur électronique..... | 139 |
| V.3.2.2 | Evaluation des pertes dans la diode de roue libre..... | 139 |

| | | |
|---------|---|------------|
| V.3.2.3 | Evaluation des pertes dans la bobine..... | 140 |
| V.3.2.4 | Evaluation des pertes dans le condensateur de sortie..... | 141 |
| V.3.2.5 | La fonction de transfert de tension du convertisseur (Gain en tension)..... | 142 |
| V.3.2.6 | Evaluation des pertes dans un convertisseur Buck réel..... | 143 |
| V.3.3.1 | Simulation du montage..... | 145 |
| V.3.3.2 | Evaluation des pertes dans l'IGBT..... | 146 |
| V.3.3.3 | Evaluation des pertes dans la diode..... | 147 |
| V.3.3.4 | Evaluation des pertes dans l'inductance..... | 148 |
| V.3.3.5 | Evaluation des pertes dans le condensateur de sortie..... | 148 |
| V.4 | Etude de l'onduleur..... | 149 |
| V.4.1 | Evaluation des pertes et rendement du pont-H (commande MLIS, Hybride)..... | 150 |
| V.4.2 | Montage et stratégie de commande adaptée..... | 153 |
| V.5 | Simulation de l'onduleur proposé..... | 154 |
| V.6 | Expérimentation validation d'un prototype..... | 158 |
| V.6.1 | Essai à tension réduite..... | 159 |
| V.6.2 | Expérimentation de l'onduleur réalisé sur bus (300V à 400V)..... | 160 |
| V.7 | Conclusion..... | 163 |
| V.8 | Références..... | 164 |
| | Conclusion générale..... | 165 |
| | Annexes..... | 169 |

Sommaire

| | |
|--|----|
| Introduction générale | 1 |
| I. Technologie du solaire photovoltaïque et marché du solaire en 2015 | 6 |
| I.1 Introduction | 7 |
| I.2 Le photovoltaïque de l'histoire..... | 7 |
| I.3 Technologie du PV | 8 |
| I.3.1 Cellules de première génération (cellules cristallines) | 9 |
| I.3.2 Cellules de deuxième génération (couches minces "thin films")..... | 11 |
| I.3.3 Cellules de la troisième génération | 13 |
| I.4 Evolution des rendements des différents types de cellules..... | 15 |
| I.5 Marché des énergies renouvelable (ENR)..... | 16 |
| I.5.1 Situation mondiale | 16 |
| I.6 Les avancées technologiques du Photovoltaïque | 21 |
| I.7 Part des technologies émergentes : Pérovskites et cellules Multi-jonctions | 22 |
| I.8 Marché du photovoltaïque en Algérie | 22 |
| I.9 Perspectives pour le marché mondial du solaire | 23 |
| I.10 Conclusion | 24 |
| I.11 Références | 25 |
| II. Modélisation et simulation des générateurs photovoltaïques | 27 |
| II.1 Introduction | 28 |
| II.2 Modélisation des cellules PV | 28 |
| II.2.1 Rappel des propriétés électroniques des matériaux photovoltaïques..... | 28 |
| II.2.2 Spectre solaire..... | 29 |
| II.2.3 La bande interdite | 30 |
| II.2.4 La cellule PV..... | 31 |
| II.2.5 Structure d'une cellule PV | 32 |
| II.3 Courbes et grandeurs caractéristiques d'une cellule PV | 33 |
| II.3.1 Le courant de court-circuit I_{sc} | 34 |
| II.3.2 La tension de circuit ouvert V_{oc} | 34 |
| II.3.3 Le point de puissance maximale (PPM) | 35 |
| II.3.4 Le facteur de forme (FF)..... | 35 |
| II.3.5 Le rendement η d'une cellule PV | 36 |
| II.3.6 Influence de la température sur une cellule PV | 36 |
| II.4 Modélisation électrique d'une cellule PV réelle..... | 37 |
| II.4.1 Le modèle standard | 37 |
| II.4.2 Le modèle standard (Modèle à une seule diode) | 37 |
| II.4.3 Le modèle à deux diodes..... | 39 |
| II.4.4 Détermination des paramètres du circuit équivalent..... | 40 |
| II.5 Propriétés des panneaux solaires | 43 |
| II.5.1 Zones de fonctionnement d'une cellule solaire | 43 |
| II.5.2 Branchement en parallèle de cellules solaires | 44 |
| II.5.3 Branchement en série de cellules solaires..... | 45 |
| II.6 Influence des Variations Climatiques sur la Cellule Photovoltaïque | 46 |
| II.6.1 Variations de l'énergie incidente | 46 |
| II.6.2 Variations de la température | 47 |
| II.7 Protection contre les défauts d'ombrage (diode de dérivation : bypass)..... | 48 |
| II.7.1 Réduction des pertes dues à l'ombrage..... | 48 |
| II.8 Prévention des Points chauds | 51 |
| II.9 Simulation proposée de l'alimentation via un bus PV HVDC 1kV classique | 54 |

| | | |
|--|---|------------|
| II.9.1 | Modélisation des sources photovoltaïques alimentant un bus HVDC..... | 54 |
| II.9.2 | Le modèle proposé généralisé pour un champ de panneaux PV (centrale PV)..... | 59 |
| II.9.3 | Prise en charge des ombrages par le modèle proposé généralisé pour un GPV | 61 |
| II.10 | Conclusion | 62 |
| II.11 | Références..... | 63 |
| III. Architecture des systèmes PV et convertisseurs statiques d'énergies..... | | 64 |
| III.1 | Introduction | 65 |
| III.2 | Architecture des systèmes photovoltaïques..... | 65 |
| III.2.1 | Connexion directe GPV-Charge | 65 |
| III.2.2 | Connexion de la charge via un étage d'adaptation DC/DC | 66 |
| III.2.3 | Connexion au réseau via un étage d'adaptation DC/AC..... | 67 |
| III.3 | La structure DC-DC à bus HVDC..... | 72 |
| III.4 | Les convertisseurs statiques d'énergie électrique..... | 73 |
| III.4.1 | Les convertisseurs continu-continu (DC-DC)..... | 73 |
| III.5 | Les convertisseurs DC-AC | 76 |
| III.5.1 | L'onduleur..... | 76 |
| III.5.2 | La structure d'un onduleur monophasé..... | 77 |
| III.5.3 | Onduleur destinés aux systèmes photovoltaïques (PV) | 78 |
| III.6 | Conclusion..... | 79 |
| III.7 | Références | 80 |
| IV. Stratégies de commande des onduleurs monophasés..... | | 82 |
| IV.1 | Introduction | 83 |
| IV.2 | Structure des onduleurs PV - Etat de l'art..... | 83 |
| IV.2.1 | Classification des onduleurs PVs selon le type du système PV..... | 84 |
| IV.2.2 | Classification selon le nombre de convertisseurs de puissance | 88 |
| IV.2.3 | Classification selon le type du transformateur associé..... | 89 |
| IV.3 | Les différentes stratégies de commande des onduleurs monophasés..... | 92 |
| IV.3.1 | Commande pleine onde..... | 93 |
| IV.3.1.1 | Simulation de la commande pleine onde : | 95 |
| IV.3.1.2 | Expérimentation de la commande pleine onde | 95 |
| IV.3.2 | Commande décalée | 96 |
| IV.3.2.1 | Simulation de la commande décalée..... | 98 |
| IV.3.2.2 | Validation expérimentale de la commande décalée | 100 |
| IV.3.3 | Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)..... | 100 |
| IV.3.3.1 | La commande MLI simple | 101 |
| IV.3.3.2 | La commande MLI multiple (uniforme)..... | 102 |
| IV.3.3.3 | La commande MLI sinusoïdale..... | 104 |
| IV.3.4 | La génération de la MLI sinusoïdale notée MLIS | 105 |
| IV.4 | Conclusion..... | 118 |
| IV.5 | Références | 119 |
| V. Optimisation de l'étage de puissance de l'onduleur monophasé..... | | 120 |
| V.1 | Introduction | 121 |
| V.2 | Topologie de l'onduleur proposé..... | 121 |
| V.3 | Etude des convertisseur DC-DC..... | 122 |
| V.3.1 | Etude du Convertisseur buck idéal | 122 |
| V.3.2 | Etude du convertisseur Buck réel | 132 |
| V.3.2.1 | Evaluation des pertes dans l'interrupteur électronique..... | 139 |
| V.3.2.2 | Evaluation des pertes dans la diode de roue libre..... | 139 |

| | | |
|---------|---|------------|
| V.3.2.3 | Evaluation des pertes dans la bobine..... | 140 |
| V.3.2.4 | Evaluation des pertes dans le condensateur de sortie..... | 141 |
| V.3.2.5 | La fonction de transfert de tension du convertisseur (Gain en tension)..... | 142 |
| V.3.2.6 | Evaluation des pertes dans un convertisseur Buck réel..... | 143 |
| V.3.3.1 | Simulation du montage..... | 145 |
| V.3.3.2 | Evaluation des pertes dans l'IGBT..... | 146 |
| V.3.3.3 | Evaluation des pertes dans la diode..... | 147 |
| V.3.3.4 | Evaluation des pertes dans l'inductance..... | 148 |
| V.3.3.5 | Evaluation des pertes dans le condensateur de sortie..... | 148 |
| V.4 | Etude de l'onduleur..... | 149 |
| V.4.1 | Evaluation des pertes et rendement du pont-H (commande MLIS, Hybride)..... | 150 |
| V.4.2 | Montage et stratégie de commande adaptée..... | 153 |
| V.5 | Simulation de l'onduleur proposé..... | 154 |
| V.6 | Expérimentation validation d'un prototype..... | 158 |
| V.6.1 | Essai à tension réduite..... | 159 |
| V.6.2 | Expérimentation de l'onduleur réalisé sur bus (300V à 400V)..... | 160 |
| V.7 | Conclusion..... | 163 |
| V.8 | Références..... | 164 |
| | Conclusion générale..... | 165 |
| | Annexes..... | 169 |

Introduction Générale

L'accord de Paris sur le climat a donné une grande importance au secteur d'énergie et est rentré en vigueur en novembre 2016. Ce secteur d'énergie responsable d'au moins des deux tiers des émissions des gaz à effet de serre doit subir des transformations. Ces transformations seront concrétisées par les promesses et le potentiel des sources faiblement carbonées. L'insertion des sources à énergie propre, spécialement celles du renouvelable, à échelle mondiale a fortement contribué à l'arrêt complet de la hausse des émissions CO₂ et au respect des engagements des quelques 200 pays dans l'accord de Paris sur le Climat. Selon l'Agence Internationale de l'Énergie (AIE), la part croissante des investissements affectés au secteur énergétique mondial chaque année, qui s'élève à 1800 milliards de dollars, est pratiquement réservée aux énergies propres contre une diminution spectaculaire dans l'amont pétrolier et gazier.

Les énergies renouvelables, appuyées par des décisions et soutient des politiciens, sont devenues une alternatives prometteuse dans le secteur d'énergie pour couvrir une grande partie de la demande en énergie électrique à travers le monde entier. La part de l'énergie solaire photovoltaïque, non polluante hormis la phase de production, dans le mix énergétique mondial ne cesse de s'accroître et qui est dû essentiellement aux politiques de subventions et à la contribution de la recherche & développement pour une baisse du prix du kilowatt solaire.

Les énergies fossiles et fissiles composent le taux majeur de l'alimentation en énergie dans le monde entier. Mais ces réserves d'énergie s'épuiseront tôt ou tard du fait de la diminution de la production malgré les efforts menés dans l'exploration à travers le monde. Ces mêmes sources d'énergie non renouvelables sont l'origine de l'effet de serre et le réchauffement climatique qui ne cesse de menacer notre planète et nos futures générations. L'alternative de ces énergies qui vont finir par disparaître est l'énergie renouvelable qui provenant essentiellement des sources : le soleil et la terre. Ces énergies qualifiées de propres ou vertes sont des énergies peu polluantes car elles protègent l'environnement contre les gaz à effet de serre hormis la phase de production du matériau de base dans quelques filières. Il est à signaler que malgré les efforts important en recherche et développement dans le domaine des énergies renouvelables (ENR), leur pouvoir énergétique est beaucoup plus faible que celui des énergies classiques (pétrole et nucléaire).

Bien que ce soit une source intermittente d'énergie et distant de plus de 150 millions d'années, le soleil demeure toujours notre source d'énergie indispensable. De plus, et de nos jours les scientifiques affichent que l'énergie consommée à travers le monde entier représente moins de 3% de celle qui nous arrive gratuitement du soleil. Des technologies distinctes sont actuellement développées pour exploiter l'énergie provenant du soleil : le solaire thermique et

le solaire photovoltaïque. La première convertit l'énergie des rayons solaire captés en une chaleur et la seconde les convertit en une électricité en courant continu.

La disponibilité du silicium en abondance sur la croute terrestre a participé significativement au développement accélérée de la filière solaire photovoltaïque. Plusieurs laboratoires de recherches dans les universités du monde et des centres de recherches ne cessent de développer leurs compétences et leurs savoir-faire sur les systèmes photovoltaïques et la problématique de l'optimisation de la puissance délivrée par des générateurs photovoltaïques. Cette étude se focalise à l'optimisation, à la modélisation et à la réalisation de commande dans une chaîne photovoltaïque.

Dans le cadre de l'exploitation de l'énergie solaire photovoltaïque, une thématique de recherche est menée conjointement entre le Laboratoire Génie Electrique et Energies renouvelables (LGEER) de l'université de Chlef en Algérie et le Laboratoire Matériaux Optiques, Photoniques et Système (LMOPS) de l'université de Lorraine et de l'école centrale Supelec en France sur l'élaboration de systèmes à énergie renouvelable haut rendement. Dans ce cadre, une thèse en codirection est née sur l'idée de concevoir et de réaliser des onduleurs monophasés à haut rendement alimentés par un bus photovoltaïque HVDC, allant de 300 à 1000 volts, et connecté au réseau d'électricité existant.

En effet, et concernant le bus PV HVDC, une étude bibliographique et les premières recherches au laboratoire LMOPS ont montré que les rendements de conversion énergétique issus du solaire ont été déjà améliorés et garantis par la réalisation des convertisseurs spéciaux à couplage magnétique. Ils ont été développés dans le sens d'assurer des tensions HVDC au niveau du réseau de distribution afin de songer au transport de l'électricité en continu. Ces convertisseurs de première génération ont été équipés par des algorithmes assurant le tracking du point de puissance maximale prenant en compte des baisses de production liées à des disfonctionnements comme aux ombrages partiels du générateur photovoltaïques.

C'est ainsi qu'ont été défini les objectifs de la présente thèse. Il s'agit d'élaborer une structure d'onduleur monophasé d'un kilowatt qui admettra une tension d'entrée variable de 300 à 1000 volts issue d'un bus HVDC alimenté via un ensemble convertisseurs-générateur PV et délivrant une tension AC pour une utilisation domestique de 220VAC. Une autre étape très importante repose sur la problématique de l'optimisation du rendement de cet onduleur avec l'élaboration de nouvelles techniques de commande de ses interrupteurs électroniques de puissance.

Notre objectif dans ce travail a été l'optimisation d'une nouvelle structure d'onduleur permettant l'amélioration du rendement de conversion par rapport à l'existant sur le marché

mondial. Cet onduleur doit assurer une tension ayant un faible taux de distorsion harmonique pour une charge monophasée d'où la nécessité d'associer à ce développement électronique de nouvelles stratégies de commande des onduleurs.

Le présent manuscrit de thèse est structuré comme suit :

Le premier chapitre présente les différentes technologies de la filière photovoltaïque et le principe complet de la conversion d'énergie. Seront abordés ainsi les différents rendements et surtout celui des cellules et modules qui utilisent le silicium comme matériau de base. Dans ce même chapitre, le lecteur trouvera une citation décrite succinctement de la part du marché des ENRs et leurs développements en termes de rendement au fil des années à travers le monde et aussi dans notre pays l'Algérie.

Le deuxième chapitre sera consacré à la définition des principales caractéristiques d'un système PV en partant d'une cellule PV élémentaire jusqu'à présentation d'un générateur PV complet. L'aspect modélisation du fonctionnement des cellules PVs et des modules sera amplement détaillé. Les modèles de simulation originaux que ce soit dans le mode de fonctionnement direct ou dans le mode inverse dans plusieurs environnements logiciels seront largement abordés et concerneront spécialement un bus HVDC classique. La problématique spécifique des ombrages sera également discutée. En fin, le chapitre sera clôturé par la citation de différentes structures des réseaux PVs.

Dans le troisième chapitre, les différentes architectures des systèmes PVs seront introduites. Nous établirons l'aspect convertisseur statique DC-DC et DC-AC qui sert comme étage d'adaptation d'impédance pour l'optimisation de la puissance des générateurs PVs (GPV). Plusieurs types de CS DC-DC seront présentés et une étude détaillée sera réservée à un CS dévolteur pour la raison d'une adaptation de la tension du bus HVDC à celle de l'onduleur qui s'en suit.

Dans le quatrième chapitre de cette thèse, afin de concevoir et réaliser des onduleurs monophasés dédiés à des bus HVDC, plusieurs stratégies de commandes qualifiées de classiques dans la littérature seront introduites, simulées et expérimentées. Ainsi, deux stratégies de commandes ont été développées et expérimentées : la commande par modulation de largeur d'impulsion PWM (*Pulse Width Modulation en anglais*) numérique et la commande SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation en anglais*) et qui ont toutes les deux contribué à l'amélioration du THD de l'onde de la tension de sortie et par voie de conséquence le rendement de conversion énergétique.

Le chapitre 5 est consacré à l'étude d'une nouvelle topologie originale d'onduleur monophasé dédié à un bus HVDC que nous proposons dans ce travail de thèse. Comme

première étape, une étude détaillée des pertes dans l'onduleur est faite. Une nouvelle structure d'onduleur est proposée, et testée avec plusieurs commandes dont nous avons retenu celle qui donne le meilleur rendement énergétique.

Certaines informations, nécessaires à la compréhension de nos travaux ou que nous avons pu utiliser pendant nos recherches sont présentées en annexes.

Naturellement, nous terminerons cette présentation des travaux réalisés pendant les trois années de préparation de cette thèse de doctorat par un bilan et par les perspectives que nous pensons avoir ouvertes avec les résultats obtenus.

CHAPITRE I

TECHNOLOGIE DU SOLAIRE,
PHOTOVOLTAÏQUE ET MARCHÉ
DU SOLAIRE EN 2015.

I.1 Introduction

Le soleil est une source d'énergie inépuisable, incontournable et l'énergie que délivre ne peut être utilisée que pour illuminer la planète verte. Il est à noter que la quantité d'énergie reçue sur terre en une seule heure est l'équivalent à l'énergie que consomme l'humanité le long d'une année soit 365 jours. La cartographie du gisement solaire au travers le monde entier montre l'abondance et la disponibilité du rayonnement solaire partout sur terre malgré son gradient non uniforme. Jusqu'à présent, L'énergie solaire a émergé comme l'une des sources potentielles d'énergie renouvelable, gratuite et durable. La quantité d'énergie solaire incidente sur la terre est environ 10.000 fois plus grande que la consommation totale d'énergie de l'humanité [01]. Depuis sa première reconnaissance physique en 1887 par Adams et jusqu'à nos jours, les recherches sur l'énergie solaire se développent continuellement. L'agence internationale de l'énergie déclare que l'énergie solaire est prévue pour être l'une des principales sources d'énergie de production d'électricité en 2035 [02]. En effet, on peut citer quelques avantages de l'énergie photovoltaïque : c'est une énergie non polluante une fois entrer en étape de production d'électricité donc zéro émission de gaz à effet de serre ; irradiation solaire disponible en permanence et le problème d'intermittence est surmonté par le stockage d'énergie ; la possibilité de décentralisation de la production rend cette source compétitive !

Dans ce premier chapitre de thèse, nous allons aborder les différentes technologies de la filière du solaire et des rendements réalisés par type. Ainsi, nous introduirons le marché des énergies renouvelables à l'échelle mondiale et à celle de l'Algérie. Enfin, la technologie des filières solaires émergentes dans la R&D sera exposée.

I.2 Le photovoltaïque de l'histoire

En 1839, Antoine-César Becquerel constate les effets électriques que produisent les rayons solaires dans une pile. Plus d'un demi-siècle après Einstein découvre (1905), que l'énergie de ces quanta de lumière est proportionnelle à la fréquence de l'onde électromagnétique.

L'utilisation des cellules solaires débute alors dans les années quarante où le domaine spatial a montré des besoins d'énergie sans combustible embarqué. C'est cette demande qui a été à l'origine d'une recherche intensive dans le photovoltaïque. Le spatial devient le banc d'essai de la technologie photovoltaïque.

En 1954, la première cellule photovoltaïque a été fabriquée par les laboratoires BELL avec un rendement de 4%. A cette époque, les coûts de fabrication élevés des cellules et leurs rendements médiocres ne leur permettaient pas encore une exploitation à grande échelle. Il

faudra attendre les années 70 pour que les gouvernements et les industriels investissent massivement dans la technologie photovoltaïque.

I.3 Technologie du PV

Une cellule solaire photovoltaïque (PV) est un dispositif qui convertit l'énergie solaire en électricité par l'effet photovoltaïque. Le photovoltaïque est le domaine de la technologie et de la recherche relatif à la création de courant électronique par absorption de photons. Parfois, la cellule solaire est un terme réservé pour les dispositifs destinés spécifiquement à capturer l'énergie des rayons du soleil, tandis que la cellule photovoltaïque est un terme utilisé lorsque la source n'est pas précisée. La génération du courant photovoltaïque est assurée par le flux de photons qui, par transfert d'énergie, va séparer les porteurs de charges positives et négatives dans un matériau absorbant, créant ainsi un phénomène de conduction dans les matériaux.

En présence d'un champ électrique, ces charges vont produire un courant électrique qui à son tour peut être utilisé dans un circuit externe. Ces champs existent de façon permanente au niveau des jonctions ou des inhomogénéités dans les matériaux et permettent de fournir la force électromotrice nécessaire pour la production de puissance utile.

La jonction est généralement associée à la cellule photovoltaïque, même si le terme est impropre en ce sens que c'est un courant qui est produit par les photons du rayonnement et non pas une tension. La cellule elle-même est la source qui fournit la force électromagnétique (f.e.m). Il est à noter que les dispositifs photoélectriques sont des sources de courant électrique entraînées par un flux de rayonnement.

Actuellement, la majorité de cellules photovoltaïques sont des composants semi-conducteurs en silicium. Une cellule constitue l'unité de base d'un générateur photovoltaïque, qui, à son tour, est le composant principal d'un générateur photovoltaïque solaire. Ce générateur est constitué d'un ensemble de modules photovoltaïques, connectés en série ou en parallèle ou en combinaison série-parallèle.

La théorie de la physique a classé les matériaux solides en trois catégories, sur la base de leur conduction électrique : les conducteurs, les semi-conducteurs et les isolants. L'écart entre la bande de valence et la bande de conduction est appelée bande d'énergie interdite ou énergie de gap Eg . Par ailleurs, l'énergie d'un photon est donnée par la relation $h\gamma$ avec h , la constante de Planck et γ la fréquence. Si $Eg > h\gamma$, alors les photons ne seront pas absorbés et il sera impossible pour les électrons dans la bande de valence d'atteindre la bande de conduction, d'où le fait qu'il n'y aura pas de création de courant électrique. Lorsque $Eg < h\gamma$, alors les photons seront absorbés et par transfert d'énergie, certains électrons de la bande de valence pourront

acquérir l'énergie suffisante pour franchir la région de la bande interdite (Figure I-01). Alors que, dans le cas de matériaux conducteurs ($E_g = 0$), la bande interdite est inexistante et les électrons peuvent passer facilement à la bande de conduction.

Les semi-conducteurs sont aussi divisés en deux catégories : intrinsèques et extrinsèques.

Les semi-conducteurs intrinsèques (pur) ont un niveau Fermi au milieu de la bande de conduction et la bande de valence. Dans ce cas les densités des électrons libres dans la bande de conduction et des trous libres dans la bande de valence sont égales $p = n = n_i$ et chacun est proportionnel à $\exp(-E_g/2kT)$ avec T la température.

Les cellules solaires peuvent être classées en trois catégories en lien avec l'ordre dans lequel elles sont devenues économiquement et technologiquement prometteuses. À l'heure actuelle, les trois générations sont toutes en stade de recherches avancées mais les technologies de première génération sont les plus fortement représentées dans la production commerciale, ce qui a représenté 89,6% de 2007 production [03].

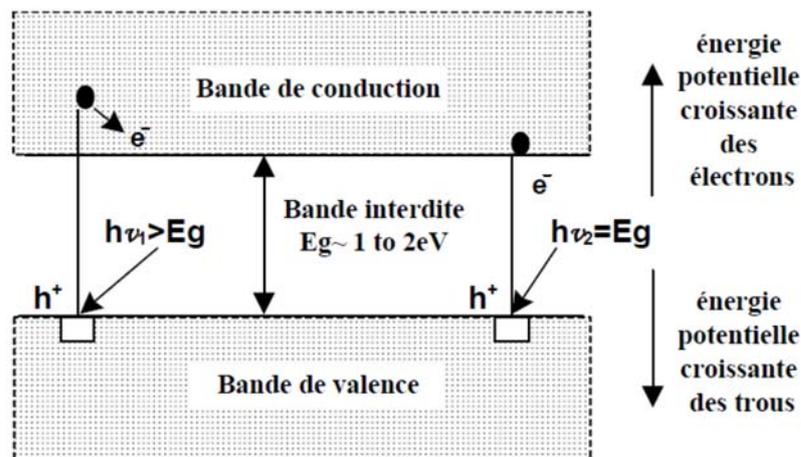


Figure I-01 : Structure des bandes d'énergie d'un semi-conducteur d'un matériau intrinsèque.

Durant l'absorption d'un photon avec une énergie $h\nu < E_g$, aucune absorption photoélectrique n'aura lieu. Si l'énergie du photon absorbé est de $h\nu > E_g$, l'excès d'énergie sera dissipé sous forme de chaleur. Dans le cas où $h\nu = E_g$, l'énergie du photon est égale à largeur de la bande interdite.

I.3.1 Cellules de première génération (cellules cristallines)

Les cellules à base de silicium, forment les cellules solaires de première génération. La production de plaquettes, wafers, à partir d'un silicium très purifié, reste très énergivore et coûteuse [04]. Le silicium est un matériau semi-conducteur avec une bande interdite et gap indirect de 1,1 eV à température ambiante. On distingue deux types de cellules cristallines en fonction de la technologie silicium utilisée, monocristallin et poly-cristallin. Nous les présentons maintenant.

I.3.1.1 Les cellules solaires à base de Si monocristallin

En 1940, Russell Ohl, chercheur de Bell Laboratories, avait réalisé un échantillon de silicium cristallin (c-Si) qui une fois exposé à la lumière, générait un courant électrique avec un rendement énergétique avoisinant le 1% [05]. En 1945, une équipe du même laboratoire a réalisé la première cellule solaire expérimentale avec un rendement de conversion de 6% [06]. Actuellement, le laboratoire américain NREL a pu améliorer considérablement le rendement à 25% [07] mais ce rendement ne pourra guère plus augmenter car nous avons atteint le maximum de l'efficacité quantique du silicium relativement au spectre solaire. Les cellules solaires sont présentées sous formes d'une plaquette c-Si, appelée wafer, d'un diamètre qui varie généralement d'environ 25 mm à 300 mm et d'une épaisseur allant de 200 μm à environ 800 μm . Les lingots cylindriques de c-Si hautement purifiés sont préparés par la méthode de tirage de Czochralski à partir de Si fondu pur et peuvent être dopés en un type n ou p en ajoutant une quantité précise d'impuretés appropriées dans le Si fondu pendant le processus de croissance. Le découpage des cellules à partir de ces lingots est utilisé pour avoir les tailles appropriées. Les wafers sont rigides en densité (2,33 g/cm³) mais sont mécaniquement fragiles. Insérées dans des modules PVs commercialisés, ces cellules, figure I-02, offrent un rendement entre 13 à 15% à comparer au record de rendement record en laboratoire de 25% indiqué ci-dessus. Comparativement au poly-cristallin, il faudra donc moins de cellules pour atteindre la puissance désirée, mais comme le silicium monocristallin est toujours le plus cher, son seul avantage est finalement d'utiliser une surface réduite : il faut environ 7m² pour obtenir 1 kilowatt Crête (kWc).

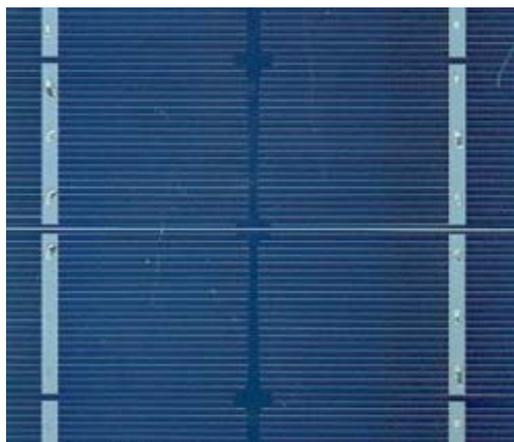


Figure I-02 : cellule photovoltaïque monocristalline.

I.3.1.2 Les cellules poly-cristallines

Elles sont obtenues par refroidissement du silicium en fusion effectué dans des creusets parallélépipédiques à fond plat. Cette technique donne naissance à des cristaux orientés de manière irrégulière. Ce qui donne l'aspect caractéristique de ces cellules bleutées présentant des motifs générés par les cristaux.

Poly-c Si est un matériau potentiel pour la production photovoltaïque à grande échelle et peut être préparé en film mince. Les cellules solaires initiales de poly-c Si ont été préparées dans les années 1970 par du Si, du graphite et de l'acier de qualité inférieure qui présentaient un rendement proche de 1,5% [08-09]. Le rendement des modules commerciaux varie entre 11% et 15% (environ 100 Wc/m²) tandis que le rendement record en laboratoire est de 20%. Par comparaison aux cellules monocristallines ces types de cellules ont le meilleur rapport qualité/prix [04].

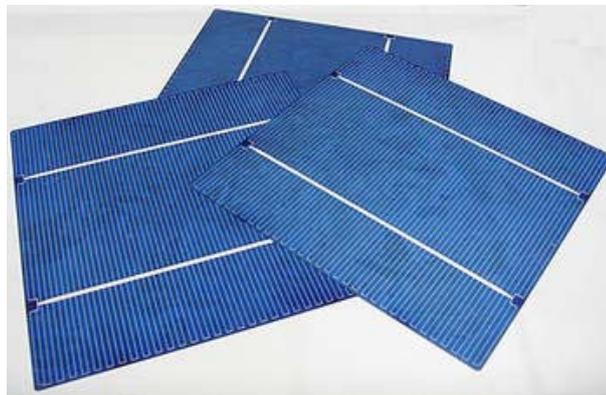


Figure I-03 : Cellules photovoltaïques poly cristallines.

I.3.2 Cellules de deuxième génération (couches minces "thin films")

Pour des technologies innovantes de cellules solaires, de nouveaux procédés et matériaux ont été développés avec introduction du Si amorphe (a-Si), du di-Sélénure de Cuivre d'Indium et du Gallium (CIGS) et du Tellure de Cadmium (CdTe). Ces matériaux sont réalisés en couches minces et les cellules solaires fabriquées à partir de ces matériaux sont également connues sous le nom de cellules solaires à couches minces. Ces cellules solaires intègrent une petite quantité de matières actives et sont traitées sur des substrats peu coûteux comme le verre et le plastique.

Grace à leurs zones d'absorption qui ne fait que quelques micromètres d'épaisseur, les cellules à couche mince sont souples, plus légères et plus facile à installer et moins couteuses que celles en silicium grâce à l'économie du matériau utilisé.

Dans cette technologie (couche mince), le semi-conducteur est directement déposé par vaporisation sur un matériau support (du verre par exemple). Le silicium amorphe (a-Si), le tellure de cadmium (CdTe), le diséléniure de cuivre indium (CIS) font notamment partie de cette génération. Ce sont les cellules de cette technologie que l'on retrouve dans les montres, calculatrices,... dite solaire.

I.3.2.1 La technologie du silicium amorphe :

Les cellules en silicium amorphe a-Si sont apparues en 1976. Elles marquent une transition importante entre les structures de première génération et de deuxième génération. Car le silicium amorphe a une structure atomique désordonnée, c'est-à-dire non cristallisée, ou vitreuse et possède un coefficient d'absorption de la lumière environ mille fois supérieur à celui du silicium cristallin. Une fine couche de $0,3\mu\text{m}$ est donc suffisante pour absorber l'essentiel du spectre visible [10].

Ces cellules se composent toujours de silicium, mais sur une épaisseur d'environ $1\mu\text{m}$ seulement. Elle affiche un rendement assez faible, mais elles réagissent bien sous une faible luminosité, et peuvent donc produire un courant à l'intérieur d'une habitation. Leur rendement record est de 13.4% a été atteint en laboratoire par LG Electronics mais les cellules commerciales affichent plutôt des valeurs comprises entre 6 et 8 % [11].

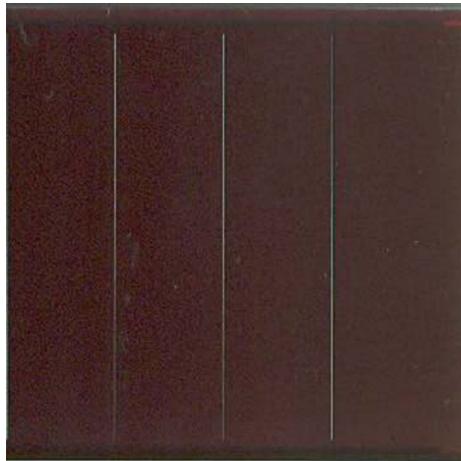


Figure I-04 : Cellule photovoltaïque en silicium amorphe.

I.3.2.2 La technologie liée au CdTe (tellure de cadmium)

Cette technologie utilise le tellure de cadmium comme semi-conducteur dopé p, et pour réaliser la jonction p-n, un autre matériau est utilisé tel que le sulfure de cadmium dopé n (CdS), cette réunion entre deux semi-conducteurs différents est appelée hétérojonction.

L'avantage de cette technologie est ce que seul 1 à $8\mu\text{m}$ de CdTe suffit pour absorber une grande quantité de lumière.

Le tellure de cadmium est devenu le leader incontesté des couches minces vu son coût de fabrication qui est devenu très bas ces dernières années, mais aussi en terme de performances car il se situe au niveau des meilleures multi jonctions en silicium amorphe. Cependant il risque de souffrir de problèmes de pénurie d'éléments car le tellure est un élément rare et il contient un élément potentiellement dangereux déjà interdit dans de nombreux pays, le cadmium [10]. Le rendement record des cellules en CdTe est de 18.7% atteint en février 2013 par une cellule expérimentale de first Solar, rendement confirmé par le National Renewable Energy Laboratory (NREL, laboratoire indépendant). Les panneaux commercialisés ont quant à eux des performances moindres, de l'ordre de 12,5 % [11].

1.3.2.3 La technologie du CIGS

Les cellules CIGS utilisent le principe de la jonction p-n, elles se démarquent des autres pour deux raisons : elle n'est pas basée sur du silicium, et possède peu d'élément toxique comme le cadmium. Les semi-conducteurs employés possèdent un meilleur coefficient d'absorption. Une cellule CIGS renferme un absorbant composé de cuivre, de gallium, d'indium et de sélénium. Cette couche de 1 à 2,5 μm d'épaisseur étant dopée p doit être recouverte d'un matériau de type n, par exemple du sulfure de cadmium (CdS) qui n'a qu'une épaisseur de 0,04 à 0.07 μm .

Le meilleur rendement atteint par une cellule CIGS rigide est de 20,4 %, tandis que le record pour des cellules souples est de 19%. Ces records ont été obtenus par des composants expérimentaux et l'entreprise américaine Nanosolar a produit des cellules par impression qui affichent un rendement de 17.1% mais les modules commerciaux sortant de leurs chaînes de production n'atteignent pas cette performance.

1.3.3 Cellules de la troisième génération

1.3.3.1 Cellules photovoltaïques organiques

La filière des cellules solaires organiques a démarré avec la mise au point de cellules dites « à colorant » au début des années 1990 dont le concept est calqué sur celui de la photosynthèse. Globalement, une cellule solaire organique utilise des composés semi-conducteurs organiques. De fines couches organiques déposées à partir d'une solution liquide sont prises entre deux électrodes. Dans la couche photo-active appelée absorbeur, le donneur et l'accepteur d'électrons sont généralement en mélange plutôt qu'empilés comme dans les cellules cristallines et peuvent être de différentes natures chimiques, ce qui explique la grande variété de ces cellules.

Néanmoins, le principe de fonctionnement de ces cellules repose lui aussi comme pour les cellules à base de semi-conducteurs cristallins sur l'effet photovoltaïque. L'impact d'un photon sur une molécule de type p va exciter, ici aussi un électron et donner naissance à une paire électron-trou appelée exciton. C'est précisément à ce moment qu'une importante différence apparaît avec les cellules à base de semi-conducteur cristallin puisque la durée de vie des excitons est réduite. Les deux charges s'attirent fortement et tendent à se recombiner avant d'atteindre un site de dissociation, c'est-à-dire une jonction, et ce d'autant plus que leurs déplacements sont lents. Ainsi, les cellules organiques ont une bonne capacité à absorber la lumière, mais peu de charges sont collectées, ce qui se traduit par des rendements faibles.

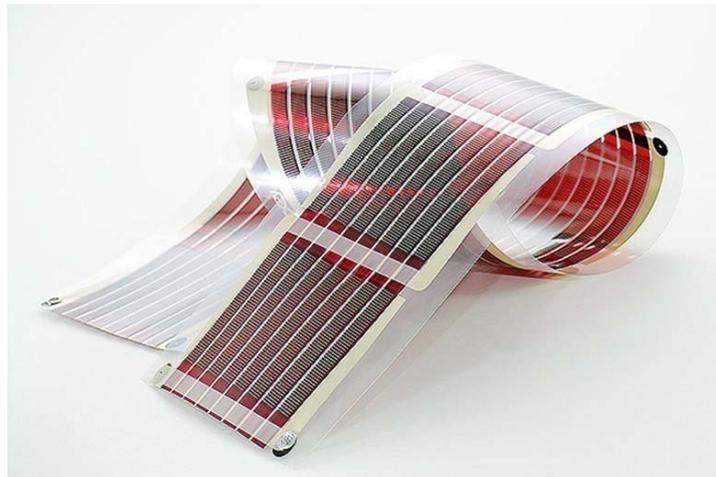


Figure I-05 : Bande imprimée de cellules organiques photovoltaïques.

La caractéristique la plus importante des cellules organiques est la possibilité de réaliser des cellules souples de formes très diverses et de grande surface. Depuis l'apparition des cellules photovoltaïques organiques les recherches ne cessent d'avancer, ce qui est démontré par les scientifiques du service Recherche et Développement de la start-up allemande Heliatek qui ont pu battre un rendement record de 13.2% atteint par une cellule organique à multi jonction selon un communiqué officiel publié le 8 février 2016[12].

1.3.3.2 Cellules à jonctions :

i. Cellules tandem : Dans ce type de cellule deux couches de semi-conducteurs (amorphe et semi-cristallin) qui absorbent dans des domaines spectraux proches, sont combinées, ce qui améliore le rendement par rapport aux cellules simples.

ii. Cellules multi jonctions : Les cellules photovoltaïques à multi-jonctions sont actuellement utilisées pour les satellites et autres engins spatiaux. Elles sont conçues pour capter les différentes parties du spectre de lumineux dans les différentes couches.

La multi-jonction consiste en plusieurs couches de silicium ou autre semi-conducteurs comme par exemple ceux de la famille III-V, dans des compositions ou dopages différents. Ces couches sont superposées lors de la croissance en accord de maille cristalline les unes au-dessus des autres. Chaque couche de silicium est composée ou dopée pour absorber des longueurs d'onde spécifiques de la lumière. Leurs rendements actuels (fin 2017) atteignent 42.4% qui est une valeur à comparer aux rendements de 20% des meilleurs panneaux commerciaux grand public. Sans considérer la technologie, l'utilisation de terres rares pour le dopage, si l'on ne considère que le critère du rendement, cette technique est très prometteuse pour la filière photovoltaïque.

I.4 Evolution des rendements des différents types de cellules

La Figure I-6 montre l'évolution de l'efficacité des différentes technologies. Ces résultats illustrent les efficacités atteintes pour les meilleures cellules en laboratoire. Les différentes familles de technologies sont indiquées par des couleurs différentes. Les rendements sont évidemment plus hauts qu'au niveau commercial car les conditions de fabrication ne sont pas standardisées ni industrialisées au niveau de laboratoire. A noter que les rendements des modules PV en production sont en baisse de 2 à 6% de ceux affichés par le laboratoire NREL [13].

Le tableau I-01 montre l'efficacité typique des différentes technologies PV utilisées commercialement.

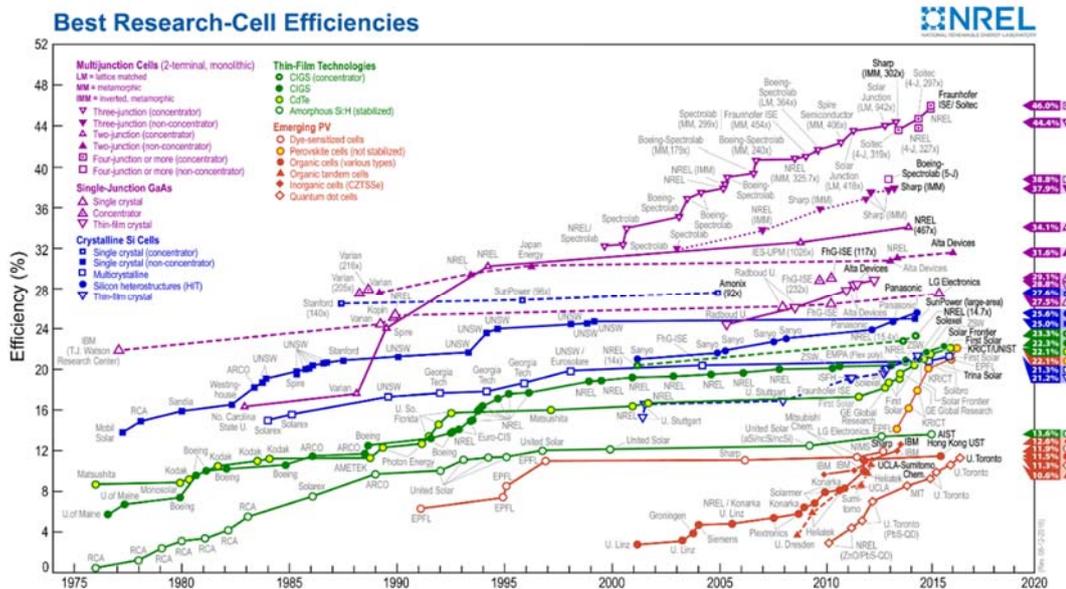


Figure I-06 :L'évolution des rendements des cellules des différentes technologies au niveau de laboratoire.

Tableau I-01 : Efficacités typiques des différentes technologies PV utilisées commercialement (source Photon International Modules Survey 2009)

| | Silicium amorphe | Telluride de Cadmium | CI(G)S | Silicium amorphe / microcristallin | monocristallin | polycristallin |
|------------------------------------|------------------|----------------------|------------------|------------------------------------|------------------|------------------|
| Efficacité de cellule aux STC | 5 – 7% | 8 – 11% | 7- 11% | 8% | 16 -19% | 14 – 15% |
| Efficacité du module aux STC | | | | | 13 – 15% | 12 – 14% |
| Surface requise pour obtenir 1 kWc | 15m ² | 11m ² | 10m ² | 12m ² | ~7m ² | ~8m ² |

I.5 Marché des énergies renouvelable (ENR)

I.5.1 Situation mondiale

La production d'électricité utilisant les ressources naturelles a connu une croissance spectaculaire depuis 2000 jusqu'à l'année 2015 ou est marquée comme une année de lumière et exceptionnelle par une augmentation mondiale des capacités qui n'ont jamais été aussi importante. Cette année 2017 a connu des difficultés pour l'avancement des ENR notamment la baisse spectaculaire des cours mondiaux des combustibles fossiles. La croissance rapide des ENR dans le secteur de l'électricité, la compétitivité des coûts des technologies ENR, l'adoption des ENR dans la politique énergétique des différents pays, leur sécurité énergétique et environnementale sont des facteurs qui font des ENR comme des sources d'énergie reconnues et alternatives des énergies classiques fossiles et fissiles.

Aussi et toujours en 2015, le G-7 et le G-20 ont pris l'engagement pour accélérer l'accès aux énergies renouvelables et l'amélioration de l'efficacité énergétique des transports, des bâtiments et de l'industrie. Ainsi l'objectif de développement durable numéro 7, ODD 7, adopté par l'assemblée générale des nations unies est : « Garantir l'accès de tous à des services énergétiques fiables, durables et modernes, à un coût abordable »

Le moment intense de l'année 2015 était l'accord conclu en décembre par les 195 pays en COP21, conférence de Paris 2015 sur le climat pour limiter le réchauffement climatique en dessous de 2° avec 147 pays privilégiant les énergies renouvelables. Malheureusement, deux ans après, il semble que cet engagement ne soit pas possible et qu'une élévation plus importante de la température sera effective à la fin du siècle considérant les nouvelles données démographiques et énergétiques.

Les avancées en R&D et les transitions dans les politiques énergétiques des pays au travers le monde ont fait que les ENR couvraient 19,2% de la consommation mondiale en énergie en 2014 chose qui s'est poursuivie en 2015.

Néanmoins, comme l'indique la figure I-07, la capacité installée en solaire PV en 2015 a franchi la barre de 50 GW contre seulement 40 GW en 2014 ce qui se traduit par une croissance annuelle de 25%. En puissance installée cumulée, le solaire PV est passé de 177 GW en 2014 à 227 GW en 2015 [14]. La production d'électricité utilisant les ressources naturelles a connu une croissance spectaculaire depuis 2000 jusqu'à l'année 2015 ou est marquée comme une année de lumière et exceptionnelle par une augmentation mondiale des capacités qui n'ont jamais été aussi importante. Cette année 2017 a connu des difficultés pour l'avancement des ENR notamment la baisse spectaculaire des cours mondiaux des combustibles fossiles. La croissance rapide des ENR dans le secteur de l'électricité, la compétitivité des coûts des technologies ENR, l'adoption des ENR dans la politique énergétique des différents pays, leur sécurité énergétique et environnementale sont des facteurs qui font des ENR comme des sources d'énergie reconnues et alternatives des énergies classiques fossiles et fissiles.

Aussi et toujours en 2015, le G-7 et le G-20 ont pris l'engagement pour accélérer l'accès aux énergies renouvelables et l'amélioration de l'efficacité énergétique des transports, des bâtiments et de l'industrie. Ainsi l'objectif de développement durable numéro 7, ODD 7, adopté par l'assemblée générale des nations unies est : « Garantir l'accès de tous à des services énergétiques fiables, durables et modernes, à un coût abordable ».

Le moment intense de l'année 2015 était l'accord conclu en décembre par les 195 pays en COP21, conférence de Paris 2015 sur le climat pour limiter le réchauffement climatique en dessous de 2° avec 147 pays privilégiant les énergies renouvelables. Malheureusement, deux ans après, il semble que cet engagement ne soit pas possible et qu'une élévation plus importante de la température sera effective à la fin du siècle considérant les nouvelles données démographiques et énergétiques.

Les avancées en R&D et les transitions dans les politiques énergétiques des pays au travers le monde ont fait que les ENR couvraient 19,2% de la consommation mondiale en énergie en 2014 chose qui s'est poursuivie en 2015.

Néanmoins, comme l'indique la figure I-07, la capacité installée en solaire PV en 2015 a franchi la barre de 50 GW contre seulement 40 GW en 2014 ce qui se traduit par une croissance annuelle de 25%. En puissance installée cumulée, le solaire PV est passé de 177 GW en 2014 à 227 GW en 2015 [14].

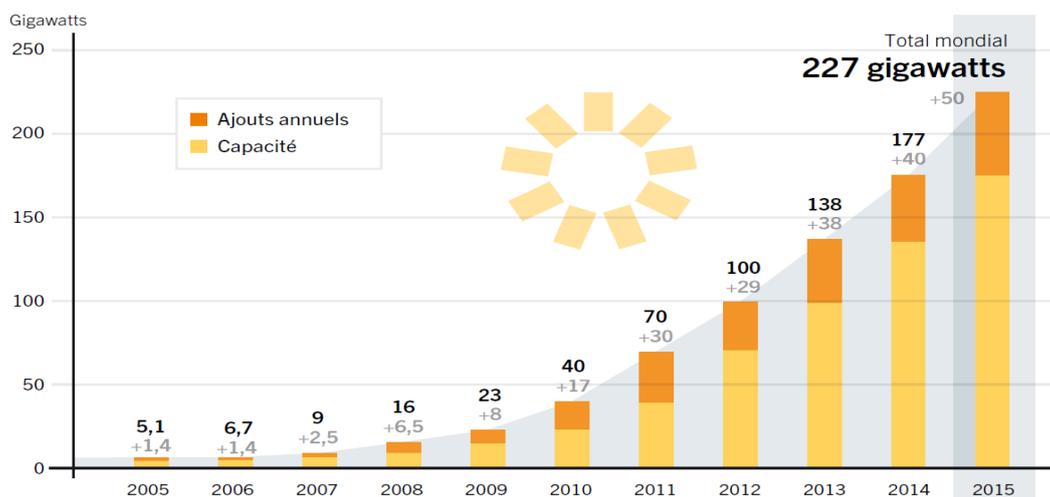


Figure I-07 : Capacité et ajouts annuels mondiaux d'énergie solaire photovoltaïque, 2005–2015.

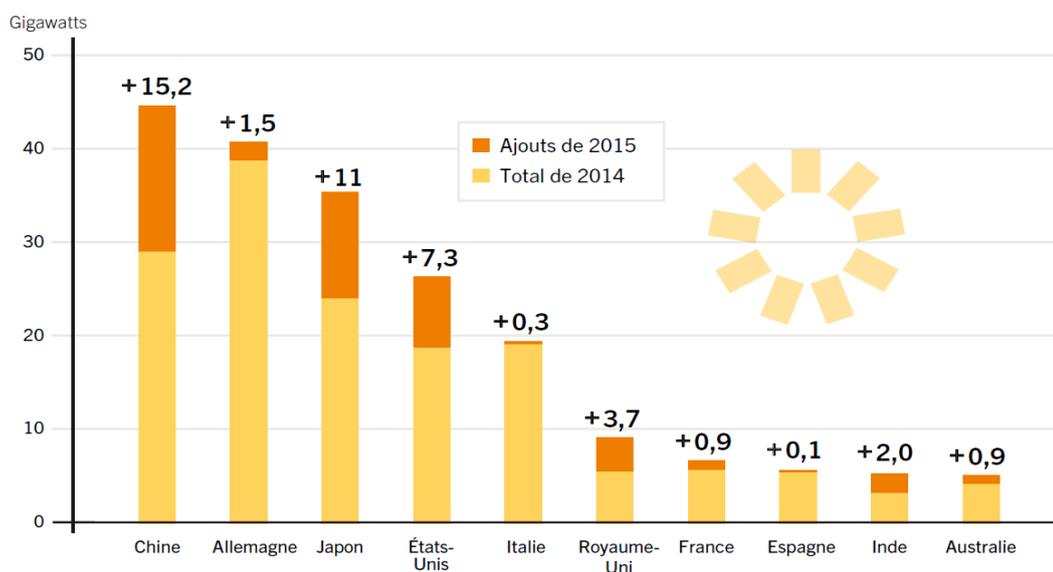


Figure I-08 : Capacité et ajouts solaires photovoltaïques des 10 premiers pays, 2015.

D'après la figure 1-08, nous voyons que la croissance des 10 pays les plus importants et les plus marquant dans l'ajout du PV en 2015, on remarque que le marché a redémarré presque partout dans tout le monde y compris en Afrique et au moyen orient, en Asie, en Amérique latine qui ont représentent les nouveaux marchés.

Cependant, cette croissance mondiale cache de nombreux développements contrastés dans diverses régions. En Asie, après une stabilisation en 2014, le marché photovoltaïque chinois a de nouveau affiché une augmentation à environ 15,2 GW, mais sans pour autant atteindre les objectifs tracés. Dans le pays du lever du soleil, la croissance rapide du marché photovoltaïque japonais jusqu'en 2014 s'est poursuivie et le pays a atteint environ un ajout de 11 GW ce qui

confirme la position de l'Asie en tant que première région mondiale contribuant au développement énergétique par le PV. À côté de ces deux géants, d'autres marchés de PV ont confirmé leur maturité : la Corée du sud, l'Australie, la Thaïlande, la Malaisie, les Philippines et Taiwan. Beaucoup d'autres montrent également des signes d'un développement rapide du PV surtout en prévisionnel pour les années à venir, comme le Vietnam et l'Indonésie. D'autre part, le nombre d'installation PV de l'Inde au-dessus de 2 GW reflète les perspectives positives dans ce pays. L'Inde pourrait devenir l'un des leaders mondiaux du marché PV dans les années à venir. À côté de l'Inde, le Pakistan semble prometteur avec plusieurs centaines de MW installés [15].

Au Moyen-Orient, la Turquie a installé 208 MW pour la toute première fois, alors qu'Israël demeurait le premier pays en termes de capacité installée cumulée avec 200 MW supplémentaires installés. L'annonce des offres les plus compétitives aux Émirats arabes unis (Dubai) et en Jordanie montre qu'il existe une vaste activité dans la région. Bien que ces offres super-compétitives aient une part minoritaire sur le marché mondial du photovoltaïque, elles montrent comment le marché du PV est devenue concurrentiel.

En Europe, après des années de déclin, le marché a augmenté depuis 2015 grâce principalement à la croissance du marché britannique qui s'est imposé comme le premier en Europe pour la deuxième année consécutive avec un PV installé de 3,5 GW en 2015. L'Allemagne a connu une nouvelle baisse du marché du PV à 1,5 GW et ce suite au changement de la politique des régimes de soutien et les nouveaux appels d'offres. La France a stabilisé son marché proche de 0,9 GW tandis que le marché italien, malgré un cadre réglementaire qui semble adéquat, a descendu à un niveau assez bas de 300 MW. Certains marchés européens de taille moyenne ont continué de progresser comme les Pays-Bas ou ont stabilisés comme la Suisse ou l'Autriche, tandis que d'autres pays ont connu une nouvelle croissance à un niveau inférieur : la Belgique, le Danemark et l'Espagne. De nouveaux marchés plus petits ont émergé, comme la Pologne, la Hongrie et la Suède mais le niveau des installations reste inférieur à la barre de 100 MW. Les anciens marchés ont connu un arrêt complet avec un apport entre presque nul et seulement quelques MW installés : la République Tchèque, la Grèce, la Roumanie et la Bulgarie par exemple.

En Afrique, l'Afrique du Sud est devenue le premier pays africain à installer près de 1 GW de PV en 2014 mais ce marché a considérablement diminué en 2015 à environ 200 MW avant un redémarrage. L'Algérie a installé près de 270 MW. De nombreux pays ont annoncé des projets dont l'Égypte étant à la pointe avec 5 GW, mais jusqu'à présent, la plupart des

installations ont été retardées ou tout simplement sont encore dans la phase d'évaluation du projet.

En Amérique du Nord, le marché américain a continué de croître et a atteint 7,3 GW en 2015 : Le Canada a pu installer 600 MW et dans une moindre mesure le Mexique a également progressé par un ajout d 103 MW. Le Chili a installé près de 450 MW, le Honduras a installé 389 MW mais aussi le Guatemala et l'Uruguay sont classés inférieurs à la barre de 100 MW. D'autres marchés latino-américains devraient se développer, en particulier le Brésil, dans les années à venir.

En 2015, le marché du solaire photovoltaïque de l'Union européenne est reparti à la hausse, après trois années consécutives de baisse. 7 226 MW ont été installés dans l'année, soit une croissance de 3 %, portant la puissance cumulée du parc européen à 94,6 GWc. Quant au marché mondial, il a atteint des sommets : au moins 50 GWc connectés en 2015, soit une croissance de 25 % par rapport à 2014(40.2 GWc). Fin 2015, la puissance photovoltaïque mondiale dépassait les 227 GWc valeur estimé par les experts de l'IEA-PVPS dans la publication Trends 2015 in Photovoltaic Applications. D'autres organismes donnent un niveau encore plus élevé. Les premières estimations de BNEF (Bloomberg New Energy Finance) l'établissent à 57 GW, pour une croissance d'environ 30 % par rapport à 2014. D'après le cabinet IHS, il aurait même atteint 59 GW, soit + 35 % par rapport à 2014 [16].

Comme l'indique la figure I-08, Dans les évolutions majeures, 7 des 10 premiers marchés du PV en 2015 ont installé au moins 1 GW de systèmes photovoltaïques contre 5 en 2014. En ce qui concerne la capacité totale installée, 23 pays entrent dans le club 1 GW. L'apport des dix premiers pays est résumé dans le tableau I-02. La capacité installée par ces top 10 pays représente 85% de la capacité mondiale installée ce qui traduit bien le poids de ces pays dans le mix des énergies renouvelables spécialement le marché du PV.

Tableau I-02 : Les 10 tops premiers pays installateurs e- capacité installée du PV.

| TOP 10 COUNTRIES IN 2015 FOR ANNUAL INSTALLED CAPACITY | | | | TOP 10 COUNTRIES IN 2015 FOR CUMULATIVE INSTALLED CAPACITY | | | |
|--|---|-----------|---------|--|--|-----------|---------|
| 1 |  | China | 15,2 GW | 1 |  | China | 43,5 GW |
| 2 |  | Japan | 11 GW | 2 |  | Germany | 39,7 GW |
| 3 |  | USA | 7,3 GW | 3 |  | Japan | 34,4 GW |
| 4 |  | UK | 3,5 GW | 4 |  | USA | 25,6 GW |
| 5 |  | India | 2 GW | 5 |  | Italy | 18,9 GW |
| 6 |  | Germany | 1,5 GW | 6 |  | UK | 8,8 GW |
| 7 |  | Korea | 1 GW | 7 |  | France | 6,6 GW |
| 8 |  | Australia | 0,9 GW | 8 |  | Spain | 5,4 GW |
| 9 |  | France | 0,9 GW | 9 |  | Australia | 5,1 GW |
| 10 |  | Canada | 0,6 GW | 10 |  | India | 5 GW |

L'électricité est un facteur essentiel au développement économique dans tous les pays du monde. L'augmentation de sa production est synonyme d'amélioration de la qualité de vie et de création de richesses. Donc la production d'électricité ramenée au nombre d'habitants est donc un indicateur permettant de mesurer les écarts de développement entre les différentes régions du monde.

I.6 Les avancées technologiques du Photovoltaïque

D'après le tableau I-03, la filière photovoltaïque du silicium cristallin reste la plus dominante du marché du PV depuis les temps jusqu'au 2015 avec une contribution de plus de 90%. Cette contribution est d'une constance depuis plus de 50 ans. Ce progrès est justifié par la baisse de coûts affichés par les fabricants et le rendement amélioré. D'après INREA 2016, le rendement de la technologie C-Si atteint la fourchette de rendement commercial de 21%-23% contre un rendement théorique de 29%.

Tableau I-03 : Part des technologies du PV dans le marché [Source : Fraunhofer ISE, IRENA 2016 ; et IEA-ETSAP 2013]

| Technologie | | Part de marché en 2015 |
|---------------------------------------|--|------------------------|
| Silicium cristallin en Waffers (c-Si) | Monocristallin | 93% |
| | Multicristallin | |
| Couches minces | Silicium amorphe (a-Si) | 0,5% |
| | Cuivre, Indium, Gallium, (di)Selenide (CIGS) | 2,5% |
| | Cadmium, Telluride (CdTe) | 04% |
| Technologies émergentes | Solaire PV à concentration (CSP) | // |
| | Cellules PV organique (OPV)/ Cellules PB sensibilisées à colorant (DSSC) | |
| | Cellules PV inorganique avancées à couches minces | |
| | Concepts nouveaux de PV | |

Plusieurs technologies non silicium sont en voie de développement avec un temps long au niveau laboratoire. A noter que la technologie couche mince ne cesse de se développer et que les CIGS et les CdTe partagent ensemble un taux de plus de 6,5% avec l'ensemble du marché chose qui n'est pas dérisoire en matière de production.

I.7 Part des technologies émergentes : Pérovskites et cellules Multi-jonctions

Les cellules PV pérovskites sont des composés organiques structurés par des cristaux qui sont faciles à fabriquer et devraient être relativement peu coûteux à produire commercialement. Entre 2009 et 2016, leur taux d'efficacité en laboratoire a augmenté de plus de cinq fois, de 3,8% à plus de 21% [17]. Donc se sont de vraies cellules prometteuses et compétitives aux cellules solaires CIGS qui sont en développement depuis plus d'une décade avec un rendement de 21%. Elles seront réellement compétitives lorsque la maîtrise de leur vieillissement rapide sera maîtrisée.

Les cellules à jonction multiple, dites multi jonctions, sont réalisées, comme indiqué précédemment en empilant deux ou plusieurs cellules avec des absorbeurs de propriétés optiques différentes, de sorte qu'elles absorbent une plus grande partie du spectre solaire. Les rendements théoriques de ces cellules sont proches de 50%. Mais aux vues des coûts de fabrication qui sont très élevés, les cellules multi jonctions ont été utilisées uniquement pour des applications spéciales à ce jour. Le progrès dans ce type de cellules ne cesse d'avancer surtout par la réalisation de cellules à faible couts de fabrications et un rendement de 35% par des chercheurs à US Massachusetts Institute of Tchnology and the UAE Masdar Institute ont été obtenus en 2016. Ces chercheurs envisagent la commercialisation de ces cellules dans les deux années à venir [18].

I.8 Marché du photovoltaïque en Algérie

Selon le Ministère de l'Energie de l'Etat Algérien, la capacité des installations de PV connecté au réseau dans les régions du sud et des hauts plateaux dépasserait 400 MW en 2015. Les installations de PV décentralisé dans ces régions prises en charge par d'autres secteurs, notamment le Ministère de l'Agriculture et de Développement Rural dans le cadre de génie rural, seront multipliées. Cependant, aucun chiffre n'est avancé quant à la capacité globale qui sera installée. D'ailleurs, les statistiques précises sur la capacité globale de PV décentralisé installée en Algérie sont quasi-inexistantes malgré les efforts consentis par le centre de développement des énergies renouvelables (CDER) pour recueillir les données des différents départements ministériels. Enfin, les modules PV et les batteries solaires fabriqués en Algérie et qui sont déjà sur le marché méritent d'être encouragés, et ce suite aux dernières directives du gouvernement visant la promotion de la production nationale [19].

La stratégie énergétique de l'Algérie repose sur l'accélération du développement de l'énergie solaire. Le gouvernement prévoit le lancement de plusieurs projets solaires photovoltaïques

d'une capacité totale d'environ 800 MWc d'ici 2020. D'autres projets d'une capacité de 200 MWc par an devraient être réalisés sur la période 2021-2030 [27]. Le développement des énergies renouvelables en Algérie revêt un intérêt particulier pour les pouvoirs publics qui tendent de donner un nouvel essor à ce secteur en vue de les substituer aux énergies fossiles dont les ressources se font de plus en plus rares. Pour la mise en œuvre et la concrétisation des plans et des objectifs arrêtés, les pouvoirs publics ont procédé à l'adoption d'un cadre juridique favorable, la création d'une multitude d'organismes œuvrant dans ce secteur et le lancement d'importants projets.

I.9 Perspectives pour le marché mondial du solaire

La Chine reste de loin le premier marché du photovoltaïque. Selon l'administration nationale de l'énergie en Chine (NEA), au moins 15 GW ont été connectés en 2015, portant la puissance du parc photovoltaïque chinois à 43,2 GW. Le pays détient désormais le record de la puissance solaire installée, passant en 2015 devant l'Allemagne (39,8 MW). Selon le NEA, conformément à son 13e plan quinquennal, le pays devrait tripler sa capacité d'ici à 2020, ajoutant entre 15 et 20 GW de puissance solaire par an, ce qui devrait amener la puissance du pays à plus de 140 GW.

Selon les premières estimations du PV Market Alliance, le Japon est resté le deuxième marché mondial, avec environ 10 GW supplémentaires, portant au moins à 33,4 GW la puissance PV cumulée du pays. Les perspectives de croissance de la filière PV japonaise semblent assurées, car depuis le lancement du programme japonais en 2012, le METI (ministère de l'Économie, du Commerce et de l'Industrie) a approuvé la réalisation d'au moins 79,8 GW de projets photovoltaïques.

Le marché des États-Unis est également encourageant. Le rapport de l'US Solar Market Insight, réalisé conjointement par Solar Energy Industries Association (SEIA) et le bureau de conseil GTM Research, indique que les États-Unis ont installé 7,3 GW en 2015, soit une croissance de 16 % par rapport à 2014. La puissance cumulée en opération y atteint désormais 26,5 GW, comprenant plus de 900 000 installations individuelles. Le rapport précise qu'au premier trimestre 2016, ce chiffre devrait monter à un million. Les nouvelles installations américaines se décomposent en 4 150 MW (+ 6 %) dans les grandes centrales au sol, 2 099 MW dans le secteur résidentiel (+ 66 % par rapport à 2014) et 1 011 MW dans le secteur non résidentiel (- 5 %) [16].

La figure I-10 représente l'évolution des installations photovoltaïques mondiales depuis l'année 2000 jusqu'à 2014 [20].

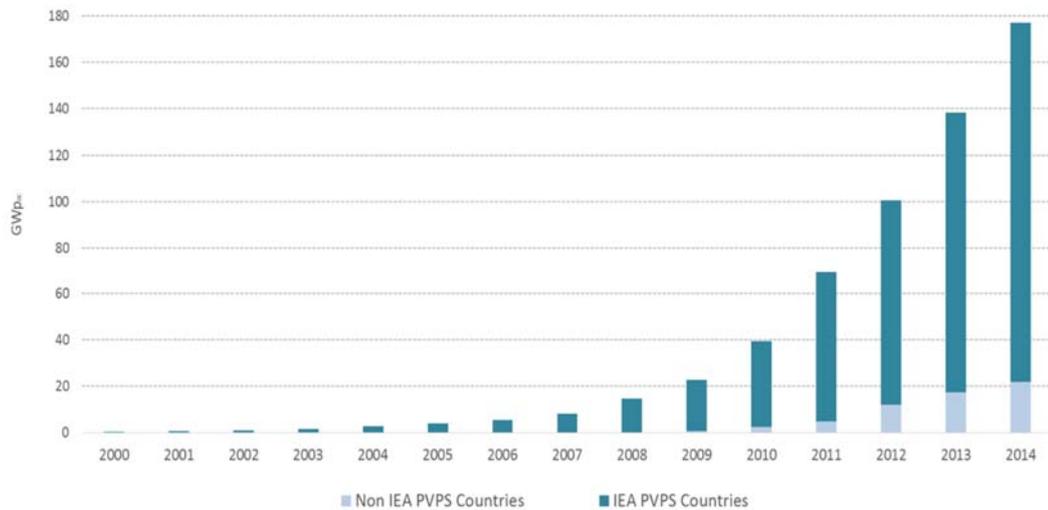


Figure I-10 : Evolution des installations photovoltaïques mondiales depuis 2000 jusqu'à 2014.

I.10 Conclusion

Selon le laboratoire américain NREL, l'évolution de l'efficacité énergétique des différentes technologies reste loin des objectifs d'intégration de l'énergie solaire dans le mix énergétique mondial car ni les rendements pratiques le permettent ni le coût de production qui reste un verrou majeur de la vulgarisation pratique de ces énergies. Il est aussi à noter que les efficacités atteintes sont pour des meilleures cellules en laboratoire qui ont exploitation réelle sont vue en énorme baisse de 2 à 6%. Les rendements laboratoire sont évidemment plus hauts qu'au niveau commercial car les conditions de fabrication ne sont pas standardisées ni industrialisées au niveau de laboratoire. Les cellules PV organique pérovskites sont une voie prometteuse vue que leur rendement laboratoire est réellement compétitif comparativement, par exemple, à celui de la technologie des CIGS à condition de travailler sur les coûts de production qui doivent se rapprocher de ceux la technologie Si. La même remarque est à effectuer pour les cellules PV multi-jonctions dont les rendements laboratoire ont affranchi la barre de 50%.

A noter comme dernier constat, que malgré les progrès mondiaux en matière d'avancement dans la technologie permettant la production d'énergie à base du rayonnement solaire et malgré la disponibilité de gigantesque gisements solaires au niveaux de l'Afrique et du moyen orient, le développement de ces énergie reste à un niveau très bas que l'on pourrait définir comme une stagnation à un stade de timidité !

I.11 Références

- [01] Arno HM Smets et al., Solar energy The physics and engineering of photovoltaic conversion, technologies and systems , UIT Cambridge Ltd,2016.
- [02] International Energy Outlook 2016 with Projections to 2040, May 2016: www.eia.gov/forecasts/ieo.
- [03] W. P. Hirshman, G. Hering and M. Schmela, Cell and Module Production 2007: photon International, 2008, 152.
- [04] <https://www.energieplus-lesite.be/index.php?id=16678#c20442>, consulté le 4/04/2017.
- [05] 3. R. S. Ohl, Light sensitive electric device, US Patent 240252, filed March 27, 1941.
- [06] D. M. Chapin, C. S. Fuller, and G. L. Pearson, 1954. A new silicon p-n junction photocell for converting solar radiation into electrical power, J. Appl. Phys. 25: 676.
- [07] M. A. Green, 2009. The path to 25% silicon solar cell efficiency: History of silicon cell evolution, Prog. Photovolt : Res. Appl. 17: 183.
- [08] T. L. Chu, June 1976. Fabrication of polycrystalline solar cells on low cost substrates, US patent 3961997.
- [09] T. L. Chu, J. C. Lien, H. C. Mollenkopf, S. C. Chu, K. W. Heizer, F. W. Voltmer, and G. F. Wakefield, 1975. Polycrystalline silicon solar cells on foreign substrates, Sol. Energy 17 : 229.7, 8.
- [10] ANNE LABOURET, PASCAL CUMUNEL, JEAN-PAUL BRAUN, BENJAMIN FARAGGI, Cellules solaires : Les bases de l'énergie photovoltaïque «5^e édition ».
- [11] <http://www.futura-sciences.com/planete/dossiers/developpement-durable-cellules-photovoltaiques-coeur-panneaux-solaires-1688/page/9/> consulté le 04/04/2017.
- [12] <https://lenergeek.com/2016/02/17/cellules-solaires-organiques-heliatek-atteint-un-rendement-record/> consulté le 11-4-2017.
- [13] SOLAIRE PHOTOVOLTAÏQUE : 25% de l'électricité mondiale bas carbone en 2050 ! État des lieux et analyses 5 ; FONDATION NICOLAS HULOT POUR LA NATURE ET L'HOMME • WWW.FNH.ORG.
- [14] IEA 2015 SNAPSHOT OF GLOBAL PHOTOVOLTAIC MARKETS.
- [15] REN21, RAPPORT SUR LE STATUT MONDIAL DES ÉNERGIES RENOUVELABLES 2016.
- [16] Euroserv'ER : BAROMÈTRE PHOTOVOLTAÏQUE – EUROBSERV'ER – AVRIL 2016.
- [17] Kojima et al. 2009, Lux Research 2016 :<http://www.luxresearchinc.com/news-and-events/press-releases/read/perovskite-solar-cells-rise-likely-commercialization-2019>, consulté le 08/07/2017 à 18h52.
- [18] <http://news.mit.edu/2016/new-solar-cell-more-efficient-costs-less-its-counterparts-0829> ; consulté le 08/07/2017 à 19h40.

- [19] <http://maghrebemergent.com/energie/renouvelable/70575-le-mega-projet-solaire-photovoltaique-de-l-algerie-de-4-050-mw-presente-a-washington.html>. Consulté le 12/11/2017 à 19h42.
- [20] IEA PVPS International Energy Agency (IEA) Photovoltaic Power Systems “Snapshot of Global PV Markets 2014”.

CHAPITRE II

MODÉLISATION ET SIMULATION DES GÉNÉRATEURS PHOTOVOLTAÏQUES.

II.1 Introduction

Le comportement des cellules solaires photovoltaïques suit une caractéristique non linéaire de la tension en fonction du courant délivré. A cet effet, chaque charge connectée à un générateur photovoltaïque impose son propre point de fonctionnement. Donc avant de connecter une charge à un générateur PV, vaut mieux connaître le comportement physique réel du générateur. Dans cette partie de thèse, nous allons aborder en détail la modélisation mathématique et physique d'une cellule PV et comment généraliser son fonctionnement sur un générateur PV et par suite une centrale PV. La problématique des défauts d'ombrage est introduite avec détail. Ensuite, un modèle physique de simulation d'un bus PV HVDC classique de 1 kV sera proposé et réalisé sous l'environnement software Oracd/Pspice sans pour autant avoir une caractéristique courant-tension non linéaire (I-V) déformée. Nous tenons aussi à signaler qu'en plus de la prise en compte de l'influence des paramètres environnementaux comme l'insolation solaire et la température ambiante de fonctionnement, le modèle proposé prend en charge la problématique de l'ombrage ce qui peut induire des maxima locaux dans la caractéristique I-V du module. Le modèle est en final généralisé à une centrale PV garantissant un bus photovoltaïque à haute tension continue, PV HVDC de 3kWc à 1,2kV.

II.2 Modélisation des cellules PV

II.2.1 Rappel des propriétés électroniques des matériaux photovoltaïques

Dans le cas du photovoltaïque, la source d'énergie est issue des photons de l'énergie électromagnétique provenant du soleil. Prenons l'exemple des cellules photovoltaïque silicium. Quand un photon possédant une énergie de plus de 1.12 eV, arrive sur la cellule, il est absorbé libérant un électron passant dans la bande de conduction. Ainsi les photons ayant suffisamment d'énergie créent des paires électrons/trous dans le semi-conducteur.

Les photons sont caractérisés par leurs longueurs d'ondes, leurs fréquences ainsi que par leurs énergies. Les trois paramètres sont liés par l'équation suivante [01] :

$$c = \lambda\gamma \quad (\text{II-01})$$

Ou c est la vitesse de la lumière dans le vide (299 792 458 m/s), γ la fréquence en Hertz, λ est la longueur d'onde en m.

L'énergie d'un photon est :

$$E = h\gamma = (hc)/\lambda \quad (\text{II-02})$$

Ou avec E , l'énergie exprimée en joule (J) et h , est la constante de Planck (6.626×10^{-34} J.s), cette formule mise à jour par Louis de Broglie en 1924 qui a confirmé la nature à la fois corpusculaire et ondulatoire de la lumière : présence de corpuscules « les photons » et propagation d'ondes avec une fréquence de vibration et une longueur d'onde.

Pour une cellule photovoltaïque au silicium, les photons de longueur d'onde inférieure à $1.11 \mu\text{m}$ possèdent une énergie $E > 1.12 \text{ eV}$. Les photons de longueur d'onde plus courte que $1.11 \mu\text{m}$ auront assez d'énergie pour exciter les électrons. Puisqu'un photon ne peut exciter qu'un seul électron, toute l'énergie supplémentaire au-dessus de 1.12 eV nécessaire pour la libération d'électron sera dissipée sous forme de chaleur perdue dans la cellule. De même, l'énergie des photons incidents de plus grandes longueurs d'onde sera perdue dans le matériau qui les absorbe.

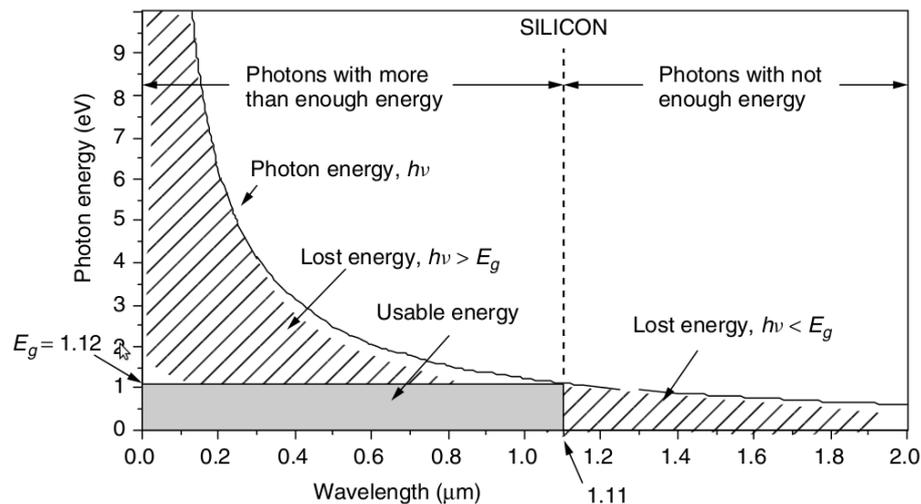


Figure II-01 : Photons de longueurs d'onde supérieure à $1,11 \mu\text{m}$ n'ont pas les $1,12 \text{ eV}$ nécessaires pour exciter un électron, et cette énergie sera perdue sous forme de chaleur. Les photons avec de courtes longueurs d'onde ont assez d'énergie, mais toute l'énergie au-delà de $1,12 \text{ eV}$ sera aussi transformée en chaleur [10].

II.2.2 Spectre solaire

Le soleil émet un rayonnement électromagnétique, sa décomposition en longueurs d'ondes est appelée spectre électromagnétique. Elle est en effet composée de toutes sortes de rayonnement de couleurs différentes, caractérisées par leur longueur d'onde, c'est à dire l'inverse de leur fréquence de vibration qui détermine sa couleur. Les photons, grains de lumière qui composent ce rayonnement, sont porteurs d'une énergie qui est liée à leur fréquence (longueur d'onde) par la relation II-02.

La figure II-02 montre la partie visible du spectre électromagnétique. La gamme des longueurs d'onde visibles est comprise entre 390 nm (violet) à 780 nm (rouge).

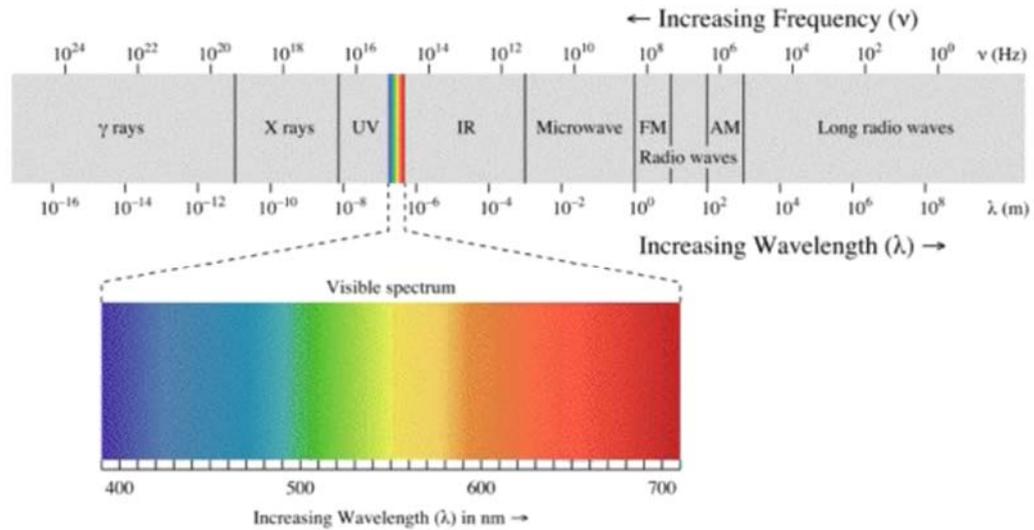


Figure II-02 : Spectre électromagnétique [02].

Le tableau II-01 montre le spectre de longueur d'onde associé aux couleurs visibles [03].

| <i>Le spectre de lumière visible</i> | |
|--------------------------------------|------------------------------|
| <i>Couleur</i> | <i>Longueur d'ondes (nm)</i> |
| Rouge | 622-780 |
| Orange | 597-622 |
| Jaune | 577-597 |
| Vert | 492-577 |
| Bleu | 455-492 |
| Violet | 390-455 |

II.2.3 La bande interdite

La bande interdite ou énergie de gap, E_g d'un semi-conducteur détermine comment réagit une cellule solaire à la lumière. Le tableau II-02 montre les valeurs de la bande interdite de quelques semi-conducteurs.

Tableau II-02 : Les valeurs de la bande interdite de quelques semi-conducteurs.

| Matériel | Bande interdite eV à 300 °K |
|----------|-------------------------------|
| Si | 1.12 |
| Ge | 0.66 |
| GaAs | 1.42 |
| InP | 1.34 |

La bande interdite du matériau semi-conducteur détermine la longueur d'onde de la lumière nécessaire pour générer de l'énergie électrique. La relation reliant la bande interdite et la longueur d'onde est :

$$\lambda (\mu\text{m}) = \frac{hc}{E_g} = \frac{1.24}{E_g(\text{eV})} \quad (\text{II-03})$$

avec λ , est la longueur d'onde en μm , h est la constante de Planck, c est la vitesse de la lumière dans le vide et E_g est l'énergie de gap en eV sachant que $1 \text{ eV} = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ J}$.

II.2.4 La cellule PV

La cellule PV ou encore photopile est le plus petit élément d'une installation photovoltaïque. Elle est composée de matériaux semi-conducteurs et transforme directement l'énergie lumineuse en énergie électrique. Cette transformation est basée sur les trois mécanismes suivants :

- Absorption des photons dont l'énergie est supérieure au gap par le matériau constituant le dispositif.
- Conversion de l'énergie des photons en une énergie électrique, ce qui correspond à la création des paires électron/trou dans le matériau semi-conducteur.
- Collecte des particules générées dans le dispositif.

L'effet photovoltaïque se manifeste quand un photon est absorbé dans un matériau composé de semi-conducteurs dopés p (positif) et n (négatif), dénommé jonction p-n ou n-p. Sous l'effet de ce dopage, un champ électrique est présent dans le matériau de manière permanente. Quand un photon incident (grain de lumière) interagit avec les électrons du matériau, il cède son énergie $h\nu$ à l'électron qui se retrouve libéré de sa bande de valence et subit donc le champ électrique intrinsèque. Sous l'effet de ce champ, l'électron migre vers la face supérieure laissant place à un trou qui migre en direction inverse. Des électrodes placées sur les faces supérieure et inférieure permettent de récolter les électrons et de leur faire réaliser un travail électrique pour rejoindre le trou de la face antérieure [04].

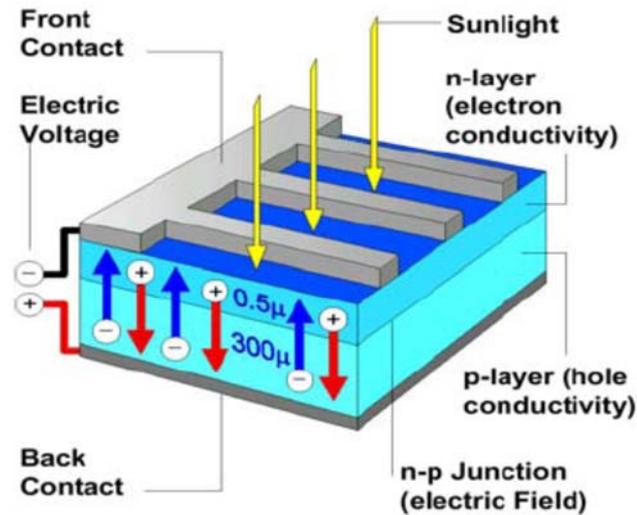


Figure II-03 : représentation en coupe d'une cellule photovoltaïque.

II.2.5 Structure d'une cellule PV

Une cellule solaire, comme l'illustre la figure II-04, est en fait semblable à une photodiode qui se compose d'une jonction p-n. le dopage est réalisé d'une façon asymétrique or la base est dopé couche p et le haut présente un fort dopage en couche n qui représente l'émetteur de la diode.

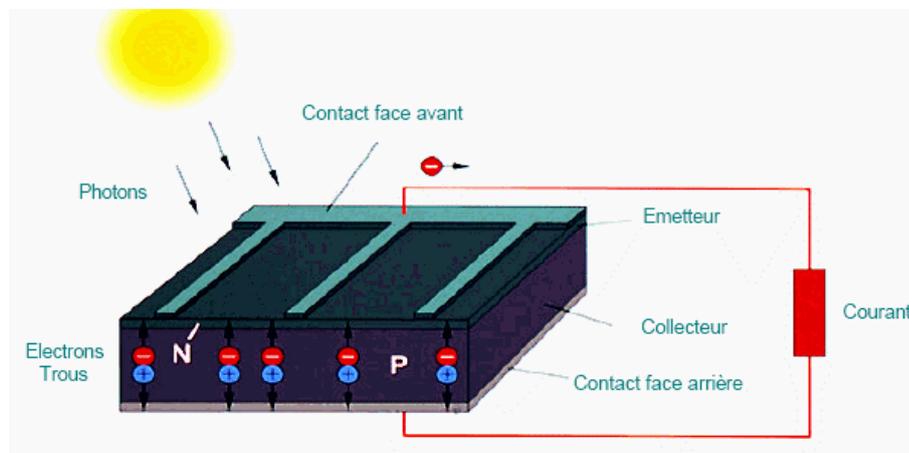


Figure II-04 : Structure typique d'une cellule solaire au silicium [10].

Une fois exposé à la lumière, chaque photon qui pénètre dans la cellule solaire génère une paire électron-trou. Les particules se séparent alors du champ de la région d'espace et se déplacent vers les contacts de la cellule : les trous vers la base et les électrons vers l'émetteur vers l'avant de la cellule (face exposée au soleil). Les porteurs de charges seront ensuite collectés via la grille métallique et véhiculés sur les deux barres métalliques épaisses et une charge reliée à cette cellule peut récupérer de l'énergie électrique générée.

II.3 Courbes et grandeurs caractéristiques d'une cellule PV

La courbe caractéristique d'une cellule photovoltaïque correspond bien dans le principe à une photodiode. Cependant, pour la cellule PV le principe du générateur est sélectionné comme le schématise la figure II-05.

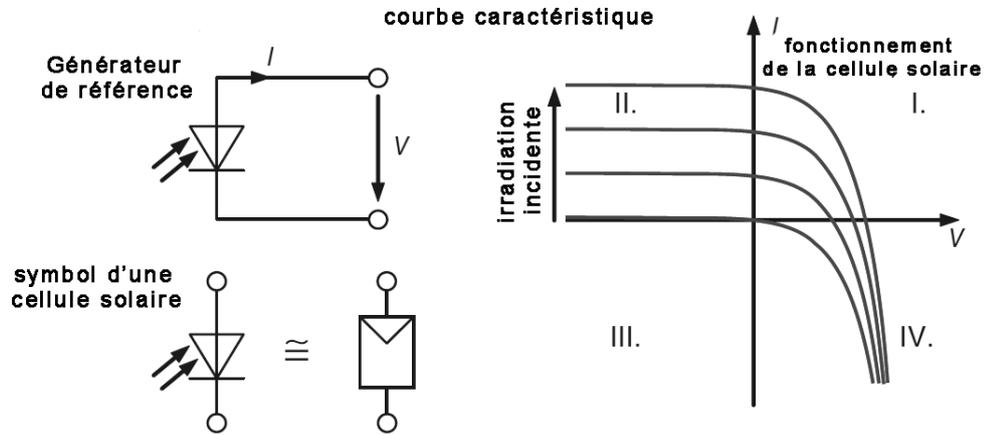


Figure II-05 : Courbe caractéristiques d'une cellule PV en mode générateur.

Comparativement à une photodiode, le sens de la tension est conservé par contre celui du courant est inversé pour préserver la convention générateur. La production d'énergie aura lieu dans le premier quadrant et par suite la majorité des courbes caractéristiques de la cellule PV sont représentées dans ce même quadrant. Le symbole d'équivalence utilisé en figure II.05 pour une cellule PV est devenu une norme.

Une caractéristique typique d'une cellule PV est présenté en figure II-06 avec son schéma électrique équivalent simplifié inspiré du principe de la photodiode. Ce circuit équivalent décrit approximativement le comportement d'une cellule PV réelle.

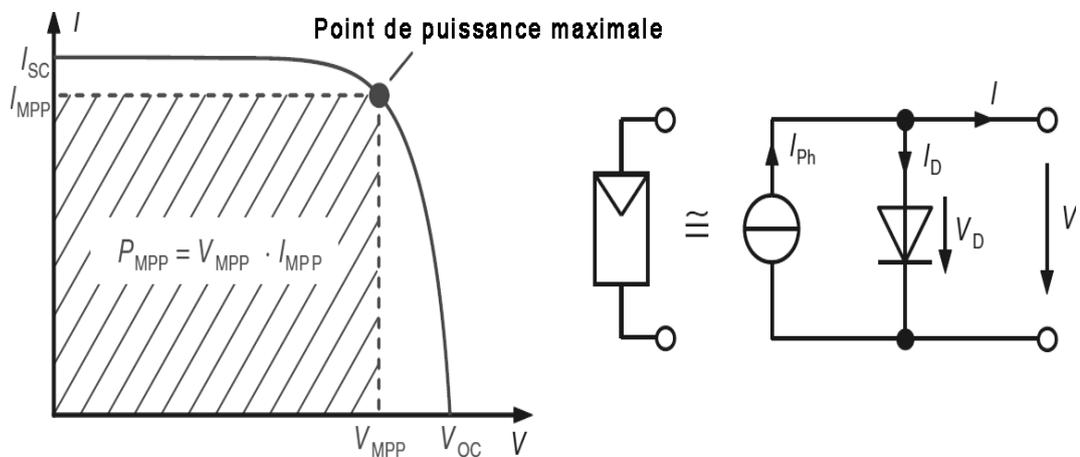


Figure II-06 : Caractéristique I-V d'une cellule PV à gauche et son schéma équivalent à droite [10].

Par similarité à une photodiode et à partir du schéma équivalent consigné en figure II-06, l'équation de la courbe caractéristique est :

$$I = I_{PH} - I_D = I_{PH} - I_s \cdot \left(e^{\frac{V}{m \cdot V_T}} - 1 \right) \quad (\text{II-04})$$

Avec : I_{ph} est le photo courant I_s le courant de saturation de la diode, m le facteur d'idéalité compris entre 1 et 2, V la tension au borne de la cellule PV, I le courant produit par cette dernière et V_T la tension thermique de la diode.

On remarque sur la courbe caractéristique en figure II-05 plusieurs points marquants qui permettent de mieux décrire une cellule solaire.

II.3.1 Le courant de court-circuit I_{sc}

Le courant de court-circuit d'une cellule PV est celui quand elle est court-circuitée donnant ainsi une tension nulle $V=0$. Par substitution de $V=0$ dans l'équation II.01 on trouve :

$$I_{sc} = I_{ph} \quad (\text{II-05})$$

Il revient à conclure que le courant de court-circuit est en réalité le photo courant. Et du moment que ce dernier est proportionnel au niveau de l'irradiation solaire, le courant de court-circuit l'est aussi.

II.3.2 La tension de circuit ouvert V_{oc}

Le second cas extrême se produit lorsque le courant produit s'annule donnant naissance à une tension de circuit ouvert. Cette tension s'obtient par la résolution de l'équation II.04 avec V comme variable et pour un courant I nulle, ce qui donne lieu à :

$$V_{oc} = V(I = 0) = m \cdot V_T \cdot \ln \left(\frac{I_{sc}}{I_s} + 1 \right) \quad (\text{II.06})$$

Cependant, avec des petits courants la valeur 1 devra être ignorée devant le rapport I_{sc}/I_s dans le logarithme et l'équation II.03 sera simplifiée à :

$$V_{oc} = V(I = 0) = m \cdot V_T \cdot \ln \left(\frac{I_{sc}}{I_s} \right) \quad (\text{II.07})$$

Cette formule montre clairement que la tension du circuit ouvert est moins dépendante de la variation d'irradiation solaire par rapport au courant de court-circuit d'une cellule PV, car la tension V_{oc} varie uniquement avec le logarithme népérien de l'irradiation E qui n'est autre qu'une image du courant de court-circuit I_{sc} .

II.3.3 Le point de puissance maximale (PPM)

La cellule PV produit des puissances différentes qui dépendent du point de fonctionnement réel dans lequel elle travaille. Seul un point dans lequel la puissance maximale est fourni à la charge et qui est appelé le point de puissance maximale (PPM) ou Maximum Power Point (MPP) en anglais. Et comme à chaque point de fonctionnement sur la caractéristique I-V, la puissance fournie correspond à la surface ($V \cdot I$), la surface devant être maximale dans le cas du MPP. Sur la figure II-07, au MPP correspond le courant I_{MPP} et la tension V_{MPP} .

II.3.4 Le facteur de forme (FF)

Le facteur de forme (FF) rarement dénommé le facteur de remplissage est défini par la relation entre la puissance du MPP et le produit de la tension du circuit ouvert par le courant de court-circuit comme illustré sur la figure II-07.

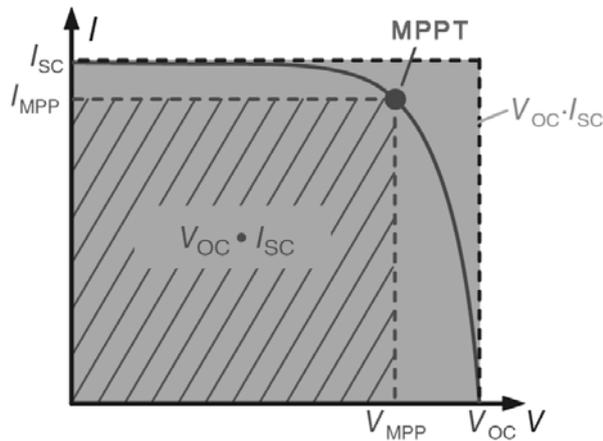


Figure II-07 : le facteur de forme, quotient de la surface hachurée à la surface non hachurée.

C'est au fait la surface décrite par le PPM dans la courbe I-V sur la surface décrite par $V_{oc} \times I_{sc}$.

$$FF = \frac{V_{MPP} \cdot I_{MPP}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} = \frac{P_{MPP}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} \quad (II.08)$$

Donc le FF est une mesure de la qualité d'une cellule PV, ces valeurs typiques sont comprises entre 0,75 et 0,85 pour une cellule PV au silicium et entre 0,60 et 0,75 pour des matériaux à couches minces.

Les auteurs en [05] donne une approximation qui prend en charge la dépendance du FF de la tension en circuit ouvert V_{oc} :

$$FF = \frac{1 + \ln\left(\frac{V_{oc}}{V_T} + 0,72\right)}{\frac{V_{oc}}{V_T} + 1} \quad (II.09)$$

II.3.5 Le rendement η d'une cellule PV

Le rendement η d'une cellule PV indique la portion de la puissance optique incidente qui sera convertie en une puissance électrique au PPM en sortie :

$$\eta = \frac{P_{PPM}}{P_{opt}} = \frac{P_{PPM}}{E.A} = \frac{FF.V_{oc}.I_{sc}}{E.A} \quad (II.10)$$

Avec E, l'irradiation solaire et A, la surface ensoleillée faisant la conversion dite surface effective de la cellule PV.

Les rendements typiques affichés par une cellule PV au silicium commerciale sont entre 15% et 22% comme déjà signalé en chapitre I.

II.3.6 Influence de la température sur une cellule PV

Une élévation de température d'un semi-conducteur conduit à une augmentation du mouvement thermique de l'électron intégré dans la maille du cristal. En physique des semi-conducteurs, dans ce cas les électrons seront arrachés de leurs orbites vers la bande de conduction et par voie de conséquence la concentration intrinsèque des porteurs de charge augmente et provoque automatiquement une augmentation du courant de saturation I_s . D'après l'équation II.03, une augmentation de I_s conduit à une réduction de la valeur de la tension en circuit ouvert V_{oc} .

Une étude plus approfondie des semi-conducteurs nous amène à écrire :

$$\frac{V_{oc}}{dT} = \frac{V_{oc} - m.\Delta W_G/q}{T} \quad (II.11)$$

Pour une cellule typique et avec un facteur d'idéalité unitaire ($m = 1$), on aura :

$$\frac{V_{oc}}{dT} = \frac{0,6 - 1,12}{300K} = 1,7mV/K \quad (II.12)$$

Avec T température en K.

Une approximation très correcte est donnée dans [06] et dans laquelle les auteurs déterminent une influence de la température sur V_{oc} pour une cellule solaire au silicium de -2,3 mV/K.

L'influence d'une variation de température sur le courant de court-circuit reste insignifiante mais le point de puissance se déplace à gauche dans les courbes caractéristiques I-V, P-V et la puissance chute avec une hausse de température.

La connaissance de l'influence d'une variation de température sur la puissance est d'un intérêt particulier pour les utilisateurs d'une cellule PV ou un module PV. Comme dans ce cas la tension de circuit ouvert est fortement dégradée et que le courant de court-circuit n'augmente que très légèrement, la puissance du MPP se dégrade aussi. Aussi le FF est dépendant du rapport

V_{oc}/V_T ce qui entraîne sa diminution. Tous ces trois facteurs [06] conduisent à un coefficient de température pour la puissance au point de puissance maximal égale à :

$$TC_{PPM} = \frac{\Delta P_{PPM}}{\Delta T \times P_{PPM}} \quad (\text{II.13})$$

La dégradation de la puissance d'une cellule PV au silicium est avec un TC_{PPM} de 0,4 à 0,5/K [06]. De façon générale, on peut dire que la puissance d'une cellule solaire est réduite d'environ 5% avec une augmentation de température de 10 K. Comme les modules solaires peuvent facilement atteindre une température de 60°C en plein soleil, cela signifiera qu'en fonctionnement, une cellule solaire présentera une perte significative en puissance comparativement à la température de 25 °C indiquées dans les fiches techniques.

II.4 Modélisation électrique d'une cellule PV réelle

II.4.1 Le modèle standard

Ce modèle, figure II-08a, est déjà introduit dans la figure II-06 et décrit par l'équation II.04.

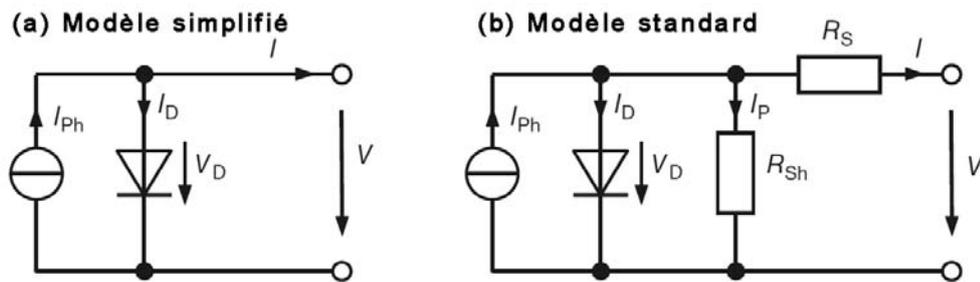


Figure II-08 : Les modèles de description des cellules/modules PV ; a) le modèle simplifié et b) le modèle standard [10].

II.4.2 Le modèle standard (Modèle à une seule diode)

Le modèle standard, illustrée en figure II-08b, ou communément appelé le modèle à une diode (*single-diode model en anglais*) modélise d'une façon globale les pertes électriques dans une cellule PV. La résistance série R_s décrit les pertes ohmiques dans les contacts avants de la cellule PV et à l'interface métal semi-conducteur. En revanche, la résistance shunt R_{sh} , paramètre intrinsèque des matériaux solaires utilisés, modélise les pertes relatives aux courants de fuite sur les bords de la cellule PV ainsi que tout point de court-circuit de la jonction p-n. Pour obtenir les courbes caractéristiques du modèle standard, le courant délivré par une cellule PV devient :

$$I = I_{PH} - I_D - I_P \quad (\text{II.14})$$

Et le courant à travers la résistance parallèle R_{sh} est donnée par :

$$I_P = \frac{V_D}{R_{sh}} = \frac{V+I.R_s}{R_{sh}} \quad (\text{II.15})$$

Ce qui amène à déduire l'équation descriptive de la courbe caractéristique du modèle standard d'une cellule PV :

$$I = I_{PH} - I_s \cdot \left(e^{\frac{V+I.R_s}{m.V_T}} - 1 \right) - \frac{V+I.R_s}{R_{sh}} \quad (\text{II.16})$$

A cause des non-linéarités de cette équation, l'apparition de la variable courant I dans les deux termes de l'équation II.13, ne peut être résolue que numériquement. Il est tout à fait clair que les deux résistances modélisant les pertes électriques dans la cellule PV influencent la courbe caractéristique I-V. Cette influence est consignée dans la figure II-08.

La figure II-08 montre que l'augmentation de la résistance série R_s diminue fortement le FF de la cellule PV et par conséquent dégrade considérablement le rendement énergétique de conversion. La situation est similaire dans le cas d'une augmentation des valeurs de R_{sh} avec une sérieuse affectation de la tension en circuit ouvert. Or une augmentation de son courant I_p provoque une chute de tension importante qui baisse la tension de diode V_D . Pour exemple de calcul, partant de la figure II-08 pour une résistance shunt fixe de 10Ω , pour une cellule PV dont la valeur de la résistance série est de $1\text{m}\Omega$ délivre une puissance de $1,85 \text{ Wc}$ au PPM. Une augmentation de R_s à $100\text{m}\Omega$ entraîne une puissance délivrée de $0,75 \text{ Wc}$ au PPM soit une diminution de 59% pour une augmentation de 100% sur R_s . Alors pour la même cellule PV d'une résistance série fixe de $1\text{m}\Omega$, une variation de la résistance shunt de 10Ω à $100\text{m}\Omega$ entraîne une perte de puissance variant de $1,85 \text{ Wc}$ à $0,345 \text{ Wc}$ au PPM respectivement, soit une perte de 81% contre une diminution de 100% de la valeur de R_{sh} .

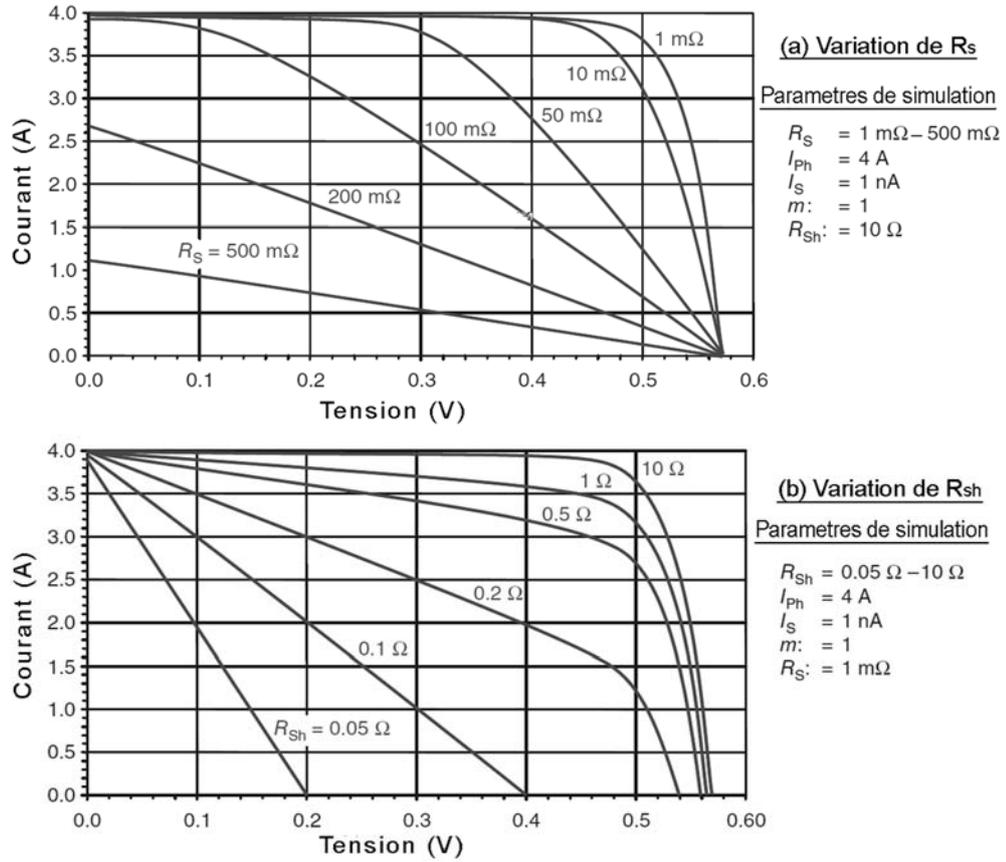


Figure II-08 : Influence de la résistance série R_s et de la résistance parallèle R_{sh} sur la courbe caractéristique d'une cellule solaire : Le FF diminue fortement avec l'augmentation R_s et la chute R_{sh} [10]

II.4.3 Le modèle à deux diodes

Pour simplification du model Shokley a proposé l'équation II.14 basée sur l'hypothèse qu'il n'y aura pas de recombinaison dans la zone d'espace de charges [07]. Spécialement pour des semi-conducteurs présentant une bande interdite assez large, ce fait conduit à des écarts entre les courbes caractéristiques réelles et simulées [07].

$$I = I_s \cdot \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \tag{II.17}$$

Dans ces cas, on se sert du modèle à deux diodes présenté en figure II-09, dans lequel le courant de diffusion est modélisé au moyen d'une diode avec un facteur d'idéalité de 1 et un courant de recombinaison par une diode supplémentaire avec un facteur d'idéalité de 2.

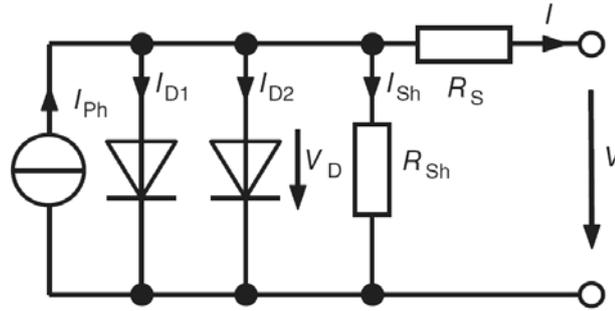


Figure II-09 : Le modèle à deux diodes pour une modélisation plus exacte de la courbe caractéristique d'une cellule PV.

Cependant, l'équation de la courbe caractéristique du modèle à deux diodes peut être décrite, par analogie à l'équation II.16, par :

$$I = I_{PH} - I_{S1} \cdot \left(e^{\frac{V+I.R_S}{V_T}} - 1 \right) - I_{S2} \cdot \left(e^{\frac{V+I.R_S}{2.V_T}} - 1 \right) - \frac{V+I.R_S}{R_{Sh}} \quad (\text{II.18})$$

Outre les trois circuits équivalents déjà présentés, on utilise occasionnellement un modèle efficace de la courbe caractéristique. Ce dernier correspond au modèle standard, mais sans l'utilisation de la résistance R_{sh} . Aussi les valeurs négatives de la résistance série dans ce modèle sont autorisées afin d'être en mesure d'atteindre une bonne qualité de courbes qui retracent fidèlement de ceux mesurées [08].

II.4.4 Détermination des paramètres du circuit équivalent

Les paramètres du circuit équivalent simplifié peuvent être déterminés à partir de la courbe I-V mesurée si cette dernière est disponible. Comme déjà décrit, le photo courant I_{ph} peut être défini comme égal au courant de court-circuit I_{sc} . En outre, et pour un facteur d'idéalité unitaire ($m = 1$), le courant de saturation est alors déterminé à partir de l'équation II.04 par :

$$I_S = I_{sc} \cdot e^{-V_{oc}/V_T} \quad (\text{II.19})$$

Toutefois, une discordance entre la courbe calculée à partir de ces paramètres avec la courbe originale mesurée est généralement considérable pour la raison est que le facteur d'idéalité de cellules solaires réelle est toujours supérieur à 1. En simulation, l'évolution de la courbe I-V (par exemple avec des outils logiciels du type Excel, Matlab, Oracad, Mathematica, etc.) en fonction des variations des deux paramètres m et I_s , jusqu'à l'obtention du meilleur accord possible entre la courbe simulée et la courbe mesurée est atteinte. La Figure II-10 présente un exemple de courbes mesuré et simulé d'un module solaire. L'image de gauche en figure II-10, montre une courbe simulée basé sur le circuit équivalent simplifié. L'écart évident entre la mesure et la simulation, même après l'optimisation des paramètres persiste.

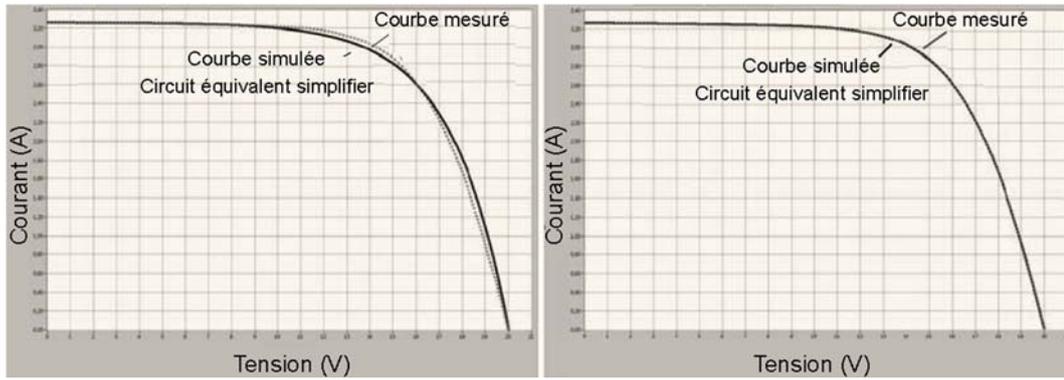


Figure II-10 : Courbe I-V simulée d'un module solaire : Le circuit équivalent simplifié marque un accord insuffisant avec la courbe mesurée alors que le circuit équivalent standard montre sa reproduction presque parfaite.

Par rapport au modèle simplifié, la qualité de l'approximation à l'aide du circuit équivalent standard est bien meilleure. Dans la figure II-10, image de droite, il n'y a pratiquement pas d'écart entre la mesure et la simulation.

De très bonnes valeurs initiales pour les deux résistances R_S et R_{sh} sont obtenues à partir du gradient de la courbe I-V aux voisinages des points de court-circuit et de circuit ouvert. A cet effet, au point de court-circuit, la plus grande partie du courant photonique I_{ph} circule à l'extérieur de la cellule de sorte que la tension V_D deviendra plus petite, comme montré en figure II-06. Le courant à travers la diode D peut alors être négligé et l'équation II.16 deviendra ainsi :

$$I = I_{PH} - \frac{V+I.R_S}{R_{Sh}} \quad (\text{II.20})$$

La pente au point de court-circuit est donnée par une dérivation de l'équation II.20 :

$$\frac{dI}{dV} = 0 - \frac{1}{R_{Sh}} - \frac{R_S}{R_{Sh}} \cdot \frac{dI}{dV} = - \frac{1}{R_S+R_{Sh}} \quad (\text{II.21})$$

En général, les valeurs de R_S sont nettement inférieures à R_{sh} ce qui nous permet d'écrire :

$$R_{Sh} = \left. \frac{dV}{dI} \right|_{V=0} \quad (\text{II.22})$$

Une considération similaire est faite autour du point de circuit ouvert car en ce point la tension de diode V_D augmente et la diode devient moins résistante de sorte que le courant I_D peut être négligé comparativement avec I_{sc} . Ainsi l'équation II.19 peut être écrite sous la forme :

$$I = I_{PH} - I_S \cdot \left(e^{\frac{V+I.R_S}{m.V_T}} - 1 \right) \quad (\text{II.23})$$

La dérivée de l'équation II.23 par rapport à la variable I courant de la cellule PV, sans oublier la dépendance entre I et V , donne lieu à :

$$\frac{d}{dI}(I) = 1 = 0 - I_s \cdot \frac{1}{m \cdot V_T} \cdot \left[\frac{dV}{dI} + R_s \right] \cdot e^{\frac{V+I \cdot R_s}{m \cdot V_T}} \quad (\text{II.24})$$

Et le réarrangement de l'équation II.24 conduit à :

$$\frac{dV}{dI} = -R_s - \frac{m \cdot V_T}{I_s} \cdot e^{-\frac{V+I \cdot R_s}{m \cdot V_T}} \quad (\text{II.25})$$

Au point de court-circuit, on applique $V = V_{oc}$ et $I = 0$ et l'équation II.25 se simplifie à :

$$\left. \frac{dV}{dI} \right|_{V=V_{oc}} = R_s + \frac{m \cdot V_T}{I_s} \cdot e^{-\frac{V_{oc}}{m \cdot V_T}} \approx R_s \quad (\text{II.26})$$

Le terme négligé dans l'équation II.20 signifie que la résistance de la diode en mode direct au voisinage du courant de court-circuit I_{sc} est typiquement nettement inférieure à R_s . La résistance série peut donc être déterminée quand le gradient du point de circuit ouvert est mesurée ce qui est illustrée dans la figure II-16. Les auteurs dans la référence [09] proposent une méthode pratique pour la détermination des paramètres du circuit équivalent à deux diodes en introduisant un deuxième courant de saturation comme inconnue à la place du facteur d'idéalité.

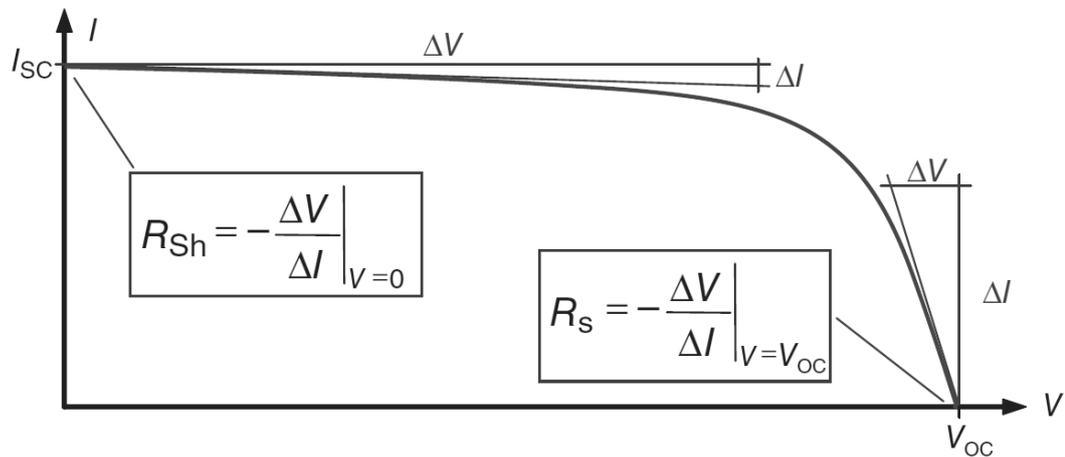


Figure II-10 : Détermination des résistances série et shunt d'une cellule PV à partir de la courbe caractéristique via le gradient en point de circuit ouvert et en point de court-circuit respectivement.

II.5 Propriétés des panneaux solaires

Les caractéristiques des modules solaires tels que le coefficient de température, le rendement ...etc. sont principalement déterminées par les cellules photovoltaïques qui les composent. Le type d'interconnexion des cellules influe sur ces caractéristiques. La mise en série et en parallèle de cellules PV ont des effets différents sur la puissance délivrée spécialement en présence des défauts d'ombrage.

II.5.1 Zones de fonctionnement d'une cellule solaire

Dans une interconnexion de plusieurs cellules PV en une rangée (string : toutes en série) les tensions ou courants inverses peuvent directement et facilement affecter les cellules individuellement. En cas de défauts dus à un stress d'origine électrique ou thermique suite à des défauts d'illumination, les cellules vont impérativement fonctionner dans les quadrants II et IV en dehors du quadrant I de la caractéristique I-V. La figure II-11 illustre les courbes caractéristiques I-V dans les quatre quadrants possibles de son fonctionnement [10].

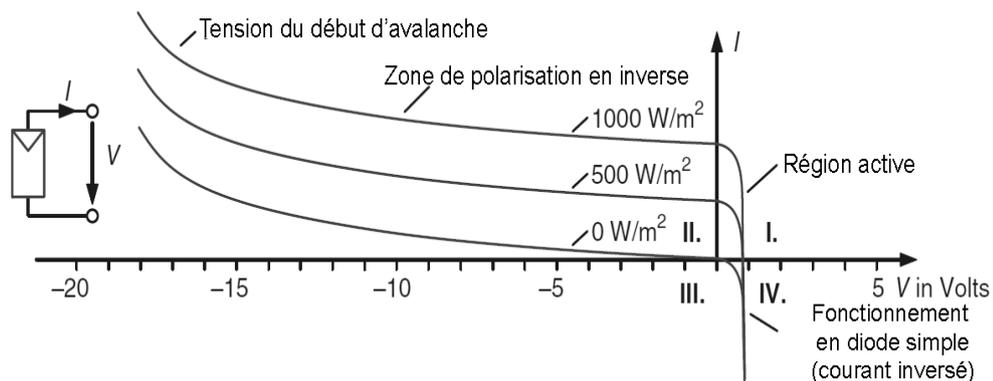


Figure II-11 : Courbes caractéristiques d'une cellule solaire dans les différents modes de fonctionnement.

Le premier quadrant est celui de la région active ou le fonctionnement normal de la cellule se manifeste par la production de puissance : fonctionnement en générateur de la cellule PV. Le quadrant II montre le fonctionnement en inverse de la diode avec la montée des tensions inverses et d'avalanche en courant conduisant à la destruction de la cellule solaire ; ce cas est très fréquent en présence des défauts d'ombrage ou la mise de la cellule en obscurité totale. Quant au quadrant IV c'est la région de fonctionnement en courant inverse ou le courant circule dans le sens inverse du celui du photo-courant.

II.5.2 Branchement en parallèle de cellules solaires

Dans la figure II-12, nous représentons trois cellules solaires connectées en parallèle. Ce type de raccordement force à ce que toutes les cellules aient la même tension et ce sont les courants individuels qui sont additionnés, voir équation II.27 :

$$\begin{cases} V = V_1 = V_2 = V_3 \\ I = I_1 + I_2 + I_3 \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

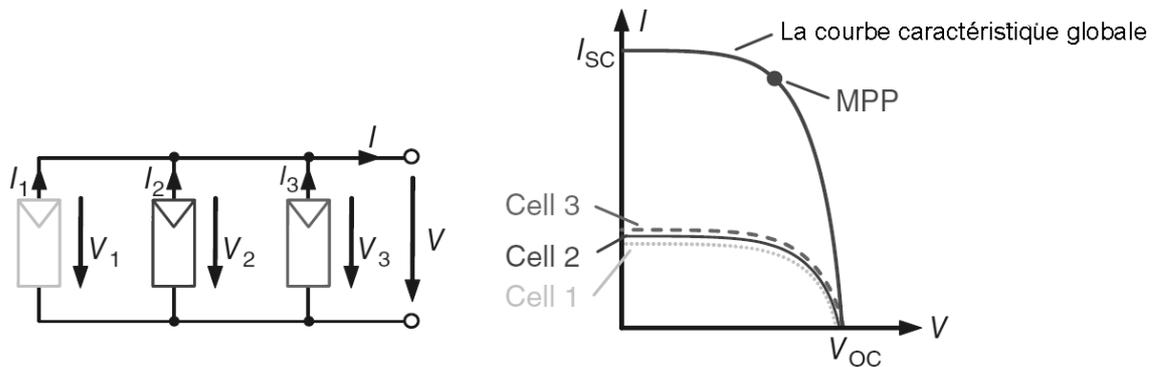


Figure II-12 : Fonctionnement des cellules solaires en parallèle sans défauts d'ombrage.

En fonctionnement normal, comme illustré en figure II-12, la caractéristique I-V globale est obtenue pour la même tension par la somme des trois courants relatifs aux cellules individuelles quel que soit les tensions de zéro à V_{oc} .

Mais par exemple si une cellule en défaut est ombrée aux trois quarts de sa surface efficace, sa tension en circuit ouvert ne sera que légèrement affectée alors que son courant de court-circuit se dégradera d'environ trois quart de sa valeur idéale.

La figure II-13 présente l'effet de la présence d'un défaut d'ombrage sur la courbe caractéristique d'un module PV dans une configuration parallèle, Nous pouvons voir que les courants des modules sains doivent s'aligner à la même valeur de celui du module dégradé par l'ombrage. Il est tout à fait normal, du moment qu'une diminution d'ensoleillement affecte directement la valeur du courant débité par le module, que le générateur PV formé de ces trois modules perdra le quart de sa puissance et qui correspondant à la partie de la surface ombragée.

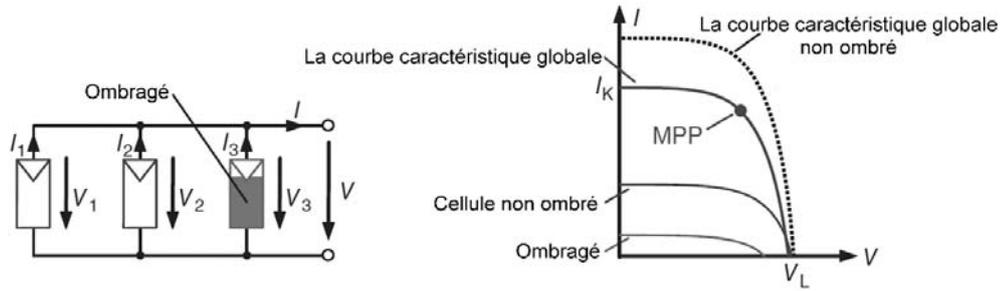


Figure II-13 : Ombrage de l'une des trois cellules PV : le courant résultant sans ombrage est dégradé à la même intensité de celui délivré par la cellule ombrée.

Par conséquent, la connexion en parallèle des modules PV réagit d'une manière directe à l'ombrage partiel. Lorsque l'on considère la connexion en série, nous allons voir que le comportement du générateur sera dans une pire situation.

II.5.3 Branchement en série de cellules solaires

Dans un panneau solaire, plusieurs cellules PV sont connectées en série afin d'obtenir des tensions nominales de sortie adaptées à l'application. Dans la figure II-14, on présente un module PV composé de trois cellules PV connectées en série. En absence de défaut, le courant dans les trois cellules PV est identique et la tension globale du module est la somme des tensions individuelles de toutes les cellules connectées en série. Donc nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V = V_1 + V_2 + V_3 \\ I = I_1 = I_2 = I_3 \end{cases} \tag{II.28}$$

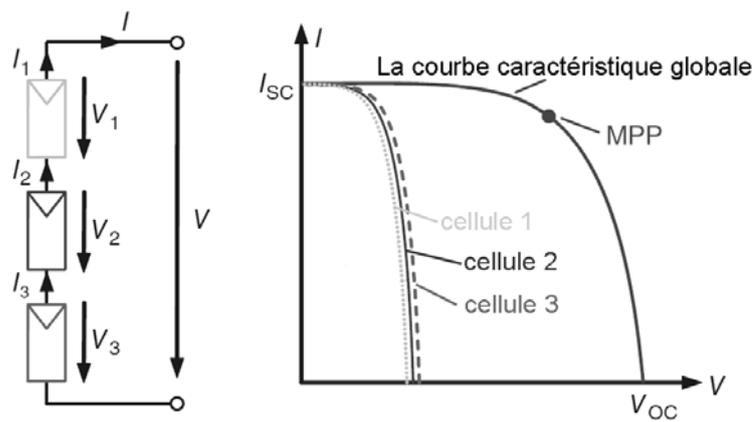


Figure II-14 : connexion des cellules PV en série, les tensions individuelles des cellules s'additionnent.

La caractéristique globale lors de connexion de plusieurs cellules en série peut être obtenue graphiquement en additionnant les différentes tensions pour des valeurs fixes de courant le long d'une variation de la tension de 0 à V_{oc} .

Pour traiter la problématique de l'ombrage dans une configuration série, on suppose que trois cellules identiques sont connectées en série avec les trois quarts de la surface efficace de l'une entre-elles ombrée comme indiqué sur la figure II-15.

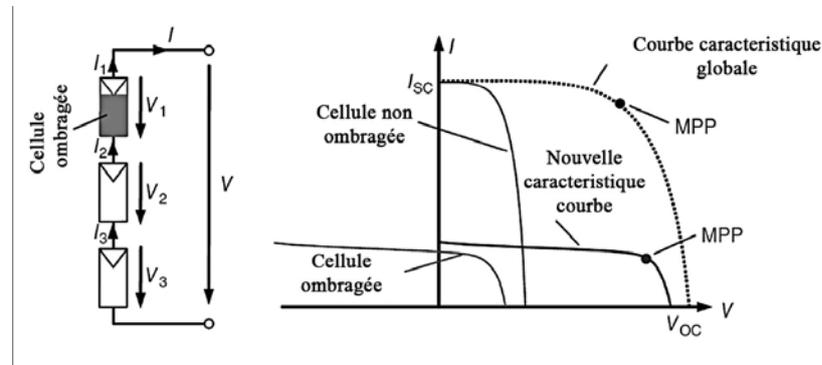


Figure II-15 : ombrage partiel d'une cellule PV insérée dans une rangée, le courant global décroît énormément.

Les deux cellules entièrement irradiés tentent de faire passer leur courant à travers la cellule en défaut. Cela provoque une tension négative aux bornes de la cellule ombrée ce qui rend son fonctionnement dans le deuxième quadrant de la courbe caractéristique.

Si l'on ajoute à nouveau toutes les tensions des cellules en série à différentes valeurs de courants, on obtient alors la nouvelle courbe caractéristique globale comme le montre la figure II-15. Le courant est presque entièrement déterminé par celui de la cellule ombragée. La puissance du MPP du module a été réduite de près de trois quarts par rapport à la situation sans ombrage, bien que seulement une seule cellule a été ombragée aux trois-quarts de sa surface efficace.

Il est à noter que ces conditions d'ombrage, générant un courant inverse dans la cellule ombragée vont créer des points chauds générant un vieillissement prématuré et pouvant aller jusqu'à sa destruction de la cellule concernée.

II.6 Influence des Variations Climatiques sur la Cellule Photovoltaïque

II.6.1 Variations de l'énergie incidente

La variation d'énergie incidente (ensoleillement) entraîne une variation du courant proportionnel à cette dernière et une variation de la tension relativement faible. La figure II-16 montre les résultats de simulation sous Matlab/simulink et sous Orcad/Pspice de l'influence d'une variation d'irradiation sur les caractéristiques $I(V)$ d'un GPV conformément au schéma présenté dans la figure II-17. Les simulations sont faites pour une température de surface fixée à 25°C.

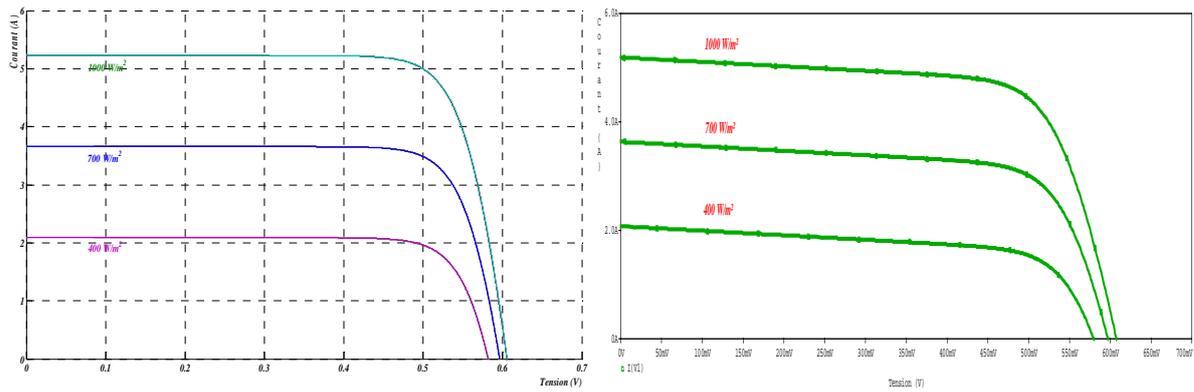


Figure II-16 : Caractéristique I/V pour différents niveaux de rayonnement, simulés dans l'environnement MATLAB SIMULINK.

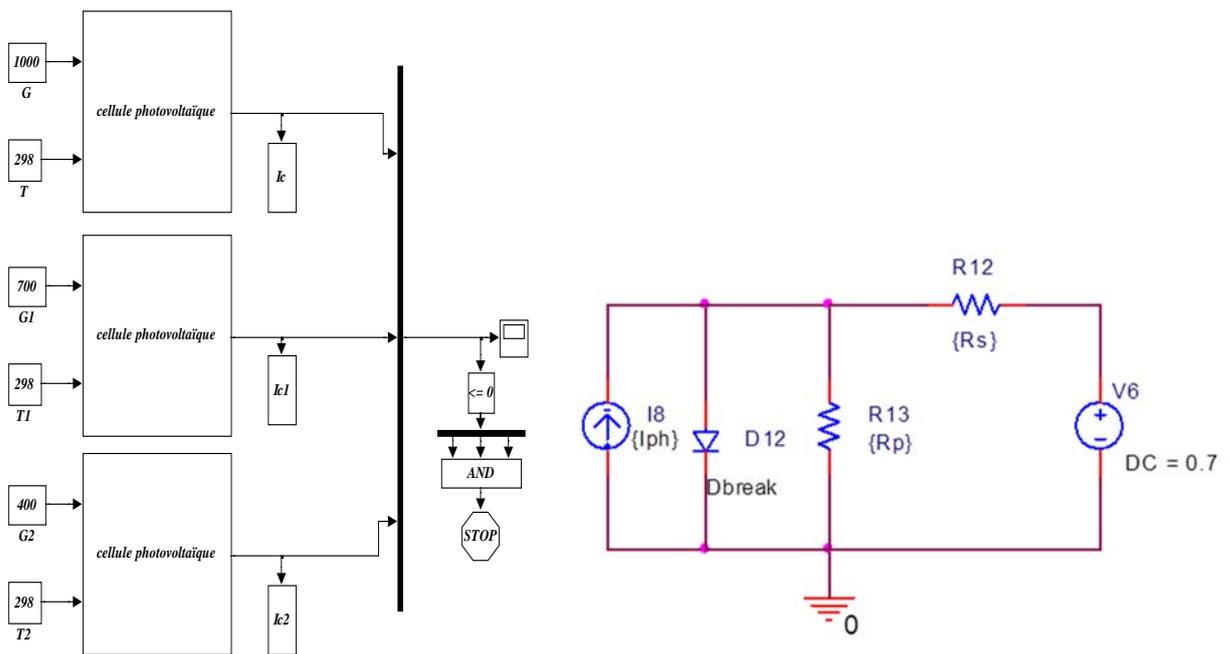


Figure II-17 : modèles de simulation de l'influence de variation d'irradiation sur les caractéristiques I(V), à droite sous Matlab/Simulink et à gauche sous Orcad/Pspice. La variation d'irradiation est concrétisée par une paramétrisation de I_{ph} sous Orcad/Pspice.

Le courant de court-circuit est directement proportionnel au rayonnement incident. Par contre, la tension de circuit ouvert augmente rapidement pour de faibles niveaux d'éclairement, puis lentement pour des niveaux plus élevés.

II.6.2 Variations de la température

Puisque l'énergie du band gap décroît avec l'augmentation de la température, plus de photons ont assez d'énergie pour créer des paires électrons-trous. Par conséquent, le courant de court-circuit augmente légèrement I_{sc} d'environ 0.07% /°K pour des cellules en silicium [11].

La tension de circuit ouvert V_{oc} baisse avec la hausse de température. Cette baisse est aux alentours de $0.4\% / ^\circ K$. La puissance chute de $0.5\% / ^\circ K$ et ce toujours pour des cellules PV en silicium [11].

Pour étudier l'influence des variations de la température sur les caractéristiques $I(V)$, nous avons considéré dans notre étude les mêmes schémas de la figure II-17. Sous Matlab/Simulink nous avons fait varier la température et sous Orcad/Pspice nous avons procédé à la variation de la température des composants, le tout pour un éclairement fixé à $1000W/m^2$. Les résultats de simulations sont consignés en figure II-18.

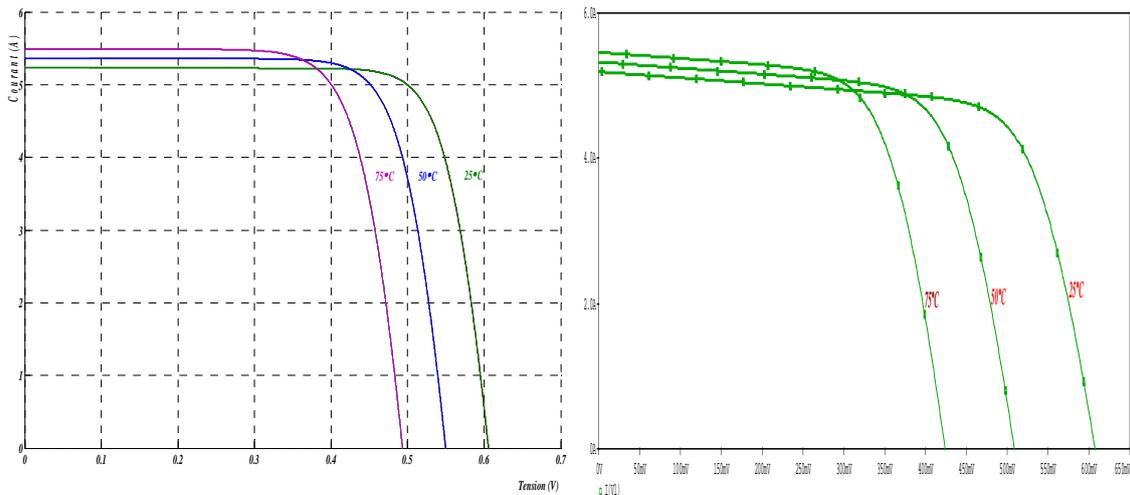


Figure II-18 : Caractéristique $I(V)$ pour différents températures, simulés dans l'environnement Matlab/Simulink à gauche et Orcad/Pspice à droite.

II.7 Protection contre les défauts d'ombrage (diode de dérivation : bypass)

II.7.1 Réduction des pertes dues à l'ombrage

Les cellules dans les modules PV commerciaux sont généralement connectées de façon hybride dans une topologie série-parallèle. Ces modules sont classiquement réalisés avec de quantités de cellules égales à 36, 48, 60 ou 72 unités assurant des tensions de MPP entre 18 et 36 volts. La puissance au MPP dépend de la surface efficace de la cellule PV, du niveau d'ensoleillement et de la température ambiante. La figure II-19 présente un panneau solaire composé d'une connexion en une seule série de 36 cellules PV avec la caractéristique $I-V$ résultante.

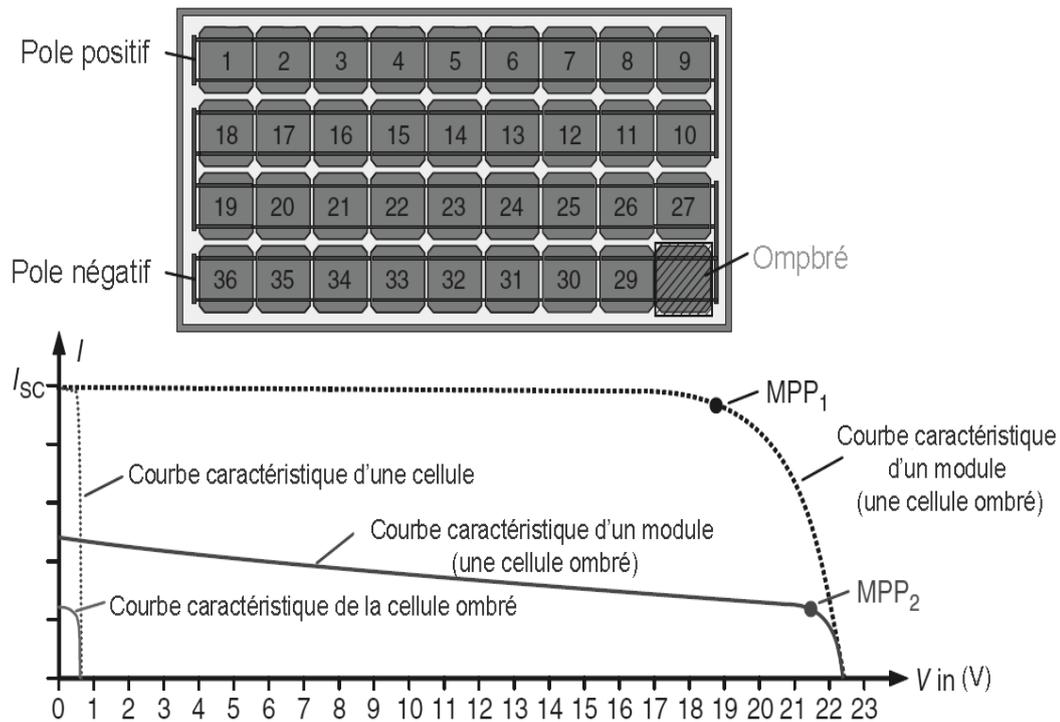


Figure II-19 : Module composé de la mise en série de 36 cellules PV, la puissance s'écroule lors d'un ombrage d'une cellule d'un string.

Dans cette topologie, une cellule ombragée provoque une réduction drastique de la puissance maximale en déplaçant le point de fonctionnement du MPP1 au MPP2. Une telle perte en puissance est inacceptable et c'est la raison pour laquelle des diodes dites de dérivation (bypass) sont insérées en tant que composants supplémentaires dans le module PV en parallèle d'un string PV. L'insertion de la diode de bypass est telle qu'indique la figure II-20 en considérant toujours l'exemple de la figure II.15, cette insertion en antiparallèle à chaque cellule dans le module PV est faite à titre d'illustration et non praticable à ce jour ! La diode by-pass est connectée en antiparallèle à chaque module PV, string PV ou voire à l'échelle cellule PV. En situation normale de fonctionnement c'est-à-dire en absence d'ombrage, tous les modules ou cellules PV contribue avec une tension positive qui polarise en inverse la diode de bypass et du coup cette dernière ne rentre guère en conduction et ne crée pas d'éventuelles perturbations dans le réseau PV.

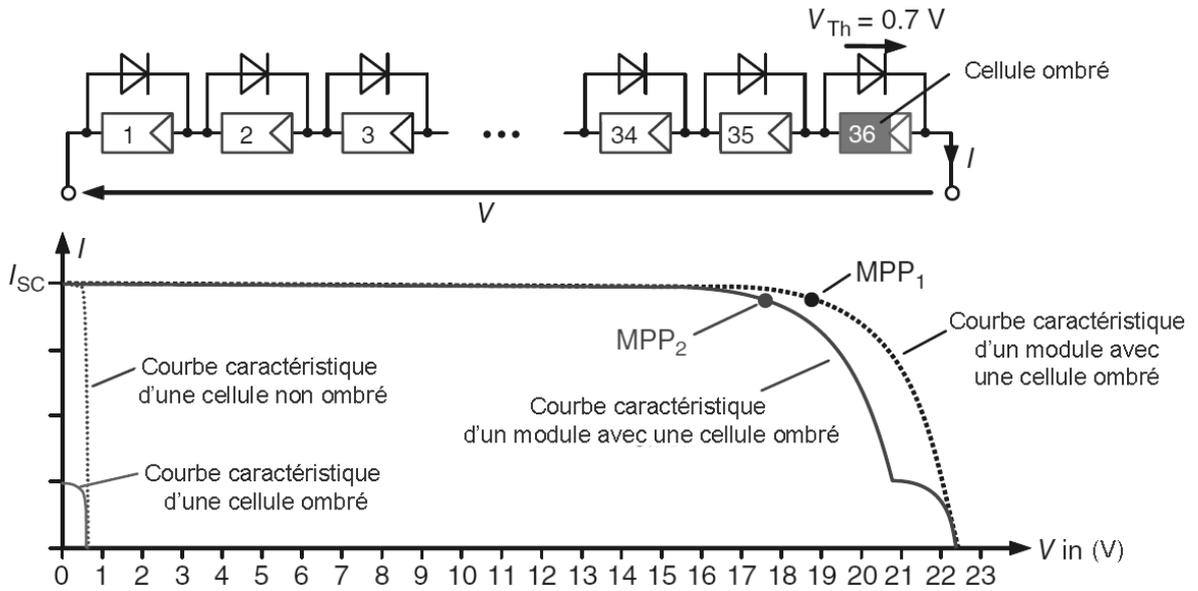


Figure II-20 : Panneau PV de 36 cellules dont chacune est équipé d'une diode de bypass ; les pertes en puissance sont minimales en cas d'ombrage de n'importe quelle cellule PV.

Lorsqu'une ombrage masque les trois quarts de la surface efficace d'une seule cellule PV dans un string de 36 cellules, la cellule impose au string PV une tension négative et polarise en directe la diode de by-pass qui rentrera en conduction causant le court-circuitage de tout ce qu'elle bypass (rangée ou simple cellule PV). En figure II-20, la cellule ombrée N°36 parmi les 36 cellules rentre en conduction en mode inverse (fonctionne en deuxième quadrant de la courbe I-V).

Dans un module équipé de diodes de dérivation, les 35 cellules PV restantes peuvent donc conduire leur courant relatif à l'ensoleillement normal générant des maxima locaux de puissance. Néanmoins une fois en conduction, la diode de dérivation présente une tension de seuil de l'ordre de 0,7 V qui est approximativement la tension d'une cellule solaire en circuit ouvert entraînant une perte en puissance relative au courant de fonctionnement. Seulement lorsque le courant délivré à l'extérieur du module est inférieur au celui délivré par la cellule ombrée, la tension de cette diode redeviendra positive. En conséquence, les blocs de diodes de dérivation et la cellule ombragée peuvent encore assurer une partie de la tension du module PV (cas où le point de fonctionnement impose une tension entre 21 et 22,5 volts sur la caractéristique I-V sur la figure II-20).

Dans le cas d'ombrage, le MPP2 correspond environ la tension de deux cellules inférieure à celle du MPP1. La perte de puissance due à l'ombrage est donc :

$$\frac{P_{MPP2} - P_{MPP1}}{P_{MPP1}} = \frac{I_{MPP} \cdot 34 \cdot V_{cell} - I_{MPP} \cdot 36 \cdot V_{cell}}{I_{MPP} \cdot 36 \cdot V_{cell}} = -5,6\% \tag{II.29}$$

Nous voyons donc ici qu'en raison des diodes de dérivation, les pertes en puissance ont été considérablement réduites.

Cependant, la quantité des diodes de dérivation utilisées dans des modules solaires commercialisés est limitée. En effet il n'est pas possible d'encapsuler ces diodes dans le module dans le cas ou idéalement, chaque cellule aurait sa propre diode de by-pass. Mais il est toutefois imaginable par des procédés physico-chimiques de fabriquer ces diodes avec la cellule PV elle-même tout en prenant en compte leur maintenance ! En pratique ces diodes sont logées dans le compartiment de raccordement du module et typiquement une seule diode est prévue pour shunter 12, 18, 20 ou 24 cellules.

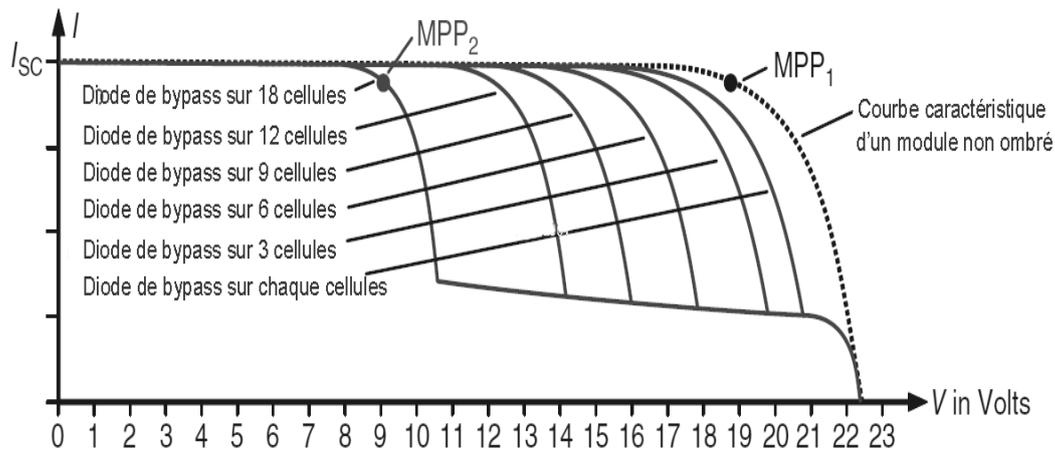


Figure II-21 : L'effet d'ombrage sur la caractéristique I-V en fonction du nombre de cellules PV by-passées.

L'inconvénient de la non individualisation de cette solution est que l'ombrage d'une cellule PV a un effet beaucoup très significatif comme représenté en figure II-20. Par contre la représentation illustrée dans la figure II-21 permet de dire que la perte en puissance augmente avec le nombre de cellules PV insérées en série dans une même rangée et ce malgré la présence et le fonctionnement des diodes de by-pass. Dans le cas d'un panneau PV équipé de deux diodes de by-pass, la puissance du module chute à environ la moitié en cas d'ombrage porté seulement sur une seule cellule PV.

II.8 Prévention des Points chauds

Outre la réduction de la perte en puissance due aux défauts d'ombrages, les diodes de dérivation sont utilisées pour préserver les cellules PV de l'apparition de points chauds (*hotspots heating*). La figure II-22 donne un éclairage sur ce point concernant un module de 36 cellule PV dont une ombragée.

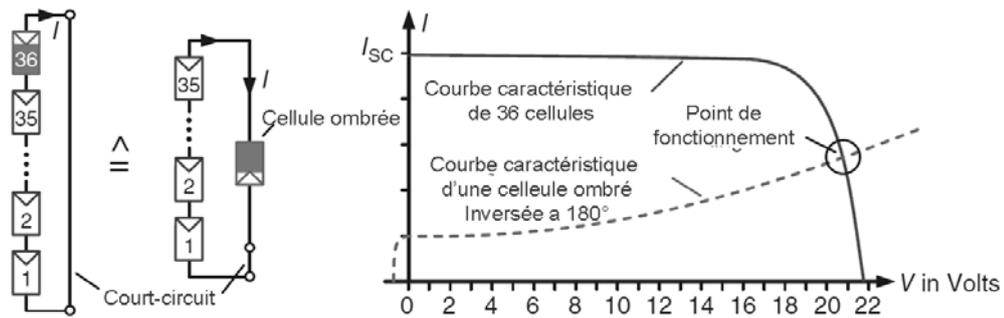


Figure II-22 : Cellule PV ombrée agit comme une charge alimentée par le reste des cellules de la rangée ou elle est insérée. Elle est extrêmement chauffée.

Supposons que le module est exploité dans le mode de fonctionnement particulier en court-circuit du moment que la cellule ombrée se comporte comme une charge fonctionnant dans le quadrant II de la caractéristique I-V. Dans ce cas, les cellules 35 restantes tentent de dissiper leur puissance dans la cellule ombragée qui est devenue une charge quoique son courant soit encore positif, mais avec une tension négative. Afin de trouver le point de fonctionnement, nous reflétons la courbe caractéristique originale de la cellule en défaut sur l'axe du courant (inversion de sa caractéristique I-V d'un angle de 180°). Cela se traduit par un point de fonctionnement avec une puissance transférée, qui est un multiple de la puissance normale de fonctionnement d'une cellule au MPP. Cette puissance se dissipe par un échauffement intense de la cellule en défaut. Les températures ainsi obtenues peuvent endommager l'encapsulation EVA (*Ethylene-Vinyl-Acetate*) ou même détruire carrément la cellule PV ombrée.

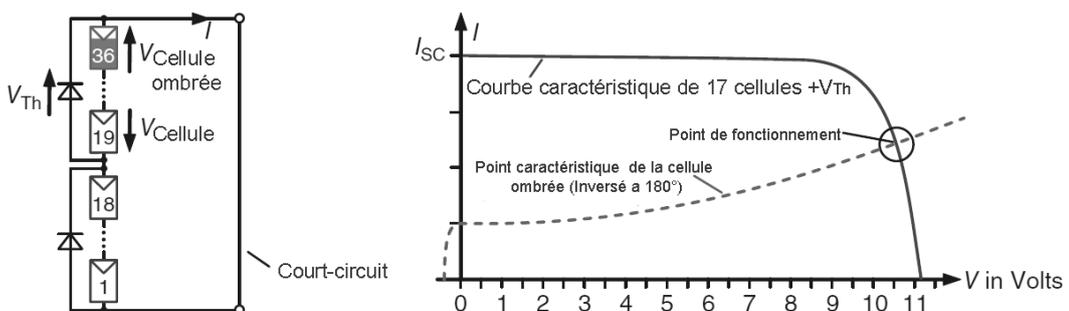


Figure II-23 : Influence des diodes de dérivation ; la tension de la cellule ombrée est réduite et idem pour son échauffement.

L'expérience a montré que si dans un module PV chaque groupement d'un maximum de 24 cellules est by passées par diode, la puissance de la chaleur produite ne l'endommagera pas [02]. La figure II-23 montre que le même module PV de la figure II-22 est équipé d'une diode de dérivation sur une rangée de 18 cellules PV en série. En raison de la résistance interne élevée de la cellule ombragée, le courant des 18 cellules normalement éclairées est canalisé à travers la diode de dérivation qui court-circuite la rangée contenant la cellule en défaut et passant par

les deux résistances série et shunt de la cellule PV. L'application de la loi de Kirchhoff dans la maille supérieure permet de donner la tension V_{Shady} existante aux bornes de la cellule en défaut :

$$V_{Shady} = (n - 1) \cdot V_{cell} + V_{Th} \quad (II.30)$$

Avec n le nombre de cellule couvertes par la diode de by-pass.

Ainsi et selon l'équation II.24, la cellule ombrée supporte la tension des 17 cellules en plus de V_{Th} la tension de seuil de la diode de dérivation. Le nouveau point de fonctionnement est à peu près à la moitié de la tension par rapport à la figure II-22 ; ainsi la puissance de la chaleur transmise est réduite à la moitié.

Pour comprendre l'influence de l'intensité due à l'ombrage en fonction de la surface couverte, nous devons vérifier le point d'intersection de l'intensité liée à l'ombrage et celle liée à la caractéristique I-V sans ombrage. La figure II-24 montre la courbe caractéristique de la cellule ombrée à des divers degrés de sa surface efficace. Il est clairement affiché que la puissance maximale se produit pour les degrés de l'ombrage entre un quart et la moitié. Cependant, différents types de cellules PV ont des caractéristiques inverses différentes qui dépendent aussi de la température. En général, on peut seulement dire que l'échauffement maximum se produit avec des ombres moyennes.

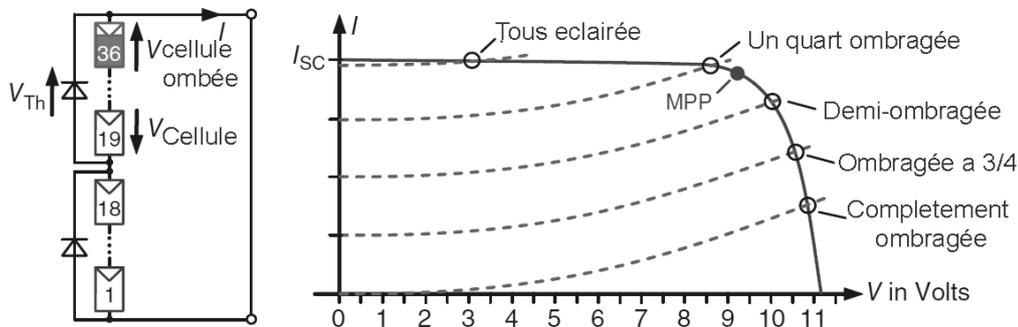


Figure II-24 : Influence de divers degrés d'ombrage : La puissance de la chaleur transférée atteint un maximum pour les ombrages couvrant entre un quart et la moitié de surface efficace d'une cellule PV.

Pour analyser l'influence des ombrages sur des cellules PV ou de module PV connectés en parallèle, la figure II-25 présente une mise en parallèle de trois cellules PV en présence d'ombrage que sur l'une de ces cellules. Cette procédure peut être généralisée sur un nombre élevé de connexions en parallèle avec une addition du courant à tensions fixes. Selon la figure II-25, le point de fonctionnement devient de plus en plus raide sur le bord droit de la caractéristique I-V avec l'augmentation du nombre de cellules mises en parallèle et il se déplace vers le haut. Pour un cas extrême portant un nombre infini de cellules parallèles le PPM se

fixera à un point d'intersection avec une ligne verticale à travers la tension à vide V_{oc} . Aux vues de la puissance transformée en chaleur qui reste relativement faible, ce point de fonctionnement non désiré ne sera guère un point critique.

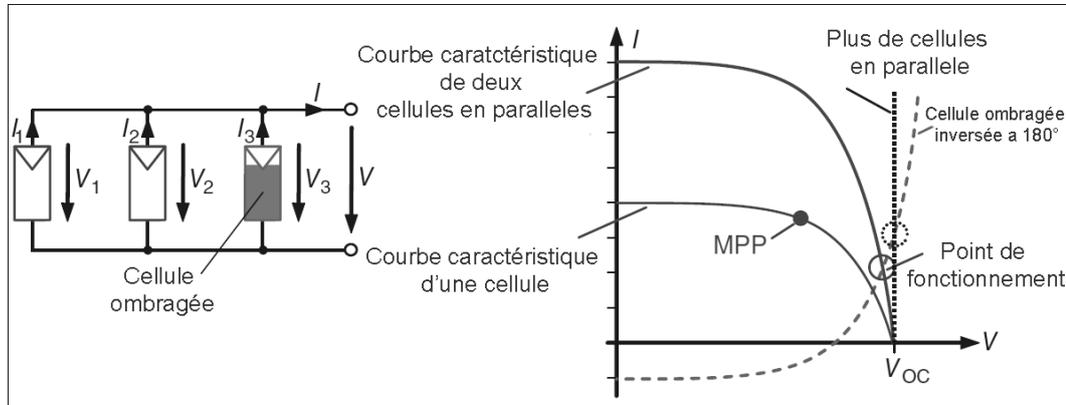


Figure II-25 : Influence de l'ombrage sur des cellules connectées en parallèle.

II.9 Simulation proposée de l'alimentation via un bus PV HVDC 1kV classique

Aujourd'hui, l'application de l'énergie photovoltaïque (PV) dans la production et le transport électrique se développe et croît exponentiellement. Malgré tous les problèmes connexes encore présents de l'efficacité énergétique, l'exploitation optimale, l'impact sur l'environnement et le réseau de stabilité, dans le domaine de l'énergie photovoltaïque, beaucoup de recherches existent et le nombre de publications scientifiques augmentent de façon quasi-exponentielle dans la littérature spécialisée. En particulier, de nombreuses questions sont actuellement à l'étude, telles que la prédiction de l'énergie photovoltaïque, le choix optimal et la conception du DC-DC ou DC-AC. Pour les convertisseurs de puissance assurant l'interface entre la source PV et la charge utile, se développe fortement l'étude de toutes les questions liées au contrôle de ces convertisseurs électroniques à transmission de puissance à haut rendement.

Donc une architecture, dite aussi parallèle ou modulaire n'est rien autre qu'une connexion d'une source d'énergie renouvelable, le générateur photovoltaïque, GPV, dans notre étude au bus via un étage d'adaptation par des convertisseurs DC-DC ou DC-AC.

II.9.1 Modélisation des sources photovoltaïques alimentant un bus HVDC.

Nous avons déjà développé le volet modélisation physique de GPVs sous Orcad-Pspice qui permet de délivrer des tensions DC avoisinant les 1,2 kVDC. Le modèle simulé sous Orcad-Pspice d'une cellule est consigné dans la figure II-26. Le modèle de la diode D1 est modifié comme suit : ($I_s = 250p$, $N = 1$, $R_s = 2.8m$, $I_{kf} = 0.3227$, $X_{ti} = 0$, $E_g = 1.11$, $C_{jo} = 302.5p$,

$M = 0.7206$, $V_j = 0.5$, $F_c = 0.5$, $I_{sr} = 1.2\mu$ and $N_r = 1.426$). Cette configuration du modèle de la cellule est faite pour reproduire le comportement du panneau solaire commercial SP75 de la compagnie SIEMENS.

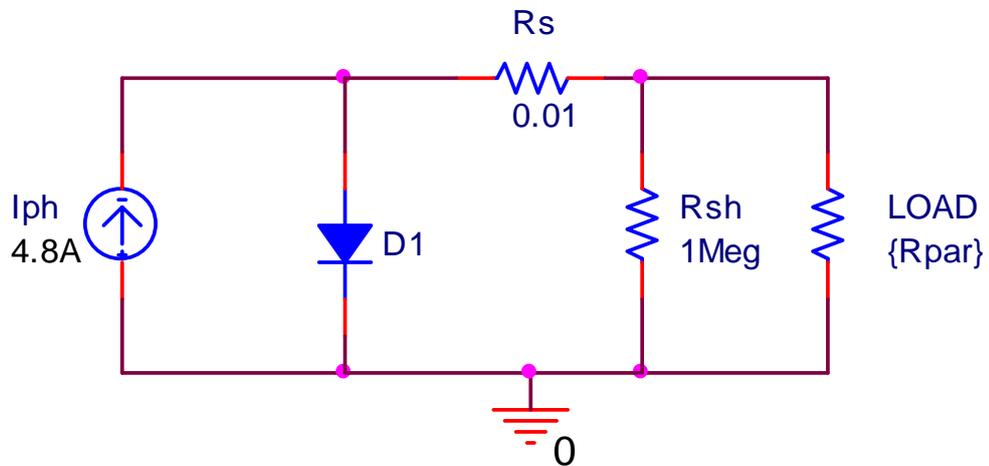


Figure II-26 : Modèle de la cellule PV sous Orcad avec modification du modèle de la diode.

Dans la simulation représentée sur la figure II-27, la charge est une résistance qui varie de $0,03$ à $1k\Omega$ représentant une charge dynamique avec une augmentation de courant de 0 à $4,8A$ (voir datasheet du SP75 annexe I).

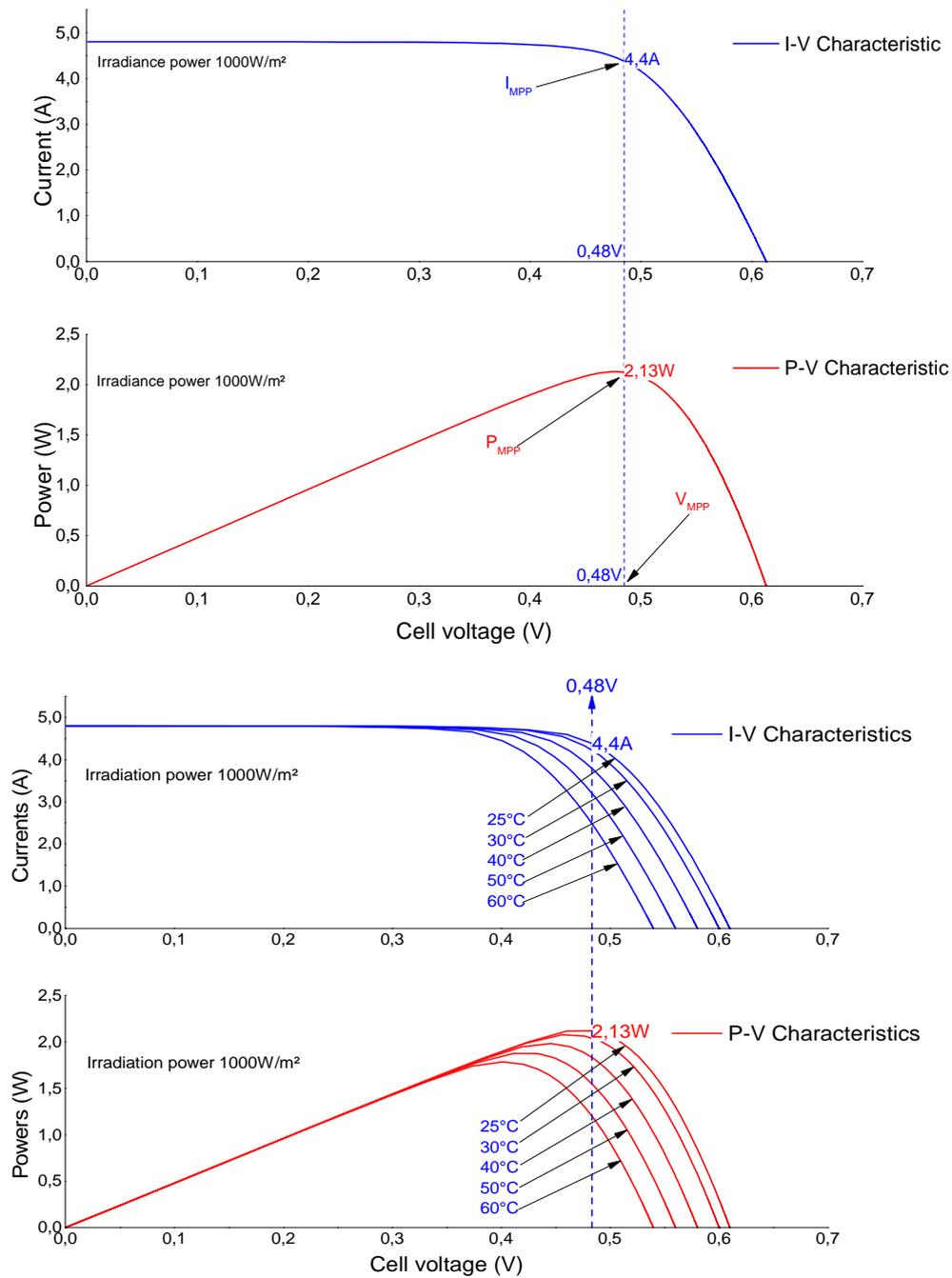


Figure II-27 : caractéristiques I-V et P-V de la cellule PV sous 25°C et 1000 W/m^2 et sous 1000 W/m^2 et température variable.

La figure II-27 montre aussi que le maximum de puissance est atteint avec une puissance de $2,13\text{Wc}$ sous une tension de $0,48\text{V}$ et un courant de $4,4\text{A}$. Pour une augmentation de température, la cellule produit moins que $2,13\text{Wc}$.



Figure II-28 : Le modèle du panneau SP75 PV à base de la cellule proposée et son block hiérarchique.

Dans la figure II-28, nous représentons, à gauche, le module PV SP75 constitué de la mise en série de 36 cellules PV et à droite son modèle sous forme de block hiérarchique que nous avons proposé sous Orcad. Dans les conditions environnementales normalisées, conditions standards de teste STC le SP75 délivre une puissance maximale de 75Wc sous 17V. Le block hiérarchique, via une mise en série, pourra être utilisé pour construire une centrale PV. Cela permettra de produire des tensions DC de l'ordre de 1kV_{DC}.

La figure II-29 présente les résultats de simulation du module PV SPV75. Ces résultats comparés à la fiche technique du module montrent la fiabilité de notre modèle. Le point de puissance maximale est atteint pour un courant de 4,44A et une tension de 17,02V correspondant à une puissance maximale produite de 75,02W égale à celle indiquée par le fabricant en figure II-30.

Du fait de ces résultats très cohérents avec l'expérimentation, nous proposons l'intégration de ce modèle dans les bibliothèques d'Orcad-Pspice software avec éventuellement une simple variation sur les caractéristiques des quelques composants dans la bibliothèque d'Orcad-Pspice.

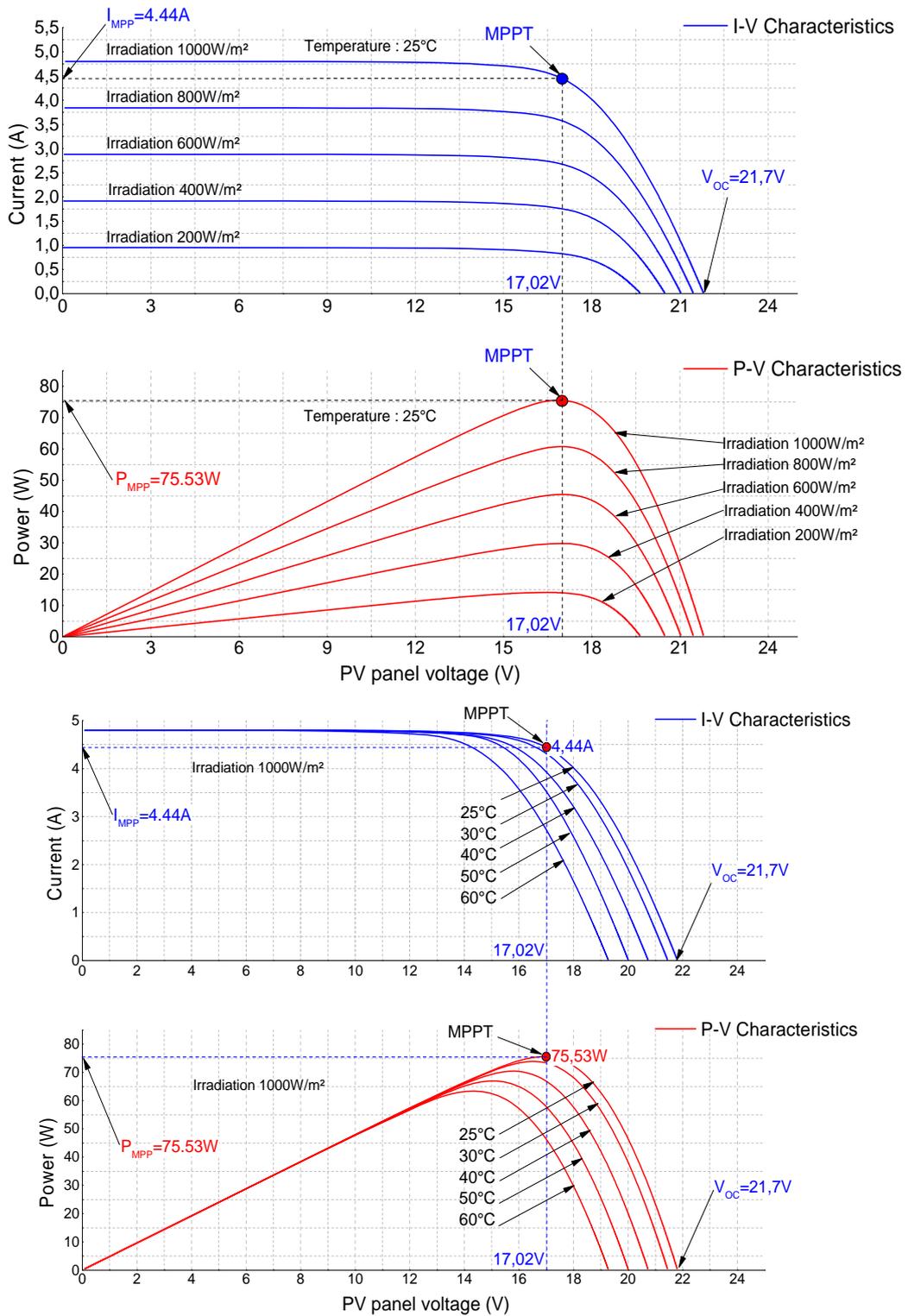


Figure II-29 : Résultats de simulation. Caractéristiques I-V et P-V du module PV SP75 ; pour une variation d'irradiation à température fixe et ceux pour une variation de température à un niveau d'ensoleillement fixe.

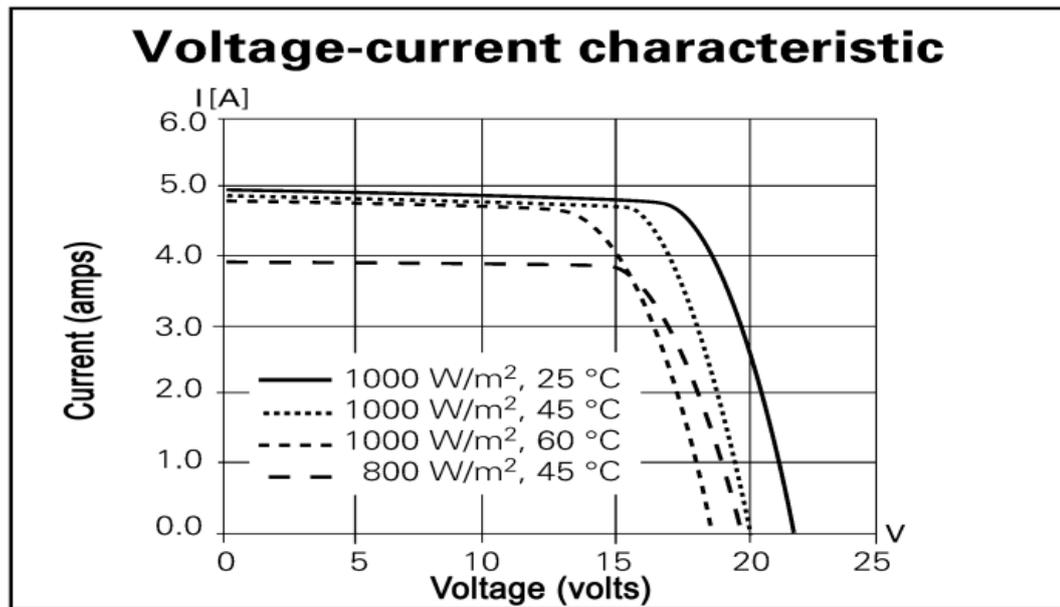


Figure II-30 : Caractéristiques I-V du module commercial SP75 données par le fabricant pour des niveaux d'irradiations à une température fixe de 25°C.

II.9.2 Le modèle proposé généralisé pour un champ de panneaux PV (centrale PV)

Une fois avoir effectué les tests qui se sont révélés concluants sur un seul panneau PV, nous avons généralisé le modèle sur une centrale PV en vue de générer, dans les conditions STC, une tension de 1000 volts et une puissance de l'ordre de 4,5kWc qui sont des valeurs désirées pour alimenter le bus PV HVDC. Le modèle simulé utilisant le bloc hiérarchique est consigné en figure II-31 et les résultats en figure II-32. Ce générateur constitué de la mise en série de 60 modules SP75 doit donner une tension à vide de 1,3kV et une puissance maximale de 4,5kW. Ces données du fabricant coïncident exactement avec le modèle de simulation.

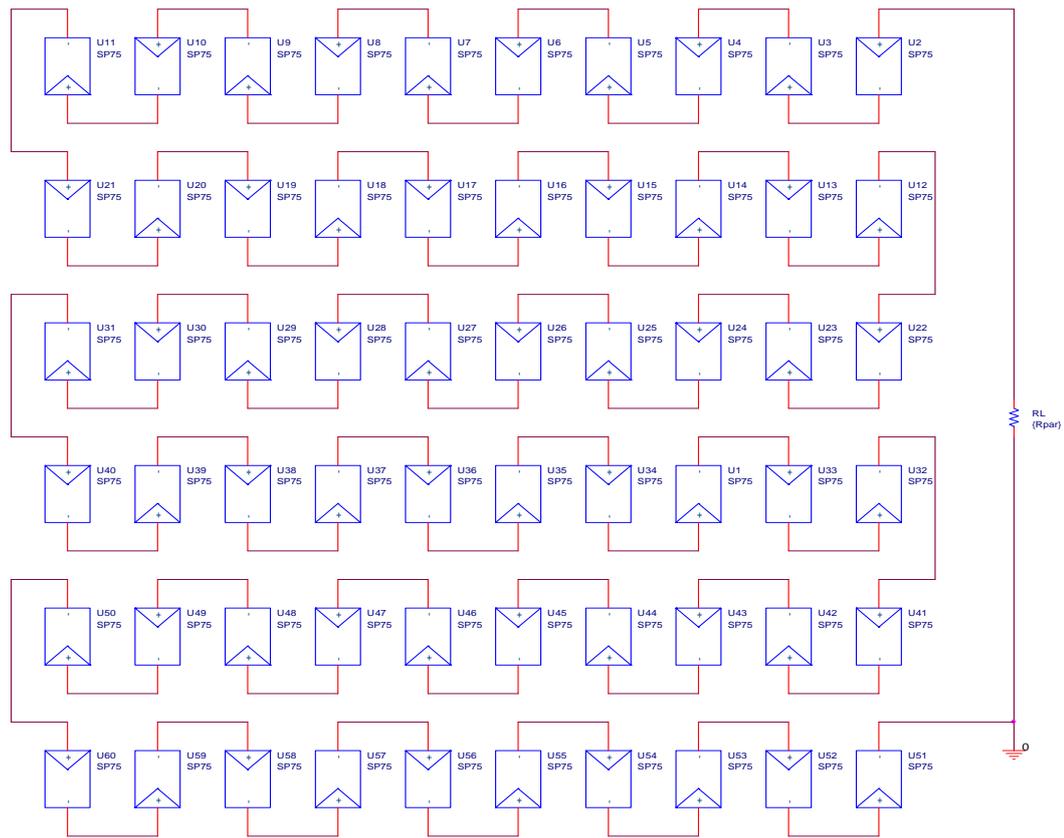


Figure II-31 : le modèle de simulation d'un GPV par mise en série de 60 SP75 via le bloc hiérarchique.

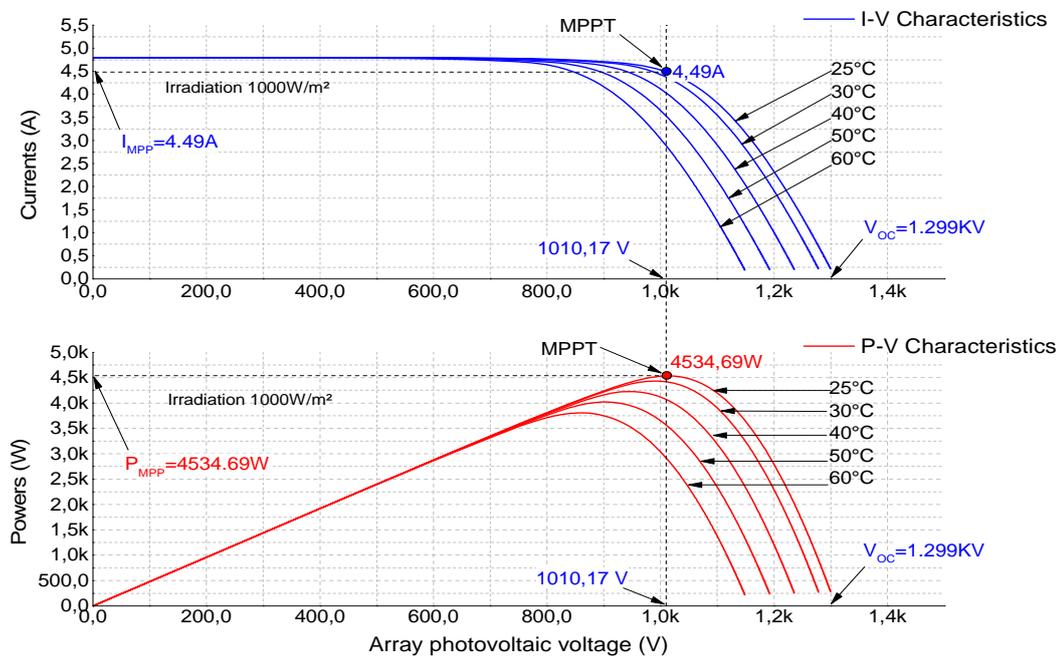


Figure II-32 : caractéristique I-V et P-V simulées du GPV en fonction de variation de température et une irradiation fixe de 1000W/m².

II.9.3 Prise en charge des ombrages par le modèle proposé généralisé pour un GPV

Une fois que le modèle a donné des résultats satisfaisants, nous avons décidé d'étudier son comportement en présence d'ombrages. Nous avons rajouté au modèle les diodes by-pass de protection sur toute rangée constituée de cinq panneaux PVs. L'ombrage est matérialisé figure II-33 par un pourcentage de 50% sur un string et 25% sur un autre string, i.e. le photo-courant est de 2,4A sur la première configuration d'ombrage et 1,2 A sur la seconde respectivement. Normalement cette configuration donne lieu à trois maxima locaux que l'on retrouve via la simulation sur la figure II-34.

Dans la figure II-34, sur les caractéristiques I-V et P-V on voit bien que la diode de by-pass dans le string ombré à 25% rentre en conduction quand le courant dans la charge atteint 1,19A et la seconde by-passant la première configuration d'ombrage conduit dès que le courant de charge atteint 2,38A. Donc l'ombrage perturbe la production du GPV et diminue son rendement même dans les conditions STC d'exploitation.

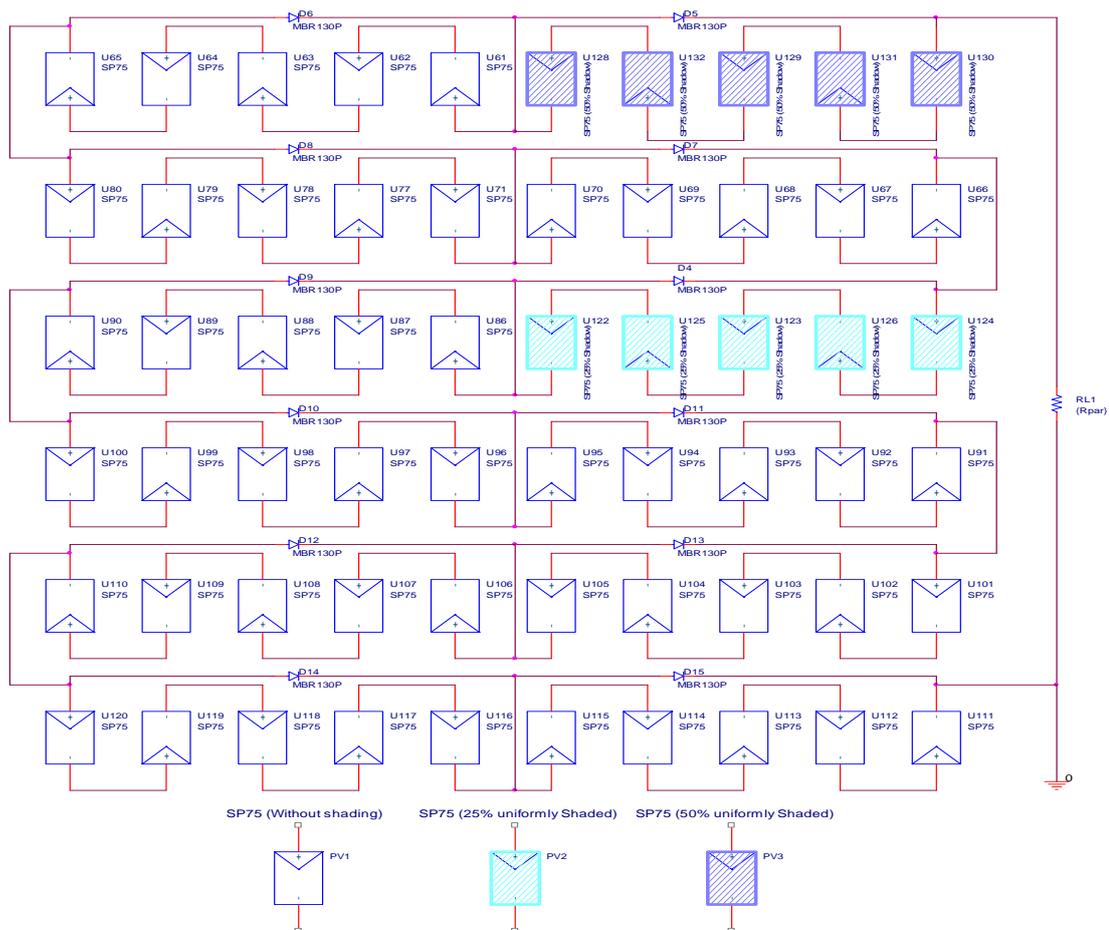


Figure II-33 : configuration d'ombrage sur le GPV de 60 SP75 en série avec le modèle proposé.

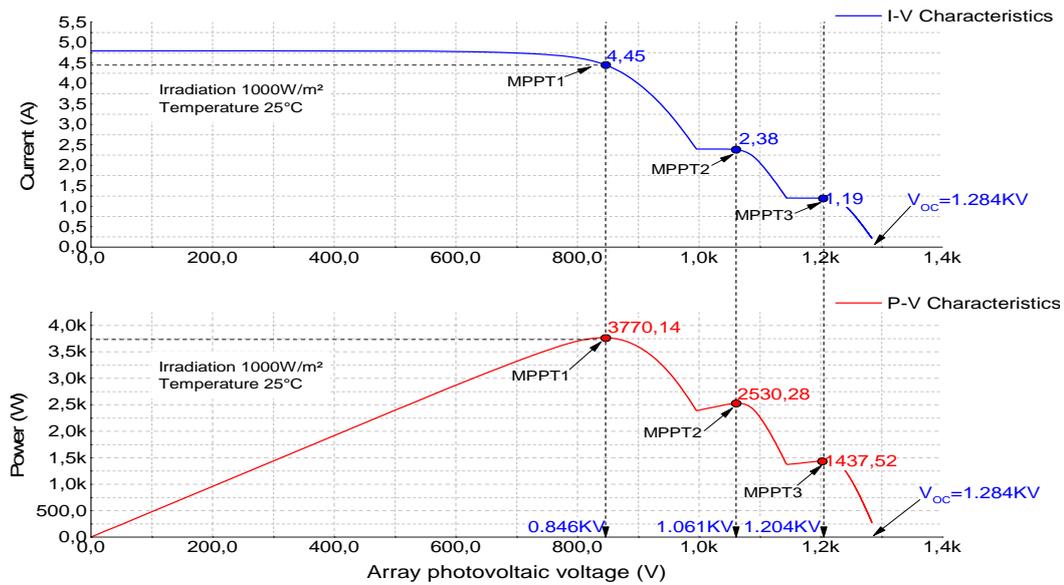


Figure II-34 : influence de l'ombrage sur les caractéristiques I-V et P-V sous les conditions STC d'environnement.

II.10 Conclusion

Le long de ce chapitre, nous avons dans un premier temps étudié toutes les propriétés fonctionnelles électroniques des cellules PV. Le modèle de base est largement détaillé et a conduit à l'étude d'un modèle complet de la cellule qui tient compte de tous les paramètres influençant la caractéristique I-V.

Nous avons également présenté d'une façon succincte différentes structures de réseaux PV et les optimiseurs (étages d'adaptation de puissance) dédiés à l'optimisation de la conversion d'énergie solaire.

A l'issue de la présentation des dispositifs et systèmes PV, nous avons montré comment l'ombrage influençait les performances des installations photovoltaïques, particulièrement en dégradant le rendement de conversion des structures PV en exploitation, que ce soit l'ombrage statique ou dynamique. Son impact inévitable sur la production des modules PV est étudié sur la base du modèle complet de la cellule.

Cette étude nous a enfin permis de faire une étude expérimentale sur le comportement électrique des cellules PV et d'élaborer un modèle physique original qui prends en charge l'influence des ombrages.

II.11 Références

- [01] E.Lorenzo, "Solar Electricity: Engineering of Photovoltaic systems", Published by PROGENSA, 1994, ISBN: 8486505550.
- [02] Faruk Kurker, "Microfabrication based design and simulation of hétérojunction solar cell", MSc Thesis. INAS, çukurova university, ADANA, 2010.
- [03] Trainor, J.W. and Rose, K. 821, s.l. : Journal of Electronic Materials, 1974, Vol. 3. (s.d.).
- [04] Infos fiches énergie, IBGE Institut Bruxellois pour la Gestion de l'Environnement, NOVEMBRE 2010.
- [05] Green, M. (1995) Silicon Solar Cells – Advanced Principles & Practice, University of New South Wales, Sidney.
- [06] Green, M. (1982) Silicon Solar Cells – Operating Principles, Technology and System Applications, Prentice-Hall Inc.
- [07] Müller, R. (1995) Grundlagen der Halbleiter-Elektronik, Springer.
- [08] Wagner, A. (2010) Photovoltaik Engineering – Handbuch, Entwicklung und Anwendung, Springer.
- [09] Hovinen, A. (1994) Fitting of the solar cell I/V-curve to the two-diode model. Physica Scripta, T54, 175–176.
- [10] ZEGAOUI Abdellah, « Optimisation de la puissance d'un générateur photovoltaïque connecté au réseau », Université des sciences et de technologie Mohamed BOUDIAF ORAN, Avril 2012.
- [11] M. boukli, hacene omar, «conception et réalisation d'un générateur photovoltaïque muni d'un convertisseur MPPT pour une meilleure gestion énergétique », l'université Aboud Belkaid, Telmcen, Décembre 2011.

CHAPITRE III

ARCHITECTURE DES SYSTÈMES PVs ET CONVERTISSEURS STATIQUES D'ÉNERGIES.

III.1 Introduction

Dans notre deuxième chapitre de thèse, nous avons abordé l'aspect modélisation et simulations et des cellules PVs, des générateurs et bus PV HVDC. Par voie d'enchaînement via un fil conducteur, le présent chapitre abordera les différentes architectures des réseaux PVs en cours d'exploitation. L'architecture basée sur une connexion directe de la charge sur le générateur PV fut le système PV le plus rudimentaire et le moins utilisé du fait de la possibilité d'exploiter le générateur PV à une puissance autre que sa puissance maximale disponible. Selon l'emplacement de l'onduleur dans la structure du réseau PV, plusieurs structures ont été proposées et qui seront abordées dans ce chapitre. L'étude s'en suivra par l'introduction des différents convertisseurs statiques d'énergie utilisés dans les structures PVs comme étage d'adaptation d'impédance pour s'y caller sur le point de fonctionnement optimal.

III.2 Architecture des systèmes photovoltaïques

Une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque type comprend un champ de modules PVs, un convertisseur DC/DC ou DC/AC permettant de transférer la puissance maximale disponible à la charge isolée ou une injection au réseau de distribution d'électricité. Il est aussi généralement préférable de stocker le surplus d'énergie afin de mieux gérer l'écoulement d'énergie. Le stockage est la solution efficace pour remédier à l'intermittence de la source d'énergie PV qui est le soleil.

Il y a plusieurs architectures de ces systèmes PV et nous nous sommes intéressés à celles associées aux installations de petites puissances. Pour cela plusieurs études ont été faites par différentes configurations pour avoir des systèmes PV plus performant et plus fiables [1-3]. Dans ce qui suit, nous effectuons un panorama représentatif mais non-exhaustif des architectures des réseaux PVs existants en plus de celle du bus HVDC adopté dans nos deux laboratoires dans lesquels cette recherche a été effectuée.

III.2.1 Connexion directe GPV-Charge

La connexion directe de la charge sur le générateur PV est l'architecture PV la plus simple, la moins encombrante et la moins coûteuse. La Figure III-01 représente ce type d'architecture de réseau PV ; la présence de la diode anti-retour s'explique par la nécessité de bloquer tout courant de retour pouvant dériver dans le générateur PV.

Dans ce type de réseau, le point de fonctionnement du GPV est imposé par l'impédance de la charge. A chaque impédance de différentes charges correspond un point de fonctionnement unique sur la caractéristique I-V du GPV. Une seule charge, donc un seul point de fonctionnement, correspond à la charge optimale du GPV et qui coïncide avec le point de

puissance maximale (PPM ou MPP en anglais) disponible sur le GPV, il s'agit d'une adaptation naturelle entre l'impédance du GPV et celle de la charge et un transfert optimal de puissance. Dans ce cas de structure de réseau PV, à signaler aussi qu'à la gauche du MPP nous aurons des charge à tensions variables et à courant fixe au contraire qu'à droite nous trouvons des charges à tension quasi-fixe et des courants variables.

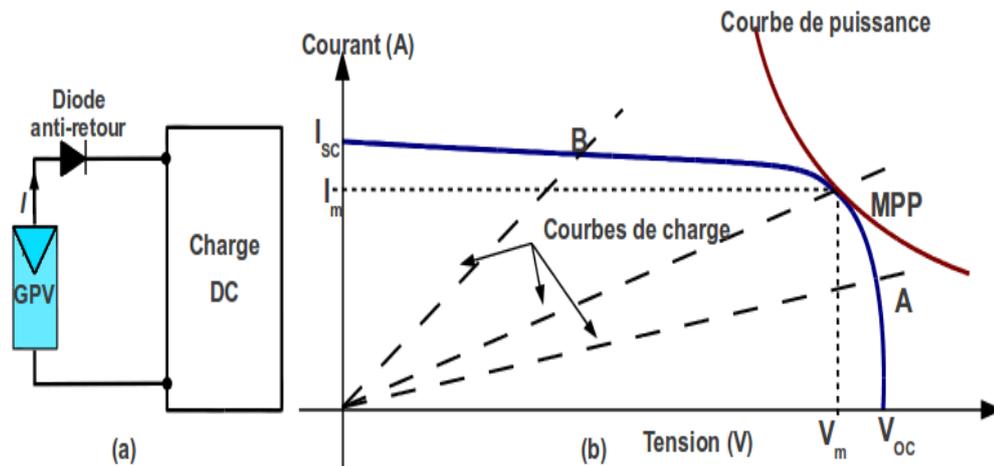


Figure III.01 : Structure PV de connexion directe d'une charge DC.

En absence de stockage et de restitution d'énergie, ce type de réseau est conseillé pour des applications travaillant dans des journées bien ensoleillées telles, par exemple les applications de pompage d'eau et d'irrigation agricole dans les régions isolées. Les auteurs en référence [4] ont estimés des pertes de 5% à 30% qui sont fonction du gisement solaire, de la température ambiante et de l'impédance de la charge à alimenter. Les étages d'adaptation d'impédances sont pour l'instant la solution unique employée pour éviter ce type de pertes en puissance et qui sont basé sur des interrupteurs de puissance et l'électronique de commutation. Des fonctions de type intelligente (smart) sont associées à la commande de ces étages d'adaptation pour caller le point de fonctionnement en permanence sur le MPP : ce sont des algorithmes de tracking du MPP (MPPT : Maximum Power Point Tracking).

III.2.2 Connexion de la charge via un étage d'adaptation DC/DC

Quelle que soit sa puissance crête, un module PV commercial est conçu pour des tensions de 12V, 24V ou 40V ... et ce par une association série-parallèle de cellules PVs. Quelle que soit la disposition de ces cellules dans le module PV, la caractéristique I-V non linéaire résultante reste toujours la même que celle d'une cellule mais avec un facteur d'échelle amplificateur. Les changements affectant les paramètres d'environnement à savoir l'ensoleillement caractérisé par son intensité et la présence ou non d'ombrage, la température ambiante, la vitesse du vent ...etc. influencent fortement cette caractéristique. Par voie de

conséquence, la position du point de puissance maximale est en permanence déplacement sur la caractéristique I-V. Un étage d'adaptation d'impédance de type DC/DC, DC/AC, voire une combinaison des deux, doté d'un algorithme de tracking (pour la commande du convertisseur de l'adaptation) est à insérer entre la charge et le GPV comme l'indique la figure III-02. Cette façon de faire collabore d'une manière significative à l'amélioration du rendement de conversion énergétique. Plusieurs techniques de commande sont développées en ce sens sous forme d'algorithmes (analogiques ou même numériques) pour optimiser l'écoulement de la puissance entre le GPV et la charge [5]. En effet, le rajout de ces étages dans la chaîne de conversion PV entraîne des pertes supplémentaires mais le gain en puissance transférable reste néanmoins considérable.

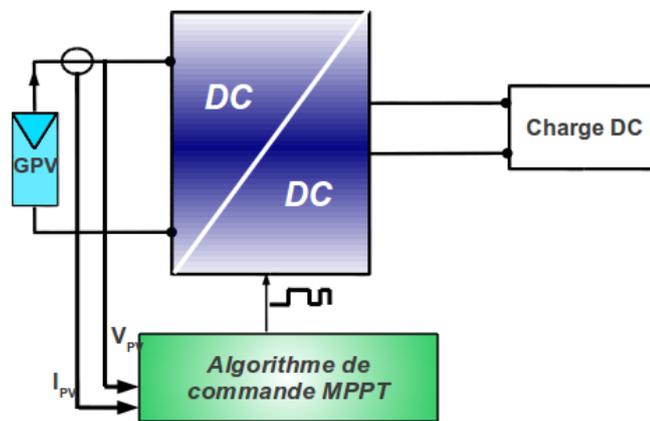


Figure III-02 : Structure PV de connexion d'une charge DC via un étage d'adaptation DC-DC doté d'un algorithme de commande.

A. Zegaoui du laboratoire LMOPS de l'université de Lorraine en France, [6] a développé et expérimenté un nouvel MPPT permettant de minimiser les pertes par réduction du temps de tracking même en présence des ombrages. Cid Pasteur du laboratoire LAAS de l'université de Toulouse en France [7] a aussi fait une comparaison entre une connexion directe via une diode anti-retour et une structure présentant un convertisseur DC/DC pour la même charge de type batterie. Il a ainsi montré que le rendement d'un convertisseur avec MPPT, améliore le gain de 5% à 10%, uniquement par l'insertion d'une simple diode anti-retour avec, en plus une indépendance de son fonctionnement avec le niveau de tension de la batterie.

III.2.3 Connexion au réseau via un étage d'adaptation DC/AC

Grace à des subventions et avantages fiscaux attractifs, accordé dans la cadre de la politique énergétique de plusieurs pays dans le monde, plusieurs particuliers ont intégré à leur habitat le photovoltaïque raccordé au réseau de distribution électricité. L'injection réseau ne peut se faire

que par des onduleurs dotés d'un control intelligent permettant de comptabiliser les kW dans une direction comme dans l'autre et d'extraire la puissance maximale disponible sur le GPV. L'évolution spectaculaire et la disponibilité des composants de l'électronique de puissance ont permis l'apparition de plusieurs entreprises spécialisées dans le domaine de la réalisation des onduleurs photovoltaïques conçus pour être raccordés directement au réseau d'électricité basse tension AC de l'opérateur concerné (SONELGAZ en Algérie) [8-9]. Plusieurs solutions seront citées ci-après conformément à la position de l'onduleur par rapport au GPV. Ainsi, la solution modulaire, communément appelée distribuée ou discrétisée, est une application qui consiste à associer à chaque module PV son propre convertisseur d'énergie (onduleur). Parmi les applications de l'architecture distribuée, le véhicule hybride de l'entreprise *Solar Electrical Vehicules* en Californie avec une autonomie de 35km par jour [4]. En 2017, d'autre applications sont déjà réalisées tels que le PV intégré au bâtiment (BIPV), le nautisme, les satellites ...etc.

III.2.3.1 Architecture PV à onduleur central

La figure III-03 schématise la topologie d'un réseau PV la plus ancienne et la plus classique à un seul onduleur central dont son entrée est connectée à un bus DC. Il s'agit de connecter plusieurs rangées de module PVs en série pour avoir la tension DC exigée à l'entrée de l'onduleur et de les associés en parallèle pour avoir la puissance à convertir par l'onduleur ; le tout est connecté à un réseau de distribution via l'unique onduleur central. Ce type d'architecture est largement utilisé pour des systèmes PVs de grandes puissances supérieure à 10 kW [4], et des installations de 20kW à 400KW [10-11]. La présence des diodes de protection anti-retour sert à la protection des panneaux d'un string PV de retours de courants soit débités par la charge soit par les autres strings PV les plus fort. Le rendement énergétique offert par cette solution est compris entre 95% et 97% pour les fortes puissances [12].

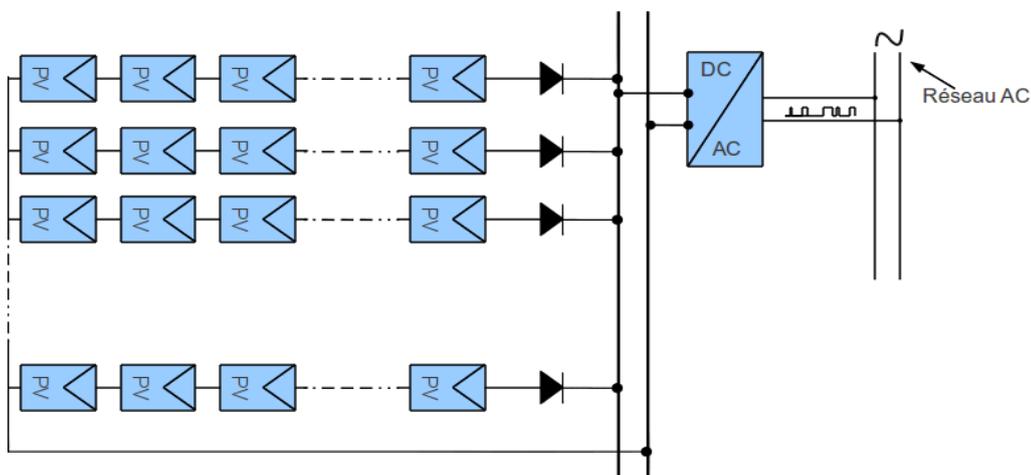


Figure III-03 : Schéma d'une architecture PV à onduleur central : la solution la plus utilisée dans les installations de commerce.

Il est clair que des variations des niveaux d'ensoleillement ou des défauts d'ombrage partiel affectent la position du MPP et par suite l'exploitation optimale des modules PVs et le rendement énergétique de la chaîne photovoltaïque complète. Bien que l'onduleur conçu pour la solution PV est doté d'un algorithme de tracking MPPT qui calle toujours le point de fonctionnement au MPP, le rendement de conversion se voit réduit en cas de présence de défaut sur n'importe quelle rangée. Néanmoins, la conversion permanente est conditionnée par le bon fonctionnement de l'onduleur et un défaut de fonctionnement de ce circuit provoque l'arrêt immédiat de la production. En outre, cette topologie non évolutive présente aussi, en plus des pertes de conversion solaire, des risques dans les câbles devant transporter des forts courants DC [1]. Un défaut sur un panneau PV fait dégrader énormément le rendement de conversion et la structure telle quelle se présente utilise plus de longueur de câble dans le côté DC de l'installation PV.

III.2.3.2 Architecture PV distribuée possédant un onduleur par rangée

Pour remédier aux inconvénients de la structure précédente, la Figure III-04 montre une architecture PV distribuée possédant un onduleur par rangée chargé de convertir l'énergie provenant d'une rangée de panneaux PVs. Plusieurs rangées sont connectées au même bus AC d'un réseau.

Cette structure minimise les pertes introduites par les ombrages du moment que chaque onduleur dispose de son propre algorithme MPPT. La perte de rendement d'un module dû à l'ombrage, à la saleté, ou à une défaillance influence directement les performances de l'onduleur de la rangée concernée mais pas des rangées en parallèle. Néanmoins, le rendement global de conversion est quand même affecté. Cette topologie par la gestion à onduleurs répartis minimise les pertes joules engendrées par le câblage DC mais cause un surcoût effectif à l'installation suite à la multiplication du nombre d'onduleurs.

Par rapport à la solution onduleur central, cette topologie de moyenne puissance répartie avec un onduleur par rangée assure des rendements de conversion de 92% à 96% [13].

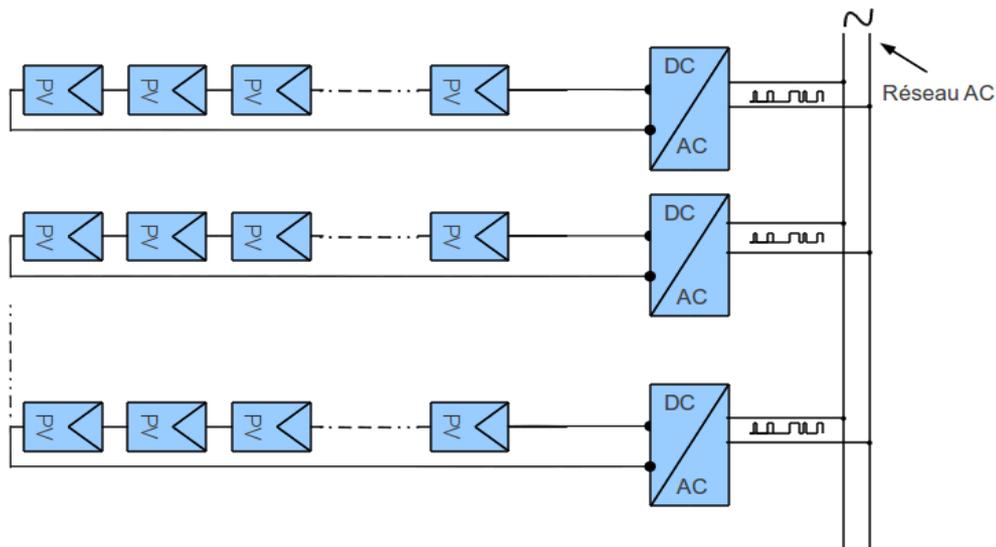


Figure III-04 : Schéma d'une architecture PV de commerce à onduleur rangée (String Inverter en anglais).

Les auteurs en référence [14] ont pu montrer expérimentalement que : 1)- l'architecture PV distribuée possédant un onduleur par rangée est plus rentable (+1,5%) que celle à onduleur central, 2)- que la structure à onduleur central est moins dissipative et 3)- que les deux cas provoquent environs 10% de pertes en rendement. En revanche, les auteurs en [15] ont aussi pu montrer que le fait d'introduire des sectionneurs en aval de chaque onduleur permettra de gagner plus de 4% en énergie par rapport à la structure classique. L'article [16] montre que dans une installation PV de 5,5 kW l'architecture rangée n'est pas du tout intéressante suite au surcoût et du coût élevé de la maintenance.

III.2.3.3 L'architecture à onduleurs modulaires

Un nouveau type d'architecture PV distribuée, qui a eu du mal à s'imposer il y a plus de 10 ans [17], semble apporter des résultats très encourageants dans la solution discrétisée via des convertisseurs statiques de type DC-DC. La Figure III-05 présente cette architecture à onduleur modulaire. On voit clairement que chaque onduleur est alimenté soit par un seul module PV soit par un groupe de panneaux montés en parallèle. Cette solution est connue dans le domaine par la solution modulaire, distribuée, intégrée ou discrétisée suite à la présence d'un convertisseur DC-AC pour chaque module PV. Le convertisseur est ainsi désigné par la dénomination micro-convertisseur (micro-onduleur).

L'ensemble des micro-onduleurs est connecté sur le même bus AC du réseau de distribution ou de celui d'une installation PV isolée.

Cette architecture est préconisée dans les systèmes à injection directe dans les réseaux basse tension AC. Elle a pour principal avantage, l'absence d'onduleur central fonctionnant

généralement mal aux faibles puissances. Elle possède aussi comme avantage, de ne perdre que la production du module PV ou de l'onduleur en défaut. La diminution notable de la section des conducteurs (divisée de 3 à 4) [17] en utilisant des panneaux de forte tension en sortie limite les pertes de transport. Par ailleurs, les commandes MPPT modulaires permettent une meilleure prise en charge des défauts d'ombrage jusqu'à offrir la possibilité d'arrêter un convertisseur par soft.

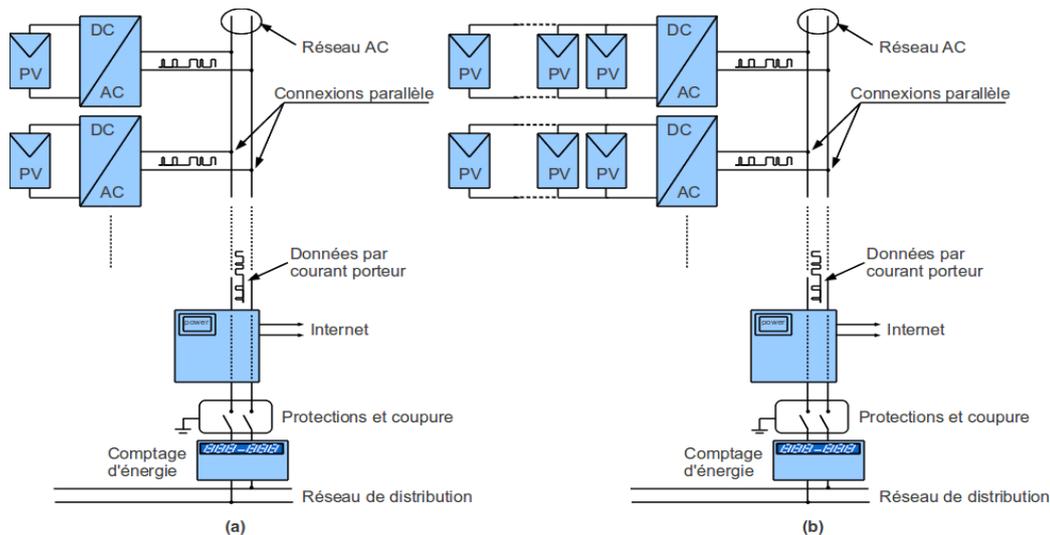


Figure III-05 : Schéma d'une Structure PV à micro-onduleurs. a) l'onduleur est alimenté par un seul module PV, b) l'onduleur est alimenté par la mise en parallèle de plusieurs modules PV. La configuration parallèle des panneaux permet d'éviter la propagation de défauts.

En revanche, multiplier le nombre d'onduleurs engendre un surcoût à l'installation et accroît la longueur de câblage nécessaire pour relier les onduleurs au bus AC. Par ailleurs, la maintenance est également coûteuse car en général ce type d'onduleur étant directement intégré au panneau, le remplacement de l'ensemble panneau-convertisseur est imposé en cas de défaillance d'un des composants : le panneau ou l'onduleur ou les deux. Néanmoins, cet obstacle est limité par le fait que la durée de vie des onduleurs est normalement supérieure à celle des panneaux. Finalement, les installateurs réservent ces systèmes pour des installations de puissance allant de 50Wc à 400Wc max [4].

III.2.3.4 La structure à multiple optimiseurs-single onduleur

La figure III-07 représente l'architecture de réseau PV à multiples optimiseurs-single onduleur. Dans la structure représentée dans la Figure III-07b, dans cette architecture des convertisseurs DC-DC sont associés à une rangée de panneaux en série, les optimiseurs de puissance constituent une combinaison de la structure à étages d'adaptation DC-DC et celle à onduleur central. Cette solution a principalement été développée commercialement par la

compagnie *SolarEdge*. L'équipement des convertisseurs DC-DC par leurs propres MPPT va diminuer énormément les pertes en cas de défauts d'ombrage ou de défaillance. Par exemple, un défaut d'ombrage survenant sur une rangée de panneaux va entraîner une baisse de tension qui perturbera les autres rangées car cela obligera l'onduleur à fonctionner sur un point de puissance maximale en dessous de celui des rangées pouvant délivrer leur puissance maximal. Par ailleurs, ce type de raccordement ne permet pas de travailler avec des rangées ayant des différences électriques différentes sans altérer considérablement le niveau de production.

Des études [1, 3] ont proposé des solutions modulaires par panneau, Figure III-07a, en dotant chaque module PV par un convertisseur élévateurs à tension DC-DC réduite associés à un seul onduleur qui aura pour fonction supplémentaire à la conversion DC-AC, d'optimiser le point de fonctionnement à une tension stabilisée.

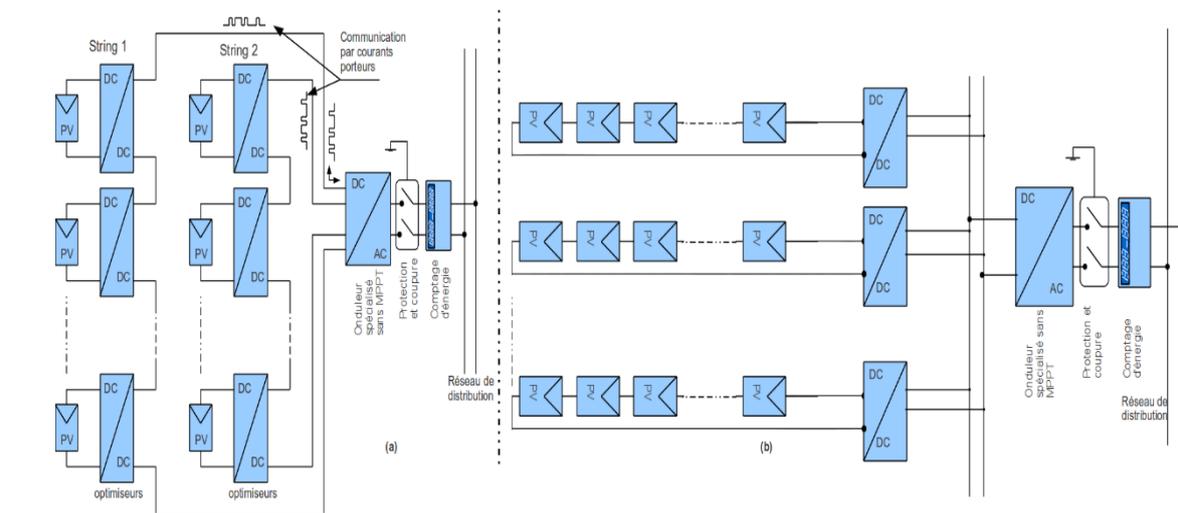


Figure III-07 : Schéma d'une Structure PV à optimiseurs-onduleur,
(a) Solution rangée et (b) solution modulaire.

Le principal inconvénient de cette architecture distribuée est son surcoût à l'installation et en maintenance, sachant qu'en général ce type de convertisseur DC-DC est directement intégré au panneau. Sa défaillance entraîne le remplacement ici encore le remplacement de l'ensemble constitué par le panneau et le convertisseur.

III.3 La structure DC-DC à bus HVDC

Dans le but d'optimiser le rendement énergétique d'un système de production photovoltaïque, des équipes de recherches dont celle du LMOPS de l'Université de Lorraine-France puis celle du LGEER de l'Université de Chlef-Algérie dans lesquelles ces travaux de thèse se sont déroulés, ont préconisé la solution de la structure à gestion discrétisée qui repose sur une solution modulaire telle que l'indique la figure III-08 [17-18].

Les avantages d'une telle structure sont nombreux et l'on peut citer :

- 1- Assurer une tension d'entrée suffisamment élevée pour que l'onduleur puisse s'enclencher rapidement afin de délivrer de la puissance au réseau ou à la charge AC.
- 2- Travailler à un courant faible à la sortie du convertisseur ACM permettant de réduire énormément la section des câbles à utiliser.
- 3- Le convertisseur ACM haut rendement contribue à améliorer le rendement énergétique global du système au point que l'onduleur peut être privé de la fonction MPPT du moment qu'elle est discrétisée sur chaque ACM.

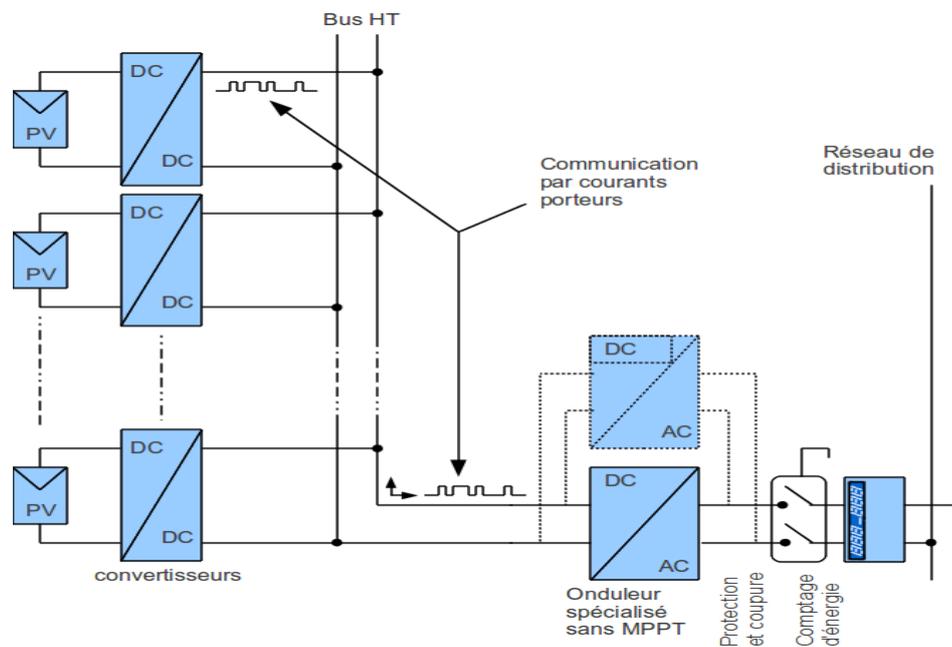


Figure III-08 : Schéma d'une Structure PV à bus HVDC.

En contrepartie de ces avantages, la tension HVDC est dangereuse et présente des problèmes de sécurité. Enfin, le fait d'utiliser un seul onduleur pour tout le système photovoltaïque va assurer des rendements médiocres dans le cas de la dégradation de la production par les panneaux PV.

III.4 Les convertisseurs statiques d'énergie électrique

III.4.1 Les convertisseurs continu-continu (DC-DC)

Pour une puissance bien déterminée, les convertisseurs DC-DC sont utilisés pour convertir une tension continue non régulée à l'entrée en une tension continue régulée à un niveau de tension différent adapté à la charge à alimenter en sortie. La régulation de la tension de sortie est atteinte par variation du rapport cyclique de l'élément interrupteur statique (l'élément de commutation).

Conformément aux exigences de la charge, on distingue généralement deux familles de convertisseur DC-DC :

- Les convertisseurs qui débitent sur un récepteur destiné à être alimenté sous une tension continue variable tel que les moteurs à courant continu.
- Les convertisseurs destinés à fournir à leur sortie une tension continue constante pour servir d'alimentation régulée vis-à-vis de divers équipement.

Les convertisseurs continu-continu de la première famille sont généralement appelés des hacheurs, ceux de la deuxième constituent des alimentations à découpage. Les alimentations à découpage se distinguent des hacheurs non seulement par leurs conditions de fonctionnement (tension de sortie constante et régulée) mais surtout qu'elles incorporent un transformateur qui assure une isolation galvanique entre l'étage de puissance et celui de la commande et qui souvent, intervient comme acteur principal dans le fonctionnement du convertisseur. L'absence de ce transformateur dans le schéma électrique du convertisseur le qualifie généralement par une alimentation sans isolation galvanique [18].

Trois modes de fonctionnement, en termes de conduction électrique, sont connus dans le monde des convertisseurs statiques : le mode de conduction continu, le régime de conduction discontinue et celui de la phase critique. Nous nous intéresserons dans ce qui suit aux convertisseurs classiques en mode de conduction continue qui correspondent à ceux utilisés dans l'alimentation des bus HVDC. Selon [15-17], il existe cinq structures principales de convertisseurs DC-DC non isolés dont les schémas sont représentés sur la figure III-09 et l'étude détaillée de chacun d'eux est représentée en annexeII.

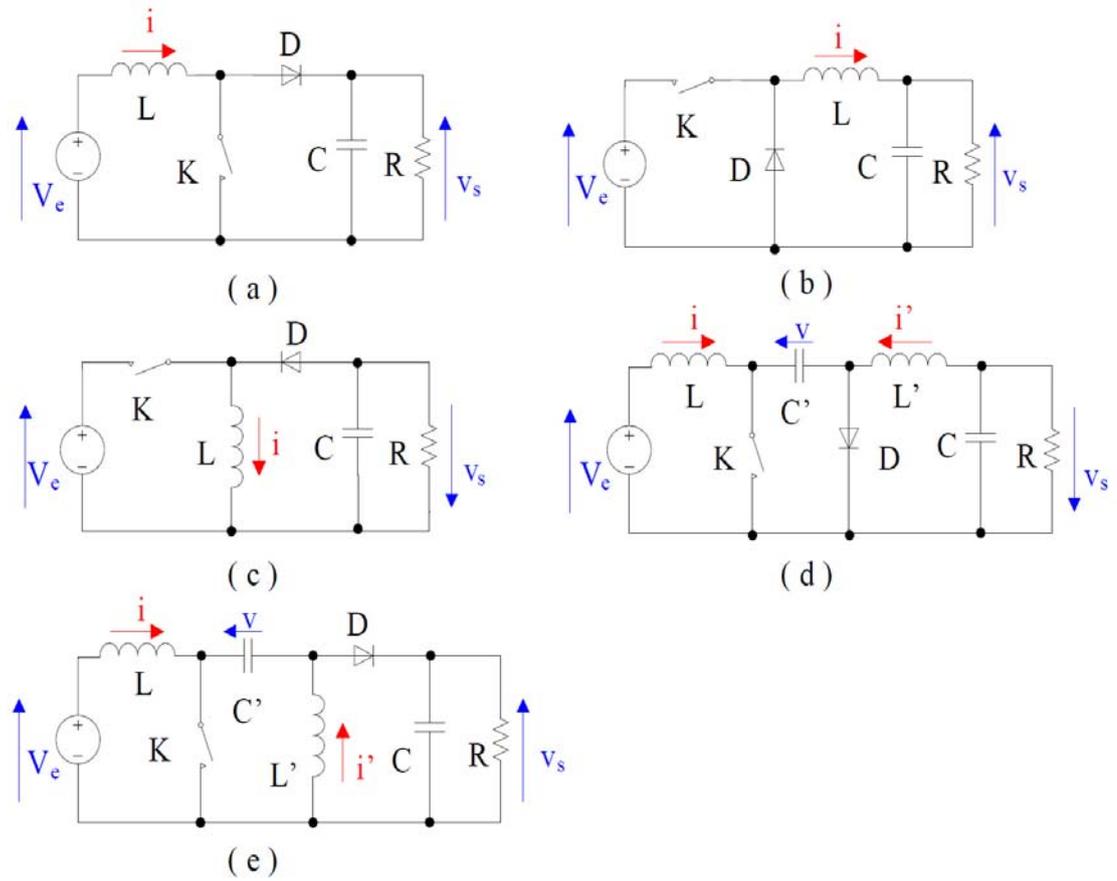


Figure III-09 : (a) Convertisseur boost (hacheur élévateur), (b) Convertisseur Buck (hacheur abaisseur), (c) Convertisseur buck-boost (hacheur à stockage inductif), (d) Convertisseur Cuk (hacheur à stockage capacitif abaisseur-élévateur-inverseur), (e) Convertisseur Sepic (hacheur capacitif abaisseur-élévateur).

III.5 Les convertisseurs DC-AC

L'évolution des technologies électroniques de puissance permet de concevoir des organes de réglage de l'énergie électrique de plus en plus performants et économiques. Ces convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications aussi bien dans des dispositifs industriels que domestiques.

Parmi ces convertisseurs, les convertisseurs DC-AC onduleurs vont servir à alimenter des charges alternatives dont leurs fréquences sont différentes de celle du réseau ou lorsqu'il s'agit de la présence d'une source de tension continue tel que panneaux photovoltaïques, batteries, ...etc.

III.5.1 L'onduleur

Un onduleur est un dispositif permettant de transformer en alternatif une énergie électrique de type continue.

Ils sont utilisés en électrotechnique pour :

- Soit fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et amplitudes variables. Cas des onduleurs servant à alimenter des moteurs à courant alternatif devant tourner à vitesse variable.
- Soit fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes. Cas en particulier des alimentations de sécurité destinées à se substituer au réseau en cas de défaillance de celui-ci.

Selon que l'entrée est une source de tension ou source de courant, on distinguera les onduleurs de tension et les onduleurs de courant. La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée et présente dans la plupart des systèmes industriels pour toutes les gammes de puissance (de quelques watts à plusieurs MW) [20].

On peut distinguer aussi deux types d'onduleurs :

A- Les onduleurs autonomes

Ils utilisent l'énergie d'un circuit auxiliaire qui lui est propre pour la commutation de ces interrupteurs électroniques. Dans ce cas la fréquence de l'onde de tension de sortie est fournie par l'onduleur lui-même.

B- Les onduleurs non autonomes

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas lorsque des redresseurs fonctionnent en onduleur. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif [21].

III.5.2 La structure d'un onduleur monophasé

Les principales structures de bases d'un onduleur monophasé sont :

- 1- Onduleur à transformateur à point milieu appelé encore onduleur push-pull, il utilise deux interrupteurs électroniques connectés à l'entrée du transformateur aux deux extrémités et alimenté par le point milieu, tandis que la charge est connectée à la sortie du transformateur comme le montre la figure III-10.

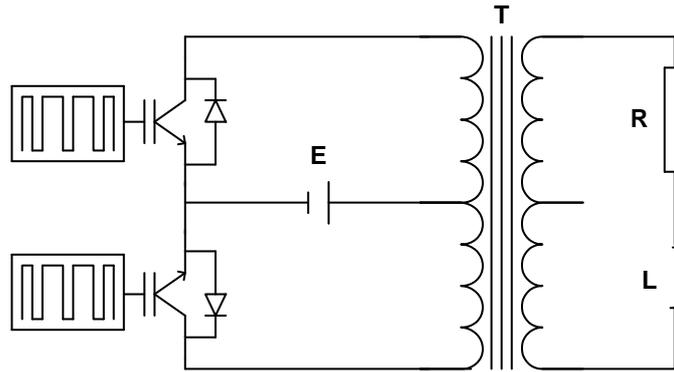


Figure III-10 : Structure d'un onduleur monophasé push-pull.

- 2- Onduleur en demi-pont : il utilise un bras constitué de deux interrupteurs électroniques et un diviseur capacitif (figure III-11b) ou deux sources de tension connecté en série pour créer un point milieu à lequel la charge est connectée d'un côté et l'autre côté est connecté entre les deux interrupteurs du bras (figure III-11a).

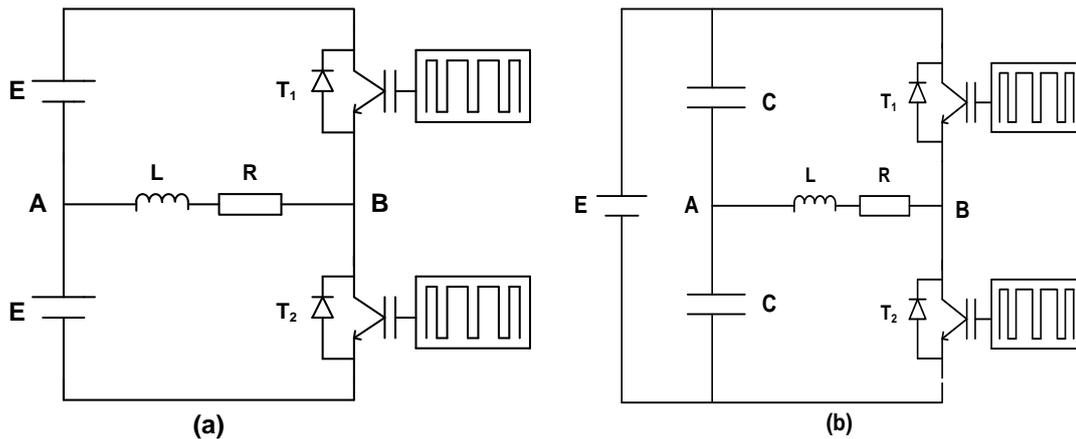


Figure III-11 : Onduleur en demi-pont. a) Onduleur à double alimentation, b) onduleur à diviseur capacitif.

- 3- Onduleur en pont-H : il utilise deux bras (quatre interrupteurs) dont la charge est connectée entre les points milieux (AB) des deux bras comme indiquée sur la figure III-12.

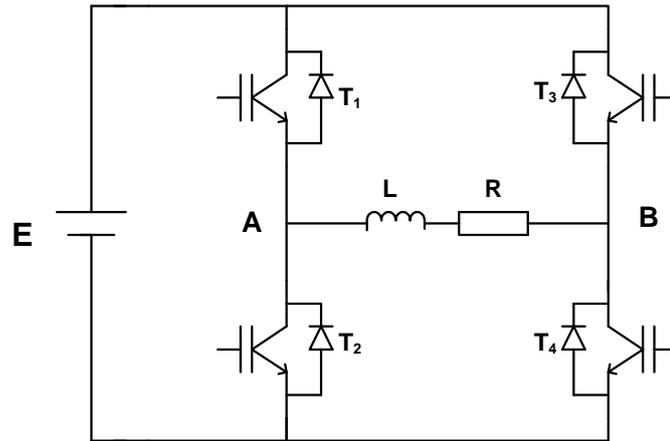


Figure III-12 : onduleur en pont-H.

III.5.3 Onduleur destinés aux systèmes photovoltaïques (PV)

Les onduleurs destinés aux systèmes photovoltaïques sont quelques peu différents des onduleurs classiques utilisés en électrotechnique, mais l'objectif de conversion DC-AC est le même. La principale caractéristique de l'onduleur PV est la recherche du meilleur point de fonctionnement du système ce qui les différencie des onduleurs présentés précédemment. En effet, et comme nous le rappelons ici et après l'avoir présenté au chapitre I, le générateur PV qui est composé d'un ensemble de modules PV a une courbe caractéristique I-V non linéaire (figure III-13).

Pour un éclairement et une température donnés, la tension en circuit ouvert ou à forte charge est à peu près constante et le générateur est assimilable à une source de tension. En court-circuit ou à faible charge, le courant est pratiquement constant et le générateur devient une source de courant.

Le générateur n'est alors ni vraiment une source de tension ni vraiment une source de courant non plus.

La tension de circuit ouvert est sensible à la température et diminue quand la température augmente. Le courant de court-circuit est quant à lui proportionnel à l'éclairement et il augmente si l'éclairement augmente.

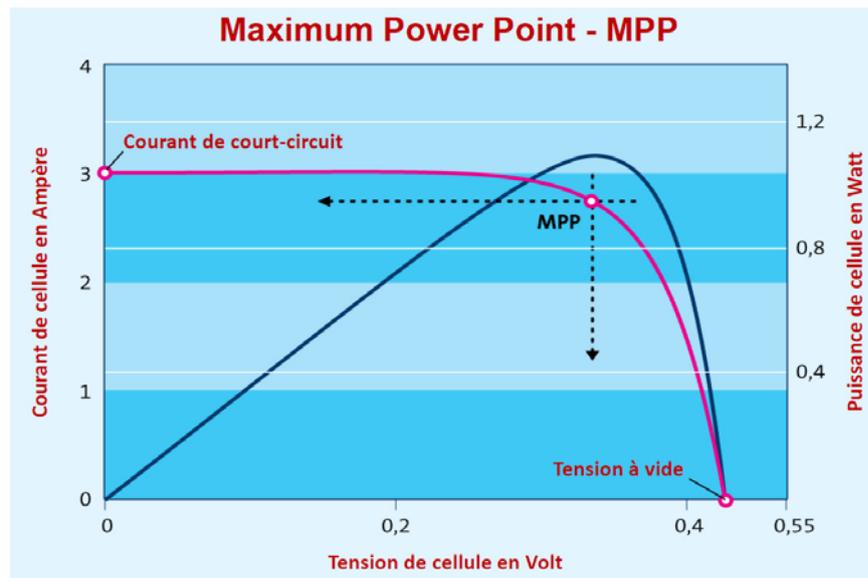


Figure III-13 : Courbes caractéristiques d'un module PV.

Le meilleur point de fonctionnement du système correspond au point de cette courbe où la puissance, produit de la tension et du courant est maximisée. Il se situe au milieu de la caractéristique. (Point MPP sur la figure III-13).

En régime permanent établi, la tension et le courant du capteur sont considérés comme constants. L'utilisation d'un onduleur de tension plutôt qu'un onduleur de courant est alors essentiellement motivée par des raisons technologiques.

Finalement, et devant l'importance des énergies renouvelables et en particulier l'énergie photovoltaïque, les onduleurs PVs jouent un rôle primordial dans le transfert d'énergie entre la source PV et la charge. Ces onduleurs seront traités, étudiés et leur fonctionnement sera analysé et modélisé dans le chapitre suivant.

III.6 Conclusion

Le long de ce chapitre, nous avons en premier temps étudié toutes les architectures des convertisseurs DC-DC non isolés dédiés à l'optimisation de la conversion d'énergie solaire, et sont utilisés comme étage d'adaptation de puissance entre un GPV et la charge. Dans un second temps, nous avons introduit les structures de base des convertisseurs statiques d'énergie DC-AC monophasés utilisés pour la conversion continue-alternative et utilisés suivant l'architecture du montage à l'optimisation de la puissance entre le GPV et la charge.

III.7 Références

- [01] M.A. Abella , F.Chenlo - Choosing the right inverter - Renewable Energy World, pg. 132, March-April 344.
- [02] S. Bacha et D. Chatroux - Systèmes photovoltaïques couplés au réseau Nouvelles Technologies de l'Energie 1 - Chapitre X, 346.
- [04] A Massi Pavan S. Castellan - Power Electronics Conditioning Systems for Industrial Photovoltaic Fields: Centralized or String Inverters? - (University of Trieste), Publication IEEE, 347.
- [05] A.Zegaouiab, M.Ailleriea, P.Petita, J.P.Sawickia, A.Jaafarc, C.Salamecd, J.P.Charlesa, « Comparison of Two Common Maximum Power Point Trackers by Simulating of PV Generators”, Energy Procedia Volume 6, 2011, Pages 678-687, doi:10.1016/j.egypro.2011.05.077.
- [06] ZEGAOUI Abdellah, « Optimisation de la puissance d’un générateur photovoltaïque connecté au réseau », Université des sciences et de technologie Mohamed BOUDIAF ORAN, Avril 2012.
- [07] Pavan, A.M.; Castellan, S.; Quaia, S.; Roitti, S.; Sulligoi, G.; « Power Electronic Conditioning Systems for Industrial Photovoltaic Fields: Centralized or String Inverters? » Clean Electrical Power, 347. ICCEP '07. International Conference, 347, pp. 208 – 214.
- [08] B. Gaiddon, T. Tran-Quoc, TMC. Le, Seddik Bacha, C. Duvauchelle « Typologie des onduleurs pour systèmes photovoltaïques », ESPRIT (Etudes Scientifiques Prénormatives Sur Le Raccordement Au Réseau Electrique D’Installations Techniques Photovoltaïques) decembre 2010.
- [09] Rachid Mokni, Néji AMAIMIA “Installation & Maintenance des systems PV”, UTICA 2011.
- [10] J.M.A. Myrzik, M. Calais – String and module integrated for single-Phase photovoltaic systems - IEEE Bologna PowerTech Conference, Bologna, Italy, 343.
- [11] P.A.B. James, A.S. Bahaj, R.M. Braid; « PV array <5 kWp + single inverter = grid connected PV system: Are multiple inverter alternatives economic? » Solar Energy, Volume 80, Vol. 09, 346, pp. 1179-1188.
- [12] P. Petit, « Optimisation du transfert d’énergie dans les capteurs photovoltaïques », PhD thesis, Université Paul Verlaine Metz, 2011.
- [14] N. Degrenne, B. Allard, F. Buret et J.M. Monier, « Répartition de l’énergie électrique produite par les piles à combustibles microbiennes », hal-00578528, Mars 351.
- [15] J.-P. FERRIEUX et F. FOREST, Alimentation à découpage. Convertisseur à résonance, Masson, 1994. ISBN 2225845557.

- [16] R. BAUSIERE, F. LABRIQUE et G. SEGUIER, Les convertisseurs de l'électronique de puissance", volume 3, La conversion continu-continu. Technique & documentation, 1997, ISBN 2743001399.
- [17] H. FOCH, R. ARCHES, Y. CHÉRON, B. ESCAUT, P. MARTY, M. METZ, Convertisseurs continu-continu non isolés. Technique de l'ingénieur, D 3 163.
- [18] HUANG Bin, Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible, Institut National Polytechnique de Lorraine.
- [19] ROBERT bausiere, FRANCIS Labrique, GUY Segulier : Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome3, Deuxième édition.
- [20] Violaine Didier, Bruno Gaidon. Les Onduleurs pour Systèmes Photovoltaïques, Fonctionnement, Etat de l'Art et Etude des Performances.
- [21] F Brichant. « Électronique de puissance », Agence parisienne des distributions.

CHAPITRE IV

STRATÉGIES DE COMMANDE DES
ONDULEURS MONOPHASÉS,
NOUVELLE COMMANDE MLI-
ADAPTATIVE.

IV.1 Introduction

Courant ce quatrième chapitre de thèse, et dans un premier temps, nous allons introduire l'état de l'art sur les différentes structures d'onduleurs utilisés dans les systèmes photovoltaïques. Nous allons aussi aborder la classification des onduleurs selon que le réseau dont il fait partie, soit un réseau autonome ou connecté au réseau de distribution d'électricité pour transiter vers les réseaux multi-sources. Deux autres classifications seront également présentées basées sur le nombre des convertisseurs de puissance et sur le type de transformateur associé à l'onduleur considéré.

En second partie, nous essayerons de revoir toutes les commandes d'onduleurs les plus communes avec une simulation et une expérimentation réelle pour faire ressortir les paramètres représentatifs au cas par cas, essentiellement le taux de distorsion harmonique, THD comme critère de performance d'une telle commande. En final, et par nécessité de la charge exigeante d'une tension quasiment sinusoïdale, nous avons développé, simulé et réalisé une nouvelle stratégie de commande dédiée surtout aux onduleurs monophasés photovoltaïques associés à un bus HVDC nous l'avons appelé la commande MLIS Adaptative.

IV.2 Structure des onduleurs PV - Etat de l'art

Le marché des systèmes photovoltaïques connaît, depuis maintenant plus de 15 années, un taux de croissance très élevé à l'échelle mondiale dû principalement aux systèmes photovoltaïques connectés au réseau de distribution d'électricité. Il se justifie essentiellement par d'importantes innovations technologiques et une baisse de coût des modules photovoltaïques. La R&D dans le domaine de l'électronique de puissance a considérablement contribué à ce développement technologique. Il est à signaler que les onduleurs PVs dans les systèmes connectés au réseau de distribution électricité sont devenus de plus en plus performants et fiables. Ces onduleurs assurent le contrôle du courant issu d'un champ PV et contrôlent la puissance injectée au réseau conformément aux normes imposées. L'onduleur PV ne transforme pas seulement la tension DC fournie par le champ PV en une tension sinusoïdale de fréquence égale à celle du réseau et en phase mais également il force le champ PV à délivrer sa puissance maximale à la charge connectée et ce par l'embarquement d'un algorithme de tracking du point de puissance maximale. De plus, l'onduleur PV assure une surveillance fiable du réseau pour le protéger contre les pannes comme les interruptions de l'alimentation en cas de problèmes survenant, soit du réseau, soit de l'installation [01] : c'est de l'intelligence embarquée.

IV.2.1 Classification des onduleurs PVs selon le type du système PV

IV.2.1.1 L'ondeleur PV autonome (Stand-alone Inverter)

Ce type d'ondeleur PVs est utilisé dans des applications avec une autonomie complète du réseau d'énergie électrique ou autrement dit hors réseau comme les régions éloignées, les zones rurales ou les stations mobiles ...etc. En plus de la conversion directe d'énergie disponible sur le champ PV en présence d'irradiation solaire le surplus d'énergie doit être stocké automatiquement dans des batteries pour combler l'intermittence de la source d'énergie. Une installation type basée sur un ondeleur autonome est représentée dans la figure IV.01.

Suivant la forme de la tension de sortie, le marché du PV est alimenté par une variété d'ondeleurs autonomes dont le plus intéressant est celui qui fournit une tension de sortie sinusoïdale fondamentale et donc pauvre en harmoniques.

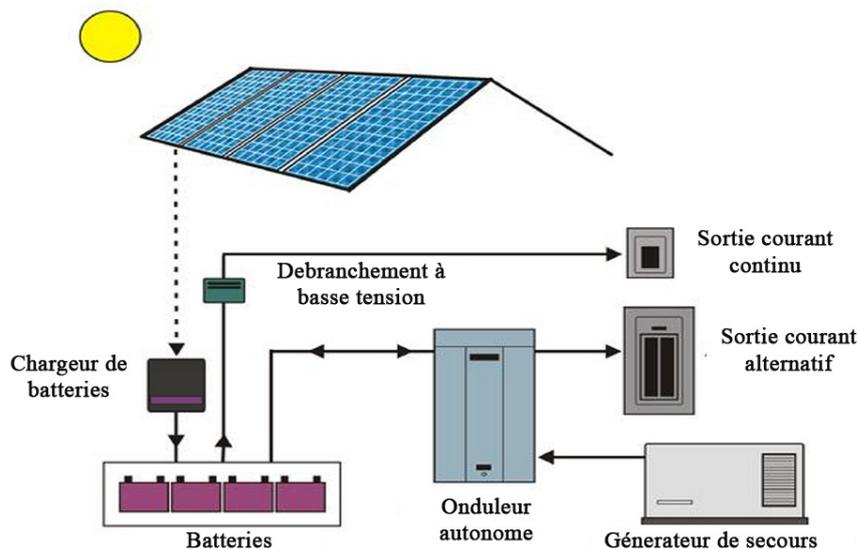


Figure IV-01 : Schéma d'installation d'un ondeleur autonome [02].

IV.2.1.2 L'ondeleur PV couplé réseau électrique (Grid tied Inverter)

Ce type d'ondeleur PV, sans aucun système de stockage associé, est conçu spécifiquement pour être raccordé au réseau. L'énergie issue des générateurs PV est directement injectée dans le réseau via cet ondeleur comme le montre la figure IV-02.

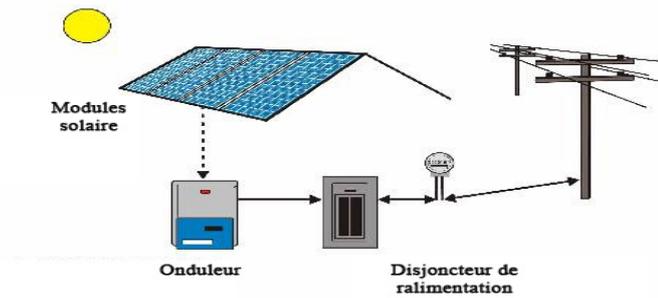


Figure IV-02 : Schéma d'installation d'un onduleur connecté au réseau sans batteries de stockage [02].

IV.2.1.3 L'onduleur PV interactif (*Interactive Inverter*)

Ce type d'onduleur PV combine deux fonctions : il fonctionne à la fois comme autonome et couplé au réseau. En présence du courant de réseau, l'onduleur PV interactif alimente la charge connectée à ses bornes et l'excès d'énergie sera stocké dans des batteries et/ou injecté dans le réseau électrique de distribution. Mais en absence du courant du réseau, l'onduleur assure l'autonomie d'alimentation de la charge, soit directement du champ PV soit via les batteries : c'est le rôle d'une alimentation de secours. Ce type d'alimentation, comme l'indique la figure IV-02, est réservé à des applications résidentielles, commerciales ou industrielles.

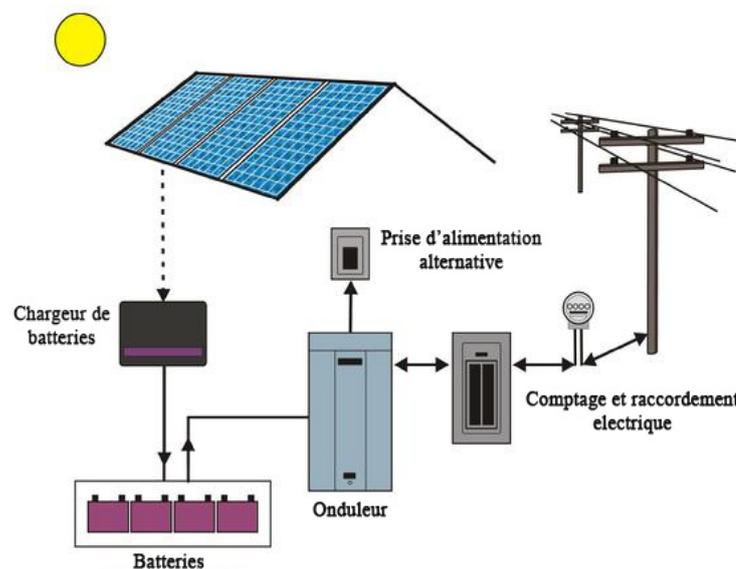


Figure IV-03 : Schéma d'installation d'un onduleur interactif avec batteries de stockage [02].

IV.2.1.4 L'onduleur PV hybride (*Hybrid Inverter*)

Ce type d'onduleur PV utilise l'hybridation d'un générateur solaire avec l'association de plusieurs autres sources d'énergie tels qu'un groupe générateur utilisant des énergies fossiles comme le diesel, un générateur éolien, des batteries de stockage ou un hydro-générateur, ...etc. De plus la combinaison de plusieurs sources d'énergie en entrée, permet à cet onduleur de fonctionner comme autonome ou couplé au réseau de distribution d'énergie électrique.

Dans le cas d'hybridation d'un générateur PV avec un générateur diesel, il existe pratiquement trois configurations possibles qui reposent sur la position du générateur diesel dans le réseau [03-04] :

i. La configuration série

Dans cette configuration, comme schématisé en figure IV.04, le groupe diesel est connecté en série avec l'onduleur PV via le bus DC. Lorsque l'énergie produite par le champ PV et l'énergie stockée dans les batteries sont suffisantes pour répondre à la demande de la charge, le groupe diesel est débrayé.

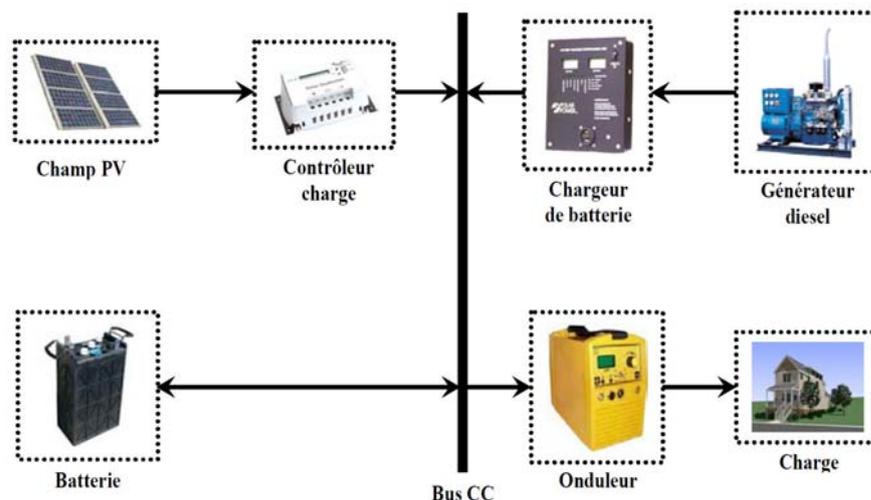


Figure IV-04 : Système hybride PV- Diesel série.

ii. La configuration commutée

Dans ce type de configuration, figure IV-05, la charge est alimentée soit via l'énergie produite par l'onduleur issu du générateur PV ou des batteries soit via celle fournie par le groupe diesel seul. La présence du commutateur écarte le fonctionnement en parallèle du groupe diesel avec l'onduleur. Dans une telle configuration, la batterie peut être chargée soit par le générateur PV soit par le générateur diesel comme dans la configuration précédente. La conversion alternative continue du groupe diesel est éliminée comparativement à la configuration série ce qui permet de réduire les pertes d'énergie engendrées par l'étage redresseur. Si l'énergie

produite par le générateur PV est suffisante pour satisfaire la demande de la charge, le générateur diesel peut être mis-en hors service momentanément. Il reste néanmoins deux inconvénients majeurs à citer : la coupure instantanée d'énergie lors de la commutation et le surdimensionnement de l'onduleur et du générateur diesel fait par rapport au maximum de la demande de la charge.

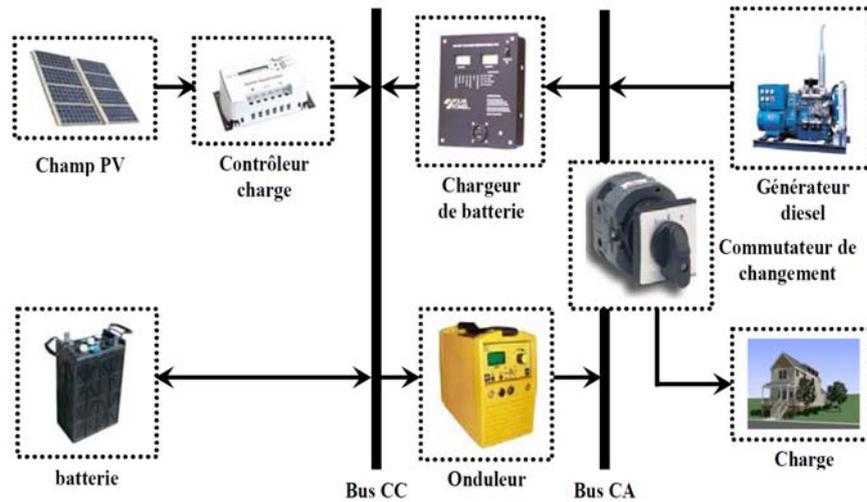


Figure IV-05 : Système hybride PV- Diesel commuté.

iii. Configuration parallèle

Comme indiqué sur la figure IV-06, le générateur diesel et l'onduleur PV débitent sur le même bus AC par connexion parallèle. Comme l'installation photovoltaïque et la batterie sont connectées à un autre bus de courant continu, ce dernier doit être connecté au bus AC à l'aide d'un onduleur bidirectionnel, devant fonctionner soit comme un redresseur lorsqu'il y a un excès d'énergie produite par le diesel pour charger la batterie, soit comme un onduleur pour alimenter la charge issu du champ PV ou la batterie. L'onduleur et le générateur diesel peuvent travailler ensemble, chose qui peut assurer une puissance supérieure à la puissance nominale du générateur diesel.

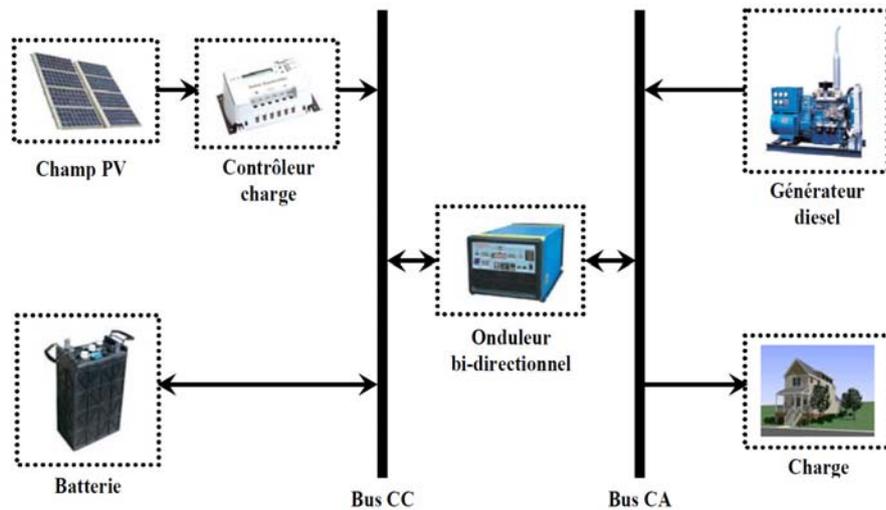


Figure IV-06 : Système hybride PV- Diesel parallèle

IV.2.2 Classification selon le nombre de convertisseurs de puissance

Suivant le nombre de convertisseurs constituant l'étage de traitement de puissance, les onduleurs sont classés principalement en trois types :

i. L'onduleur constitué d'un seul étage

Comme représenté en figure IV-07a, l'étage de traitement de puissance est constitué uniquement de l'onduleur PV qui doit gérer toutes les tâches telles que le contrôle du courant injecté dans le réseau, la gestion de la puissance disponible au générateur PV avec le suivi du point de puissance maximum MPPT et l'amplification de la tension. C'est la configuration typique d'une architecture à onduleur central.

ii. L'onduleur à deux étages de conversion d'énergie

Dans ce cas, figure IV.07b, le tracking du point de puissance maximale du générateur PV est assuré par un convertisseur DC-DC qui alimente l'onduleur PV contrôlant le courant injecté au réseau. L'étage de traitement de puissance est constitué par deux convertisseurs en cascade.

iii. L'onduleur à plusieurs étages de conversion d'énergie

Dans ce cas, figure IV-07c, chaque module PV possède son propre convertisseur DC-DC assumant la tâche du MPPT. Ces convertisseurs DC-DC seront tous liés au même onduleur qui assure le contrôle du courant injecté au réseau.

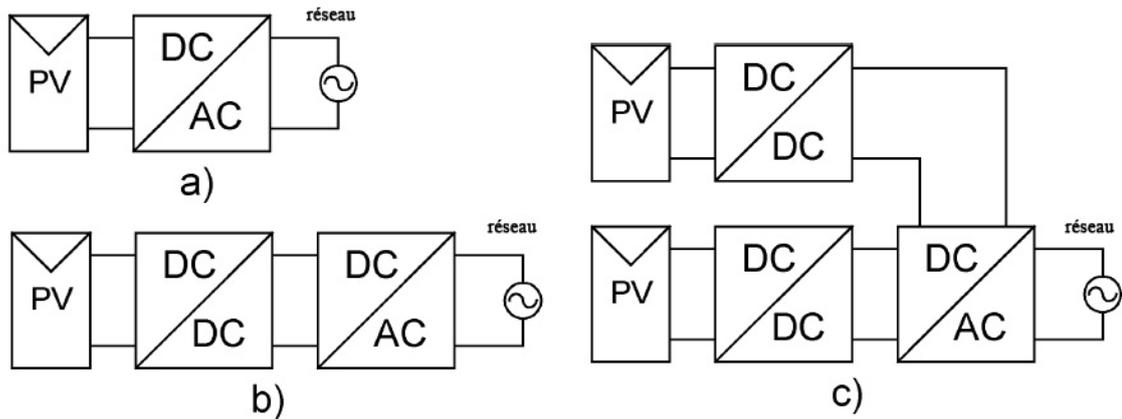


Figure IV-07 : structure des onduleurs suivant le nombre d'étage de conversion d'énergie

a) Un seul étage de traitement de puissance.

b) Deux étages de traitement de puissance.

c) Onduleur à double étages.

IV.2.3 Classification selon le type du transformateur associé

Plusieurs topologies d'onduleur ont été élaborées pour les systèmes photovoltaïques, dont chaque topologie a ces propres spécifications. Suivant l'utilisation d'un transformateur ou non, ils sont en trois catégories :

- Les onduleurs munis d'un transformateur basse fréquence 50 Hz (BF).
- Les onduleurs munis d'un transformateur haute fréquence (HF).
- Les onduleurs sans transformateurs.

IV.2.3.1 Onduleurs avec transformateur basse fréquence (BF)

L'onduleur PV avec transformateur basse fréquence (BF), représenté en figure IV-08, est composé d'un simple onduleur commandé suivi par une inductance de lissage de courant et un transformateur fonctionnant à basse fréquence (50 Hz) qui sert à adapter la tension de sortie de l'onduleur à celle du réseau de distribution. Ce même transformateur assure l'isolation galvanique entre l'onduleur et le réseau.

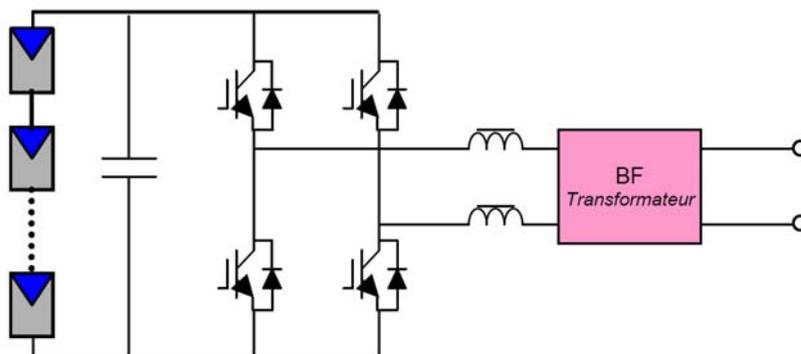


Figure IV-08 : Onduleur en pont avec transformateur BF.

A titre d'exemple, la compagnie allemande SMA (System-, Mess- und Anlagentechnik a inondé le marché des onduleurs PV avec ce type d'onduleur avec transformateur BT tel que l'indique la figure IV-09 qui illustre le SMA *Sunny boy1100* et le SMA *Sunny mini central 5000A* et *6000A*.

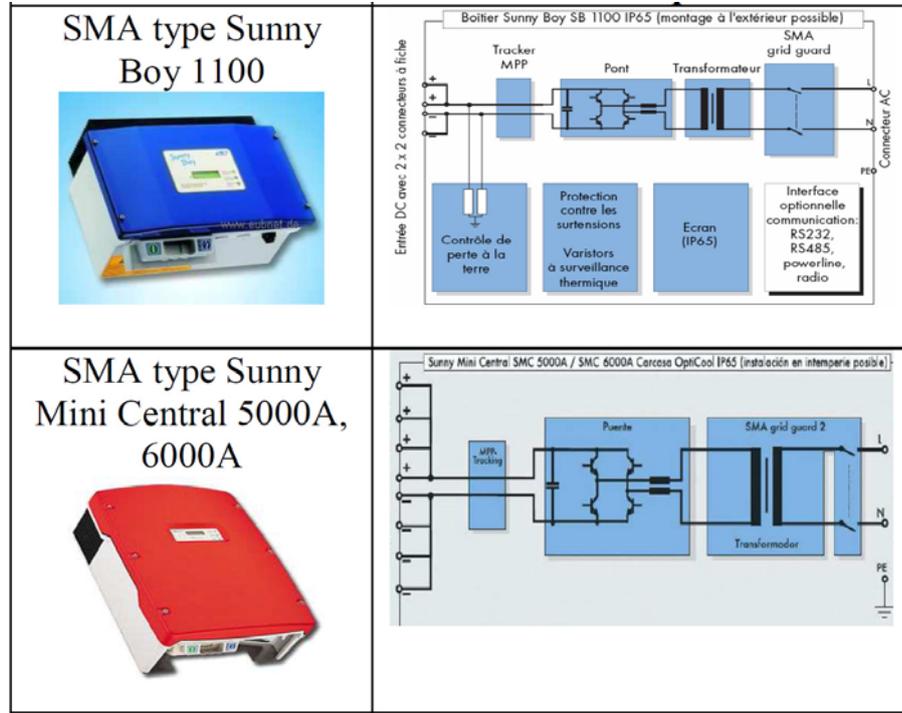


Figure IV-09 : Exemple d'onduleur SMA avec transformateur BF.

IV.2.3.2 Onduleurs avec transformateur haute fréquence (HF)

La figure IV-10 illustre l'utilisation d'un transformateur fonctionnant à la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance (HF). La tension du GPV convertit par un convertisseur DC-DC, tel qu'un Fly back, un Forward ou un pont-H à transformateur HF, est ensuite élevée par le transformateur HF. La tension obtenue à la sortie du transformateur HF est redressée pour alimenter l'étage onduleur.

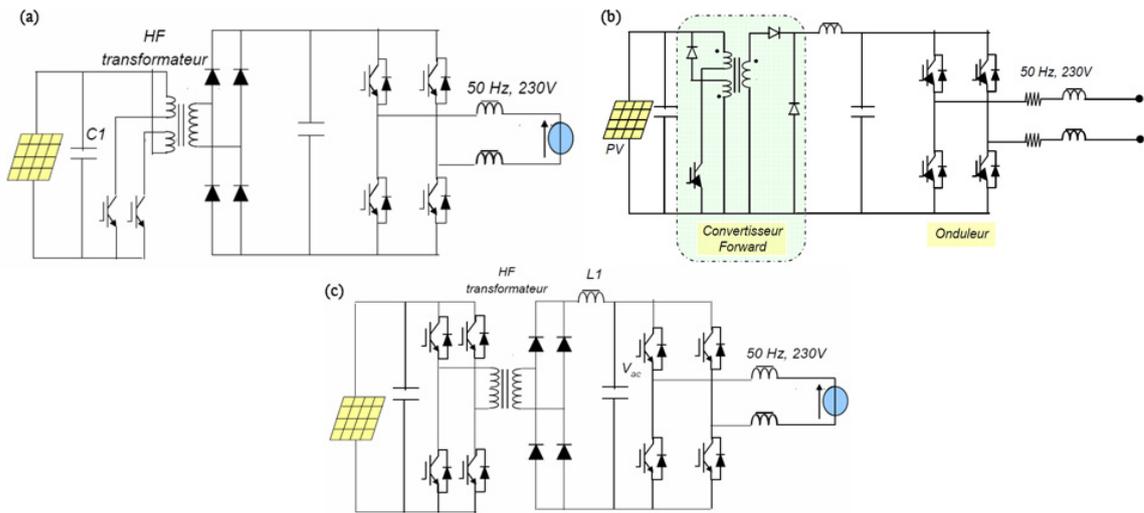


Figure IV-10 : Onduleur avec transformateur HF : a) Flyback+pont-H, b) Forward+pont-H et c) Double pont-H.

Sur le marché du PV, figure IV-11, plusieurs marques adoptent la topologie à double pont-H, tel que FRONUS série IG Plus, DANFOSS série TLX, PHOTOWATT série PWI Indoor, XANTREX série GT SP.....etc.

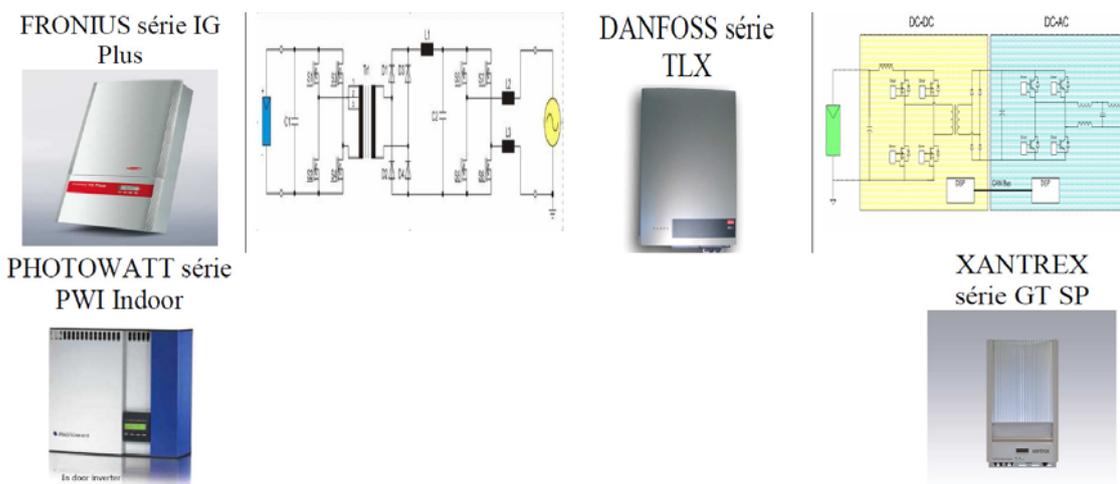


Figure IV-11 : Onduleur à double pont de quelques marques disponibles sur le marché.

IV.2.3.3 Onduleurs sans transformateur

Dans ce type d'onduleurs, si la tension du générateur PV convient à celle de l'entrée de l'étage onduleur, le GPV est raccordé directement à l'onduleur. Si ce n'est pas le cas, la tension du GPV doit être adaptée par un convertisseur DC-DC sans transformateur tel qu'un convertisseur *boost* avant d'être utilisée par l'onduleur. La Figure IV-12 montre quelques montages d'onduleur existant sur le marché des onduleurs photovoltaïques.

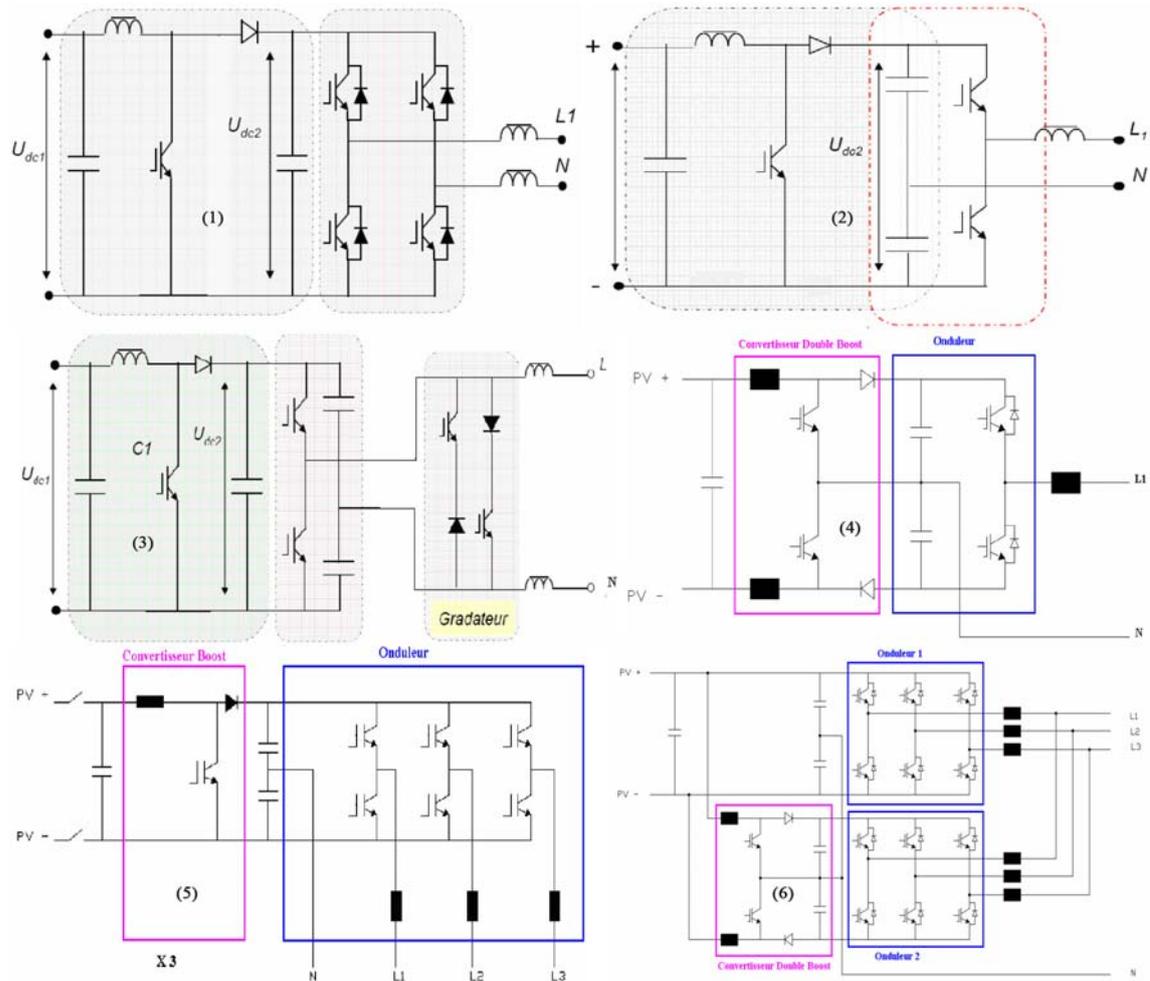


Figure IV-12 : Onduleurs avec convertisseur boost et sans transformateur :1) Convertisseur Boost+pont-H, 2) Convertisseur Boost+demi-pont, 3) Convertisseur Boost+demi-pont+circuit de type HERIC, 4) Convertisseur double Boost+demi-pont, 5) Onduleur triphasé et 6)-Onduleur triphasé double Boost.

IV.3 Les différentes stratégies de commande des onduleurs monophasés

Un onduleur est un convertisseur statique qui, à partir d'une source de tension continue constante, permet le transfert et le contrôle de l'énergie vers une charge, en transformant la tension aux bornes de celle-ci en tension alternative. L'obtention d'une tension alternative à la sortie de l'onduleur se fait par l'ouverture et la fermeture commandée selon une stratégie bien définie des interrupteurs constituant le convertisseur d'énergie. Différentes stratégies de commande ont été développées par plusieurs auteurs afin d'améliorer les performances de conversion et la qualité de la tension de sortie [01]. Dans ce qui suit, dans une approche modélistique, nous considérerons le montage onduleur monophasé en pont H représenté par la figure IV-13.

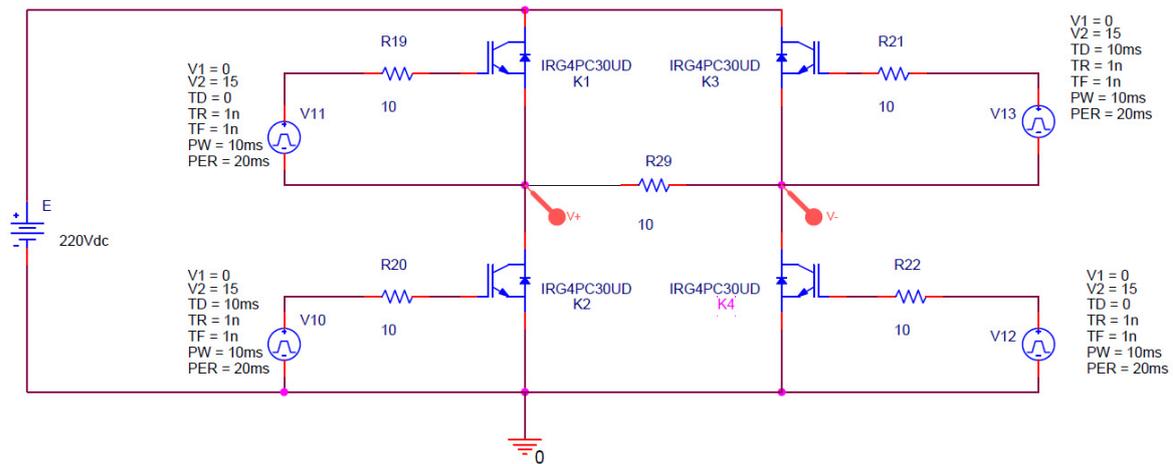


Figure IV-13 : Montage d'onduleur monophasé en pont H.

IV.3.1 Commande pleine onde

C'est la stratégie de commande la plus simple à mettre en œuvre. Par contre la tension de sortie est très riche en harmoniques de rang faible et donc de basses fréquences. Le filtrage est difficile dans ce type de commande. Les interrupteurs de puissance travaillent à la fréquence des grandeurs électriques de sortie [02].

Dans cette stratégie de commande, qualifiée de pleine onde, la tension générée a une forme rectangulaire (figure IV-14b). Sa décomposition en série de Fourier, donnée par la formule (IV-02) [03], montre que le signal de puissance généré est riche en harmoniques qui provoquent la distorsion de la forme d'onde de la tension ou du courant à la sortie de l'onduleur.

La forme d'onde de la tension de sortie est obtenue en appliquant des signaux de commande sur les interrupteurs suivant la séquence décrite ci-dessous (figure IV-14a) :

➤ **de $0 < \omega t < \pi$:**

Les interrupteurs K_1 et K_4 sont fermés tandis que les interrupteurs K_2 et K_3 sont ouverts (bloqués).

La tension de sortie est définie par $V_s = +E$. En considérant que les interrupteurs et les diodes sont des éléments parfaits, les tensions des interrupteurs sont alors égales à :

$$V_{K1} = V_{K4} = 0, \quad V_{K2} = V_{K3} = +E$$

➤ **de $\pi < \omega t < 2\pi$:**

Les interrupteurs K_1 et K_4 sont ouverts (bloqués) tandis que les interrupteurs K_2 et K_3 sont fermés.

La tension de sortie est égale à $V_s = -E$, et les tensions des interrupteurs sont définies par :

$$V_{K1} = V_{K4} = +E, \quad V_{K2} = V_{K3} = 0.$$

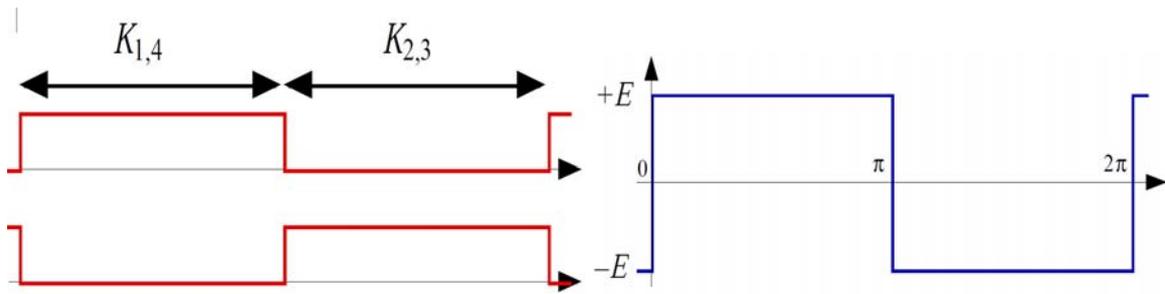


Figure IV-14 : Forme d'onde de la tension de sortie à droite, signal de commande des interrupteurs à gauche.

La valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur est :

$$V_s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_s^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2E^2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} dt} = E \quad (\text{IV-01})$$

La décomposition en série de fourier de la tension de sortie est :

$$v_s(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{4.E}{(2k+1)\pi} \sin((2k+1)\omega t) \quad (\text{IV-02})$$

Le taux de distorsion harmonique, THD, quantifie la part des harmoniques dans le signal global, il est calculé en % de la manière suivante [05-09] :

$$TDH = 100. \sqrt{\frac{V^2 - V_1^2}{V_1^2}} \quad (\text{IV-03})$$

Avec V la valeur efficace du signal et V_1 la valeur efficace de l'onde fondamentale.

Du fait que la commande pleine onde est un signal carré, la forme de la tension de sortie aura aussi la même forme, le THD pour cette commande vaut :

$$THD = 100. \sqrt{\frac{E^2 - \left(\frac{4.E}{\pi\sqrt{2}}\right)^2}{\left(\frac{4.E}{\pi\sqrt{2}}\right)^2}} \simeq 48\% \quad (\text{IV-04})$$

Avec $V_s = E$, la valeur efficace de la tension de sortie et $V_{1s} = \frac{4.E}{\pi\sqrt{2}}$ la valeur efficace du signal de la première harmonique (fondamentale) de la tension de sortie.

Cette valeur élevée du THD qui est assez supérieure à la limite admissible édictée par la norme CEI6000-2-2, c'est à dire 5% montre bien que la tension de sortie présente un taux d'harmonique trop élevé pour donner satisfaction dans un réseau de distribution AC.

IV.3.1.1 Simulation de la commande pleine onde :

Le montage de la figure IV-13 est implanté et simulé sous l'environnement Software ORCAD/Pspice. La figure IV-15 représente la forme de la tension de sortie de l'onduleur ainsi que sa représentation en série de fourrier.

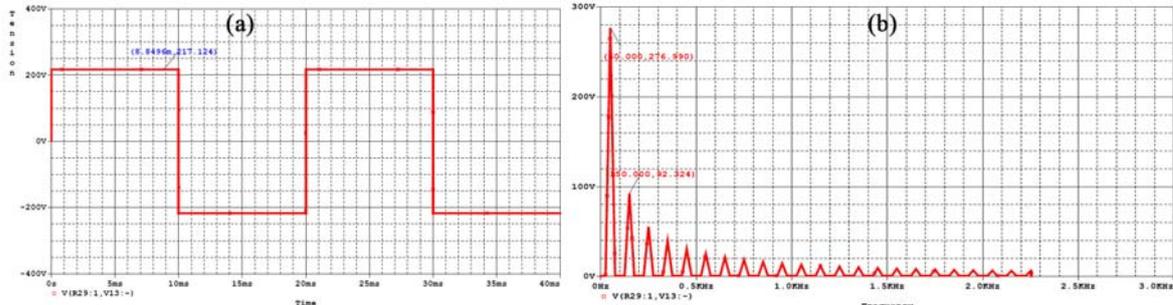


Figure IV-15 : Simulation de la commande pleine onde. a) forme d'onde de la tension de sortie, b) la représentation en série de Fourier.

Le calcul de la valeur efficace de la tension de sortie, figure IV-15a, donne $V_s = 217,124 V$. La figure IV-15b permet de calculer la valeur efficace du signal fondamental, V_{1s} en se servant de la valeur maximale, ce qui donne lieu à $V_{1s} = \frac{276,99}{\sqrt{2}} = 195,861 V$.

Le THD calculé par simulation est de $THD = 100 \cdot \sqrt{\frac{217,124^2 - 195,861^2}{195,861^2}} = 47,84\% \approx 48\%$.

La valeur du THD obtenue par simulation est très proche de celle calculée théoriquement (48%) ; ce qui confirme que cette commande dégrade de façon importante la tension de sortie et exclue son usage pour des appareils sensibles.

IV.3.1.2 Expérimentation de la commande pleine onde

La commande pleine onde a été implémentée sur un microcontrôleur de chez Microship, un PIC 18F4620, en vue d'une validation expérimentale. Un signal carré de 50hz a été programmée pour la commande du premier bras et est inversé pour la commande complémentaire du deuxième bras avec un temps mort de quelques nanosecondes pour éviter le court-circuit. Un driver de MOSFET est ensuite utilisé pour adapter le signal de commande. Un simple onduleur en pont-H a été réalisé à base de MOSFETs.

La figure IV-16 montre la forme de la tension de sortie de l'onduleur ainsi que sa représentation en série de fourrier. Il est à noter que les essais ont été faits à tension réduite suite à l'indisponibilité du matériel pouvant livrer des tensions DC élevées.

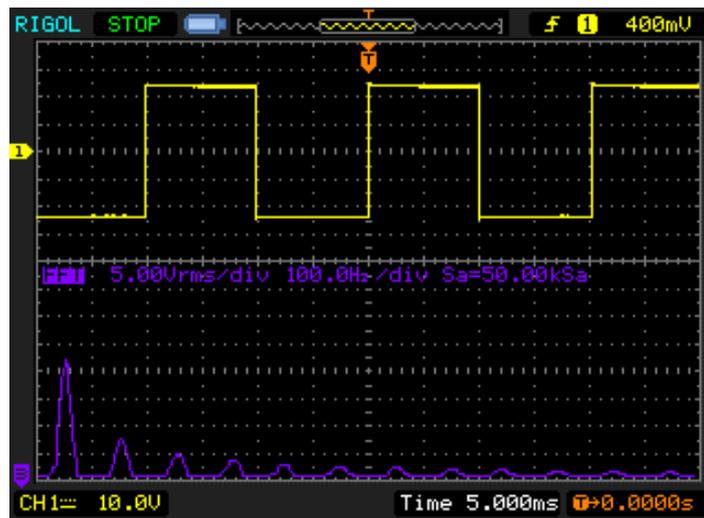


Figure IV-16 : Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur et sa représentation de fourrier pour une commande pleine onde.

De la figure IV-16, la valeur efficace de la tension de sortie est de $V_s = 24 V$ et la valeur efficace de l'onde fondamentale de fréquence 50Hz est de $V_{1s} = 21,65 V$.

Ces résultats expérimentaux donnent lieu à un $THD = 100 \cdot \sqrt{\frac{24^2 - 21,65^2}{21,65^2}} = 47,84\% \simeq 48\%$.

Cette étude expérimentale confirme les résultats obtenus théoriquement et par la simulation.

IV.3.2 Commande décalée

La commande décalée basée sur la commande en créneaux de largeur variable ou modulation de largeur d'impulsion (MLI) simple, est obtenue par l'association des ondes rectangulaires déphasées l'une par rapport à l'autre avec un angle variable d'où une commande à trois états de sortie (-E, 0, +E) comme l'indique la figure IV-17. C'est le plus simple onduleur multiniveaux de la tension de sortie. L'angle β représente un décalage des créneaux de commande.

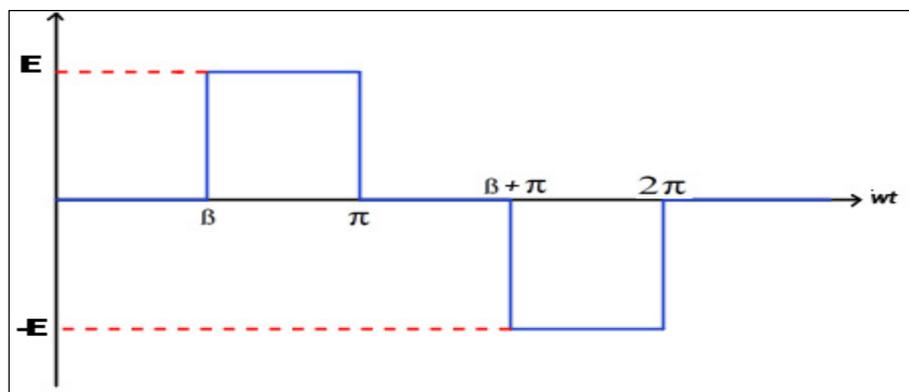


Figure IV-17 : Forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur à commande décalée.

La valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur est réglable en agissant sur la durée du créneau [08].

On garde le même onduleur en pont-H de la figure IV-13 avec ses notations. Soit β l'angle de retard à l'amorçage, la séquence de commande des interrupteurs passe par les phases suivantes :

➤ **de $0 < \omega t < \beta$:**

Les interrupteurs K_1 et K_3 sont fermés, K_2 et K_4 sont ouverts.

Les tensions sont alors égales à $V_s = 0$, $V_{K1} = V_{K3} = 0$, $V_{K2} = V_{K4} = +E$

➤ **de $\beta < \omega t < \pi$:**

Les interrupteurs K_1 et K_4 sont fermés, K_2 et K_3 sont ouverts.

Les tensions valent $V_s = +E$, $V_{K1} = V_{K4} = 0$, $V_{K2} = V_{K3} = +E$

➤ **de $\pi < \omega t < \beta + \pi$:**

Les interrupteurs K_2 et K_4 sont fermés, K_1 et K_3 sont ouverts.

Les tensions deviennent $V_s = 0$, $V_{K2} = V_{K4} = 0$, $V_{K1} = V_{K3} = +E$

➤ **de $\beta + \pi < \omega t < 2\pi$:**

En fin, les interrupteurs K_2 et K_3 sont fermés, K_1 et K_4 sont ouverts et les tensions s'expriment

$V_s = -E$, $V_{K2} = V_{K3} = 0$, $V_{K1} = V_{K4} = +E$

La tension de sortie de l'onduleur ne dépend que de l'angle β , sa valeur efficace est [09] :

$$V_{s_eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_s^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s^2(t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\beta}^{\pi} E^2 d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\beta}^{2\pi} E^2 d(\omega t)}$$

$$V_{s_eff} = E \sqrt{\left(1 - \frac{\beta}{\pi}\right)} \quad (IV-05)$$

Le développement en série de Fourier de l'onde tension de sortie de l'onduleur contient toutes les harmoniques impaires [09] :

$$v_s(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{4.E}{(2k+1)\pi} \cos(2k+1) \frac{\beta}{2} \sin((2k+1)\omega t) \quad (IV-06)$$

La tension de l'onde fondamentale est obtenue pour $k=0$, soit :

$$v_{s1}(t) = \frac{4.E}{\pi} \cos \frac{\beta}{2} \sin(\omega t), \text{ qui a pour valeur efficace de :}$$

$$V_{s1_eff} = \frac{2.\sqrt{2}.E}{\pi} \cos \frac{\beta}{2} \quad (IV-07)$$

Le THD est une fonction de l'angle β :

$$TDH_{\beta} = 100. \sqrt{\frac{E^2 \left(1 - \frac{\beta}{\pi}\right) - \frac{8.E^2}{\pi^2} \left(\cos \frac{\beta}{2}\right)^2}{\frac{8.E^2}{\pi^2} \left(\cos \frac{\beta}{2}\right)^2}} = 100. \sqrt{\frac{\pi^2 - \beta\pi - 8 \left(\cos \frac{\beta}{2}\right)^2}{2\sqrt{2} \cos \frac{\beta}{2}}} \quad (IV-08)$$

La figure IV-18 représente les variations du taux de distorsion harmonique en fonction de l'angle β admet un minimum de 29% pour un angle $\beta=46^\circ$ et tend vers l'infini quand β tend vers π . Vu la valeur importante du THD minimum, cette commande est aussi non utilisée pour des applications nécessitant des tensions sinusoïdes très pures. Il est à mentionner que pour un angle de décalage nul, on retrouve bien un THD de 48% qui est celui de la commande pleine onde.

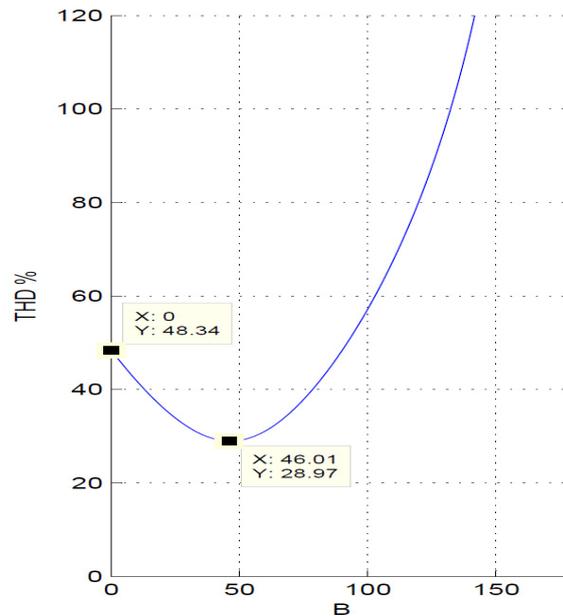


Figure IV-18 : Variations du THD en fonction de l'angle de commande β .

IV.3.2.1 Simulation de la commande décalée

En gardant toujours le montage de la figure IV-13, les séquences de commande des quatre interrupteurs de l'onduleur en pont H et la tension de sortie ainsi que sa représentation de fourrier sont consignés dans les figures IV-19 et IV-20 respectivement. Les simulations sont faites pour un angle de décalage de 46° afin de valider le THD minimal.

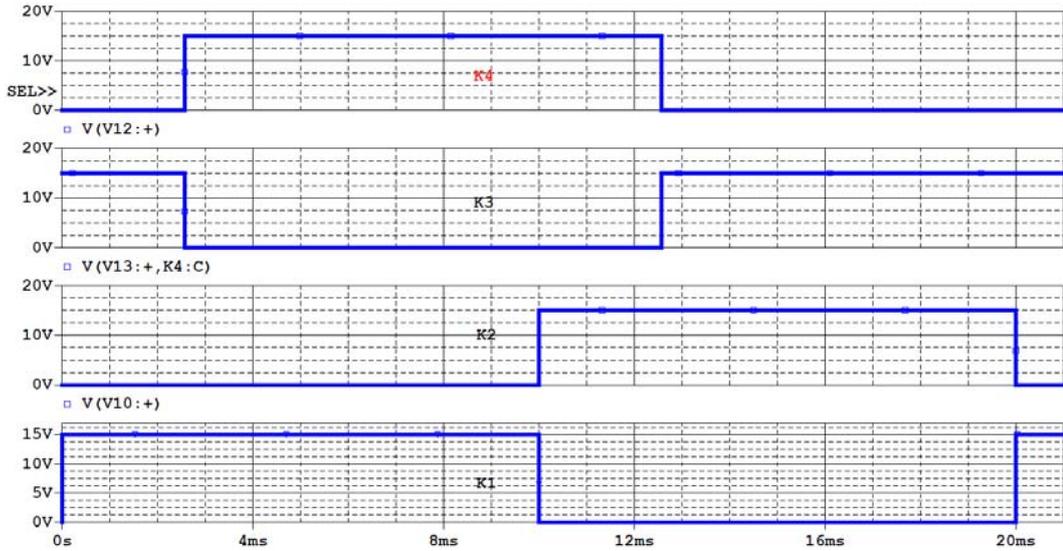


Figure IV-19 : Les signaux de commande des interrupteurs pour une commande décalée.

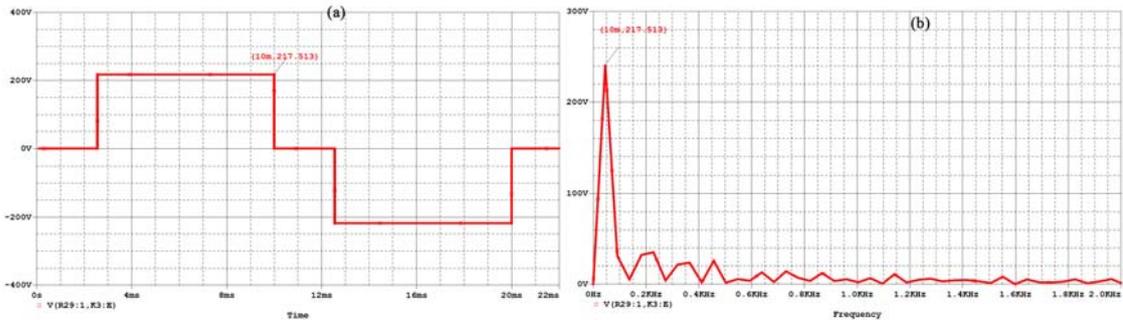


Figure IV-20 : Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur à commande décalée, a) pour un angle $\beta=46^\circ$ et b) sa représentation en série de Fourier.

Graphiquement, à partir de la figure IV-20a, la valeur maximale de la tension de sortie est de $E = 217,513 V$

Enfin la figure IV-20b fournit l'amplitude de la composante fondamentale de la tension $V_{1max} = 255,358 V$ permettant de calculer sa valeur efficace $V = 180,565 V$.

La valeur efficace de la tension de sortie pour un angle de décalage $\beta = 46^\circ$ est égale à

$$V = 217,513 \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{46}{180}\right)} = 187,673 V$$

Ce qui donne un $THD_{46^\circ} = 100 \sqrt{\frac{(187,673)^2 - (180,565)^2}{(180,565)^2}} = 28,33\%$ en bon accord avec la valeur théorique de 29%, le faible écart entre ces deux valeurs étant attribué aux erreurs expérimentales.

IV.3.2.2 Validation expérimentale de la commande décalée

Le montage onduleur réalisé précédemment est commandé par un microcontrôleur dont la séquence de commande décalée des quatre interrupteurs MOSFETs est celle de la figure IV-19. La figure IV-21 montre la forme expérimentale temporaire de la tension de sortie ainsi que sa représentation discrète en série de Fourier.

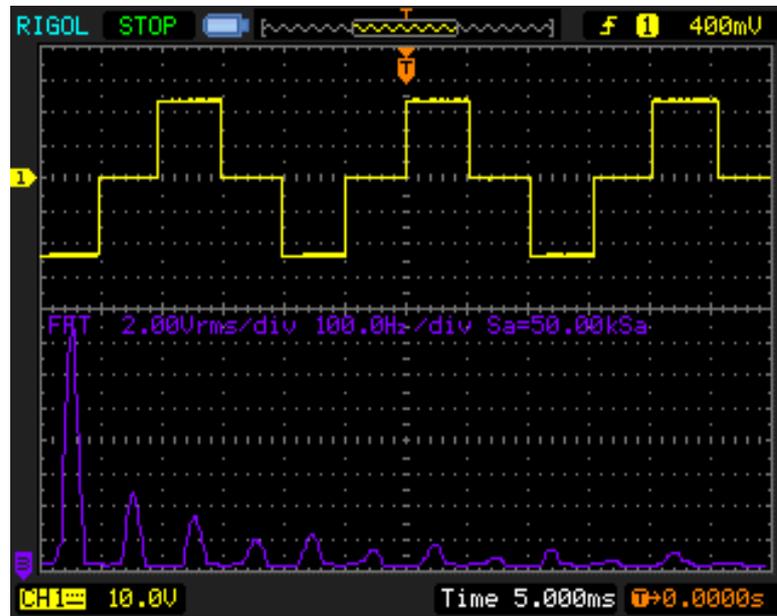


Figure IV-21 : Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur et sa représentation en série de Fourier pour un angle $\beta=90^\circ$ d'une commande décalée.

La figure IV-21, permet de calculer la valeur maximale de la tension de sortie trouvée égale à $E = 24 V$.

Enfin, en utilisant l'équation IV-07, la valeur efficace pour un angle $\beta=90^\circ$ peut être calculée et trouvée égale à

$$V_s = 24 \sqrt{\left(1 - \frac{90}{180}\right)} = 16,97 V$$

Ainsi la tension fondamentale de fréquence 50Hz a pour valeur efficace $V_{1s} = 15 V$ et un THD de $THD = 100. \sqrt{\frac{16,97^2 - 15^2}{15^2}} = 52,9\% \approx 53\%$. Un THD élevé indiquant que la tension de sortie est riche en harmoniques.

IV.3.3 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

Dans les applications industrielles, il est généralement indispensable d'avoir une alimentation assurant une tension stable et réglable. Cette tension peut être obtenue au moyen des onduleurs qui éliminent les fluctuations de la tension continue d'entrée, en maintiennent la

relation tension/fréquence constante tout en ayant la possibilité d'ajuster l'amplitude de la tension requise par la charge. Plusieurs techniques sont utilisées pour obtenir cette tension et la technique Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI), (*PWM : Pulse Width Modulation*), est l'une parmi celles les plus efficaces. En plus de régler l'amplitude, cette méthode contrôle le contenu harmonique de la tension de sortie de l'onduleur en repoussant les harmoniques d'ordre inférieur vers les fréquences les plus élevées. Cette commande rend le filtrage plus facile et moins coûteux grâce à la réduction de la taille des composants utilisés dans le filtre. Cependant, il est à noter que la technique MLI a des limites par rapport à la fréquence de fonctionnement des onduleurs. En effet Plus cette fréquence est élevée, plus le sont aussi les pertes dues à la commutation des interrupteurs de puissance à semi-conducteurs. Par ailleurs, la fréquence d'opération des onduleurs MLI est également limitée par la vitesse de commutation propre des interrupteurs à semi-conducteurs [14].

Plusieurs techniques de commande à MLI ont été développées dont les plus courantes sont : Commande MLI simple, la commande MLI multiple, la commande MLI sinusoïdale, la commande MLI sinusoïdale modifiée et la commande MLI par déplacement de phase. Nous présentons et discutons ces différents types de commande MLI ci-dessous.

IV.3.3.1 La commande MLI simple

La commande MLI simple est illustrée en figure IV-22. Elle n'est autre que la commande décalée étudiée précédemment qui utilise une seule impulsion par demi-période et la largeur de cette impulsion détermine l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur.

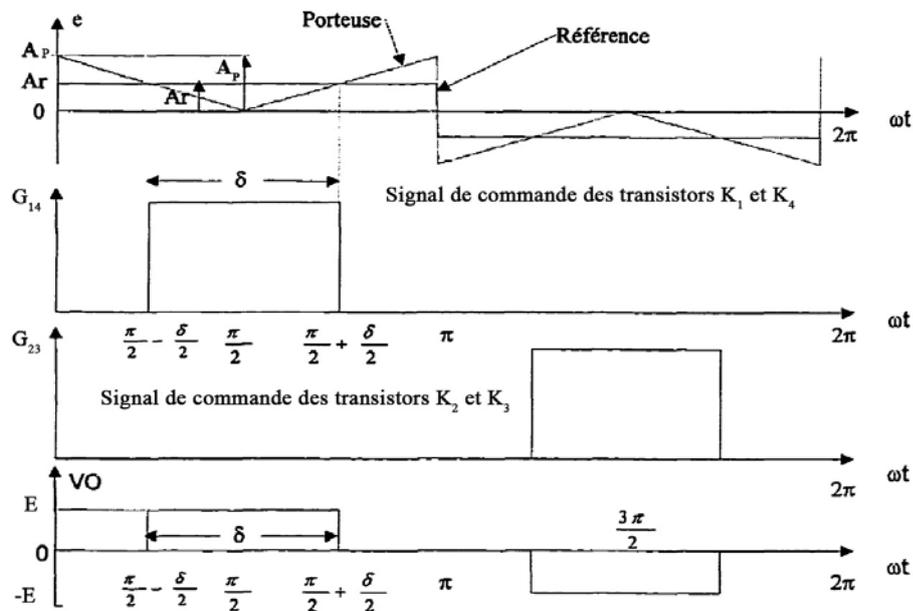


Figure IV-22 : Commande MLI simple impulsion [10].

Les signaux de commande sont obtenus par comparaison d'un signal de référence d'amplitude A_r avec un signal d'onde porteuse triangulaire d'amplitude A_p [15]. La fréquence du signal de la référence de la commande est celle du signal fondamental de la tension sortie de l'onduleur qui est de 50 Hz. La variation de l'amplitude A_r de 0 à A_p fait varier la largeur d'impulsion de 0 à 180° qui, à son tour, variera la valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur. Le rapport M entre A_r et A_p désigne simplement l'indice de modulation d'amplitude ou tout simplement indice de modulation qui est la variable de contrôle de la tension de sortie de l'onduleur.

$$M = \frac{A_r}{A_p} \quad (\text{IV-09})$$

Il est à noter que la valeur efficace de la tension de sortie et sa décomposition en série de Fourier s'obtient respectivement par :

$$V_{o\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} v_o^2(t) d(\omega t)} = E \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (\text{IV-10})$$

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \sin n\omega t \quad (\text{IV-11})$$

IV.3.3.2 La commande MLI multiple (uniforme)

La technique MLI uniforme utilise plusieurs impulsions identiques dans chacune des alternances de la tension de sortie de l'onduleur. La comparaison d'un signal de référence par une porteuse triangulaire détermine les signaux de commande des interrupteurs de puissance. La fréquence du signal de référence règle la fréquence du signal de sortie de l'onduleur f_0 et la fréquence du signal porteur f_p détermine le nombre p d'impulsions durant une demi-période tel que :

$$p = \frac{f_p}{2f_0} = \frac{m_f}{2} \quad (\text{IV-12})$$

Ou $m_f = \frac{f_p}{f_0}$ est appelé le taux de modulation de fréquence.

La variation de l'indice de modulation M de 0 à 1 fait varier la largeur d'impulsion de 0 à π/p et la tension de sortie de 0 à la tension d'alimentation de l'onduleur, notée E .

Soit δ la largeur de chaque impulsion, la valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur peut être calculée d'après la formule :

$$V_{seff} = \sqrt{\frac{2p}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{p}-\delta}^{\frac{\pi}{p}} E^2 d(\omega t)} = E \sqrt{\frac{p \cdot \delta}{\pi}} \quad (0 < \delta < \frac{\pi}{2p}) \quad (\text{IV-13})$$

La forme générale de la série de Fourier pour la tension instantanée de sortie est :

$$v_s(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} B_n \sin(n\omega t) \tag{IV-14}$$

Pour calculer les coefficients B_n , on considère une paire d'impulsion telle que l'impulsion positive de durée δ démarre à $\omega t = \alpha$ et l'impulsion négative de même largeur démarre à $\omega t = \pi + \alpha$ comme indiqué sur la figure IV-10. En se basant sur le théorème de superposition, l'effet de toutes les paires d'impulsions prises ensemble donne la tension de sortie effective [10].

Considérant la $m^{\text{ième}}$ paire qui démarre à $\omega t = \alpha_m$ et s'arrête à $\omega t = \alpha_m + \pi$, le coefficient de la série de fourrier pour cette paire est alors :

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha_m}^{\pi+\alpha_m+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) \right] \\ &= \frac{2E}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \end{aligned} \tag{IV-15}$$

Donc le coefficient B_n est obtenu en additionnant les effets de toutes les impulsions.

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2E}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \tag{IV-16}$$

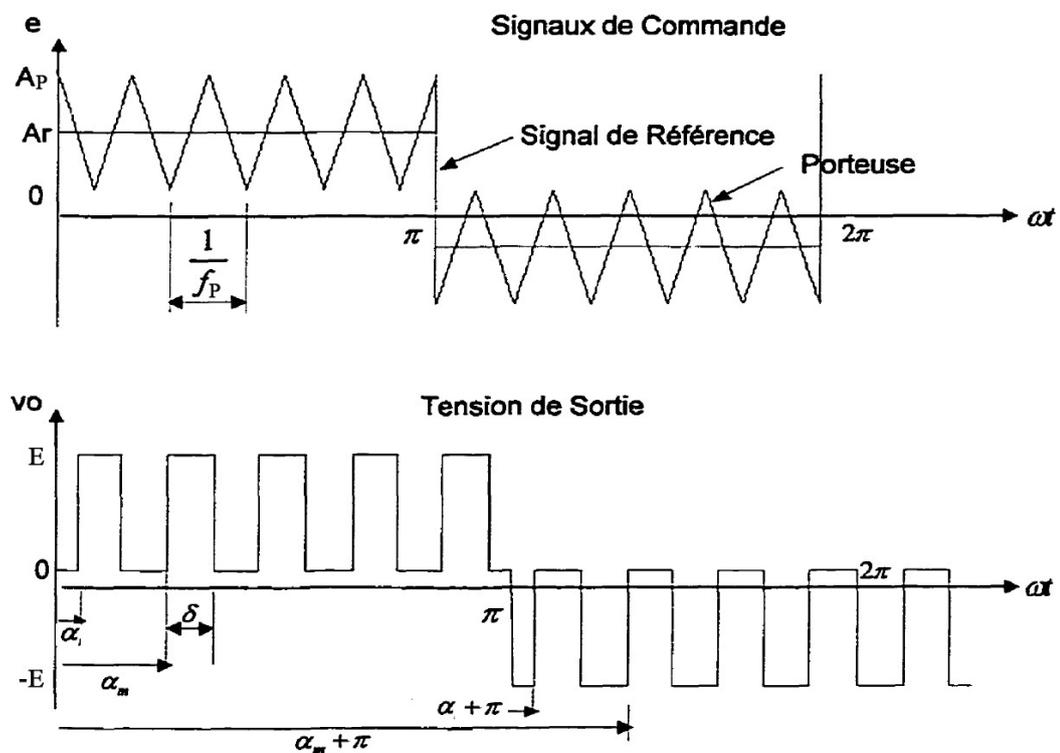


Figure IV-10 : forme d'onde des signaux de la commande MLI multiple.

Pour un nombre p élevé d'impulsion, les amplitudes des harmoniques d'ordre inférieur sont réduites tandis que les mêmes amplitudes pour les harmoniques d'ordre élevé augmentent et provoque une faible distorsion qui peut être filtrée facilement [10]. Cependant la qualité de la tension de sortie de l'onduleur est améliorée par rapport à la technique de commande à simple MLI mais les pertes par commutation augmentent au fur et à mesure que le nombre p d'impulsion augmente.

IV.3.3.3 La commande MLI sinusoïdale

Dans ce cas, au lieu de maintenir la largeur de toutes les impulsions constantes comme dans le cas de la MLI uniforme, la largeur de chaque impulsion varie en fonction de l'amplitude d'une onde sinusoïdale évaluée au centre de la même impulsion. Cet effet entraîne une réduction significative du facteur de distorsion [11]. La figure IV-11 illustre la méthode de génération des signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur. Cette méthode consiste à comparer un signal sinusoïdal de référence de fréquence f_r avec une onde porteuse, signal triangulaire, de fréquence f_p . La fréquence du signal de référence f_r détermine la fréquence f_0 de l'onduleur, tandis que le nombre p d'impulsions par demi-période dépendra de la fréquence de l'onde porteuse. L'amplitude A_r contrôle l'indice de modulation M qui ainsi déterminera la tension efficace de sortie V_s .

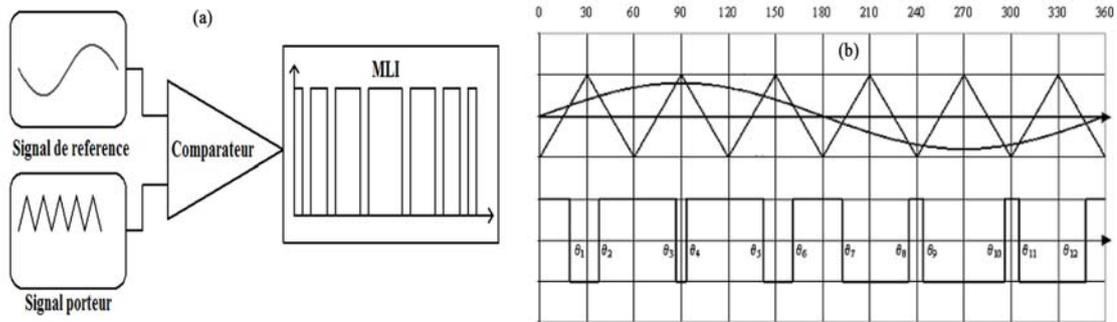


Figure IV-11 : Génération de la MLI sinusoïdale, a) Principe de génération et b) instants de commutation d'un interrupteur de puissance de l'onduleur.

Si δ_m est la largeur de la $m^{i\grave{e}me}$ impulsion, la tension efficace de sortie de l'onduleur sera donnée par :

$$V_s = E \sqrt{\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi}} \tag{IV-17}$$

Le coefficient de la série de Fourier de cette tension sera alors déterminé par :

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2E}{n\pi} \sin \frac{n\delta_m}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \right] \tag{IV-18}$$

Avec $n=1, 3, 5, \dots$

Cette technique de commande contribue efficacement à l'élimination de toutes les harmoniques inférieures ou égale au nombre $(2p-1)$ [10]. Elle permet ainsi de taux de distorsion harmonique bien meilleurs que ceux possibles avec la commande MLI multiple. A titre d'exemple un nombre d'impulsions, p est choisi égal à 6 par signal de référence, les harmoniques de rang compris entre 1 à 10 sont automatiquement éliminées. Cependant cette technique de commande repousse les harmoniques dans le domaine des hautes fréquences, autour de la fréquence de commutation f_p et ses multiples.

IV.3.4 La génération de la MLI sinusoïdale notée MLIS

Le plus souvent, pour générer un signal modulé en largeur d'impulsion, c'est à dire par la MLI sinusoïdale deux méthodes sont utilisées :

- 1- La méthode analogique, n'utilisant que des circuits électroniques analogiques, compare essentiellement deux signaux dont l'un est sinusoïdal appelé référence et l'autre généralement triangulaire appelé onde porteuse comme déjà détaillé dans le paragraphe précédent ;
- 2- La méthode numérique, qui comme son nom l'indique, utilise des circuits électroniques numériques, dont la largeur des impulsions de la commande MLI sont digitalisées précédemment où calculées à l'instant même en utilisant des formules mathématiques dans des programmes exécutés par des microcontrôleurs. Cette solution, facilite l'intégration de nouvelles fonctions de contrôle et offre une grande flexibilité du programme embarqué.

Dans ce qui suit, cette méthode sera abordée avec plus de détail car elle sera utilisée par la suite dans la commande de l'onduleur prototype que nous avons réalisé.

IV.3.4.2.1 Rappels théoriques

La génération de la MLI sinusoïdale par la méthode numérique est basée sur l'échantillonnage ou la discrétisation d'un signal continu. Elle consiste à prélever des échantillons du signal pour obtenir un signal discret. Cette opération est appelée aussi conversion analogique-numérique (CAN ou CAD *Conversion-Analog-Digital*).

D'une façon générale, si $u(t)$ est la fonction représentant le signal continu à être discrétisé, l'échantillonnage périodique sur une période de temps T_e est défini par :

$$t_k = kT_e$$

$$u_k = u(t_k)$$

Avec k un entier et T_e la période d'échantillonnage.

Soit $f_e = \frac{1}{T_e}$, la fréquence d'échantillonnage.

La condition de Nyquist-Shannon indique que le signal peut être entièrement reconstruit à partir des échantillons, si la fréquence d'échantillonnage est strictement supérieure à deux fois la plus grande fréquence présente dans le spectre du signal continu. Pour que cette condition soit respectée, il faut alors :

$$f_e > 2 \cdot f_{max}$$

De par cette condition, on peut reconstruire le signal échantillonné conformément à la formule suivante :

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u_k \operatorname{sinc}\left(\frac{t-kT_e}{T_e}\right) \quad (\text{IV-19})$$

Où $\operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ représente la fonction cardinale.

IV.3.4.2.2 Méthodes de commande MLI développées

Dans ce qui suit, nous avons développé nos deux propres techniques MLI Sinusoïdales notée MLIS pour la commande de notre propre prototype d'onduleur monophasé. La première technique est une commande MLIS numérique implantée dans un microcontrôleur qui sera comparée à la deuxième méthode proposée développée sur la base de circuits analogiques.

IV.3.4.2.1 La Stratégie MLI numérique développée

Un grand nombre de microcontrôleurs sur le marché sont équipés de modules de type Capture-Compare-PWM ou CCP. Ce module électronique intégré accomplit la gestion de plusieurs tâches distinctes : 1) La capture d'une impulsion pour connaître sa durée, 2) La réalisation de la comparaison entre deux valeurs et 3) La génération d'une MLI dont sa largeur d'impulsion et sa fréquence sont données par voie du programme. Avec ce module CCP utilisé pour générer un signal carré dans le cas de la MLI uniforme, le microcontrôleur n'aura besoin que de la fréquence du signal et de la largeur désirée de l'impulsion, ce qui ne pose aucun problème pour réaliser cette commande. Néanmoins la largeur d'impulsion dans une MLI sinusoïdale variant continuellement, cette solution nécessite un programme assurant la gestion des valeurs échantillonnées d'une sinusoïde et le calcul des instants et de la largeur de chaque impulsion sur toute la sinusoïde.

La méthode que nous avons ainsi développée consiste à respecter les étapes suivantes :

- Échantillonner la sinusoïde.
- Calculer la largeur d'impulsion pour chaque point du signal sinusoïdal échantillonné.
- Calculer les instants correspondant pour chaque impulsion.

Soit $S(t)$ le signal sinusoïdal à échantillonner d'amplitude A défini par $S(t) = A \sin(2\pi ft)$

Nous considérerons la période du signal sinusoïdal T définissant la fréquence à échantillonner $f = \frac{1}{T}$

La période d'échantillonnage T_e définissant la fréquence d'échantillonnage $f_e = \frac{1}{T_e}$.

Ainsi le signal échantillonné est représenté par un ensemble de points [12] :

$$S_n = A \cdot \sin(2\pi f n T_e) = A \cdot \sin(2\pi n \frac{T_e}{T}) = A \cdot \sin(2\pi n \frac{f}{f_e})$$

En posant $F = \frac{f}{f_e}$ défini comme étant la fréquence digitale du signal nous obtenons

$$S_n = A \cdot \sin(2\pi F n) \tag{IV-20}$$

La méthode consistera alors comme nous le présentons dans la figure IV-12, à représenter chaque point du signal digitalisé S_n par un signal carré de période T_e , d'amplitude A et de largeur d'impulsion T_{on_n} tel que

$$T_{on_n} = \alpha_n T_e \text{ avec } \alpha_n = \frac{T_{on_n}}{T_e} \text{ le rapport cyclique correspondant au point } n \text{ directement utiliser}$$

dans la commande de l'onduleur.

Durant une période T_e , la valeur moyenne du signal carré correspondant en un point donné, suite à l'équation IV-21, est :

$$S_n = \alpha_n \cdot A \tag{IV-21}$$

Les équations (IV-20) et (IV-21) définissent le rapport cyclique du point d'ordre n comme suit

$$\alpha_n = \sin(2\pi F n) \tag{IV-22}$$

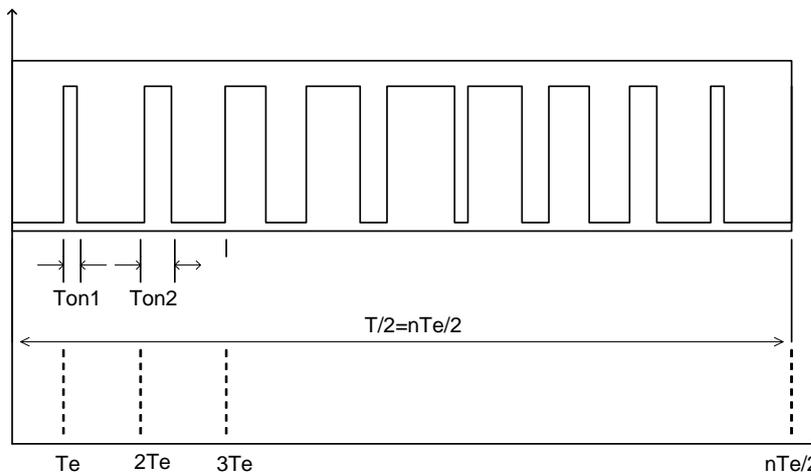


Figure IV-12 : MLI généré par la méthode proposée (méthode numérique).

L'équation IV-21 montre que si la tension continue d'alimentation de l'onduleur est E alors chaque point de rang n de la tension de sortie sera un créneau d'amplitude E et de largeur d'impulsion α_n décrite par l'équation IV-22. Il en résultera une tension de sortie de l'onduleur modulée en largeur d'impulsion et pour reconstituer la sinusoïde il suffira alors d'utiliser un filtre passe-bas en sortie de l'onduleur.

La valeur moyenne de la tension de sortie de chaque créneau est :

$$V_{snmoy} = \alpha_n \cdot E \quad (IV-23)$$

Cette dernière équation montre que la valeur maximale de la tension de sortie V_s est égale à la tension d'alimentation E pour une valeur de $\alpha_{nmax} = 1$.

IV.3.4.2.2 La stratégie de réglage de la tension de sortie avec la MLI numérique

Soit V_{sn}' la tension de sortie voulue, V_{snmax}' sa valeur maximale et α_n' le rapport cyclique correspondant.

$$V_{snmoy}' = \alpha_n' \cdot E \quad (IV-24)$$

Le rapport entre l'équation IV-23 et l'équation IV-24 donne :

$$\alpha_n' = \alpha_n \cdot \frac{V_{snmoy}'}{V_{snmoy}} \quad (IV-25)$$

Le rapport $\frac{V_{snmoy}'}{V_{snmoy}}$ étant fixe pour une valeur donnée de la tension voulue à la sortie qui peut être facilement calculé en considérant les valeurs maximales.

$$m = \frac{V_{snmax}'}{V_{snmax}} = \frac{V_{snmax}'}{E} \quad (0 \leq m \leq 1)$$

En général si V_{dc} est la tension d'alimentation de l'onduleur et V_{smax} sa tension de sortie désirée :

$$V_{sn} = \frac{V_{smax}}{V_{dc}} \cdot \sin(2\pi Fn) = \frac{V_{smax}}{V_{dc}} \cdot \alpha_n = m \cdot \alpha_n \quad (IV-26)$$

IV.3.4.2.3 La simulation de la MLI numérique

Afin de valider et d'évaluer les performances de cette technique, nous avons développé un programme en langage C choisissant comme paramètres, une fréquence du signal de référence de $f = 50Hz$ et une fréquence d'échantillonnage de $f_e = 20KHz$.

L'organigramme suivant représente le déroulement du programme pour générer une demi-période du signal de commande.

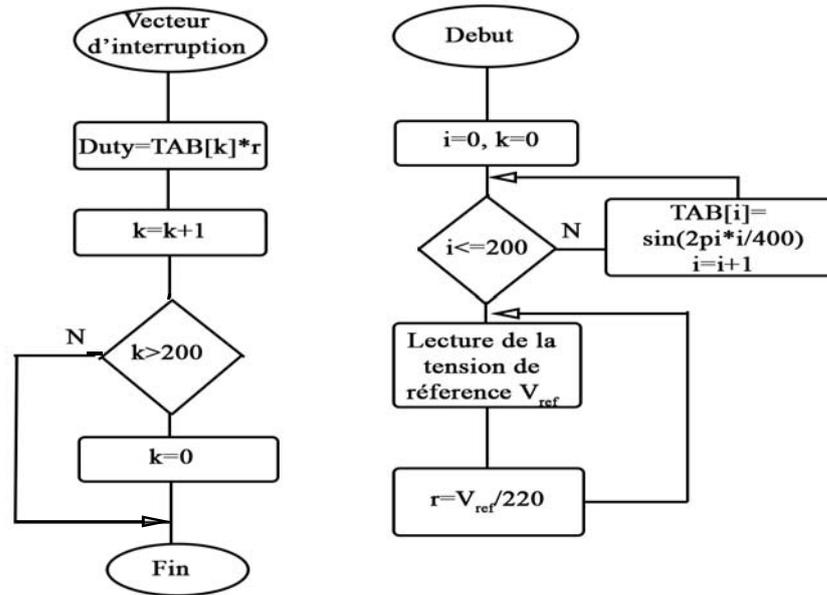
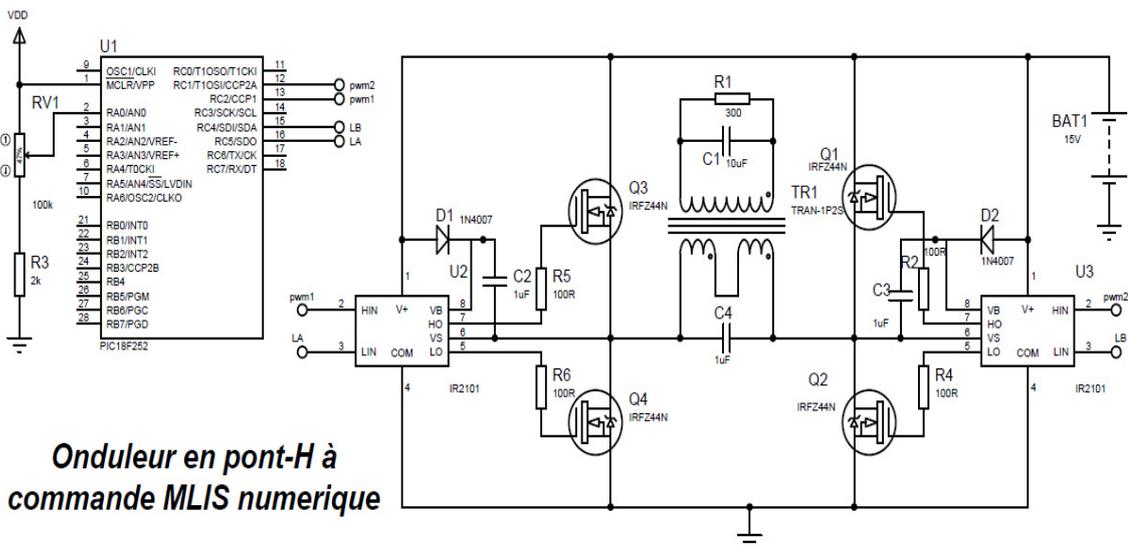


Figure IV-13 : Organigramme de génération du signal de commande MLIS une demi-période.

Nous avons poursuivi notre étude par la simulation du circuit global du montage à réaliser. Cette simulation a été développée sous l’environnement logiciel ISIS/Proteus/Pspice. Le circuit développé est représenté dans la figure IV-14. Nous retrouvons dans cette figure, le microcontrôleur de type PIC 16F876A abritant le programme de commande de l’onduleur. Les signaux issus du microcontrôleur seront amplifiés par des drivers de type IR2120 pour piloter les gâchettes des MOSFETs. Un transformateur élévateur à la sortie de l’onduleur sert à adapter la tension de sortie de l’onduleur à la valeur souhaitée.



Onduleur en pont-H à commande MLIS numérique

Figure IV-14 : Circuit électronique de l’onduleur en pont-H sous l’environnement ISIS/PROTEUS.

La figure IV-15 montre la tension enregistrée en sortie de l'onduleur ainsi que sa représentation en série de Fourier.

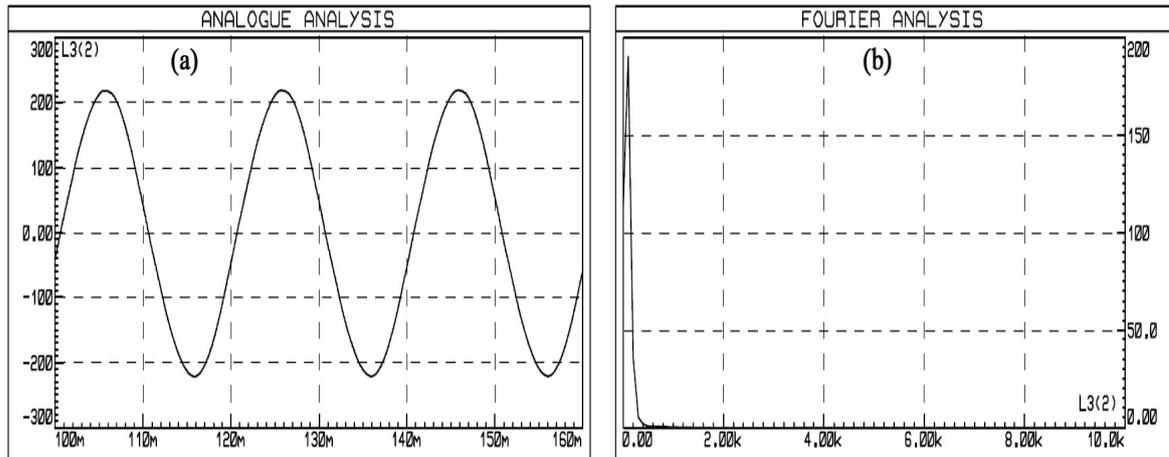


Figure IV-15 : Simulation de l'onduleur commandé par la stratégie de commande numérique, a) Tension de sortie de l'onduleur. b) Spectre de fréquence de la tension de sortie.

Nous constatons que la simulation montre un signal parfaitement sinusoïdal à la fréquence fondamentale sans aucune harmonique supplémentaire. Cela reflète donc le cas idéal qu'il est nécessaire de valider par un développement expérimental qui sera présenté dans les paragraphes suivants.

IV.3.4.2.4 Validation expérimentale de la MLI numérique développée

Afin de valider les résultats de simulation et l'efficacité du programme, un montage pratique a été réalisé avec un microcontrôleur de type 16F876A de chez Microship qui commande un pont-H constitué de quatre MOSFETs et quelques composants périphériques dont la figure IV-16 montre les détails de la carte de l'onduleur réalisé.

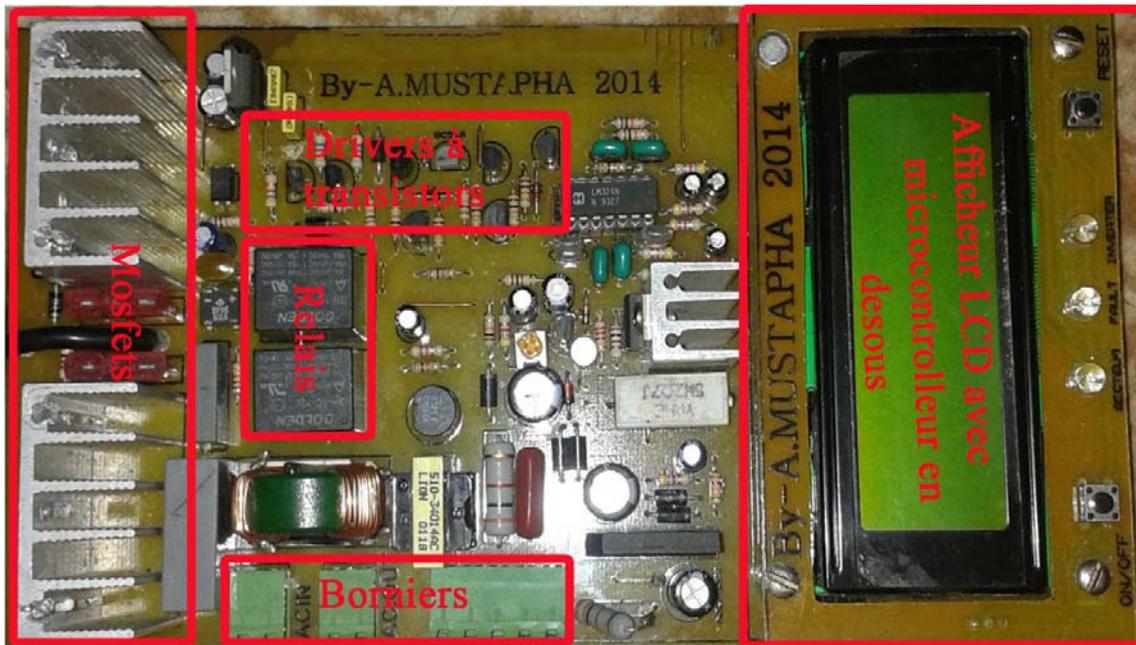


Figure IV-16 : Photo du montage onduleur à commande MLIS numérique.

La figure IV-17a montre les signaux de commande générés par le microcontrôleur, ou la largeur d'impulsion varie avec le temps suivant la sinusoïde. Tandis que la figure IV-17b montre la tension de sortie de l'onduleur qui est quasi-sinusoïdale et cela confirmé par sa représentation en série de Fourier qui montre que les harmoniques sont très faibles.

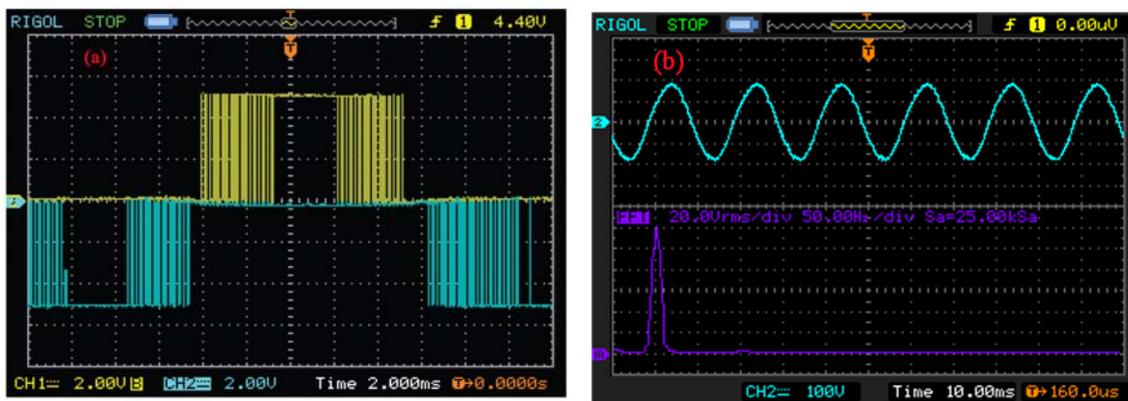


Figure IV-17 : Expérimentation de l'onduleur à commande numérique, a) signal de commande MLI générée par microcontrôleur, b) la tension de sortie de l'onduleur et sa représentation en série de Fourier à droite.

IV.3.4.2.5 La commande analogique MLIS adaptative

La méthode classique utilisé pour la génération d'une MLIS est celle de la comparaison de deux signaux dont le premier est un signal sinusoïdal appelé référence et le deuxième est un signal généralement triangulaire appelé onde porteuse. La méthode proposée dans notre étude utilise l'idée de poursuite dont le circuit de commande calcul la largeur de chaque impulsion de

telle sorte qu'après filtrage la tension de sortie poursuit une référence sinusoïdale appliquée à l'entrée. Donc il y'a une adaptation de la MLI générée selon un rapport fixe entre la tension de sortie et le signal de référence [13]. Cette technique est appelé MLIA, Modulation de Largeur d'Impulsion Adaptative ou APWM en anglais (*Adaptive Pulse Width Modulation*).

La figure IV-18 montre l'ordinogramme de la méthode proposée de la stratégie de commande MLIS adaptative analogique. Le schéma regroupe trois blocs (comparateur, mixeur et étage de puissance). Le montage aussi contient deux sources dont l'une est un signal sinusoïdal de référence et l'autre est une horloge d'activation de 100Khz.

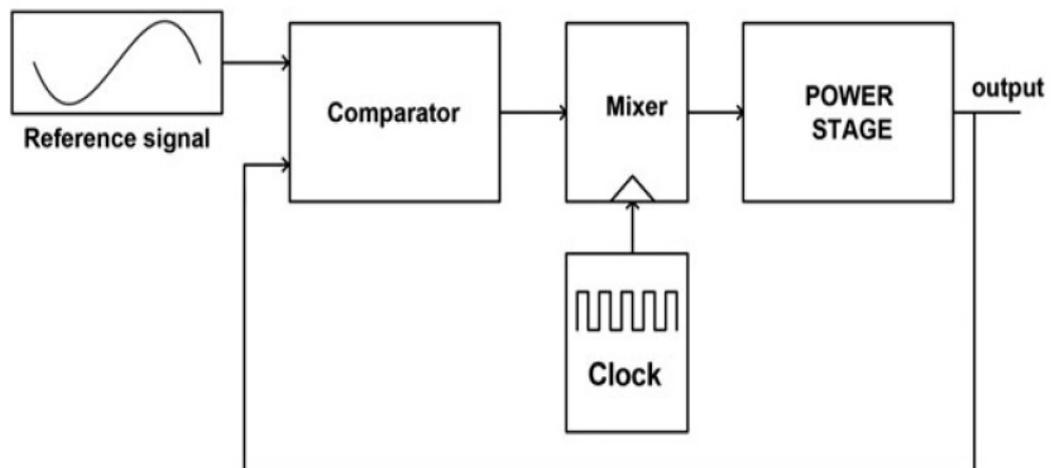


Figure IV-18 : Schéma bloc du montage de la nouvelle commande MLIS adaptative proposée.

Sous l'environnement *ORCAD-PSPICE*, La figure IV-19 représente le circuit électrique complet d'un onduleur push-pull doté de la nouvelle commande MLISA proposée.

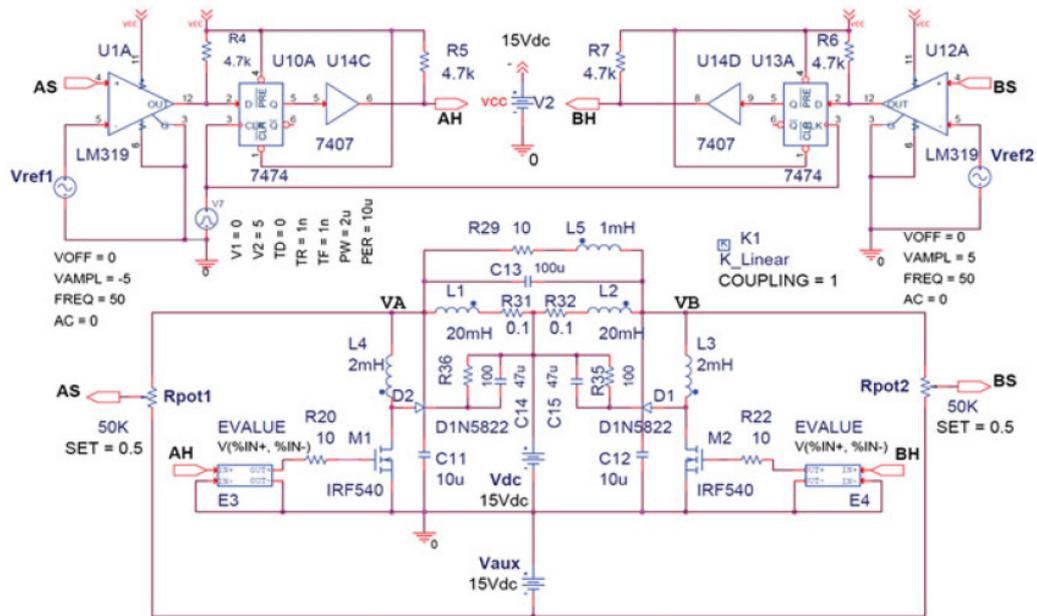


Figure IV-19 : Circuit complet du montage proposé (onduleur à commande adaptative).

❖ **Principe de fonctionnement du montage analogique MLIS adaptative**

Comme l’indique la figure IV-19, l’onduleur monophasé proposé est composé d’un demi-pont (les deux MOSFETs IRF540) et un transformateur à point milieu dont les deux self-inductances L_3 , L_4 font son enroulement primaire en plus de quelques composants périphériques pour l’étage de puissance. Dans la partie haute du schéma, nous trouvons l’étage de commande constitué de deux circuits semblables dont chacun contient un comparateur, une bascule D et un driver pour le MOSFET.

Nous avons défini différentes tensions, à savoir, V_{dc} , la tension d’alimentation de l’onduleur, V_{aux} la tension inverse de V_{dc} , V_A et V_B , les tensions aux extrémités de l’entrée du transformateur. $V_{ref1} = -V_{ref2}$, les deux références sinusoïdales, V_{AS} et V_{BS} , les deux tensions appliquées aux entrées positives des deux comparateurs AS et BS. De même, nous avons défini d’autres paramètres électriques dont R_{pot} , la résistance de chaque potentiomètre.

La commande appliquée à la gâchette du MOSFET de type N-Channel est reproduite en inverse au Drain, qui après filtrage par le circuit LC (L_4 , C_{11} ou L_3 , C_{12}) elle est appliquée à l’entrée du transformateur V_A (V_B) dont une image est extraite au point AS(BS) pour être comparée avec la sinusoïde de référence par le circuit de commande. Le résultat de la commande donne 0V ou + V_{cc} à l’entrée de la bascule D pilotée par une horloge de 100KHz qui détermine la largeur d’impulsion adéquate.

Les deux potentiomètres sont réglés à la moitié de leurs valeurs et nous pouvons écrire

$$V_A + V_{aux} = R_{pot} \cdot i$$

$$V_{AS} = \frac{1}{2} R_{pot} \cdot i - V_{aux} = \frac{1}{2} R_{pot} \cdot \frac{V_A + V_{aux}}{R_{pot}} - V_{aux} = \frac{1}{2} (V_A + V_{aux}) \quad (IV-27)$$

$$\text{D'où } V_A = 2 \cdot V_{AS} + V_{aux} \quad (IV-28)$$

Le rôle du circuit de commande est de maintenir $V_{AS} = V_{ref1}$ et de même $V_{BS} = V_{ref2}$ permettant d'obtenir, d'après l'équation IV-28 la relation

$$V_A = 2 \cdot V_{ref1} + V_{aux} \quad \text{et} \quad V_B = 2 \cdot V_{ref2} + V_{aux}$$

La tension au primaire du transformateur

$$V_A - V_B = 2(V_{ref1} - V_{ref2}) = 4 \cdot V_{ref1}$$

permet finalement d'exprimer la tension de sortie de l'onduleur par :

$$V_s = 4 \cdot k \cdot V_{ref1} \quad (IV-29)$$

Avec k le rapport de transformation du transformateur.

L'équation (IV-29) montre que la tension de sortie de l'onduleur ne dépend que de la tension de référence. Ce qui n'est généralement pas le cas dans les autres types de commande utilisés dans les onduleurs et ce qui assure une grande robustesse de cette technique de commande MLIA. Cet avantage est aussi lié au fait que la régulation automatique de la tension de sortie nécessitera pas un système de régulation additionnel [13].

❖ Simulation du fonctionnement du montage analogique de la MLIS adaptative

Le montage de la figure IV-19 a été simulé sous l'environnement Pspice ORCAD. Les résultats de cette simulation sont présentés ci-dessous. Les tensions au primaire du transformateur V_A et V_B et leurs références V_{ref1} et V_{ref2} sont présentées dans la figures IV-20, la MLI généré et les tensions de références sont représentées en figure IV-22, et la tension de sortie de l'onduleur V_A-V_B est représentée en figure IV-21, valident l'étude analytique décrite par l'équation IV-29 faite précédemment.

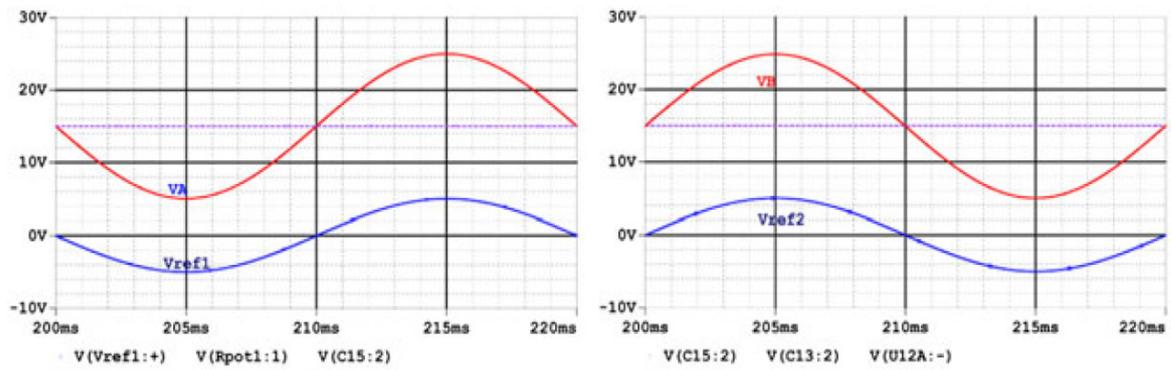


Figure IV-20 : Tensions au primaire du transformateur VA et VB et leurs références V_{ref1} Et V_{ref2} (simulation).

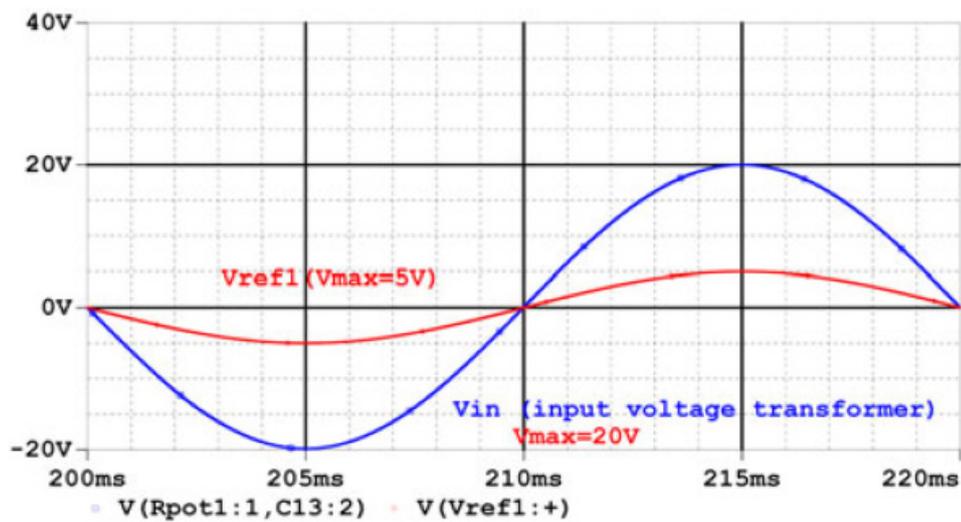


Figure IV-21 : Tension de sortie de l'onduleur VA-VB obtenue par simulation.

La figure IV-22 représente les signaux de commande de chaque MOSFET.

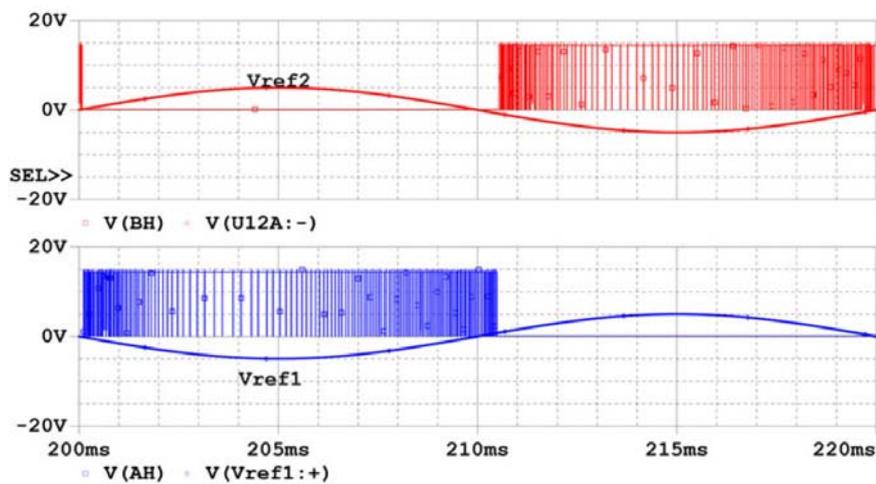


Figure IV-22 : Simulation de la MLI générée pour chaque MOSFET.

La figure IV-22 montre comment la tension de sortie poursuit sa référence pour les deux alternances.

Durant l'intervalle $[0, T/2]$, la commande oblige la tension V_{as} de poursuivre sa référence V_{ref1} comme le montre le graphe en haut de la figure IV-22a. Tandis que la tension V_{bs} poursuit sa référence durant l'intervalle $[T/2, T]$, comme indiqué sur le graphe du bas de la figure IV-22b.

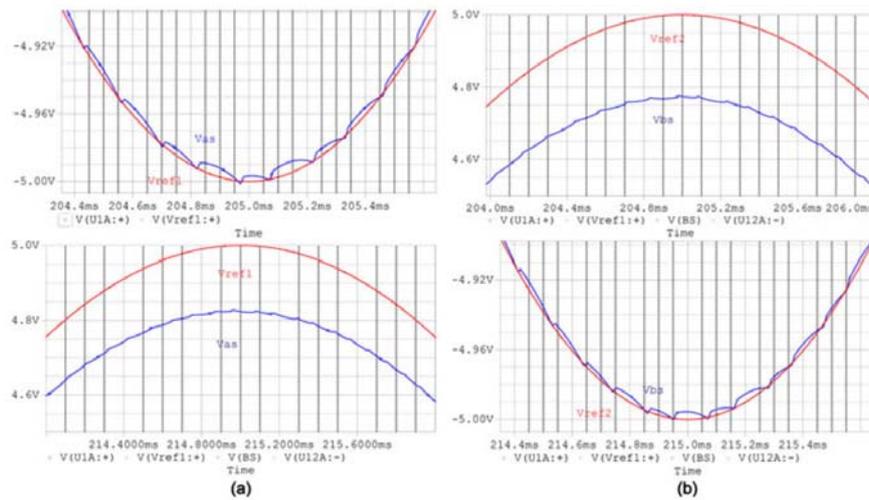


Figure IV-23 : Tension obtenues par simulation des tensions de références et les tensions aux extrémités du transformateur de sortie, a) La tension V_{AS} poursuit la tension de référence V_{ref1} durant le temps 0 à $T/2$. b) La tension V_{BS} poursuit la tension de référence V_{ref2} durant $T/2$ à T .

Enfin, nous avons évalué l'efficacité de la méthode MLIS adaptative du point de vu qualité et réglage de la tension de sortie de l'onduleur. Pour ce faire, nous avons considéré, deux tests de charge RL avec un premier test utilisant une inductance $L=1\text{mH}$ et une résistance $R=5\Omega$ et un deuxième test avec les valeurs $L=1\text{mH}$ et $R=10\Omega$. Les résultats obtenus sont représentés par la figure IV-24. Nous voyons dans cette figure que la tension de sortie est purement sinusoïdale et reste indépendante de la charge.

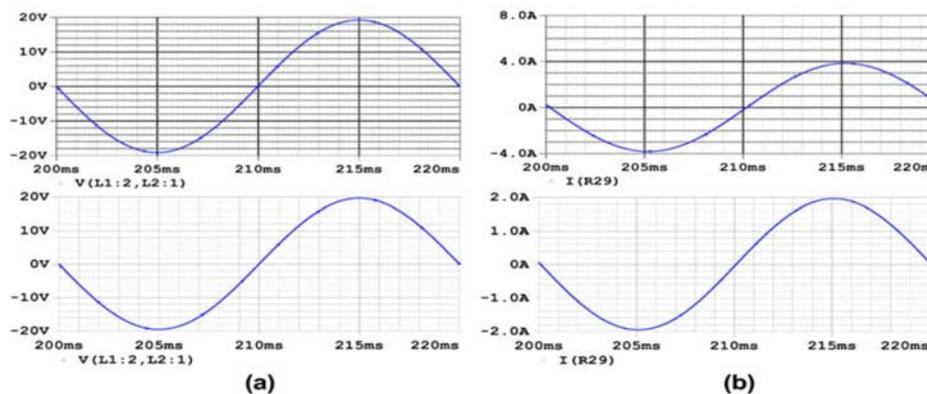


Figure IV-24 : Tension et courant de sortie de l'onduleur pour deux charges différentes, a) La tension de sortie de l'onduleur, b) Le courant de charge.

❖ Validation expérimentale du montage analogique de la MLIS adaptative

Pour valider les résultats obtenus par simulation, un montage pratique de l'onduleur est réalisé conformément au circuit de la figure IV-18, le montage est celui de la figure IV-25, sur laquelle sont indiquées toutes les parties constituant l'onduleur.

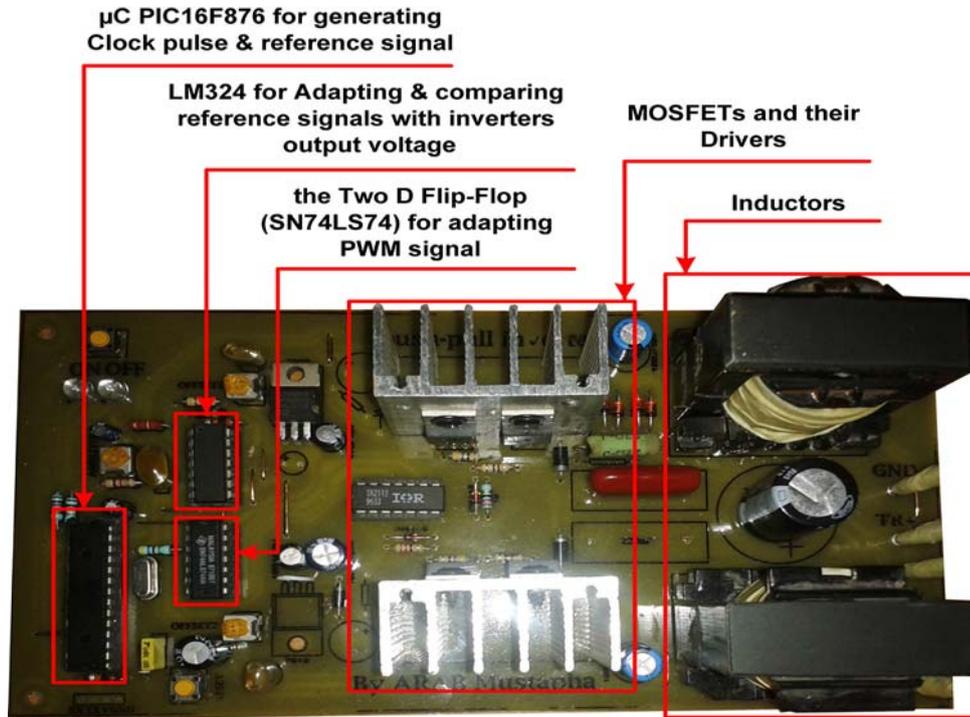


Figure IV-25 : Photo de l'onduleur à commande MLIS adaptative réalisé.

Les tests réalisés sur le montage ont donnés sur la figure IV-26 les signaux de commandes des MOSFETs et la tension au primaire du transformateur V_{as} avec sa référence V_{ref1} .

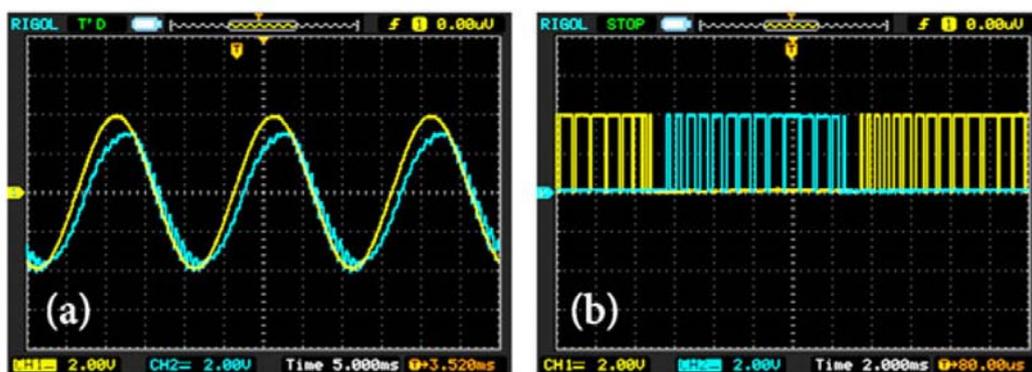


Figure IV-26 : Signaux expérimentaux du prototype de test réalisé, a) Tension de retour V_{as} et sa référence V_{ref1} , b) PWM générée pour la commande des MOSFETs.

La figure IV-27a montre la tension de sortie de l'onduleur et le courant de charge qui sont quasi sinusoïdales confirmé par la figure IV-27b sur laquelle on trouve la représentation discrète de Fourier de la tension de sortie, qui indique une réduction remarquable des harmoniques.

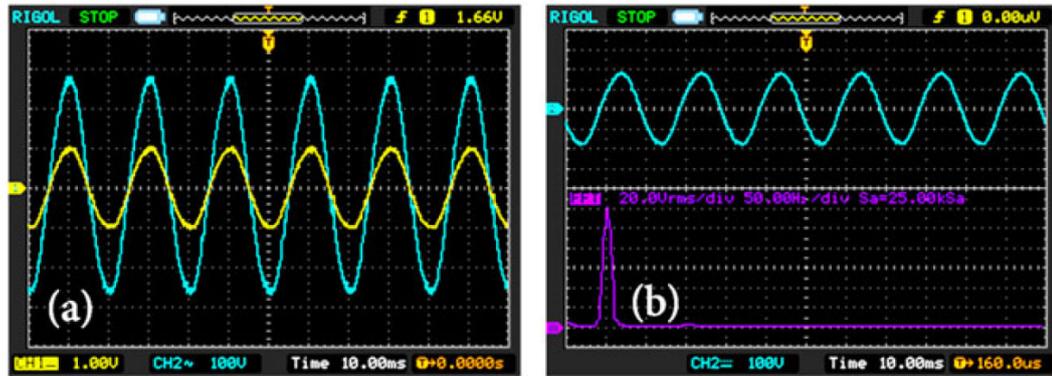


Figure IV-27 : Signaux expérimentaux du prototype de test réalisé, a) La tension de sortie et le courant de charge, b) La tension de sortie et sa représentation de fourrier.

En conclusion les résultats expérimentaux de la figure [(IV-26), (IV-27)] sont en concordance totale avec ceux obtenus par la simulation.

IV.4 Conclusion

Dans ce quatrième chapitre, nous avons dressé une présentation bien détaillée sur les onduleurs utilisés dans le domaine des systèmes PVs. Nous avons aussi introduit les onduleurs autonomes, ceux destinés au raccordement réseaux, ceux associés à autres convertisseurs de puissance et ceux avec ou sans transformateurs de tension. Comme la conversion d'énergie et la qualité de la tension délivrée par un onduleur est dépendante du type de la commande utilisée, nous avons simulé, réalisé et comparé plusieurs types de commande classique, à savoir : la commande pleine onde, la commande décalée et la commande MLI dont le critère de performance le THD s'améliore dans l'ordre de leur citation.

Dans un second temps, nous avons aussi mené une étude théorique, ce qui nous a permis de réaliser la simulation et la réalisation pratique, expérimentale d'une commande MLI sinusoïdale numérique ce travail original a été fructueux et a fait l'objet en 2014 d'une publication dans le journal Energie Proceédia. Cette publication a déjà fait l'objet de 10 références à ce jour (décembre 2017). Dans le cas de notre application, nous rappelons que nous avons considéré un onduleur PV alimenté par un bus HVDC via les architectures modulaires DC-HVDC, en particulier, celles développées au laboratoire LMOPS de l'Université de Lorraine et Centrale Supélec. Nous avons développé et réalisé une nouvelle stratégie de commande analogique d'une MLI Sinusoïdale adaptative qui prend directement la tension à la sortie de l'onduleur monophasé et compare avec un signal sinusoïdal de référence. Ce dernier travail a été publié en cette année 2017 dans International journal of circuit theory and applications, journal de rang A.

IV.5 Références

- [01] Begai Farouk, Ben Dib Douadi « Commande numérique d'un onduleur monophasé à trois niveaux. » Université Mohamed Boudiaf de M'Sila. Edition Juin 2004.N° d'ordre : 04052260.
- [02] O. Bouakaz « Contribution a l'analyse des onduleurs multi niveaux fonctionnement symétrique et asymétrique », Mémoire de Magister. Université d'Alger 2005.
- [03] Hind Djeghloud, Hocine Benalla, "Space Vector Pulse Width Modulation Applied to the Three-Level Voltage Inverter", Electrotechnic's Laboratory of Constantine, mentouri-Constantine University.
- [04] Darrab Abdelkader, Mezouar Abdelkader. « Alimentation d'une MSAP par un onduleur de tension à MLI vectorielle. » Projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique. Institut d'Electrotechnique. Centre Universitaire Moulay Taher-SAIDA. Edition 2005.
- [05] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausiere, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, T.4– La conversion continu – alternatif", Édition Lavoisier, France, 1995.
- [06] Martin AIMÉ, Ingénieur de l'Ecole Centrale de Lille « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires ». Edition 2003, N° d'ordre : 2028.
- [07] FADLI OUAHIBA, « Modélisation et commande non linéaire de l'association: Machine synchrone à aimants permanents – onduleur de tension à trois niveaux. » Faculté des sciences de l'ingénieur. Université de Batna. Mémoire soutenu, le 18 Juin 2006.
- [08] Nikolaus Schibli. « Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding ». Ecole polytechnique fédérale de Lausanne. Thèse N° :2220(2000). Edition 2000.
- [09] Nikolaus Schibli. « Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding ». Ecole polytechnique fédérale de Lausanne. Thèse N° :2220(2000). Edition 2000.
- [10] Morissanda KÉITA. Techniques de commande des convertisseurs. Pour l'obtention de la maîtrise en Technologie des Systèmes. UNIVERSITÉ DU QUÉBEC. MONTRÉAL, LE 26 AOUT 1999
- [11] Muhammad H.Rachid « Power Electronics, circuits, devices, and applications », Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 1993.
- [12] M. Arab, A. Zegaouia, H. Allouache, M. Kellal , P. Petit, M. Aillerie .Micro-controlled Pulse Width Modulator Inverter for Renewable Energy Generators. EnergyProcedia 50 (2014) 832 – 840
- [13] Mustapha Arab, Abdallah Zegaoui, Pierre Petit, Abdelkader Djahbar, Michel Aillerie. Output-voltage feedback control topology for inverters dedicated to renewable energy systems. INTERNATIONAL JOURNAL OF CIRCUIT THEORY AND APPLICATIONS. DOI: 10.1002/cta.2349. 8 March 2017.

CHAPITRE V

OPTIMISATION DE L'ÉTAGE DE PUISSANCE DE L'ONDULEUR MONOPHASÉ.

V.1 Introduction

A partir d'une tension du bus à haute tension continue, HVDC variant dans les limites de 300V à 1000V, nous sommes astreints de développer une topologie d'onduleur qui doit assurer, comme objectif primordial, à sa sortie une tension sinusoïdale de 220V à partir de la tension variable du bus photovoltaïque PV-HVDC dans limites édictées par le cahier des charges. Pour ce faire, nous avons fixé comme objectifs à ce travail de thèse, le développement de la topologie qui présentant le minimum de pertes et en conséquence le plus haut rendement énergétique. Dans le cadre de ces objectifs tracés, nous avons choisi de concevoir un onduleur monophasé acceptant une tension électrique nominale d'entrée correspondant au bus HVDC (300V-1000V). L'onduleur est composé d'un convertisseur statique de type buck en série avec un pont-H ayant leurs deux commande distinctes. Cette topologie a pour avantage de pouvoir travailler sur la qualité de la conversion DC-HVDC puis HVDC-AC de façon indépendante permettant ainsi d'optimiser les deux processus pour atteindre le meilleur rendement possible. Ceci n'aurait pas été possible dans une topologie fusionnelle. C'est pourquoi, afin d'améliorer le rendement énergétique de la topologie proposée, nous avons testé différentes commandes indépendamment adaptées aux deux convertisseurs en faisant ressortir celle qui donneront enfin, le meilleur rendement de l'onduleur complet associé au bus HVDC. Dans la démarche utilisée, Un calcul théorique détaillé des pertes dans les différents composants du montage a été aussi établi.

V.2 Topologie de l'onduleur proposé

La tension du bus HVDC, selon le cahier des charges, doit être comprise entre 100V et 1000V. Pour un montage onduleur sans transformateur élévateur, la tension continue nécessaire est supérieure ou égale à $\sqrt{2} \cdot V_{eff}$ soit 311V. En se basant sur ces données nous admettons une tension de bus supérieure ou égale à 311V.

Sous ces conditions d'entrée à l'onduleur que nous devons concevoir, la topologie représentée en figure V-01 est choisie pour l'étude et la réalisation de notre prototype d'onduleur. Le montage proposé se compose de deux blocs d'électronique de puissance : le premier, est un convertisseur hacheur abaisseur (buck) exigé par la plage de variation de la tension du bus HVDC d'alimentation de notre système et permettant de passer d'une tension d'entrée HVDC provenant des modules PV à une basse tension. Le deuxième bloc est un convertisseur onduleur en pont-H permettant de délivrer la tension AC à partir de la sortie de sortie du premier convertisseur. Nous envisagerons dans ce qui suit trois variantes d'onduleurs basées sur le type de commande de l'étage d'ensemble buck-pont-H.

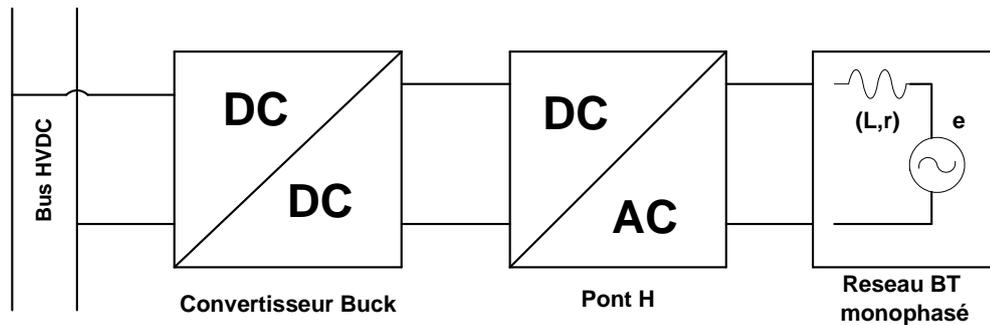


Figure V-01 : Schéma synoptique de la topologie de l'onduleur proposé.

Dans les paragraphes suivants, nous présenterons les analyses que nous avons faites, d'un point de vue modélisation théorique, puis en simulation nous ayant permis de développer, jusqu'à sa réalisation, un onduleur répondant aux exigences requises en termes de techniques et rendement, suivant le schéma V-01. Dans un premier temps, nous étudierons la partie convertisseur Buck idéal puis réel. Dans un deuxième temps, nous présenterons la partie onduleur proprement dite puis poursuivrons par la simulation de l'ensemble. Finalement, nous terminerons ce chapitre avant la conclusion par un ensemble de paragraphes présentant, analysant et validant par des mesures et tests la réalisation expérimental d'un prototype.

V.3 Etude des convertisseur DC-DC

V.3.1 Etude du Convertisseur buck idéal

La figure III-40 (chapitre III) montre le circuit électrique de base d'un convertisseur buck dont les composants sont supposés parfaits. La description de la commande en Modulation de Largeur d'Impulsion, MLI de ce type de convertisseur a été présentée dans le chapitre précédent. Nous rappelons ici les éléments nécessaires pour la modélisation de son fonctionnement. L'interrupteur K est commandé par un signal MLI de fréquence f est de largeur d'impulsion α qui est égal au rapport entre le temps de conduction de l'interrupteur K et la période du signal de commande T . Durant cette période, le fonctionnement d'un tel convertisseur passe par deux séquences :

Séquence 01 : $0 < t < \alpha T$

Durant cet intervalle l'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée et le circuit équivalent est celui de la figure V-02.

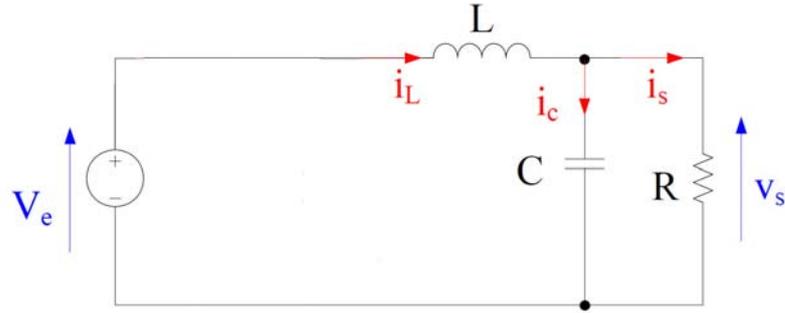


Figure V-02 : Circuit équivalent du convertisseur durant le temps 0 à αT .

La tension aux bornes de la diode est $-V_e$, la diode étant polarisée en inverse ce qui entraîne son blocage. La tension aux bornes de l'inductance devient :

$$v_L(t) = V_e - V_s = L \frac{di_L}{dt} \tag{V-01}$$

Et par voie de conséquence, le courant dans l'interrupteur K s'exprime :

$$i_k(t) = i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_L(t) dt + i_L(0) = \frac{V_e - V_s}{L} \int_0^t dt + i_L(0) = \frac{V_e - V_s}{L} t + i_L(0) \tag{V-02}$$

Avec $i_L(0)$ la valeur initiale du courant dans l'inductance à l'instant $t = 0$.

V.3.1.1 Analyse de la forme du courant dans l'inductance

La valeur maximale du courant dans l'inductance est atteinte pour $t = \alpha T$ (figure V-03).

$$i_L(\alpha T) = \frac{V_e - V_s}{L} (\alpha T) + i_L(0) \tag{V-03}$$

Cette équation permet de déterminer l'ondulation du courant dans l'inductance qui s'exprime

$$\Delta i_L = i_L(\alpha T) - i_L(0) = \frac{V_e - V_s}{L} (\alpha T) = \frac{V_e - V_s}{L f} \cdot \alpha = \frac{V_e}{L f} \alpha (1 - \alpha)$$

Soit :

$$\frac{\Delta i_{L,L.f}}{V_e} = (1 - \alpha) \alpha \tag{V-04}$$

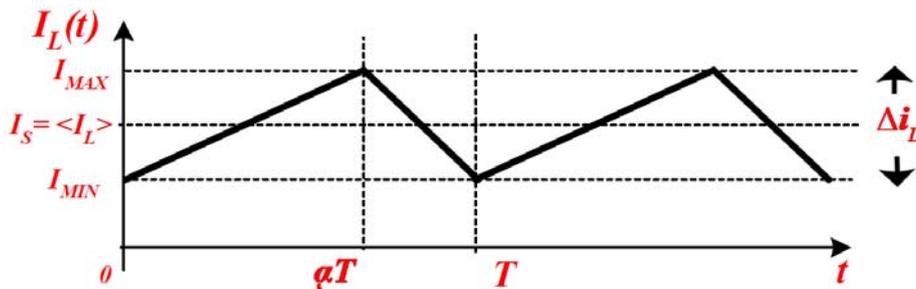


Figure V-03 : Courant dans l'inductance du convertisseur BUCK.

La tension inverse maximale aux bornes de la diode et qu'elle doit supporter est V_e .

La valeur moyenne du courant I_L traversant l'inductance est égale au courant moyen I_s de charge et par conséquent le courant maximal que doit supporter l'interrupteur est :

$$I_{Kmax} = I_s + \frac{\Delta i_L}{2}$$

Selon l'équation V-04, l'amplitude des ondulations du courant dans l'inductance est une fonction du second ordre du rapport cyclique α , proportionnelle à la tension d'entrée V_e et inversement proportionnelle au produit Lf , valeur de l'inductance multipliée par la fréquence du signal de commande.

Les paramètres V_e , L et f sont des paramètres constants. En revanche, le rapport cyclique, compris entre 0 et 1, est susceptible de varier suivant le point de fonctionnement recherché. Il est en effet ajusté pour obtenir V_s et/ou I_s exigés par la consigne de la commande du convertisseur.

L'étude de la fonction des ondulations du courant i_L représentée par l'équation (V-04) montre qu'elle admet un maximum pour $\alpha = 0.5$ car :

$$\frac{d\Delta i_L}{d\alpha} = \frac{V_e}{Lf} (1 - 2\alpha)$$

$$\frac{d\Delta i_L}{d\alpha} = 0 \quad \text{Pour } \alpha = 0.5, \quad \frac{d\Delta i_L}{d\alpha} \geq 0 \quad \text{Pour } \alpha \in [0, 0.5] \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta i_L}{d\alpha} < 0 \quad \text{Pour } \alpha \in [0.5, 1].$$

La figure V-04 représente les variations des ondulations du courant dans l'inductance en fonction du rapport cyclique α .

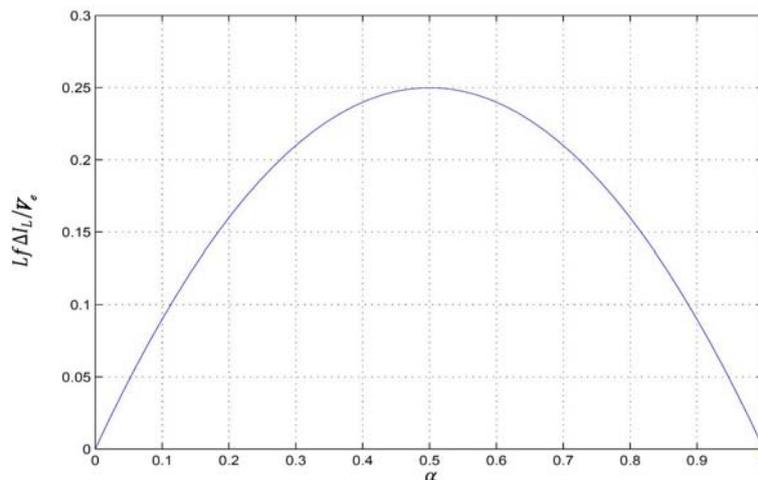


Figure V-04 : Les variations des ondulations du courant dans l'inductance en fonction du rapport cyclique α qui admet son maximum pour un signal de commande symétrique ($\alpha=0.5$).

Séquence 02 : $\alpha T < t < T$

A l'instant $t = \alpha T$ l'interrupteur se bloque, mais le courant dans l'inductance, fonction continue dans le temps, n'est pas nul et donc l'inductance devient une source de courant. Cela entraîne la mise en conduction de la diode D qui joue le rôle d'une diode de roue libre et le circuit équivalent devient comme montré la figure V-05. Le courant dans l'interrupteur et la tension aux bornes de la diode sont nuls (composants parfaits par hypothèses) [1].

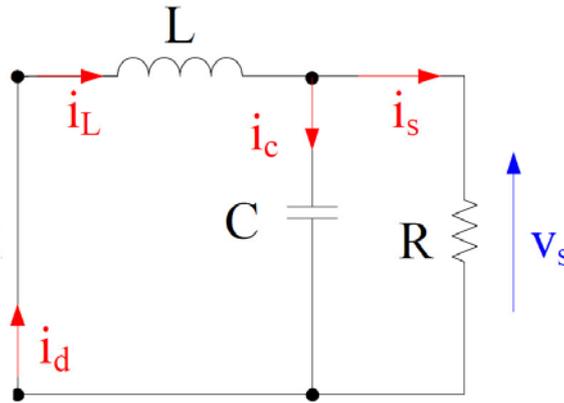


Figure V-05 : Circuit équivalent du convertisseur BUCK durant le temps αT à T .

De la figure V-05, la tension aux bornes de l'inductance est :

$$v_L(t) = -V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{V-05})$$

Par conséquent, le courant traversant la diode est le même que celui parcourant l'inductance :

$$i_D(t) = i_L(t) = -\frac{V_s}{L} \int_{\alpha T}^t dt + i_L(\alpha T) = -\frac{V_s}{L} (t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (\text{V-06})$$

D'où :

$$\Delta i_L = i_L(\alpha T) - i_L(T) = i_L(\alpha T) + \frac{V_s}{L} (T - \alpha T) - i_L(\alpha T) = \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T = \frac{V_s}{L_f} (1 - \alpha) \quad (\text{V-07})$$

Le courant maximal traversant la diode est :

$$I_{Dmax} = I_s + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (\text{V-08})$$

En termes de contraintes et en régime permanent, en mode de conduction continu de fonctionnement (CCM), l'interrupteur de puissance et la diode subissent les contraintes suivantes :

$$\text{En tension : } V_{kmax} = |V_{Dmax}| = V_e \quad (\text{V-09})$$

$$\text{En courant : } I_{kmax} = I_{Dmax} = I_{Lmax} = I_{smax} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} \quad (\text{V-10})$$

V.3.1.2 La fonction de transfert en fonctionnement CCM

En mode CCM et en régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes d'une inductance est nulle, soit :

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} v_L(t) dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T v_L(t) dt = 0$$

L'équation (V-01) et (V-05) donnent :

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} (V_e - V_s) dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T (-V_s) dt = (V_e - V_s) \alpha - V_s(1 - \alpha) = 0 \quad (\text{V-11})$$

$$\text{D'où : } V_s = \alpha V_e$$

$$\text{Soit : } G_{v_DC} = \frac{V_s}{V_e} \quad (\text{V-12})$$

Pour un convertisseur idéal, dont tous les composants sont parfaits, on a :

$$P_e = P_s \quad \Rightarrow \quad V_e \cdot I_e = V_s \cdot I_s \quad \Rightarrow \quad \frac{V_s}{V_e} = \frac{I_e}{I_s} = \alpha = G_{v_DC} \quad (\text{V-13})$$

V.3.1.3 Limite entre le mode de conduction continue CCM et le mode de conduction discontinue DCM

La limite entre les deux modes de conduction continue CCM et discontinue DCM est atteinte lorsque $i_L(0) = i_L(T) = 0$. C'est à dire le courant minimal dans l'inductance est nul figure V-03. Pour $0 < t < \alpha T$ l'équation V-02 devient :

$$i_L(t) = \frac{V_e - V_s}{L} t$$

Dans cette partie du cycle, l'ondulation du courant s'exprime par :

$$\Delta i_L = i_L(\alpha T) = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T = \frac{V_e - V_s}{L \cdot f} \alpha = \frac{V_s(1 - \alpha)}{L \cdot f}$$

Et le courant moyen dans ce cas :

$$I_L = I_s = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s(1 - \alpha)}{2 \cdot L \cdot f} \quad (\text{V-14})$$

Et la résistance de charge correspondante est :

$$R = \frac{V_s}{I_s} = \frac{2 \cdot L \cdot f}{(1 - \alpha)} \quad (\text{V-15})$$

La figure V-06 montre respectivement l'évaluation du courant de charge et la résistance de charge en fonction du rapport cyclique α .

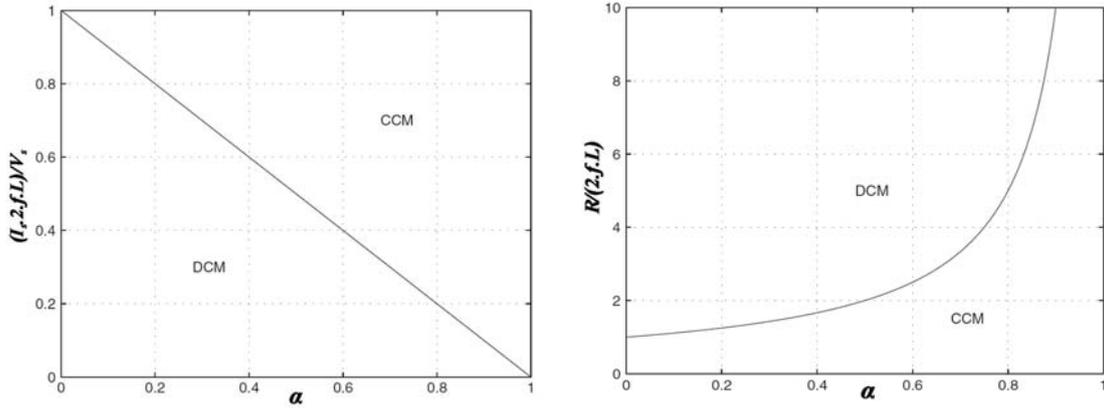


Figure V-06 : L'évaluation du courant de charge en fonction de α à gauche et la valeur normalisé de la résistance de charge.

V.3.1.4 Analyse de la forme de la tension de sortie

Notre analyse commence par la forme des courants. Les figures V-02 et V-05 montrent que le courant dans l'inductance se divise entre le condensateur C et la charge R ($i_L(t) = i_c(t) + i_s(t)$), la composante continue I_L passe à travers la charge R, tandis que la composante alternative du courant dans l'inductance se divise entre la capacité et la charge. En pratique la capacité C est choisie de telle sorte que son impédance soit très faible devant la charge R. Par conséquent les ondulations du courant dans la charge peuvent être négligées et la composante alternative du courant de l'inductance traverse uniquement la capacité [1]. Cette analyse permet d'écrire :

$$i_c(t) = i_L(t) - I_s$$

$$i_c(t) = \begin{cases} -\frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L}{\alpha T} \cdot t & 0 < t < \alpha T \\ \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L \cdot (t - \alpha T)}{(1 - \alpha)T} & \alpha T < t < T \end{cases} \quad (V-16)$$

La figure V-07 montre l'allure de la tension aux bornes du condensateur C supposé parfait en fonction du courant qui le traverse.

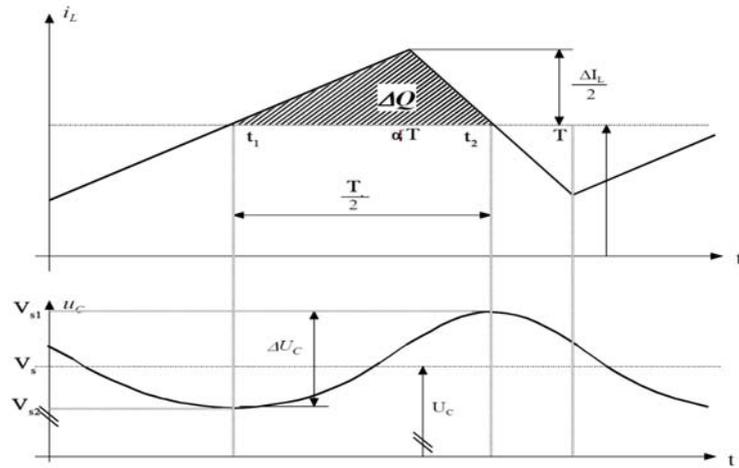


Figure V-07 : Ondulation de la tension de sortie du convertisseur buck.

L'équation V-16 permet d'écrire :

$$i_C(t) = C \frac{dv_C}{dt} \Rightarrow \int dv_C = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt$$

La figure V-07 montre que la valeur minimale V_{s2} de la tension de sortie est atteinte à l'instant t_1 tandis que la valeur maximale V_{s1} correspond à l'instant t_2 , d'où :

$$\Delta V_s = \int_{t_1}^{t_2} dv_C = v_C(t_2) - v_C(t_1) = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_C(t) dt$$

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{\alpha T} \left(-\frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L}{\alpha T} \cdot t \right) dt + \frac{1}{C} \int_{\alpha T}^{t_2} \left(\frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L \cdot (t - \alpha T)}{(1 - \alpha)T} \right) dt$$

$$\text{Avec } t_1 = \frac{\alpha T}{2} \text{ et } t_2 = \frac{(1 + \alpha T)}{2} .$$

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \left[-\frac{\Delta i_L}{2} t + \frac{\Delta i_L}{2 \cdot \alpha T} \cdot t^2 \right]_{t_1}^{\alpha T} + \frac{1}{C} \left[\frac{\Delta i_L}{2} t - \frac{\Delta i_L}{2 \cdot (1 - \alpha)T} \cdot t^2 + \frac{\Delta i_L \alpha T}{(1 - \alpha)T} t \right]_{\alpha T}^{t_2}$$

$$\Delta V_s = \frac{\Delta i_L}{C} \left(\frac{T}{8} \right) = \frac{(1 - \alpha) \alpha}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot C} \cdot V_e \quad (\text{V-17})$$

Les paramètres V_e, L, f, C sont des paramètres constants. En revanche, le rapport cyclique α est susceptible de varier. Les variations des ondulations ΔV_s de la tension de sortie ont la même allure que celle des ondulations du courant dans l'inductance représentées par la figure V-04.

Le maximum des ondulations sera atteint pour $\alpha = 0,5$.

En remplaçant αV_e par V_s . L'équation V-17 peut s'écrire :

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{1}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot C} (1 - \alpha) \quad (\text{V-18})$$

Pour la tension découpée par l'interrupteur électronique, l'inductance L et la capacité C forme un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure du filtre est donnée par :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \Rightarrow \quad LC = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2} \quad (\text{V-19})$$

L'équation V-18 devient :

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{\pi^2}{2} \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 (1 - \alpha) \quad (\text{V-20})$$

Cette équation montre que les ondulations de la tension de sortie peuvent être diminuées en choisissant un filtre passe-bas de fréquence de coupure très basse par rapport à la fréquence de découpage ($f_c \ll f$).

V.3.1.5 Dimensionnement du filtre LC

➤ Dimensionnement de l'inductance L

Dans le convertisseur DC-DC du type buck l'ondulation du courant de sortie est principalement dépendante de l'inductance L. Généralement, on autorise une ondulation inférieure à 30% du courant de sortie [2].

L'équation V-04 montre que l'ondulation maximale du courant de sortie correspond à un rapport cyclique de 0,5. D'où :

$$\Delta i_{L_{max}} = \frac{V_e}{4.L.f} \quad (\text{V-21})$$

Soit $\Delta i_{L_{aut}}$ la valeur des ondulations autorisées.

L'inductance L doit satisfaire la condition :

$$\Delta i_{L_{max}} \leq \Delta i_{L_{aut}} \quad \Rightarrow \quad \frac{V_e}{4.L.f} \leq \Delta i_{L_{aut}} \quad \Rightarrow \quad L \geq \frac{V_e}{4.f.\Delta i_{L_{aut}}} \quad (\text{V-22})$$

➤ Dimensionnement de la capacité de sortie C

Le condensateur de sortie est dimensionné à partir des ondulations de tension autorisées qui sont généralement inférieure à 1% [3].

Le maximum des ondulations de la tension de sortie correspond à $\alpha = 0,5$, l'équation V-17 s'écrit :

$$\Delta V_{s_{max}} = \frac{V_e}{32.L.f^2.C}$$

Soit $\Delta V_{s_{aut}}$ la valeur autorisée des ondulations de la tension de sortie.

La condition $\Delta V_{s_{max}} \leq \Delta V_{s_{aut}}$ doit être satisfaite.

$$\frac{V_e}{32.L.f^2.C} \leq \Delta V_{s_{aut}} \quad \Rightarrow \quad C \geq \frac{V_e}{32.L.f^2.\Delta V_{s_{aut}}} \quad (\text{V-23})$$

V.3.1.6 Simulation du convertisseur Buck

A partir des équations V-22 et V-23, les valeurs de L et C ont été calculées tel que $L = 8mH$ et $C = 3\mu F$ soit $C = 4,7\mu F$ (les détails de calcul sont reportés en annexe I).

Le circuit du montage de simulation est représenté par la figure V-08.

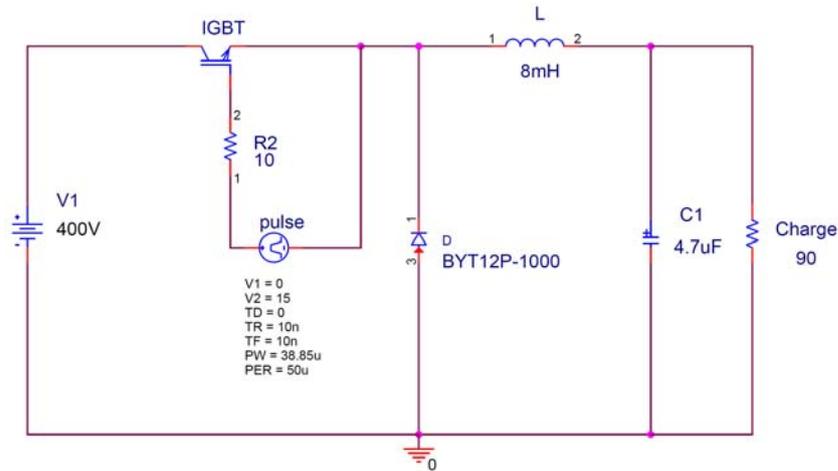


Figure V-08 : Circuit du montage du convertisseur BUCK simulé sous PSpice ORCAD.

Les figures V-09 et V-10 représentent respectivement les tensions et courants dans les différents éléments du convertisseur.

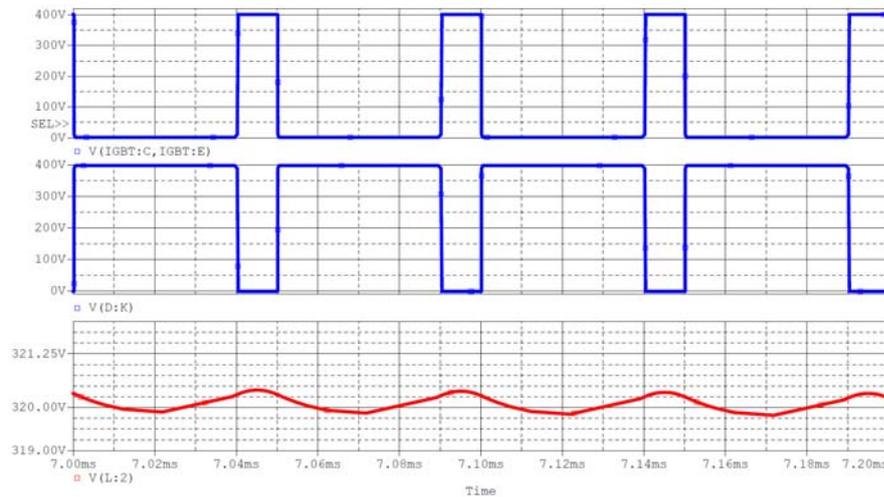


Figure V-09 : Les tensions du convertisseur buck obtenues par simulation aux bornes de : l'IGBT, la diode D et la charge.

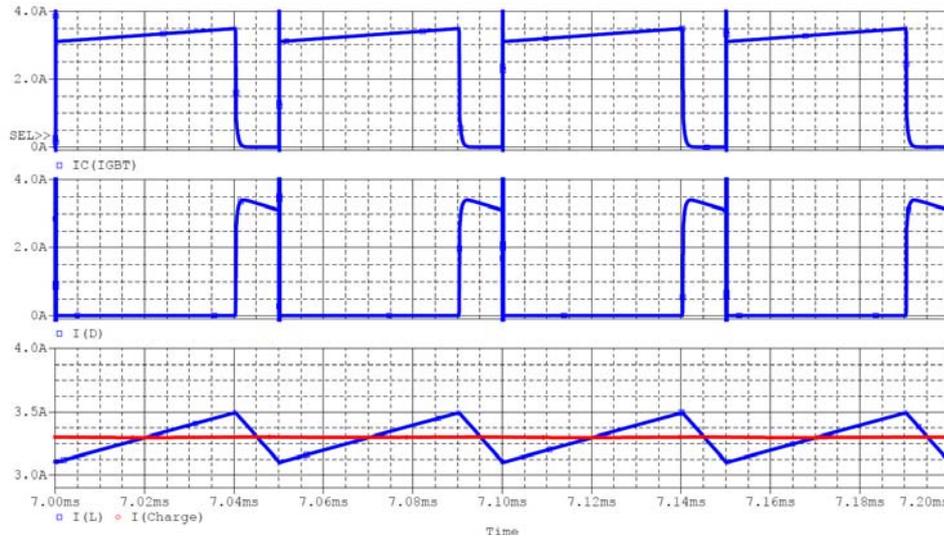


Figure V-10 : Les Courant dans : l'IGBT, la diode D, l'inductance L et le courant moyen dans la charge obtenues par simulation.

Pour étudier le comportement du convertisseur du point de vu rendement, deux tests sont réalisés.

V.3.1.7 Etude du rendement en fonction de la charge (puissance de sortie)

Lors de cette partie de l'étude que nous avons menée du convertisseur buck, la tension d'entrée et la tension de sortie sont maintenues fixes tandis que la charge varie. Les variations du rendement en fonction de la puissance de sortie sont représentées par la figure V-11.

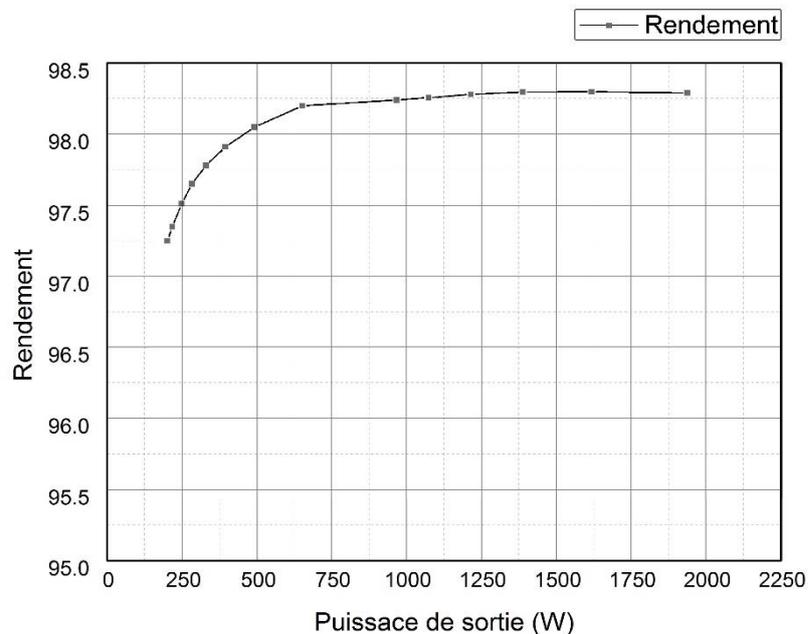


Figure V-11 : Les variations du rendement en fonction de la puissance de sortie.

La figure V-11 montre que une augmentation du rendement en fonction de la charge, ce explique que le rendement max est atteint aux alentours de la puissance nominale estimé dans notre cas à 1kW.

V.3.1.8 Etude du rendement du convertisseur en fonction de la tension d'entrée

Pour ces études, la tension d'entrée varie dans la plage 300V à 1000V tandis que la tension de sortie est maintenue fixe à 311V en agissant sur le rapport cyclique α . La figure V-12 représente les variations du rendement en fonction de la tension d'entrée.

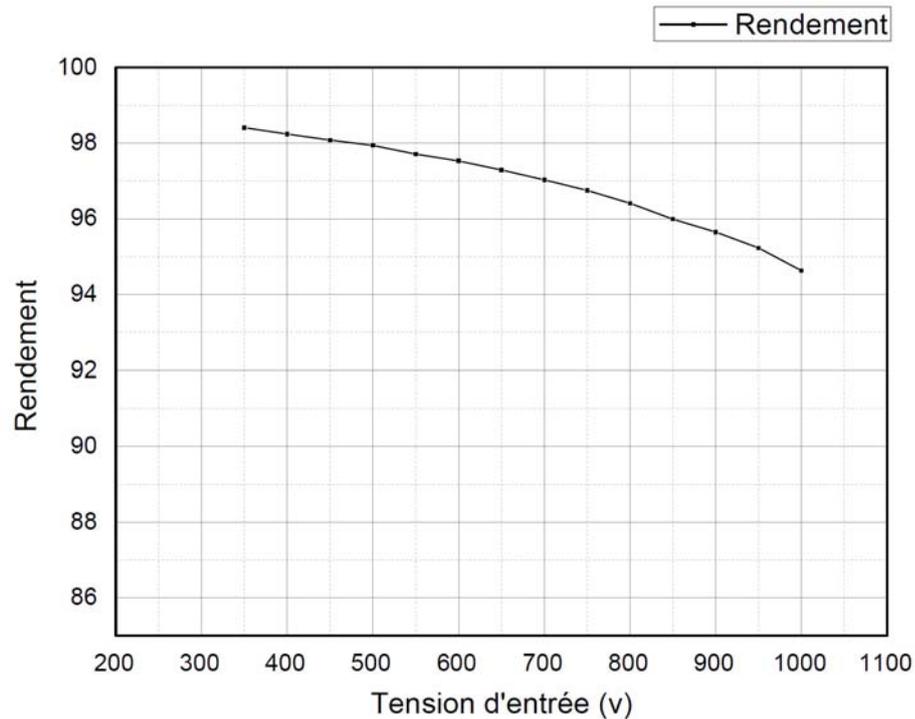


Figure V-12 : Variation du rendement en fonction de la tension d'entrée.

On conclusion, il est clair que la différence entre la tension de sortie et la tension d'entrée a un effet majeur sur le rendement du convertisseur. Le rendement est maximal pour une tension d'entrée proche de la tension de sortie (rendement max simulé est de 98,24%).

V.3.2 Etude du convertisseur Buck réel

Les résultats de l'étude du convertisseur Buck faite précédemment sont obtenus en considérant que les éléments constitutifs sont parfaits, mais pratiquement les composants ne le sont jamais. Pour se rapprocher de la réalité on va utiliser les modèles simplifiés des composants électriques indiqués sur la figure V-13.

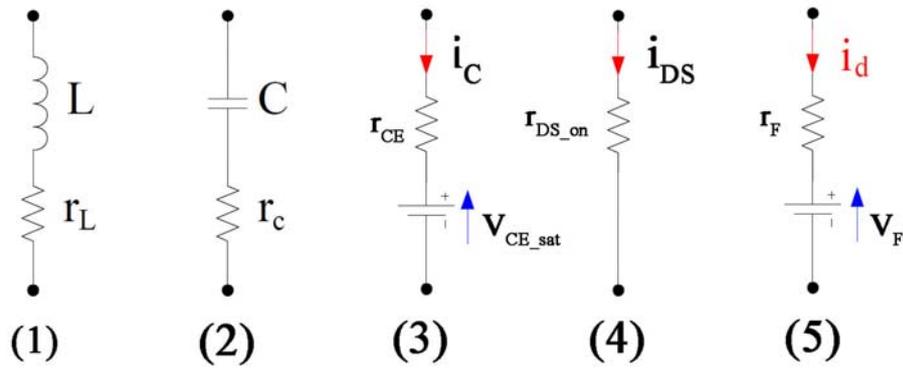


Figure V-13 : Modèle des éléments. (1) inductance, (2) capacité, (3) interrupteur (IGBT) à l'état passant, (4) interrupteur (MOSFET) à l'état passant, (5) diode à l'état passant.

En considérant les éléments de la figure V-13, le circuit du montage du convertisseur buck réel devient comme indiqué sur la figure V-14.

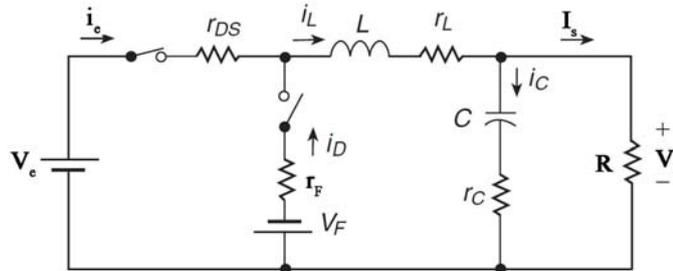


Figure V-14 : Convertisseur Buck avec prise en compte des éléments parasites (élément interrupteur MOSFET).

V.3.2.1 Evaluation des pertes dans le convertisseur Buck en Mode de Conduction Continu CCM

La figure V-14 représente le circuit électrique d'un convertisseur Buck avec prise en charge des éléments parasites pour cela l'interrupteur électronique (MOSFET) est représenté par une résistance r_{DS_on} , la diode est représenté par sa tension de seuil V_F en série avec une résistance r_F , la bobine est représenté par une inductance L en série avec une résistances équivalente (ESR) r_L et le condensateur est représenté par sa capacité C en série avec une résistances (ESR) r_c .

Pour un interrupteur de type IGBT la tension V_{CE_Sat} est comprise entre 0.7V et 1V selon son calibre et sa technologie de fabrication tandis que pour MOSFET la tension V_{DS} est nulle [4]. Pour les diodes à jonction pn au Silicium (Si) la tension V_F est égale à 0.7V ; elle est égale à 2.8V pour les diodes à jonction pn au Silicon Carbide (SiC) ; tandis que pour les diodes Si Schottky elle est comprise entre 0.3V et 0.4V et égale à 2V pour les diodes SiC Schottky [1].

Ce dernier type de diodes est utilisé dans les montages hacheur (alimentation à découpage en générale) à cause de leurs rapidités de commutation.

Les pertes à calculer sont celles dans les composants semi-conducteurs (IGBT, MOSFET et diode), dans la bobine, dans le condensateur de sortie, dans le condensateur d'entrée et dans le circuit électrique (pistes de cuivre ou conducteur).

Les pertes dans les composants semi-conducteurs ont comme origine les pertes par conduction et pertes par commutation.

V.3.2.1.1 Evaluation des pertes par conduction dans les éléments semi-conducteurs

D'après la référence [5] les pertes par conduction pour un MOSFET sont données par :

$$P_{Cond_MOSFET} = r_{DS_on} \cdot I_{D_eff}^2 \quad (V-06)$$

Avec r_{DS_on} la résistance drain-source du MOSFET à l'état fermé (donnée du datasheet).

Et pour un IGBT :

$$P_{Cond_IGBT} = V_{CE_SAT} \cdot I_C + r_{CE} \cdot I_{C_eff}^2 \quad (V-07)$$

Avec r_{CE} la résistance collecteur-émetteur de l'IGBT à l'état fermé (r_{CE} , V_{CE_SAT} donnée relevée du datasheet).

Pour la diode les pertes par conduction sont :

$$P_{Cond_DIODE} = V_F \cdot I_D + r_F \cdot I_{D_eff}^2 \quad (V-08)$$

Avec V_F la tension directe de la diode, r_F la résistance de la diode à l'état passant (données du datasheet).

V.3.2.1.2 Evaluation des pertes par commutation dans les éléments semi-conducteurs

Lors de l'amorçage ou du blocage d'un interrupteur électronique, le courant et la tension ne changent pas instantanément, ce qui engendre une énergie perdue à l'amorçage E_{on} et au blocage E_{off} à chaque période de découpage. Une énergie supplémentaire, souvent appelée énergie de recouvrement E_{rec} dissipée dans les diodes lors du blocage est due au courant inverse (reverse recovery current) qui circule dans la diode lorsqu'elle se bloque spontanément.

L'énergie totale perdue en commutation E_{com} dans un IGBT ou MOSFET dans une période

$T = \frac{1}{f}$ est :

$$E_{com} = E_{on} + E_{off} \quad (V-09)$$

Notons que si l'IGBT (ou MOSFET) possède une diode antiparallèle, l'énergie de recouvrement E_{rec} s'ajoute dans l'équation V-09.

La puissance moyenne dissipée est :

$$P_{com} = E_{com} \cdot f = (E_{on} + E_{off}) \cdot f \tag{V-10}$$

Le calcul des énergies de commutation E_{on} et E_{off} est assez complexe car l'évolution du courant et de la tension durant le temps de commutation n'est pas uniforme comme le montre la figure V-15.

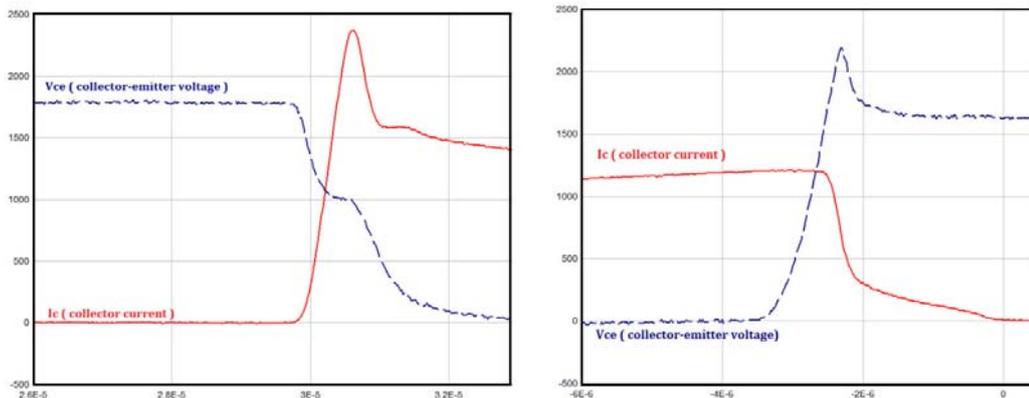


Figure V-15 : Evolution du courant et de la tension durant l'amorçage (à gauche) et le blocage (à droite).

Pour simplifier le calcul nous considérons en premier cas que le courant et la tension varient linéairement durant une commutation [6] (figure V-16).

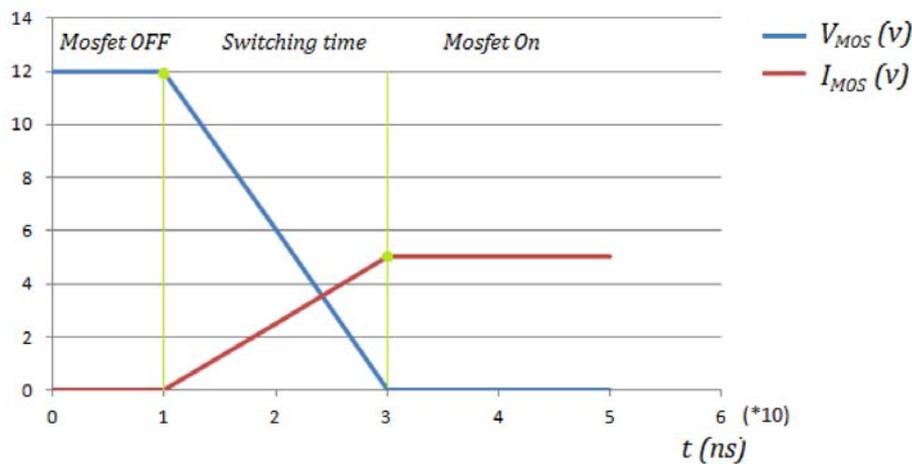


Figure V-16 : Exemple simplifié de commutation d'un MOSFET (amorçage)

L'expression générale de la puissance dissipée durant le temps de commutation est :

$$P_{com}(t) = [\int v(t) \cdot i(t) dt] \cdot f \tag{V-11}$$

Les variations du courant et de la tension sont supposées linéaires donc :

$$v(t) = A \cdot t + B \quad \text{Et} \quad i(t) = C \cdot t + D$$

$$\begin{aligned}
V-11 \Rightarrow P_{com}(t) &= \left[\int_0^t (A \cdot t + B) \cdot (C \cdot t + D) \cdot dt \right] \cdot f = \left[\int_0^t (ACt^2 + (AD + BC)t + BD) \right] \cdot f \\
&= \left[\left| \frac{AC \cdot t^3}{3} \right| + \left| \frac{(AD+BC) \cdot t^2}{2} \right| + |BD \cdot t| \right] \cdot f
\end{aligned} \tag{V-12}$$

Les coefficients A, B, C, D peuvent être déterminés à partir de l'exemple de la figure V-16.

$$A = -6 \cdot 10^8, \quad B = 12, \quad C = 2,5 \cdot 10^8, \quad D = 0, \quad t = 2 \cdot 10^{-8} s = 20 ns.$$

$$P_{com_on} = \left[\frac{6 \cdot 10^8 \cdot 2,5 \cdot 10^8 \cdot 8 \cdot 10^{-24}}{3} + \frac{12 \cdot 2,5 \cdot 10^8 \cdot 4 \cdot 10^{-16}}{2} \right] \cdot f = [40 \cdot 10^{-8} + 60 \cdot 10^{-8}] \cdot f = 10^{-6} \cdot f$$

D'autres approches sont considérées pour le calcul des énergies dissipées pendant la commutation au blocage et à l'amorçage. Dans les références [7] et [8], il est considéré de manière simplifiée, que le courant I_M à l'amorçage et au blocage évolue linéairement pendant la durée de commutation (t_{on} à l'amorçage et t_{off} au blocage) alors que la tension aux bornes de l'IGBT est égale à V_M , on montre que l'énergie dissipée lors des commutations s'exprime :

$$E_{on} = \frac{1}{2} V_M \cdot I_M \cdot t_{on}$$

$$E_{off} = \frac{1}{2} V_M \cdot I_M \cdot t_{off}$$

Les pertes par commutation sont :

$$P_{com} = \frac{1}{2} (E_{on} + E_{off}) \cdot f = \frac{1}{2} V_M \cdot I_M (t_{on} + t_{off}) \cdot f \tag{V-13}$$

Pour la diode les pertes par commutation ne se produisent qu'au blocage du fait de l'énergie de recouvrement et se calcule par la formule suivante :

$$E_{rec} = \frac{1}{2} V_D \cdot I_{rr} \cdot t_{rr}$$

$$P_{diode_com} = \frac{1}{2} V_D \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f \tag{V-14}$$

Avec I_{rr} courant inverse maximal de recouvrement et t_{rr} temps de recouvrement inverse de la diode.

Nous avons utilisé pour le calcul des pertes par commutation des tests donnés par le constructeur tels qu'indiqués dans le datasheet. Les variables influant sur les énergies dissipées par commutation sont la tension, le courant et la température et le constructeur indique des valeurs d'énergies dissipées par commutation avec des variables de test $V_{test}, I_{test}, T_{rest}$ appelées aussi variables nominales ou variables de références [8].

$$E_{com} = E_{com_test} \left(\frac{I}{I_{test}} \right)^{Ki} \cdot \left(\frac{V}{V_{test}} \right)^{Kv} \cdot (1 + TC(T_j - T_{test})) \tag{V-15}$$

Avec :

K_i Coefficient du courant ($K_i \approx 1$ pour IGBT et varie de 0,5 à 0,6 pour une diode).

K_v Coefficient de tension ($K_v \approx 1,2$ à $1,4$) pour IGBT et 0,6 pour une diode.

TC Coefficient de température (IGBT $\sim 0,003$, Diode $\sim 0,005$ $0,006$).

Selon [9], pour simplifier les calculs, les coefficients K_i , K_v sont pris 1 et TC zero. Et l'équation V-15 devient :

$$E_{com} = E_{com_test} \left(\frac{I.V}{I_{test} \cdot V_{test}} \right) \quad (V-16)$$

Les pertes évaluées précédemment sont les pertes dans les éléments semi-conducteurs, dans ce qui suit on va évaluer les pertes dans le reste des éléments du convertisseur.

V.3.2.1.3 Evaluation des pertes dans la bobine

La bobine constituant le convertisseur est composée d'un corps en fer et d'un bobinage en cuivre. Il y'a donc deux types de pertes :

- Les pertes magnétiques (pertes par hystérésis, pertes par courant de Foucault).
- Les pertes par effet joule dans le bobinage.

Les pertes joule induites dans le bobinage constituent une part importante de l'énergie perdue. Celle-ci dépend évidemment de la résistance et de l'intensité efficace du courant dans le bobinage.

$$P_{self_cuivre} = r_L \cdot I_{Leff}^2 \quad (V-17)$$

On notera que l'évaluation de la résistance série d'un bobinage r_L figure (V-12) reste assez problématique car elle ne correspond pas à la valeur mesurée à l'aide d'un simple ohmmètre en courant continu. En effet la fréquence élevée des courants traversant le bobinage provoque un phénomène d'effet de peau diminuant artificiellement la section utile du conducteur. Cet effet bien connu des concepteurs de bobinage, commence à avoir de l'influence à partir de quelques dizaines de KHz. Se rajoute les effets de divers harmoniques liés aux caractéristiques non sinusoïdales des courants. En pratique il faudra légèrement sur-dimensionner pour tenir compte des échauffements supplémentaires [11].

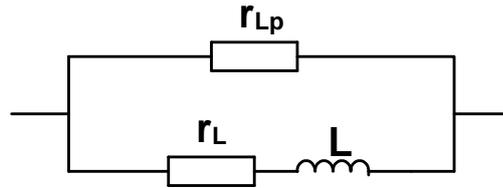


Figure V-17 : Circuit équivalent d'une bobine à noyau ferromagnétique. r_{LP} représente la résistance équivalente du corps de la bobine, r_L représente la résistance équivalente série du bobinage.

Les pertes magnétiques sont généralement attribuées aux effets d'hystérésis et des courants de Foucault qui se produisent dans le matériau constituant le circuit magnétique de la self. La détermination des pertes magnétiques représentées par la résistance r_{LP} sur la figure V-17 nécessite une connaissance précise des données du constructeur généralement difficile à obtenir. Pour diminuer les pertes magnétiques, il est nécessaire de diminuer le taux d'ondulation du courant soit en augmentant la valeur de l'inductance L soit en augmentant la fréquence ou on combinant ses deux facteurs.

Notons que les pertes dans le corps magnétique sont souvent données par le constructeur. Elles peuvent être également calculées en utilisant la formule ci-dessous pour calculer les pertes [12].

$$P_{mag}(mW) = C \cdot f^x \cdot B_{max}^y \cdot v_e \quad (V-18)$$

Avec $B_{max} = \frac{L \cdot \Delta I}{N \cdot A_e}$ la densité du flux max, f la fréquence de commutation, v_e le volume efficace du matériau, C , x , y sont des paramètres caractérisant le matériau du corps de la bobine.

V.3.2.1.4 Evaluation des pertes dans le condensateur de sortie

Les pertes dans le condensateur de sortie utilisé comme capacité de filtrage sont dues à la résistance série équivalente (ESR) et valent :

$$P_C = r_C \cdot I_{ceff}^2 \quad (V-19)$$

V.3.2.2 Evaluation des pertes et rendement dans le convertisseur à commande MLI (PWM)

Notons que le choix des composants constituant le convertisseur est basé sur plusieurs paramètres tels que la puissance transmise entre l'entrée et la sortie du convertisseur, tension d'entrée et la fréquence de commutation f . Dans un premier temps, nous considérons deux montages dont le premier à base de MOSFET et le deuxième à base d'IGBT.

Pour calculer les pertes des différents éléments du convertisseur, on doit calculer le courant et la tension que doit supporter chaque élément.

V.3.2.2.1 Evaluation des pertes dans l'interrupteur électronique

L'étude faite dans le chapitre III montre que l'élément interrupteur doit supporter la tension d'entrée V_e , le courant I_{e_max} . Le courant traversant l'interrupteur est donné par :

$$i_e(t) = \begin{cases} \left(I_s - \frac{\Delta i_L}{2}\right) + \frac{\Delta i_L}{\alpha T} \cdot t & 0 < t < \alpha T \\ 0 & \alpha T < t < T \end{cases}$$

Le courant moyen dans l'interrupteur :

$$I_e = \frac{1}{T} \int_0^T i_e(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left[\left(I_s - \frac{\Delta i_L}{2}\right) + \Delta i_L \frac{t}{\alpha T} \right] dt = \alpha \cdot I_s \quad (V-20)$$

Le courant efficace dans l'interrupteur :

$$I_{e_eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_e^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left[\left(I_s - \frac{\Delta i_L}{2}\right) + \Delta i_L \frac{t}{\alpha T} \right]^2 dt = \left(I_s^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12}\right) \alpha$$

$$I_{e_eff} = \sqrt{\left(I_s^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12}\right) \alpha} = I_s \sqrt{\alpha} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_s}\right)^2} \simeq I_s \sqrt{\alpha} \quad (V-21)$$

Le terme $\frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_s}\right)^2$ est négligeable devant 1 car même si Δi_L atteint 50% de I_s (cas qui n'est pas accepté pratiquement) la valeur du courant efficace ne varie que de 1%.

Les pertes totales dans l'élément interrupteur sont dans le cas d'IGBT :

$$P_{IGBT} = \frac{1}{2} \frac{V_s}{G_{v_dc}} \cdot \alpha \cdot I_s (t_r + t_f) f + V_{CE_SAT} \cdot \frac{\alpha \cdot I_s \cdot V_s}{V_s} + r_{CE} \cdot \alpha \cdot I_s^2$$

$$= \alpha \left[\frac{(t_r + t_f) f}{2 \cdot G_v} + \frac{V_{CE_SAT}}{V_s} + \frac{r_{CE}}{R} \right] \cdot P_s \quad (V-22)$$

Avec $G_{v_dc} = \frac{V_s}{V_e}$ gain en tension du convertisseur, $P_s = V_s I_s$ puissance de sortie du convertisseur.

Les pertes dans le cas de l'interrupteur de type MOSFET :

$$P_{MOSFET} = \frac{1}{2} \frac{V_s}{G_{v_dc}} \cdot \alpha \cdot I_s (t_r + t_f) f + r_{DS_on} \cdot \alpha \cdot I_s^2 = \alpha \left[\frac{(t_r + t_f) f}{2 \cdot G_{v_dc}} + \frac{r_{DS_on}}{R} \right] \cdot P_s \quad (V-23)$$

V.3.2.2.2 Evaluation des pertes dans la diode de roue libre

La tension appliquée sur la diode est égale à la tension d'entrée V_e (chapitre III) et le courant de la diode est :

$$i_D(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < \alpha T \\ \left(I_s + \frac{\Delta i_L}{2}\right) - \frac{\Delta i_L \cdot (t - \alpha T)}{(1 - \alpha) T} & \alpha T < t < T \end{cases}$$

Le courant moyen dans traversant la diode est :

$$I_D = \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \left[\left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \right) - \Delta I_L \frac{(t-\alpha T)}{(1-\alpha)T} \right] dt = (1 - \alpha) I_s \quad (\text{V-24})$$

Le courant efficace traversant la diode est :

$$I_{D_eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_D^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \left[\left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \right) - \Delta I_L \frac{(t-\alpha T)}{(1-\alpha)T} \right]^2 dt$$

$$I_{D_eff} = I_s \sqrt{(1 - \alpha)} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_L}{I_s} \right)^2} \simeq I_s \sqrt{(1 - \alpha)} \quad (\text{V-25})$$

Les pertes par commutation dans la diode sont négligeables devant les pertes par conduction [2]. On ne tient compte que de l'énergie de recouvrement discutée dans la section précédente.

La formule (V-08) devient :

$$P_{DIODE} = V_F \cdot I_D + r_F \cdot I_{D_eff}^2 + \frac{1}{2} V_e \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f$$

$$= V_F \cdot (1 - \alpha) I_s + r_F \cdot (1 - \alpha) I_s^2 + \frac{V_s}{2 \cdot G_{v_dc}} \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f$$

$$P_{DIODE} = \left[(1 - \alpha) \left[\frac{V_F}{V_s} + \frac{r_F}{R} \right] + \frac{R(I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f)}{2 \cdot V_s G_{v_dc}} \right] P_s \quad (\text{V-26})$$

V.3.2.2.3 Evaluation des pertes dans la bobine

Typiquement les pertes dans le corps de la bobine peuvent être ignorées, seules les pertes dans le bobinage (cuivre) seront considérées.

Le courant instantané dans l'inductance est :

$$i_L(t) = \begin{cases} \left(I_s - \frac{\Delta I_L}{2} \right) + \frac{\Delta I_L}{\alpha T} \cdot t & 0 < t < \alpha T \\ \left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \right) - \frac{\Delta I_L \cdot (t - \alpha T)}{(1 - \alpha) T} & \alpha T < t < T \end{cases}$$

Le courant moyen dans l'inductance est :

$$I_L = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left[\left(I_s - \frac{\Delta I_L}{2} \right) + \Delta I_L \frac{t}{\alpha T} \right] dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \left[\left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \right) - \Delta I_L \frac{(t - \alpha T)}{(1 - \alpha) T} \right] dt = I_e + I_D$$

$$I_L = \alpha \cdot I_s + (1 - \alpha) \cdot I_s = I_s \quad (\text{V-27})$$

Le courant efficace dans l'inductance est :

$$I_{L_eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left[\left(I_s - \frac{\Delta I_L}{2} \right) + \Delta I_L \frac{t}{\alpha T} \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \left[\left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \right) - \Delta I_L \frac{(t - \alpha T)}{(1 - \alpha) T} \right]^2 dt$$

$$I_{L_eff}^2 = I_s^2 \cdot \alpha \cdot \left[1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_L}{I_s} \right)^2 \right] + I_s^2 \cdot (1 - \alpha) \cdot \left[1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_L}{I_s} \right)^2 \right]$$

$$I_{L_eff} = I_s \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_L}{I_s} \right)^2} \approx I_s \quad (\text{V-28})$$

Les pertes cuivre dans la bobine sont :

$$P_{L_cuivre} = r_L \cdot I_{L_eff}^2 = r_L \cdot I_s^2 = \frac{r_L}{R} \cdot P_s \quad (\text{V-29})$$

V.3.2.2.4 Evaluation des pertes dans le condensateur de sortie

La figure (V-03) montre que le courant dans l'inductance se divise entre le condensateur C et la charge R ($i_L(t) = i_C(t) + i_s(t)$), la composante continue I_L passe à travers la charge R, tandis que la composante alternative du courant dans l'inductance se divise entre la capacité et la charge. En pratique la capacité C est choisie de telle sorte que son impédance soit très faible devant la charge R, par conséquent les ondulations du courant dans la charge seront négligées et la composante alternative du courant de l'inductance traverse la capacité seule [2], ce qui permet d'écrire :

$$i_C(t) = i_L(t) - I_s$$

$$i_C(t) = \begin{cases} -\frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L}{\alpha T} \cdot t & 0 < t < \alpha T \\ \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L \cdot (t - \alpha T)}{(1 - \alpha)T} & \alpha T < t < T \end{cases}$$

La valeur du courant efficace dans le condensateur C est :

$$I_{C_eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left[-\frac{\Delta I_L}{2} + \Delta I_L \frac{t}{\alpha T} \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \left[\frac{\Delta I_L}{2} - \Delta I_L \frac{(t - \alpha T)}{(1 - \alpha)T} \right]^2 dt = \frac{\Delta I_L^2}{12}$$

$$I_{C_eff} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} \quad (\text{V-30})$$

D'après la formule V-04 le courant efficace dans le condensateur devient :

$$I_{C_eff} = \frac{V_s(1 - \alpha)}{\sqrt{12} f L}$$

Les pertes dans le condensateur de sortie sont :

$$P_C = r_C \cdot I_{C_eff}^2 = r_C \cdot \frac{\Delta I_L^2}{12} = \frac{r_C \cdot V_s^2 (1 - \alpha)^2}{12 \cdot f^2 \cdot L^2} = \frac{r_C \cdot R (1 - \alpha)^2}{12 \cdot f^2 \cdot L^2} P_s \quad (\text{V-31})$$

Les pertes totales dans le convertisseur sont :

➤ **Cas d'un hacheur a élément interrupteur MOSFET :**

$$P_{TOT} = P_{MOSFET} + P_{DIODE} + P_L + P_C$$

$$P_{TOT} = \left[\alpha \left[\frac{(t_r + t_f)f}{2 \cdot G_{v_dc}} + \frac{r_{DS_on}}{R} \right] + (1 - \alpha) \left[\frac{V_F}{V_s} + \frac{r_F}{R} \right] + \frac{R(I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f)}{2 \cdot V_s G_{v_dc}} + \frac{r_L}{R} + \frac{r_C \cdot R (1 - \alpha)^2}{12 \cdot f^2 \cdot L^2} \right] \cdot P_s \quad (\text{V-3})$$

La puissance d'entrée

$$P_e = P_{TOT} + P_s$$

Permet d'évaluer le rendement d'un tel convertisseur qui s'exprime :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{P_s}{P_s + P_{TOT}} \quad (V-33)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \alpha \left[\frac{(t_r + t_f)f}{2G_{v_dc}} + \frac{r_{DS_on}}{R} \right] + (1-\alpha) \left[\frac{V_F + r_F}{V_S + R} + \frac{R(I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f)}{2V_S G_{v_dc}} + \frac{r_L}{R} + \frac{r_C \cdot R(1-\alpha)^2}{12 \cdot f^2 \cdot L^2} \right]} \quad (V-34)$$

➤ **Cas d'un hacheur a élément interrupteur IGBT :**

$$P_{TOT} = P_{IGBT} + P_{DIODE} + P_L + P_C$$

$$P_{TOT} = \left[\alpha \left[\frac{(t_r + t_f)f}{2G_{v_dc}} + \frac{V_{CE_SAT}}{V_S} + \frac{r_{CE}}{R} \right] + (1-\alpha) \left[\frac{V_F + r_F}{V_S + R} + \frac{R(I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f)}{2V_S G_{v_dc}} + \frac{r_L}{R} + \frac{r_C \cdot R(1-\alpha)^2}{12 \cdot f^2 \cdot L^2} \right] \right] \cdot P_s$$

Le rendement devient :

$$\eta = \frac{1}{1 + \alpha \left[\frac{(t_r + t_f)f}{2G_{v_dc}} + \frac{V_{CE_SAT}}{V_S} + \frac{r_{CE}}{R} \right] + (1-\alpha) \left[\frac{V_F + r_F}{V_S + R} + \frac{R(I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f)}{2V_S G_{v_dc}} + \frac{r_L}{R} + \frac{r_C \cdot R(1-\alpha)^2}{12 \cdot f^2 \cdot L^2} \right]} \quad (V-36)$$

V.3.2.2.5 La fonction de transfert de tension du convertisseur (Gain en tension)

La composante continue du courant d'entrée est :

$$I_e = \frac{1}{T} \int_0^T i_e(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left[\left(I_s - \frac{\Delta I_L}{2} \right) + \Delta I_L \frac{t}{\alpha T} \right] dt = \alpha \cdot I_s$$

Permet de déterminer la fonction du transfert en courant G_{i_dc} (Gain en courant).

$$G_{i_dc} = \frac{I_s}{I_e} = \frac{1}{\alpha} \quad (V-37)$$

Cette équation est vraie pour un convertisseur buck réel comme pour un convertisseur idéal sans pertes (idéal). L'expression du rendement devient :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{V_S \cdot I_s}{V_e \cdot I_e} = G_{v_dc} \cdot G_{i_dc} = \frac{G_{v_dc}}{\alpha} \quad (V-38)$$

Donc le gain en tension du convertisseur Buck.

$$G_{v_dc} = \eta \cdot \alpha$$

Ainsi pour un convertisseur utilisant un MOSFET, le gain G_{v_dc} est :

$$G_{v_dc} = \frac{\alpha}{1 + \alpha \left[\frac{(t_r + t_f)f}{2G_{v_dc}} + \frac{r_{DS_on}}{R} \right] + (1-\alpha) \left[\frac{V_F + r_F}{V_S + R} + \frac{R(I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f)}{2V_S G_{v_dc}} + \frac{r_L}{R} + \frac{r_C \cdot R(1-\alpha)^2}{12 \cdot f^2 \cdot L^2} \right]} \quad (V-39)$$

Et pour un convertisseur utilisant un IGBT $G_{v_{dc}}$ est :

$$G_{v_{dc}} = \frac{\alpha}{1 + \alpha \left[\frac{(t_r + t_f)f}{2G_{v_{dc}}} + \frac{V_{CE_{SAT}}}{V_s} + \frac{r_{CE}}{R} \right] + (1-\alpha) \left[\frac{V_F + r_F}{V_s + R} + \frac{R(I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f)}{2V_s G_{v_{dc}}} + \frac{r_L}{R} + \frac{r_C R (1-\alpha)^2}{12f^2 L^2} \right]} \quad (V-40)$$

Les équations (V-39) et (V-40) montrent que le gain en tension du convertisseur Buck est toujours inférieur à 1, ce qui conduit à une tension de sortie strictement inférieure à la tension d'entrée quel que soit la valeur du rapport cyclique α .

V.3.2.2.6 Evaluation des pertes dans un convertisseur Buck réel

➤ Cahier des charges

Tension d'entrée : de 311V à 1000V.

Tension de sortie : 311V.

Courant de sortie : $I_s = 3A$.

Puissance de sortie : jusqu'à 1kW (cas étudié $P_s = 933W$).

Ondulation de courant 30% du courant de sortie.

Ondulation de tension 1% de la tension de sortie.

Suivant ces données nous avons choisis l'interrupteur électronique de type IGBT et une diode à recouvrement rapide de type sonic fast recovery diode.

Le tableau V-01 résume les caractéristiques des composants du convertisseur Buck (datasheet en annexe I).

Tableau V-01 : Caractéristiques des composants constituant le convertisseur buck.

| IGBT | Diode | Inductance | Capacité de sortie C |
|-----------------------|-------------------|-------------------|----------------------|
| $V_{CE_{sat}} = 1.7V$ | $V_F = 1.13V$ | $L = 8mH$ | $C_s = 4,7\mu F$ |
| $r_{CE} = 25m\Omega$ | $r_F = 80m\Omega$ | $r_L = 87m\Omega$ | $r_C = 250m\Omega$ |

En utilisant les méthodes de calcul discutées dans la section précédente et en prenant comme tension d'entrée $V_e = 400V$ et comme tension de sortie $V_s = 311V$. Les pertes dans chaque élément du convertisseur sont résumées dans le tableau V-02 dont les détails du calcul des pertes se trouvent dans l'annexe II.

Tableau V-02 : Pertes dans les différents éléments du convertisseur à commande MLI.

| Composant | Différents pertes (W) | Pertes totales (w) |
|---------------------------------|--|--------------------|
| IGBT(FGA25N120ANTD) | $P_{cond} = 4.14$ $P_{com} = 9.28$ | 13.42 |
| Diode (DHG 10 I 1200 PA) | $P_{cond} = 0.914$ $P_{rec} = 9.2$ | 10.114 |
| Inductance | $P_{cuivre} = 0.783$ $P_{mag} = 2.03$ | 2.813 |
| Capacité | $P_c = 0.0039$ | 0.0039 |
| Pertes totales du convertisseur | | 26.351 |

Le rendement du convertisseur avec des composants réels est :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{P_s}{P_s + P_{perte}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{perte}}{P_s}} = \frac{1}{1 + \frac{26.351}{933}} = 97.25\% \quad (V-41)$$

V.3.2.3 Evaluation des pertes et rendement du convertisseur Buck à commande MLI sinusoïdale (SPWM)

Dans l'étude faite précédemment, le convertisseur est commandé par une commande MLI dont la largeur d'impulsion est uniforme, ce qui donne une tension continue à la sortie. Dans cette partie nous voulons avoir une tension sinusoïdale à la sortie car qui n'est pas possible car la tension de sortie est toujours positive dans un convertisseur Buck. Ce qui nous a conduit à reproduire la demi-période positive de la sinusoïde afin d'utiliser à la suite un pont-H pour avoir l'alternance négative du signal (partie à étudier dans la section qui suit).

Pour générer la demi-période du signal sinusoïdale nous appliquant une commande MLI sinusoïdale (MLIS ou *SPWM en anglais*).

Le signal de commande est obtenu numériquement par la méthode discuté dans le chapitre IV ou analogiquement en comparant un signal triangulaire avec un signal sinusoïdal redressé en double alternance comme le montre la figure V-18.

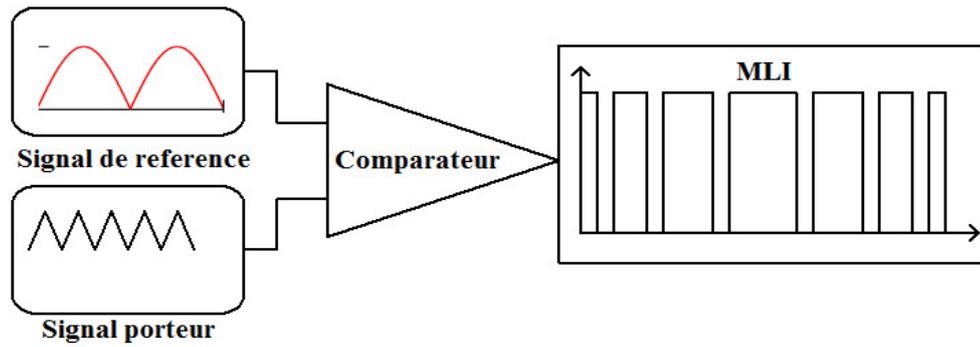


Figure V-18 : Schéma bloqué pour la génération de la MLIS proposée pour le convertisseur buck.

V.3.2.3.1 Simulation du montage

La figure V-19 représente le circuit du convertisseur à commande MLI sinusoïdale réalisé par la méthode analogique.

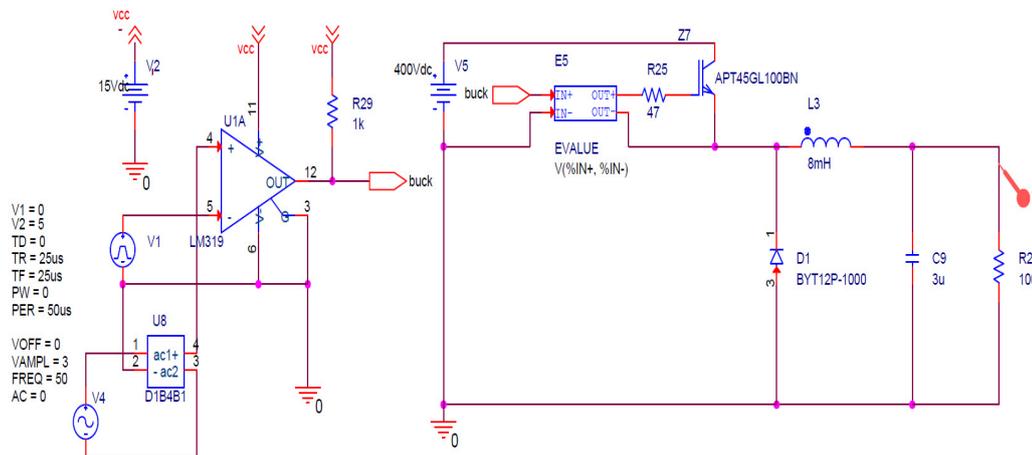


Figure V-19 : Circuit du convertisseur buck, circuit de commande SPWM à gauche et circuit de puissance à droite.

Les résultats de simulation du convertisseur à commande SPWM sont groupés sur la figure V-20.

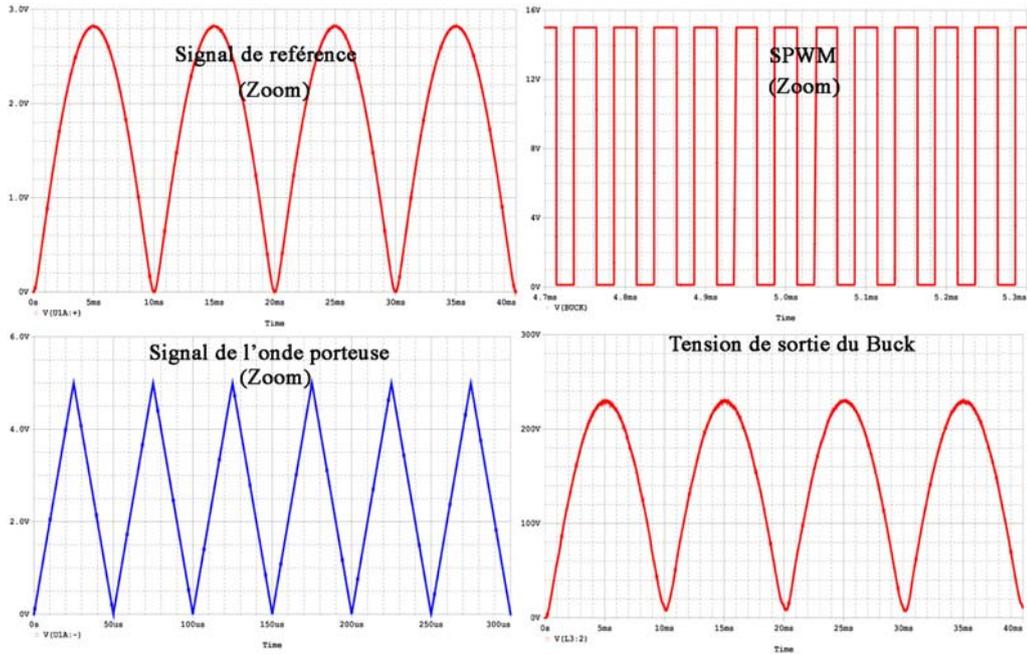


Figure V-20 : Graphes de simulation des différentes tensions du convertisseur BUCK à commande SPWM.

Pour déterminer les pertes dans le convertisseur, on doit calculer les courants moyens et efficaces pour chaque composant. Notons que dans cette technique de commande le rapport cyclique est une fonction de temps. Si la tension de référence est de la forme $v(t) = V \sin(\omega t + \theta)$ et V_p l'amplitude de l'onde porteuse, alors le rapport cyclique s'exprime suivant l'équation (V-42) [13] (détailles en annexe II).

$$\alpha(t) = \frac{1}{2} [1 + M \sin(\omega t + \theta)] \quad (\text{V-42})$$

Avec $M = \frac{V}{V_p}$ l'indice de modulation.

On assume que la tension et le courant de sortie sont sinusoïdales tel que :

$$v_{s(t)} = V_m \sin(\omega t + \theta) \quad \text{Et} \quad i_s(t) = I_m \sin(\omega t)$$

Le courant traversant l'IGBT est $\alpha(t) \cdot i_s(t)$.

$$i_{IGBT}(t) = \frac{1}{2} [1 + M \sin(\omega t + \theta)] \cdot I_m \sin(\omega t)$$

V.3.2.3.2 Evaluation des pertes dans l'IGBT

Le courant moyen dans l'IGBT est :

$$\begin{aligned} I_{IGBT} &= \frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{1}{2} [1 + M \sin(\omega t + \theta)] \cdot I_m \sin(\omega t) \right] dt \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\frac{1}{2} [1 + M \sin(\omega t + \theta)] \cdot I_m \sin(\omega t) \right] dt \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{1}{2} [1 + M \sin(\omega t + \theta)]. I_m \sin(\omega t) \right] dt = \frac{I_m}{\pi} \left(1 + \frac{M \cdot \pi \cos \theta}{4} \right) \quad (\text{V-43})$$

Le courant efficace traversant l'IGBT est :

$$\begin{aligned} I_{IGBT_eff} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{1}{2} [1 + M \sin(\omega t + \theta)]. I_m \sin(\omega t) \right]^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{1}{2} [1 + M \sin(\omega t + \theta)]. I_m \sin(\omega t) \right]^2 dt} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\left[1 + \frac{8 \cdot M \cdot \cos \theta}{3\pi} \right]} \end{aligned} \quad (\text{V-44})$$

Les pertes par conduction dans l'IGBT sont :

$$\begin{aligned} P_{IGBT_cond} &= V_{CE_sat} \cdot I_{IGBT} + r_{CE} \cdot I_{IGBT_eff}^2 \\ &= V_{CE_sat} \cdot \frac{I_m}{\pi} \left(1 + \frac{M \cdot \pi \cos \theta}{4} \right) + r_{CE} \cdot \frac{I_m^2}{4} \left[1 + \frac{8 \cdot M \cdot \cos \theta}{3\pi} \right] \\ &= \left[V_{CE_sat} \cdot \frac{I_m}{\pi} + r_{CE} \cdot \frac{I_m^2}{4} \right] + M \cdot \cos \theta \left[V_{CE_sat} \cdot \frac{I_m}{4} + 2 \cdot r_{CE} \cdot \frac{I_m^2}{3\pi} \right] \end{aligned} \quad (\text{V-45})$$

Les pertes par commutation dans l'IGBT sont obtenues en appliquant la formule V-16.

$$P_{IGBT_com} = (E_{on\,test} + E_{off\,test}) \cdot \frac{2 \cdot I_m \cdot V_e}{\pi \cdot I_{test} \cdot V_{test}} \cdot f \quad (\text{V-46})$$

V.3.2.3.3 Evaluation des pertes dans la diode

Le courant traversant la diode est $(1 - \alpha(t)) \cdot i_s(t)$.

$$i_D(t) = \frac{1}{2} [1 - M \sin(\omega t + \theta)]. I_m \sin(\omega t)$$

Le courant moyen dans la diode est :

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{1}{2} [1 - M \sin(\omega t + \theta)]. I_m \sin(\omega t) \right] dt \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{1}{2} [1 - M \sin(\omega t + \theta)]. I_m \sin(\omega t) \right] dt = \frac{I_m}{\pi} \left(1 - \frac{M \cdot \pi \cos \theta}{4} \right) \end{aligned} \quad (\text{V-47})$$

Le courant efficace traversant la diode est :

$$\begin{aligned} I_{D_eff} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{1}{2} [1 - M \sin(\omega t + \theta)]. I_m \sin(\omega t) \right]^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{1}{2} [1 - M \sin(\omega t + \theta)]. I_m \sin(\omega t) \right]^2 dt} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\left[1 - \frac{8 \cdot M \cdot \cos \theta}{3\pi} \right]} \end{aligned} \quad (\text{V-48})$$

Les pertes par conduction dans la diode sont :

$$\begin{aligned}
 P_{D_cond} &= V_F \cdot I_D + r_F \cdot I_{D_eff}^2 \\
 &= V_F \cdot \frac{I_m}{\pi} \left(1 - \frac{M \cdot \pi \cos \theta}{4} \right) + r_F \cdot \frac{I_m^2}{4} \left[1 - \frac{8 \cdot M \cdot \cos \theta}{3\pi} \right] \\
 &= \left[V_F \cdot \frac{I_m}{\pi} + r_F \cdot \frac{I_m^2}{4} \right] - M \cdot \cos \theta \left[V_F \cdot \frac{I_m}{4} + 2 \cdot r_F \cdot \frac{I_m^2}{3\pi} \right]
 \end{aligned} \tag{V-49}$$

Les pertes par courant de recouvrement sont :

$$P_{D_rec} = E_{rec_test} \cdot \frac{2 \cdot V_e \cdot I_m}{\pi \cdot V_{test} I_{test}} \cdot f \tag{V-50}$$

V.3.2.3.4 Evaluation des pertes dans l'inductance

Le courant efficace dans l'inductance est approximativement égal au courant efficace de la charge.

$$P_{L_cuivre} = r_L \cdot \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \tag{V-51}$$

V.3.2.3.5 Evaluation des pertes dans le condensateur de sortie

Suivant les hypothèses (tension est courant de sortie sont sinusoïdales), nous considérons les pertes dans le condensateur de sortie causées par le courant de sortie de fréquence 50Hz.

Le courant efficace dans le condensateur C vaut :

$$I_{c_eff} = \frac{V_{o_eff}}{Z} \quad \text{Avec} \quad Z = \sqrt{r_C^2 + \left(\frac{1}{C\omega} \right)^2}$$

$$D'où : P_C = r_C \cdot \frac{V_{o_eff}^2}{r_C^2 + \left(\frac{1}{C\omega} \right)^2} \tag{V-52}$$

Le convertisseur doit fournir une puissance allons jusqu'à 1000W, avec une tension efficace de 220V, ce qui donne un courant efficace de 4,54A soit un courant maximal de 6,43A.

Le tableau V-03 résume les différentes pertes dans le convertisseur avec une tension d'alimentation $V_e = 311V$, $M = 1$, $\cos \theta = 0.85$ telles qu'évaluées par les équations précédentes.

Tableau V-03 : Pertes dans les différents éléments du convertisseur à commande MLI sinusoïdale.

| Composant | Différents pertes (W) | Pertes totales (w) |
|---------------------------------|---|--------------------|
| IGBT(FGA25N120ANTD) | $P_{cond} = 6,2766$ $P_{com} = 9,8450$ | 16,1216 |
| Diode (DHG 10 I 1200 PA) | $P_{cond} = 0,9740$ $P_{rec} = 1,4850$ | 2,4590 |
| Inductance | $P_{cuivre} = 1,8000$ $P_{mag} = 2,0300$ | 3,8300 |
| Capacité | $P_c = 0,0263$ | 0,0263 |
| Pertes totales du convertisseur | 22,4369 | |

Le rendement du convertisseur avec des composants réels et commande MLIS est :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{P_s}{P_s + P_{perte}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{perte}}{P_s}} = \frac{1}{1 + \frac{22,4369}{1000}} = 97.8\% \quad (V-53)$$

V.4 Etude de l'onduleur

La seconde partie du montage proposé (figure V-01) est un onduleur on pont-H qui sera alimenté par la tension de sortie du Buck étudié précédemment comme le montre la figure V-21.

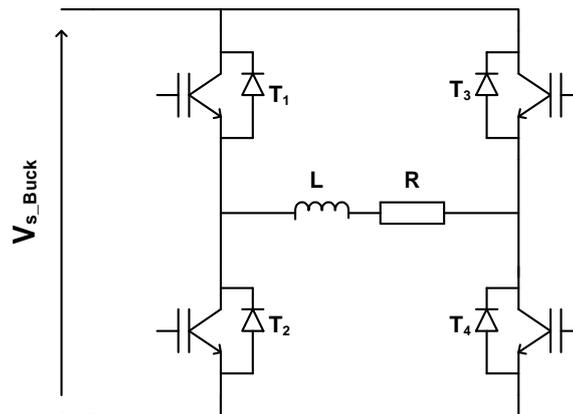


Figure V-21 : Circuit électrique du pont-H

Pour avoir une tension de charge alternative, les quatre interrupteurs doivent être commandés par l'une des commandes discutées dans le chapitre IV. La commande qui nous intéresse est la commande MLIS (SPWM).

Pour appliquer cette commande au pont-H, deux cas possible sont envisageables :

1- **Commande SPWM** : Les quatre interrupteurs sont commandés par un signal SPWM dont T_1 et T_4 travaillent durant une demi-période tandis que T_2 et T_3 travaillent durant l'autre demi-période comme indiqué sur la figure V-22a.

2- **Commande hybride** : Avec cette commande, deux interrupteurs sont commandés par un signal SPWM (T_1 et T_3) tandis que les deux autres interrupteurs (T_2 et T_4) sont commandés par un signal PWM de fréquence égale à la fréquence de la tension de sortie (50Hz) (figure V-22b). La séquence de fonctionnement est comme suit :

T_1 et T_4 conduisent durant la première demi-période et T_2 et T_3 conduisent durant la deuxième demi-période.

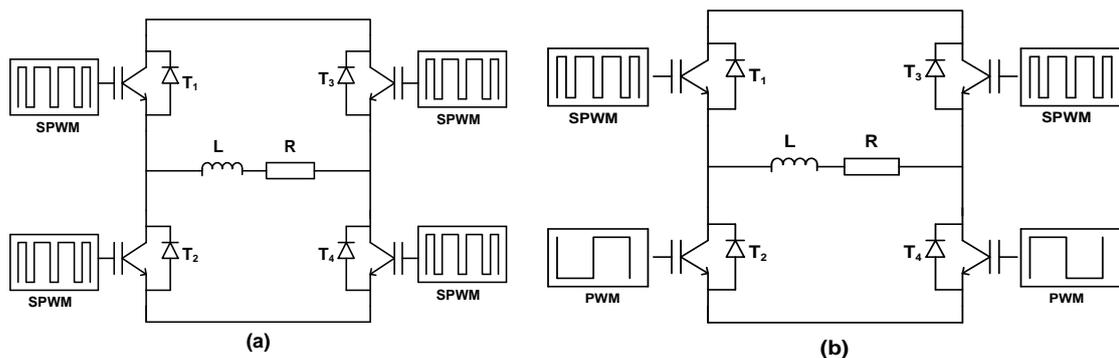


Figure V-22 : Commande du pont-H, a) Commande SPWM, b) Commande hybride (SPWM+PWM)

Dans une première approche, nous voyons que les pertes par commutation sont réduites dans la deuxième configuration (figure V-22b). En effet, étant proportionnelles à la fréquence de commutation, et comme la fréquence de la commande PWM des IGBTs du bas est faible, égale à 50Hz comparativement à la fréquence de la commande SPWM de 20kHz, il y a un gain de puissance de 400 pour chaque interrupteur concerné par la commande PWM.

V.4.1 Évaluation des pertes et rendement du pont-H pour les deux stratégies de commandes

V.4.1.1 Cas d'une commande SPWM

On considère que les pertes dans un pont-H sont principalement dues aux pertes dans les IGBTs et les diodes de roue libre. Durant une période de coupure, les IGBTs T_1 et T_4 conduisent pendant un temps αT tandis que les diodes des IGBTs T_2 et T_3 conduisent durant un temps $(1-$

α) T. En utilisant la formule V-34 et selon [13], on peut calculer les courants moyens et efficaces dans les IGBTs et les diodes pendant la demi-période de la tension de sortie considérée.

$$I_{IGBT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{1}{2} [1 + M \sin(\omega t + \theta)] \cdot I_m \sin(\omega t) \right] dt = \frac{I_m}{2\pi} \left(1 + \frac{M \cdot \pi \cos \theta}{4} \right) \quad (V-54)$$

$$I_{IGBT_eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{1}{2} [1 + M \sin(\omega t + \theta)] \cdot I_m \sin(\omega t) \right]^2 dt} = \frac{I_m}{2\sqrt{2}} \sqrt{\left[1 + \frac{8 \cdot M \cdot \cos \theta}{3\pi} \right]} \quad (V-55)$$

$$I_D = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{1}{2} [1 - M \sin(\omega t + \theta)] \cdot I_m \sin(\omega t) \right] dt = \frac{I_m}{2\pi} \left(1 - \frac{M \cdot \pi \cos \theta}{4} \right) \quad (V-56)$$

$$I_{D_eff} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left[\frac{1}{2} [1 - M \sin(\omega t + \theta)] \cdot I_m \sin(\omega t) \right]^2 dt} = \frac{I_m}{2\sqrt{2}} \sqrt{\left[1 - \frac{8 \cdot M \cdot \cos \theta}{3\pi} \right]} \quad (V-57)$$

Les pertes pour le premier montage (figure V-21a) sont égale à :

$$P_{tot} = 4 \cdot (P_{IGBT_cond} + P_{IGBT_com} + P_{D_cond} + P_{D_com}) \quad (V-58)$$

V.4.1.2 Cas d'une commande hybride

Considérant tous d'abord un montage en pont-H utilisant une commande pleine onde tel que représenté figure V-23.

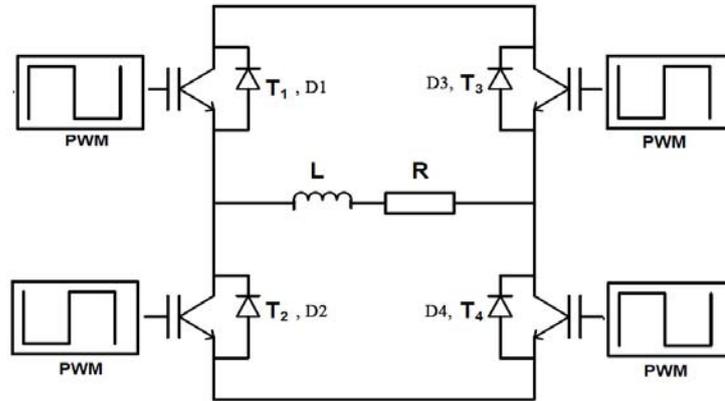


Figure V-23 : Pont-H à commande pleine onde.

La figure V-24 représente les formes d'onde des courants traversant les différents éléments du pont-H alimentant une charge inductive.

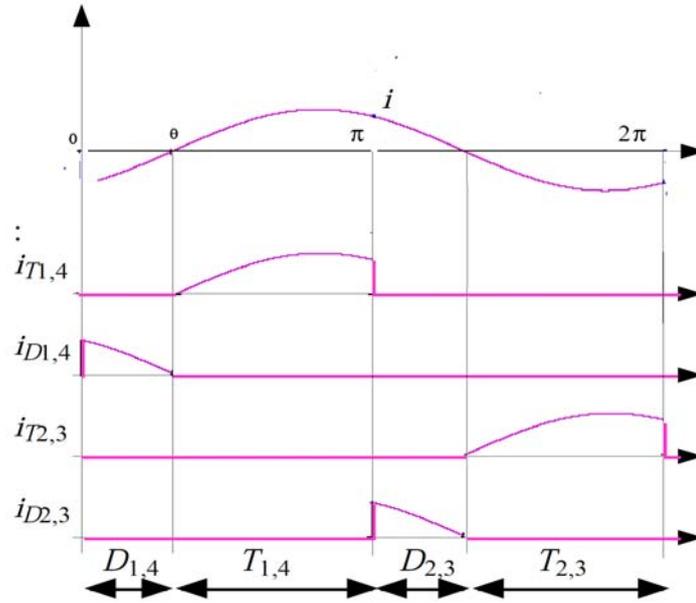


Figure V-24 : Formes d'onde des courants dans les transistors et diodes d'un pont-H pour une charge inductive.

Le courant de charge est représenté par l'équation :

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \theta)$$

D'après la figure V-23 le courant moyen dans les diodes est :

$$I_D = \frac{1}{2\pi} \int_0^\theta I_m \sin(\omega t + \theta) d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} (\cos \theta - \cos 2\theta) \quad (V-59)$$

$$I_{D_eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\theta [I_m \sin(\omega t + \theta)]^2 d\omega t} = \frac{I_m}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{\theta - \frac{1}{2}(\sin 4\theta - \sin 2\theta)} \quad (V-60)$$

$$I_{IGBT} = \frac{1}{2\pi} \int_\theta^\pi I_m \sin(\omega t + \theta) d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} (\cos \theta + \cos 2\theta) \quad (V-61)$$

$$I_{IGBT_eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_\theta^\pi [I_m \sin(\omega t + \theta)]^2 d\omega t} = \frac{I_m}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{\pi - \theta + \frac{1}{2}(\sin 4\theta - \sin 2\theta)} \quad (V-62)$$

Les pertes pour le montage de la figure V-21b (commande hybride) sont égale à :

$$P_{tot} = 2 \cdot (P_{IGBT_cond} + P_{IGBT_com} + P_{D_cond} + P_{D_com})_{SPWM} + 2 \cdot (P_{IGBT_cond} + P_{IGBT_com} + P_{D_cond} + P_{D_com})_{PWM} \quad (V-63)$$

Le tableau V-04 résume les différentes pertes des éléments du pont-H pour les deux configurations (commande MLIS et commande hybride).

Tableau V-04 : résumé des pertes et rendement pour les deux configurations (MLIS et hybride) de l'onduleur en pont-H.

| Type de commande | MLIS | Hybride |
|----------------------------|--------|---------|
| Pertes dans les IGBTs (W) | 32,238 | 18,578 |
| Pertes dans les diodes (W) | 4,918 | 2,7969 |
| Pertes totales (W) | 37,156 | 21,3749 |
| Rendement | 96,41% | 97.9% |

Les résultats obtenus montrent que la commande hybride a augmenté remarquablement le rendement du montage (environ 1,5%), ce qui nous a conduits à imaginer une autre solution pour améliorer encore le rendement de notre onduleur.

V.4.2 Montage et stratégie de commande adaptée

Pour améliorer le rendement du pont-H, on a utilisé une commande pleine onde qui présente moins de pertes par commutation que la commande hybride dans les IGBTs et les diodes du fait que la fréquence de commande est très faible (50Hz). Mais la question qui subsiste est liée à la forme de la tension de sortie.

Cette tension sera sinusoïdale car le pont-H est alimenté par une tension en double alternance assurée par le hacheur buck piloté par une commande MLIS comme discuté plus haut.

La figure V-25 représente la topologie retenue de l'onduleur proposé avec les stratégies de commande et les formes des signaux de sortie de chaque étage.

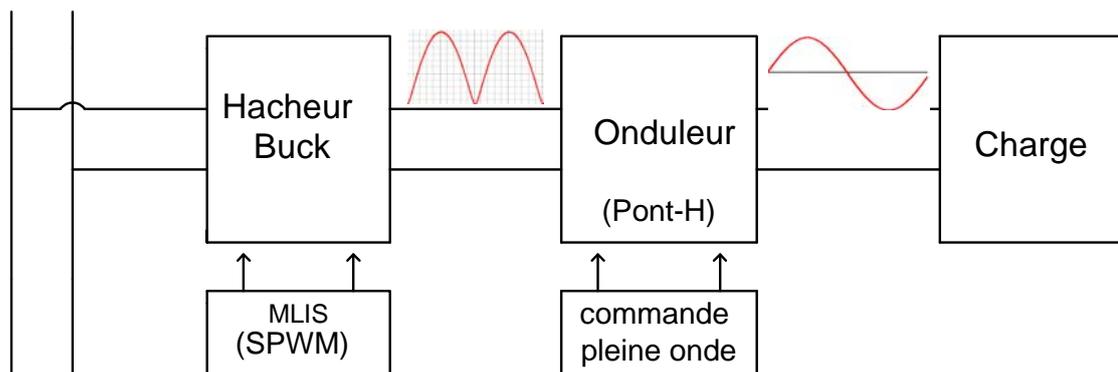


Figure V-25 : Circuit final du montage proposé avec les types de commande de chaque étage.

V.4.2.1 Evaluation des pertes pour le pont-H à commande pleine onde

L'équation V-63 nous permet de déduire l'équation des pertes dans le pont-H à commande pleine onde comme suit :

$$P_{tot} = 4. \left(P_{IGBT_cond} + P_{IGBT_com} + P_{D_cond} + P_{D_com} \right)_{PWM} \quad (V-64)$$

Le tableau V-05 résume les différentes pertes ainsi que le rendement du pont-H (détailles en annexe II).

Tableau V-05 : Rendement et pertes dans l'onduleur en pont-H.

| | |
|----------------------------|--------|
| Pertes dans les IGBTs (W) | 3,3770 |
| Pertes dans les diodes (W) | 2,2168 |
| Pertes totales (W) | 5,5938 |
| Rendement du pont-H | 99,44% |

V.4.2.2 Rendement globale du montage proposé

La structure du montage de l'onduleur proposé est constituée de deux convertisseurs, dont le premier est un convertisseur Buck piloté par une commande MLIS avec un rendement calculé de 97,8% et le deuxième convertisseur est un pont-H commandé en pleine onde avec un rendement de 99,44%.

Le rendement total de la structure est :

$$\eta = \frac{P_{sortie}}{P_{entrée}} = \frac{P_{sortie} * P_{sortie-Buck}}{P_{entrée} * P_{sortie-Buck}} = \frac{P_{sortie-Buck}}{P_{entrée}} * \frac{P_{sortie}}{P_{sortie-Buck}} = \eta_{Buck} * \eta_{Pont-H}$$

$$\eta = 97.8 * 99.44 = 97.25\% \quad (V-65)$$

V.5 Simulation de l'onduleur proposé

Le montage de la figure V-26 représente le circuit global du montage proposé utilisé pour la simulation sous l'environnement Pspice-ORCAD.

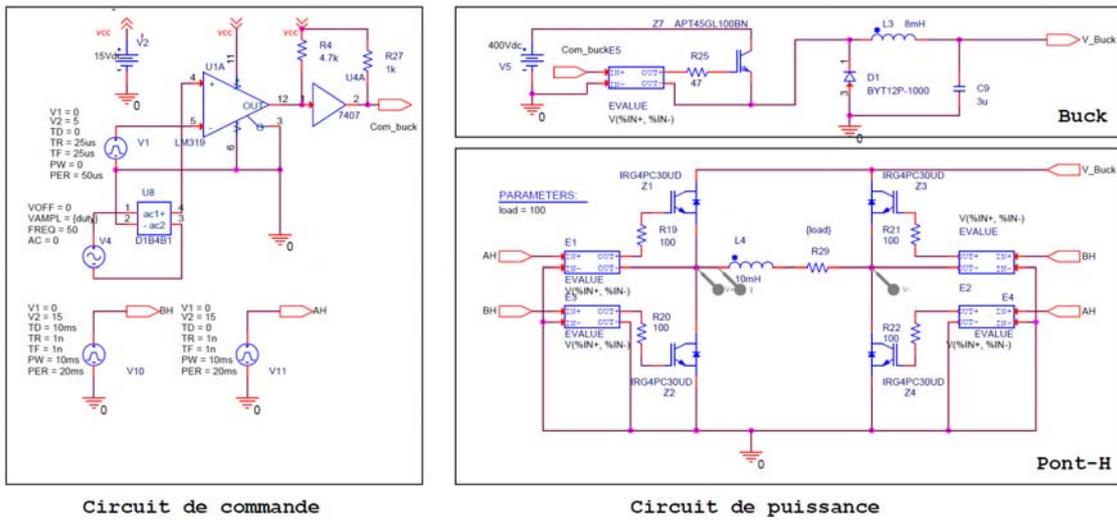


Figure V-26 : Circuit de simulation de l'onduleur proposé.

Sur la figure V-27 représente respectivement la tension à la sortie du convertisseur buck, le courant de charge, la tension de sortie ainsi que sa transformation de fourrier discrète.

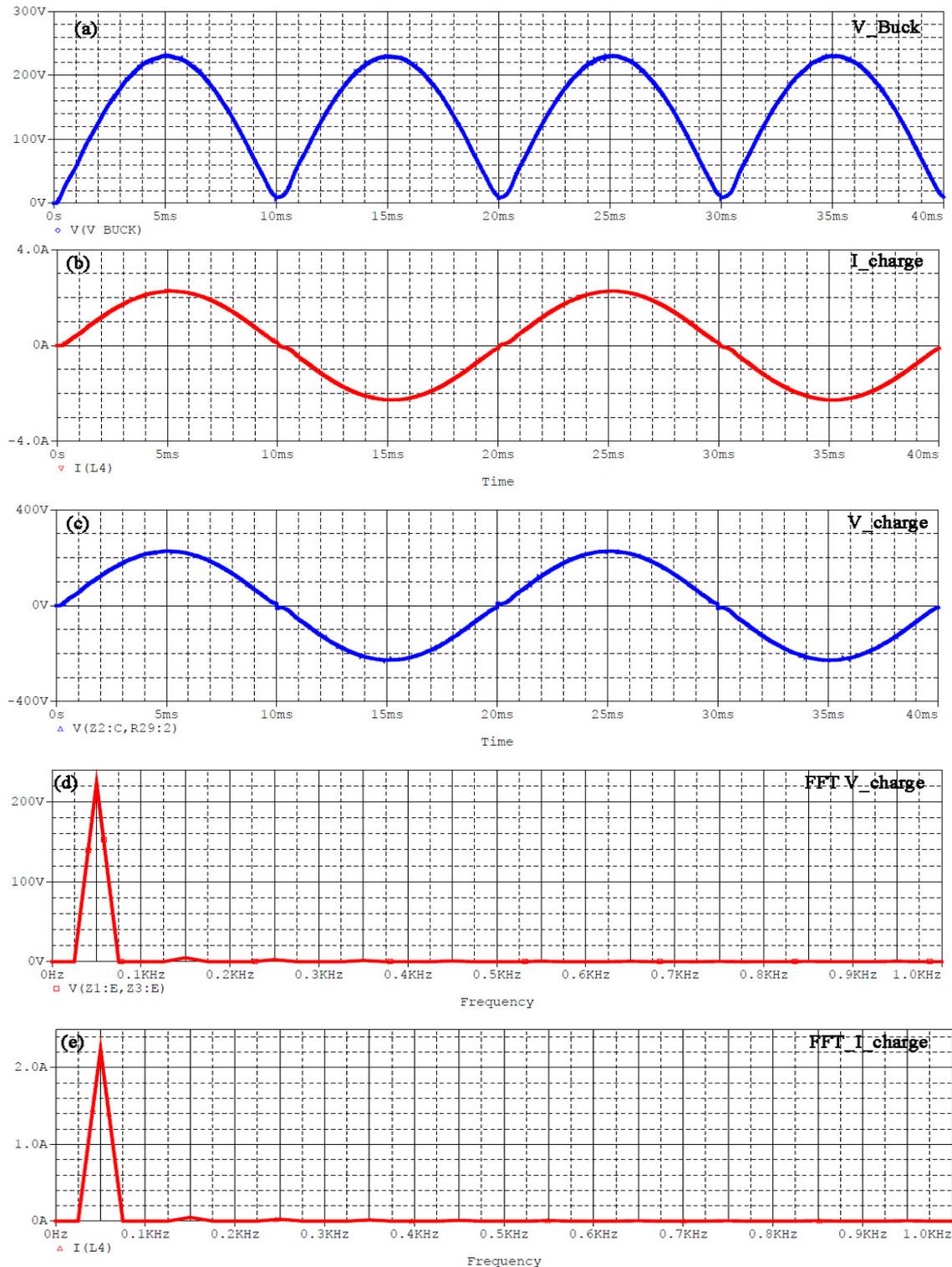


Figure V-27 : Signaux de simulation du montage proposé, a) tension de sortie du Buck, b) courant de charge, c) tension de sortie de l'onduleur, d) Transformation de fourrier discrète.

Le tableau V-06 contient les amplitudes des 8 premières harmoniques de la tension et du courant de charge lues directement de la figure V-27 (d, e).

Tableau V-06 : Amplitudes des 8 premières harmoniques du courant et tension de sortie.

| Rang n | 1 | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 | 15 |
|---------------|--------|-------|-------|-------|-------|-------|--------|--------|
| Amplitude (V) | 223.72 | 4.928 | 2.57 | 1.549 | 0.984 | 0.622 | 0.479 | 0.411 |
| Amplitude (A) | 2.236 | 0.491 | 0.254 | 0.152 | 0.009 | 0.006 | 0.0049 | 0.0042 |

Le THD de la tension de sortie de l'onduleur est :

$$THD_v = 100. \sqrt{\frac{\sum_{n \geq 2} V_n^2}{V_1^2}} = 2,64\% \quad (V-66)$$

Le THD du courant de charge

$$THD_i = 100. \sqrt{\frac{\sum_{n \geq 2} I_n^2}{I_1^2}} = 2,56\% \quad (V-67)$$

Selon la norme CEI6000-2-2, un THD < 5% est dans les normes car il n'a pas d'influence sur le réseau, autrement dit le réseau est sain et n'est pas pollué par les harmoniques.

Une simulation du montage onduleur pour différentes charges a donné les valeurs de la puissance et du rendement représentées sur le tableau V-07. Les variations du rendement en fonction de la puissance de charge sont représentées par la figure V-28.

Tableau V-07 : Evolution du rendement en fonction de la puissance de charge.

| | | | | | | | | | |
|------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|-------|
| $R_{ch}(\Omega)$ | 300 | 250 | 200 | 150 | 100 | 50 | 40 | 30 | 20 |
| $P_{ch}(W)$ | 103.20 | 123.56 | 153.73 | 204.23 | 304.42 | 593.56 | 735.69 | 967.56 | 1405 |
| $\eta(\%)$ | 96.32 | 96.33 | 96.35 | 96.30 | 96.28 | 95.86 | 95.84 | 95.57 | 95.21 |

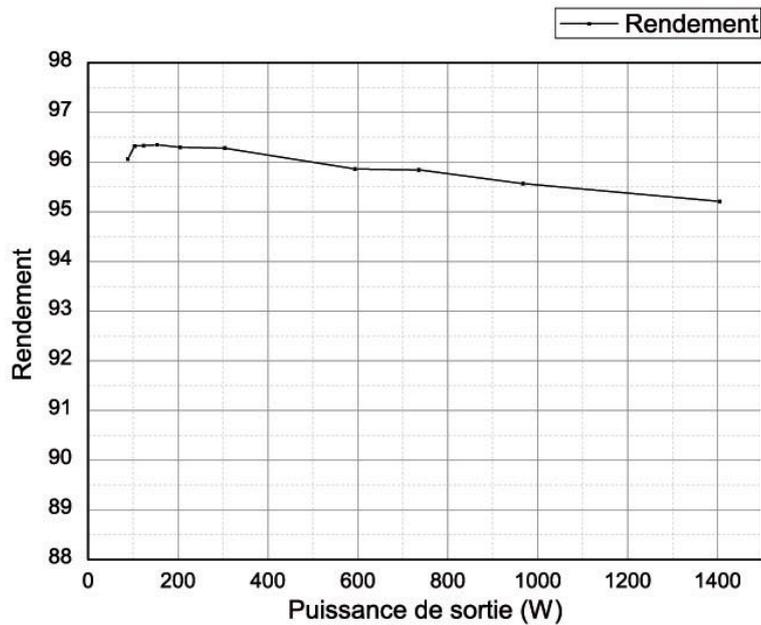


Figure V-28 : Evolution du rendement en fonction de la puissance de charge de l'onduleur proposé.

V.6 Expérimentation validation d'un prototype

Pour vérifier le fonctionnement de l'onduleur proposé et valider les résultats obtenus par simulation, un prototype de l'onduleur a été réalisé sur circuit imprimé comme le montre la figure V-29. Les détails des différentes parties sont indiqués en annexe III.

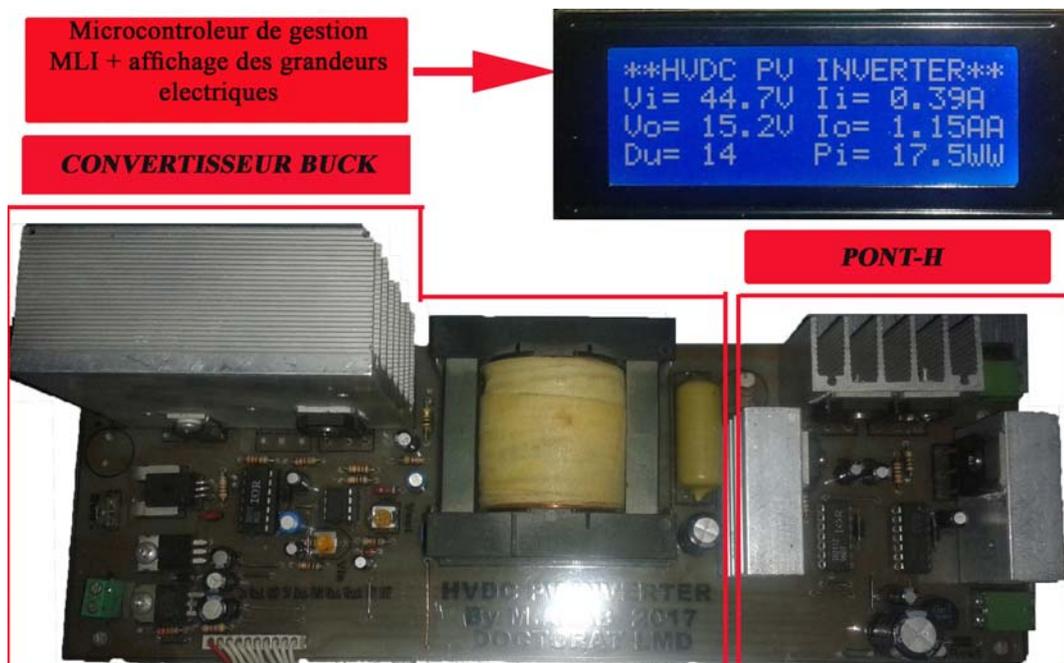


Figure V-29 : La photo du montage de l'onduleur réalisé.

La commande de l'onduleur est assurée par un microcontrôleur de chez Microship de type pic 18F4550. Nous avons développé un programme approprié qui assure la génération de la commande MLIS du Buck, la commande pleine onde du pont-H, le calcul et l'affichage les différentes grandeurs électriques telles que les tensions, courants, puissances.... Etc.

V.6.1 Essai à tension réduite

Les premiers essais ont été faite à tension réduite égale à 70Vdc. Le montage assure à la sortie une tension alternative de valeur efficace 48V.

La figure V-30 représente les formes d'ondes des signaux de commande du Buck et du pont-H, tandis que la figure V-31 représente leurs tensions de sortie.

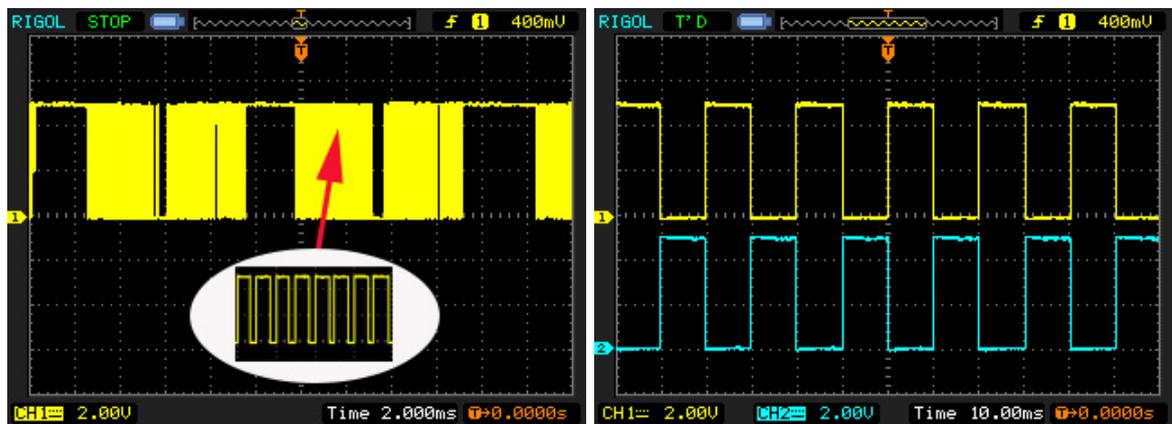


Figure V-30 : Formes d'ondes des signaux de commande de l'onduleur réalisé. A gauche signal de commande du Buck, à droite signal de commande du pont-H.

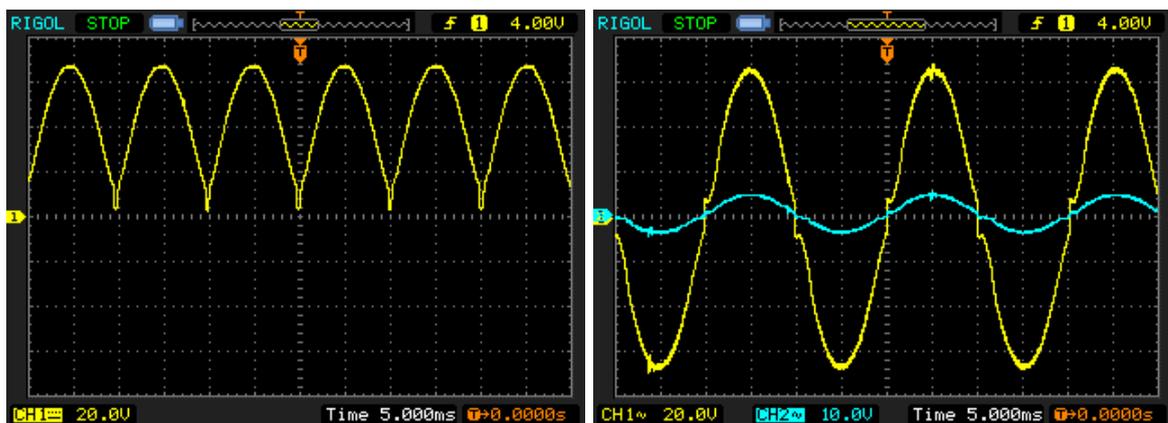


Figure V-31 : Les tensions de sortie de l'onduleur réalisé. A gauche tension de sortie du Buck, à droite tension et courant de charge.

La forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur est une sinusoïde de fréquence 50Hz presque parfaite permettant de valider le choix des composants et les résultats de simulation.

La figure V-32 représente la tension et le courant de sortie de l'onduleur avec leurs représentations en série de fourrier. Les harmoniques sont remarquablement réduites dû à la forme quasi-sinusoïdale de la tension de sortie.

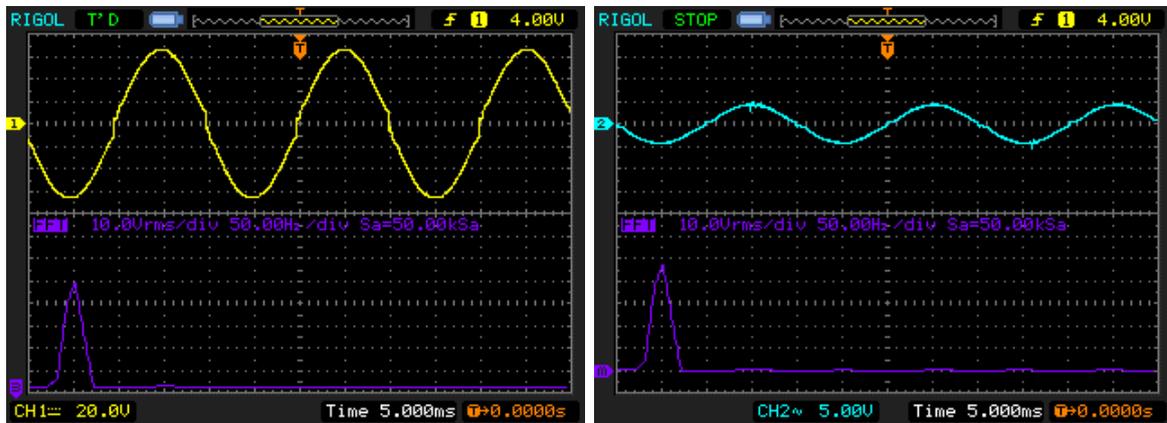


Figure V-32 : Tension et courant de sortie de l'onduleur réalisé. A gauche la tension de sortie et sa transformé de fourrier discrète, à droite le courant de charge et son transformé de Fourier discrète.

V.6.2 Expérimentation de l'onduleur réalisé sur bus PV HVDC classique de la station PV du laboratoire LGEER (300V à 400V)

La tension du bus HVDC est assurée par un champ de panneaux photovoltaïque composé par la mise en série de 9 modules PVs. Comme indiqué sur le datasheet du module PV en question et est annexé en annexe 01, La tension en circuit ouvert de chaque module PV est de $V_{oc} = 45,2V$ et sa tension au point de puissance optimal dans les conditions STC est de $V_{mpp} = 36,6V$. Pour tester le rendement du prototype de l'onduleur réalisé, nous avons monté le banc d'essai tel que l'indique la figure V-33. Les neufs modules PVs en série alimente notre onduleur qui de sa part alimente une charge variable manuellement via des interrupteurs et qui est constitué de huit lampes à incandescence, de 75 Watts chacune, en plus de deux résistances de chauffage électrique de 350W chacune.

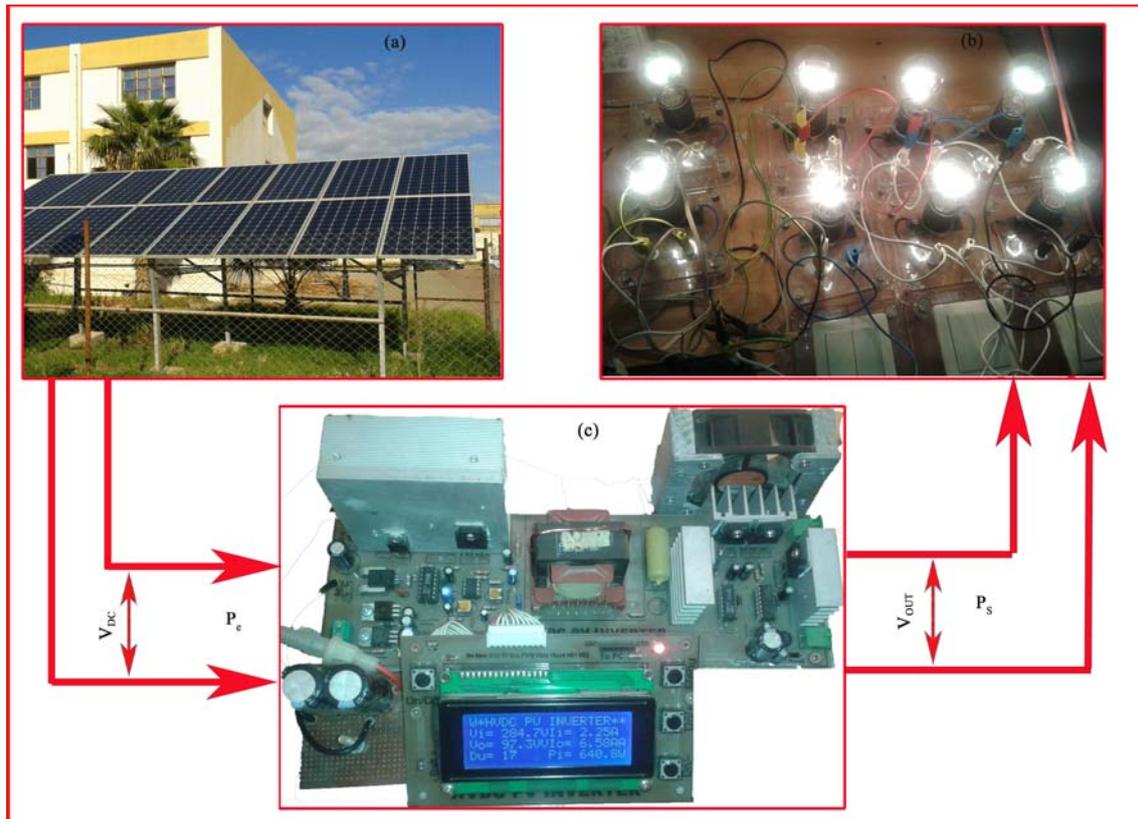


Figure V-33 : a) Champ de panneaux, b) Charge, c) Onduleur.

V.6.2.1 Essai expérimental du prototype

L'onduleur est alimenté par 8 panneaux en série et débite sur une charge alternative variable. La tension de bus $V_{bus}=360VDC$, la tension de sortie $V_s=220VAC$.

➤ Forme de la tension de sortie

Les premiers tests pour différentes charges montrent que la tension de sortie est quasiment sinusoïdale même pour une puissance nominale (ordre de 1000W) comme le montre la figure V-34.

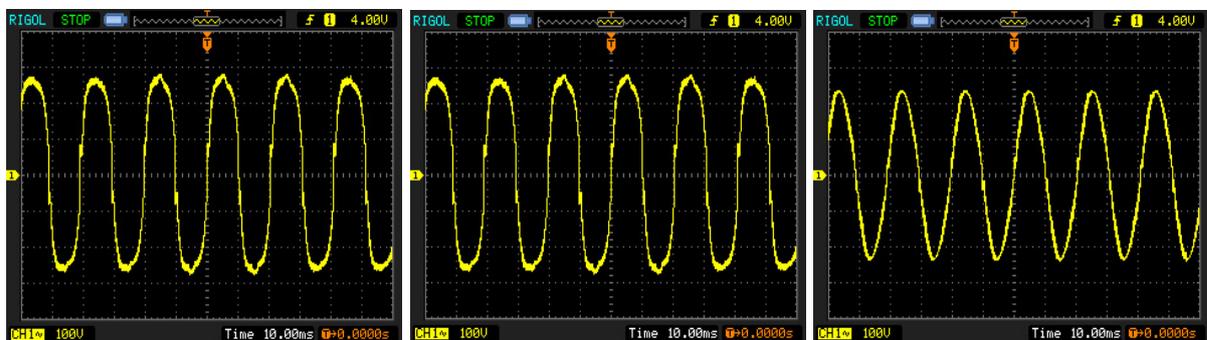


Figure V-34 : Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur pour des charges de 300W, 500W et 850W respectivement.

Le tableau V-08 résume la puissance d'entrée P_e et la puissance de sortie P_s de l'onduleur pour différentes valeurs de la charge ainsi que le rendement correspondant.

| | | | | | | | | | | | | | | |
|------------|------|------|------|------|------|-----|------|------|------|-----|------|------|------|------|
| P_e (W) | 82 | 165 | 247 | 327 | 409 | 500 | 625 | 670 | 730 | 750 | 780 | 830 | 860 | 900 |
| P_s (W) | 76 | 153 | 229 | 305 | 382 | 470 | 590 | 635 | 700 | 720 | 750 | 798 | 825 | 850 |
| η (%) | 92,6 | 92,7 | 92,7 | 93,2 | 93,4 | 94 | 94,4 | 94,7 | 95,9 | 96 | 96,1 | 96,1 | 95,9 | 94,4 |

La figure V-35 représente l'allure du rendement en fonction de la puissance de sortie de l'onduleur. Le rendement maximal de l'onduleur prototype expérimenté est de 96,1%, une valeur différente du rendement théorique (97,25%), mais du point de vue pratique, un rendement de 96% reste toujours un rendement compétitif comparativement avec celui des onduleurs de commerce. Ce rendement peut être amélioré considérablement si on utilise des composants de qualité militaire.

L'écart entre la valeur du rendement théorique et le rendement expérimental est dû principalement aux pertes qui sont négligées dans l'étude théorique telle que les pertes dans le circuit de control, pertes dans la gâchette, pertes dans le circuit imprimé et les pertes dans le condensateur d'entrée. Toutes ces pertes négligées théoriquement sont à l'origine de la dégradation du rendement expérimental.

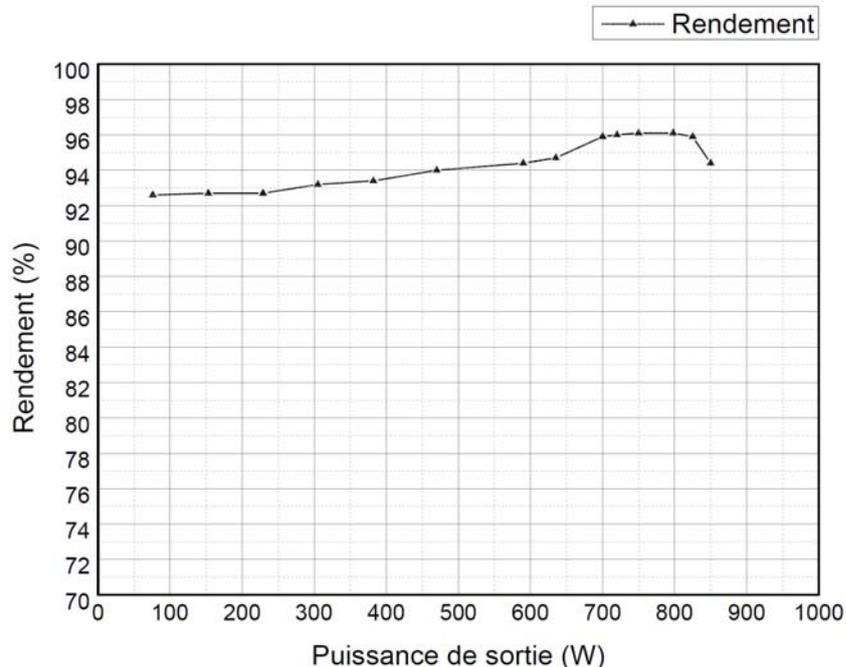


Figure V-35 : Le rendement de l'onduleur en fonction de la puissance de sortie.

La figure V-36 indique les rendements expérimental et simulé. On remarque que le rendement maximal expérimental est d'une valeur de 96,1% contre une valeur du montage onduleur

simulée de 96,3%. Le rendement maximal théorique simulé représente un taux de 20% de la puissance nominale (1kW) contre 80% de la puissance nominale pour celui issu de l'expérimentation.

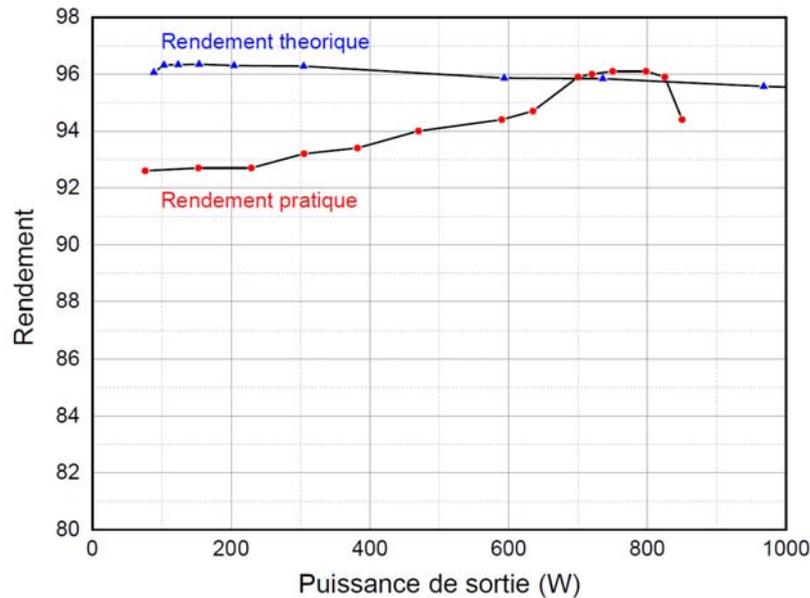


Figure V-36 : Rendement expérimental et théorique (simulé) de l'onduleur en fonction de la puissance de sortie.

V.7 Conclusion

Une topologie nouvelle a été proposée, testée et réalisée courant ce chapitre. Nous avons élaboré et réalisé deux commandes distinctes pour le convertisseur buck et trois types de commande pour l'onduleur en pont-H. Nous avons ainsi étudié toutes les combinaisons possibles entre la commande du buck et celle du pont-H et nous avons conclu que la plus rentable est celle d'une commande SPWM sur le buck et une simple PWM sur le pont-H.

Une étude poussée sur le buck et sa commande a été élaborée pour les deux types de commandes adoptées et un calcul détaillé des pertes relatif à chaque type de commande a été réalisé. La même procédure théorique et expérimentale a été adoptée pour l'onduleur pont-H.

Les calculs théoriques que nous avons développés ont fait ressortir un rendement énergétique global de 97,25 % dont le convertisseur buck contribue avec 97,80% et l'étage onduleur en pont-H seul élabore un rendement de 99,44. Il est à noter que ces rendements ont été obtenus par l'utilisation de deux commandes spéciales : la technique SPWM dans le buck et la PWM la plus simple pour le pont-H onduleur. Nous avons aussi développé le montage expérimental dont nous avons validé nos calculs théoriques et nos simulations.

V.8 Références

- [1] MARIAN K. KAZIMIERCZUK, Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters, Wright State University Dayton, Ohio, USA.
- [2] TEXAS INSTRUMENT. Calculating Efficiency. Application Report. SLVA390– February 2010.
- [3] WILLIAM SHEPHERD, LI ZHANG. POWERC ONVERTER CIRCUITS. 2004 by Marcel Dekker.
- [4] HUANG Bin, Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible, Institut National Polytechnique de Lorraine
- [5] MICHEL PINARD, Convertisseurs et électronique de puissance, TECHNIQUE ET INGÉNIERIE Série EEA, DUNOD, ISBN 978-2-10-049674-7.
- [6] Manuel Ayuso de Francisco. Research on the Buck Converter's Efficiency. Blekinge Institute of Technology.
- [7] D. Ouwerkerk, T. Han, J. Preston, Efficiency Improvement Using a Hybrid Power Module in 6.6 kW Non-Isolated On-Vehicle Charger, 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Oct. 9-12, 2012, Seoul, Korea.
- [8] J.-L. Dalmaso, Electronique de puissance : commutation, DIA Technique Supérieur, BELIN, 1986.
- [9] Piotr FALKOWSKI¹, Marek KORZENIEWSKI¹, Adam RUSZCZYK², Krzysztof KÓSKA². Analysis and design of high efficiency DC/DC buck converter. PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, R. 92 NR 5/2016. Doi: 10.15199/48.
- [10] Dr. Ulrich Nicolai. Application note 1403. Determining switching losses of SEMIKRON IGBT modules. SEMIKRON 19.08.2014.
- [11] P. Petit, « Optimisation du transfert d'énergie dans les capteurs photovoltaïques », PhD thesis, Université Paul Verlaine Metz, 2011.
- [12] Davis Wen. Analysis of Buck Converter Efficiency. Application Note AN005– March 2014. Richtek Technology Corporation.
- [13] JING GUO, M.Sc., B.Sc. Modeling and design of inverter using novel power loss calculation and DC-link current/voltage ripple estimation methods and Bus bar analysis. McMaster University. Hamilton, Ontario, Canada.

Conclusion Générale

Les travaux de recherches abordés courant cette thèse ont concerné la problématique de l'exploitation du transport de l'énergie électrique en courant continu issu d'une chaîne solaire photovoltaïque. Plus précisément, il s'agit d'alimenter un bus HVDC avec comme objectif de sa tension variant de 300 à 1000 volts. L'apport scientifique de notre recherche a débuté à partir de l'énergie disponible au niveau du bus, par le développement de commandes avancées et de structures d'onduleurs monophasé permettant d'améliorer le rendement énergétique comparativement à l'existant dans le domaine du photovoltaïque. L'intermittence de la source d'énergie PV, la présence de défauts d'ombrage sur les générateurs PV, les conditions environnementales et les technologies des cellules PVs font de cette source, d'emblée non linéaire, une source à plusieurs points de fonctionnement dépendants tous de l'impédance de la charge. Dans la filière R&D, plusieurs travaux scientifiques ont abouti à l'élaboration d'algorithmes, MPPT, de tracking du point de puissance maximale unique disponible au niveau des GPVs assurant ainsi la commande des étages convertisseurs d'adaptation d'impédance. La majorité des onduleurs PVs sur le marché sont dotés de leurs propres MPPT qui permettent de convertir le maximum de puissance mais dans notre connaissance, la solution onduleur monophasé qui va avec le transport PV HVDC n'existe guère à ce jour. Nous nous sommes donc penchés sur l'élaboration de nouvelles commandes d'onduleurs monophasés connectés à un bus PV HVDC en vue d'améliorer le rendement de conversion en plus le développement de nouvelle structure d'onduleur monophasé à haut rendement de conversion destiné ensuite à assurer une connexion réseau d'électricité.

Avant d'entamer la problématique de conversion haut rendement de la puissance d'un GPV alimentant un bus HVDC (300÷1000 volts), nous avons jugé utile de présenter les différentes technologies du secteur photovoltaïque afin de connaître tous les types de cellules PV, leur rendement actuel que soit industriel ou ceux atteints aux niveaux laboratoires de recherche et en particulier une attention particulière a été réservée à la filière PV au silicium. Nous avons ainsi cité la part du marché des ENRs et leurs développements en critère de rendement au fil des années à travers le monde et au niveau de l'Algérie. La technologie couche minces multi-jonctions a déjà franchi la barre de 40% comme rendement laboratoire ! et ce qui est remarquable aussi c'est les avancées dans le secteur des cellules organiques et les nano-cellules solaires qui ne cessent de se développer en R&D.

Tout ce qui illustre les phénomènes physiques accompagnant la conversion PV à échelle cellule et module PV a été amplement présentée lors de notre étude. L'étude des principales caractéristiques d'un système PV en partant d'une cellule PV élémentaire jusqu'à la conception

d'un générateur PV complet a été faite via la modélisation et la simulation. Comme on peut assurer un bus HVDC par association de plusieurs modules PVs, un modèle original de simulation d'une centrale PV a été élaboré sans pour autant avoir une caractéristique courant-tension déformée. Le modèle ainsi établi prend en charge l'influence de la variation de l'irradiation solaire, de la variation de température et de l'influence des défauts d'ombrages donnant lieu à l'apparition de maxima locaux. Toutes les structures des réseaux PVs existantes ont été aussi présentées y compris la solution modulaire bus HVDC élaborée par le Laboratoire MOPS de l'université de Lorraine en France.

Les convertisseurs, DC-DC et DC-AC, servant comme étage d'adaptation de puissance entre une charge quelconque et la centrale photovoltaïque de production ont fait partie de ce travail de recherche. Plus particulièrement le convertisseur statique dévolteur a été détaillé pour assurer une tension convenable destinée comme entrée de l'onduleur issu le bus PV HVDC.

Nous avons simulé et expérimenté toutes les stratégies de commande classique des onduleurs et nous l'avons aussi comparé par le taux de distorsion harmonique, THD, de l'onde de la tension de sortie de l'onduleur monophasé expérimenté. Nous avons constaté que le THD a été de 48%, 29% pour la commande pleine onde et la commande décalée respectivement. Ce THD qui dépasse de loin le minimum normatif qui est de 5%, a nécessité de revoir ces commandes surtout lorsqu'il s'agit d'une charge qui exige une tension sinusoïdale pure. Nous avons ensuite, avec une façon originale, implémenté et expérimenté une commande MLI sinusoïdale avec laquelle nous avons pu amener le THD au environ de 2,5% avec une tension la plus proche de la sinusoïde. Pour performer le rendement de la commande de notre onduleur, nous avons ensuite développé une nouvelle loi de commande que nous avons qualifiée par la commande MLI sinusoïdale adaptative et qui avait pour idée la poursuite directe de l'onde tension de sortie d'une référence sinusoïdale. Cette dernière a aussi nettement contribué à l'amélioration et du signal de sortie et de son THD qui était évalué à 0,235% ce qui traduit la pureté de la sinusoïde de tension que génère cette commande SPWM adaptative.

Une fois la qualité de l'onde tension est obtenue par la nouvelle commande développée, la réalisation d'un onduleur monophasé dédié à être connecté à un bus photovoltaïque HVDC s'avère intéressante. Nous avons songé à élaborer, simuler et expérimenter une nouvelle structure d'onduleur monophasé 01 kilowatt qui admettra une tension d'entrée variable de 300 à 1000 volts à partir de la tension d'un bus PV HVDC à structure distribuée. La conception de l'onduleur constitué par l'intégration dans le même circuit électrique d'un étage d'adaptation de la tension du bus DC à celle de l'entrée de l'onduleur et de l'onduleur monophasé lui-même

en pont-H a été réalisée. Un calcul des pertes bien taillé a été fait et le dimensionnement des composants a fait l'objet de minimiser le plutôt que possible les pertes pour booster le rendement de conversion à une limite acceptable comparativement avec les onduleurs du marché du PV. Dans la topologie proposée de notre onduleur, plusieurs combinaisons de commande ont été testées afin de ressortir le montage le plus rentable coté conversion énergétique. La commande retenue était l'utilisation d'une commande SPWM dans le convertisseur buck et une simple pleine onde pour l'étage d'ondulation. La configuration choisit de l'onduleur, de ces composant et l'utilisation de la commande la plus rentable a permet d'avoir un rendement théorique de plus de 97% et qui a bien été validé expérimentalement via la station PV du laboratoire LGEER du département d'électrotechnique de l'université de Chlef.

Les résultats obtenus au cours de cette thèse nous semblent être très encourageants et sont une motivation pour continuer à poursuivre des travaux de recherches sur les techniques de commande des onduleurs photovoltaïques et de prévoir de nouvelle structure d'onduleur. Nous présentons maintenant quelques perspectives qui nous semble, pourront faire suite à ce travail de recherche.

En effet, ce travail qui s'inscrivait dans l'amélioration du rendement énergétique des convertisseurs d'énergie alimentés par des bus HVDC via des générateurs photovoltaïques n'est qu'une étape dans les recherches menées conjointement entre les laboratoires LGEER et le LMOPS et doit contribuer à la connexion réseau de nos onduleurs, le traitement des problèmes de synchronisation avec le réseau, la gestion smart du flux énergétique et l'adaptation de nos solutions onduleur pour différentes formes d'ENR. Aussi, nous pourrons envisager d'étudier la problématique de fluctuation de la tension du bus HVDC, les défauts d'ombrage sur les module PV, les défauts sur les algorithmes MPPTs des convertisseurs DC alimentant le bus HVDC, une chute importante de la puissance du bus et l'influence de tous ces problème sur le comportement de l'onduleur en fonctionnement. L'étude de la fiabilité du système en sa globalité s'avère l'une des pistes de nos recherches en perspective.

Annexes

Annexe I

I.1. Calcul de la valeur de l'inductance L et la capacité C du Buck

Selon les équations V-22 et V-23 et les valeurs autorisées des ondulations du courant (30%) et les ondulations de la tension de sortie (1%) avec un courant de sortie maximal de 5A on aura :

$$L \geq \frac{V_e}{4f\Delta I} = \frac{1000}{4.20.10^3.0.3.5} = \frac{1}{120} = 8,33.10^{-3}H = 8,33 \text{ mH}$$

Soit $L = 8 \text{ mH}$.

$$C \geq \frac{V_e}{32.L.f^2.\Delta V_{s_{aut}}} = \frac{1000}{32.8.10^{-3}.4.10^8.10^{-2}.311} = 3,14.10^{-6}F = 3,14 \text{ uF}$$

Soit la valeur normalisée

$$C = 4,7 \text{ uF}.$$

I.2. Caractéristiques des IGBTs et les diodes

En traçant la tangente du graphe $I_c = f(V_{CE})$ pour une température de 125°C de La figure 4 du datasheet ci-dessous on obtient la tension de saturation V_{CE_sat} et la résistance r_{CE} de l'IGBT comme représenté sur la figure Ia. Et de même pour les caractéristiques de la diode V_F et r_F comme représenté sur la figure Ib.

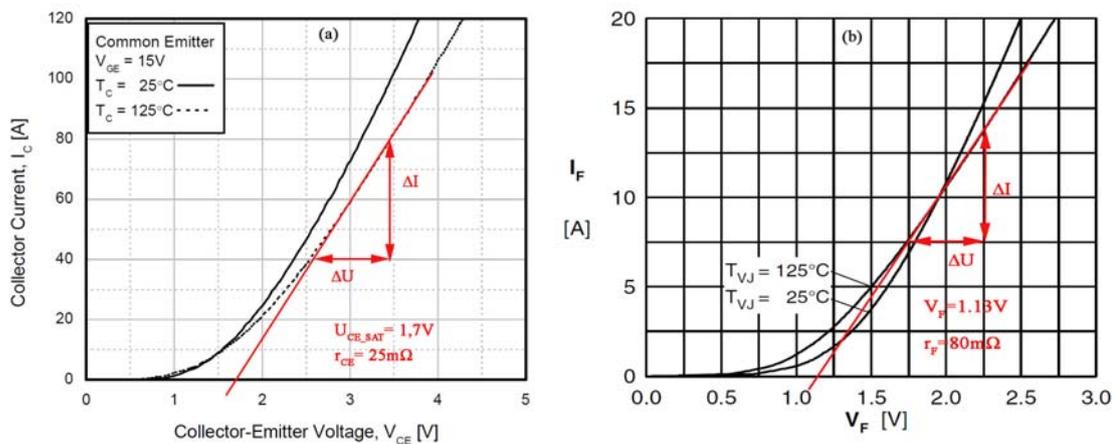


Figure I : Caractéristiques de l'IGBT et la diode extraites du Datasheet et méthode de calcul.

IGBT: $V_{CE_sat} = 1,7 \text{ V}$, $r_{CE} = 0,025 \Omega$

Diode : $V_F = 1,13 \text{ V}$, $r_F = 0,08 \Omega$

I.2.1 Datasheet de l'IGBT



FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

August 2005

FGA25N120ANTD

1200V NPT Trench IGBT

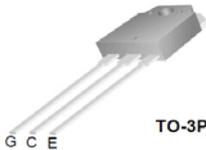
Features

- NPT Trench Technology, Positive temperature coefficient
- Low saturation voltage: $V_{CE(sat), typ} = 2.0V$
@ $I_C = 25A$ and $T_C = 25^\circ C$
- Low switching loss: $E_{off, typ} = 0.96mJ$
@ $I_C = 25A$ and $T_C = 25^\circ C$
- Extremely enhanced avalanche capability

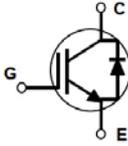
Description

Using Fairchild's proprietary trench design and advanced NPT technology, the 1200V NPT IGBT offers superior conduction and switching performances, high avalanche ruggedness and easy parallel operation.

This device is well suited for the resonant or soft switching application such as induction heating, microwave oven, etc.



TO-3P



Absolute Maximum Ratings

| Symbol | Description | FGA25N120ANTD | Units |
|-----------|---|-----------------------|------------|
| V_{CES} | Collector-Emitter Voltage | 1200 | V |
| V_{GES} | Gate-Emitter Voltage | ± 20 | V |
| I_C | Collector Current | @ $T_C = 25^\circ C$ | 50 |
| | Collector Current | @ $T_C = 100^\circ C$ | 25 |
| I_{CM} | Pulsed Collector Current (Note 1) | 75 | A |
| I_F | Diode Continuous Forward Current | @ $T_C = 100^\circ C$ | 25 |
| I_{FM} | Diode Maximum Forward Current | 150 | A |
| P_D | Maximum Power Dissipation | @ $T_C = 25^\circ C$ | 312 |
| | Maximum Power Dissipation | @ $T_C = 100^\circ C$ | 125 |
| T_J | Operating Junction Temperature | -55 to +150 | $^\circ C$ |
| T_{stg} | Storage Temperature Range | -55 to +150 | $^\circ C$ |
| T_L | Maximum Lead Temp. for soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds | 300 | $^\circ C$ |

Thermal Characteristics

| Symbol | Parameter | Typ. | Max. | Units |
|-----------------|--|------|------|--------------|
| $R_{\theta JC}$ | Thermal Resistance, Junction-to-Case for IGBT | -- | 0.4 | $^\circ C/W$ |
| $R_{\theta JC}$ | Thermal Resistance, Junction-to-Case for Diode | -- | 2.0 | $^\circ C/W$ |
| $R_{\theta JA}$ | Thermal Resistance, Junction-to-Ambient | -- | 40 | $^\circ C/W$ |

Package Marking and Ordering Information

| Device Marking | Device | Package | Reel Size | Tape Width | Quantity |
|----------------|---------------|---------|-----------|------------|----------|
| FGA25N120ANTD | FGA25N120ANTD | TO-3P | -- | -- | 30 |

Electrical Characteristics of the IGBT T_C = 25°C unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Test Conditions | Min. | Typ. | Max. | Units |
|----------------------------------|---|--|------|------|-------|-------|
| Off Characteristics | | | | | | |
| I _{CES} | Collector Cut-Off Current | V _{CE} = V _{CES} , V _{GE} = 0V | -- | -- | 3 | mA |
| I _{GES} | G-E Leakage Current | V _{GE} = V _{GES} , V _{CE} = 0V | -- | -- | ± 250 | nA |
| On Characteristics | | | | | | |
| V _{GE(th)} | G-E Threshold Voltage | I _C = 25mA, V _{CE} = V _{GE} | 3.5 | 5.5 | 7.5 | V |
| V _{CE(sat)} | Collector to Emitter Saturation Voltage | I _C = 25A, V _{GE} = 15V | -- | 2.0 | 2.5 | V |
| | | I _C = 25A, V _{GE} = 15V, T _C = 125°C | -- | 2.15 | -- | V |
| | | I _C = 50A, V _{GE} = 15V | -- | 2.65 | -- | V |
| Dynamic Characteristics | | | | | | |
| C _{ies} | Input Capacitance | V _{CE} = 30V, V _{GE} = 0V, f = 1MHz | -- | 3700 | -- | pF |
| C _{oes} | Output Capacitance | | -- | 130 | -- | pF |
| C _{res} | Reverse Transfer Capacitance | | -- | 80 | -- | pF |
| Switching Characteristics | | | | | | |
| t _{d(on)} | Turn-On Delay Time | V _{CC} = 600 V, I _C = 25A, R _G = 10Ω, V _{GE} = 15V, Inductive Load, T _C = 25°C | -- | 50 | -- | ns |
| t _r | Rise Time | | -- | 60 | 90 | ns |
| t _{d(off)} | Turn-Off Delay Time | | -- | 190 | -- | ns |
| t _f | Fall Time | | -- | 100 | 180 | ns |
| E _{on} | Turn-On Switching Loss | | -- | 4.1 | 6.2 | mJ |
| E _{off} | Turn-Off Switching Loss | | -- | 0.96 | 1.5 | mJ |
| E _{ts} | Total Switching Loss | | -- | 5.06 | 7.7 | mJ |
| t _{d(on)} | Turn-On Delay Time | V _{CC} = 600 V, I _C = 25A, R _G = 10Ω, V _{GE} = 15V, Inductive Load, T _C = 125°C | -- | 50 | -- | ns |
| t _r | Rise Time | | -- | 60 | -- | ns |
| t _{d(off)} | Turn-Off Delay Time | | -- | 200 | -- | ns |
| t _f | Fall Time | | -- | 154 | -- | ns |
| E _{on} | Turn-On Switching Loss | | -- | 4.3 | 6.9 | mJ |
| E _{off} | Turn-Off Switching Loss | | -- | 1.5 | 2.4 | mJ |
| E _{ts} | Total Switching Loss | | -- | 5.8 | 9.3 | mJ |
| Q _g | Total Gate Charge | V _{CE} = 600 V, I _C = 25A, V _{GE} = 15V | -- | 200 | 300 | nC |
| Q _{ge} | Gate-Emitter Charge | | -- | 15 | 23 | nC |
| Q _{gc} | Gate-Collector Charge | | -- | 100 | 150 | nC |

Notes:

(1) Repetitive rating: Pulse width limited by max. junction temperature

Typical Performance Characteristics (Continued)

Figure 7. Capacitance Characteristics

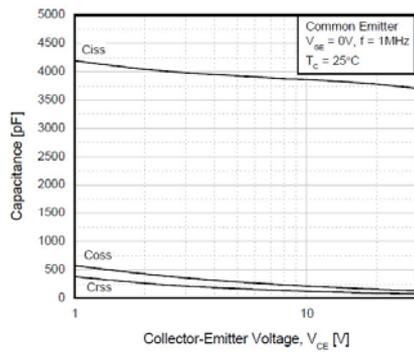


Figure 8. Turn-On Characteristics vs. Gate Resistance

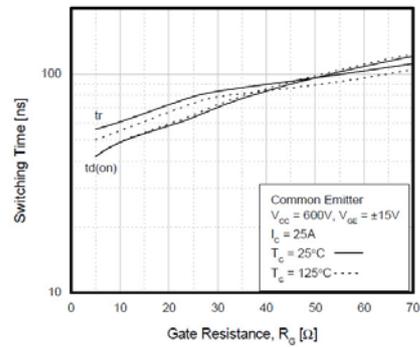


Figure 9. Turn-Off Characteristics vs. Gate Resistance

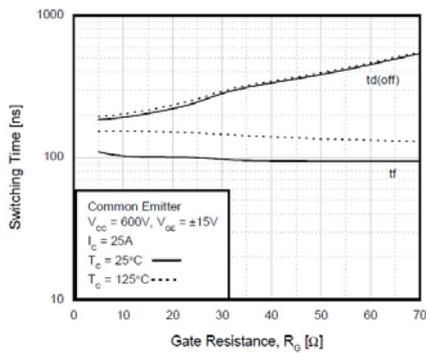


Figure 10. Switching Loss vs. Gate Resistance

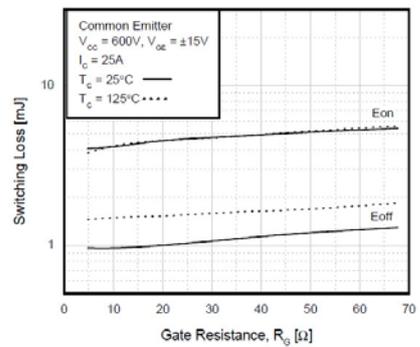


Figure 11. Turn-On Characteristics vs. Collector Current

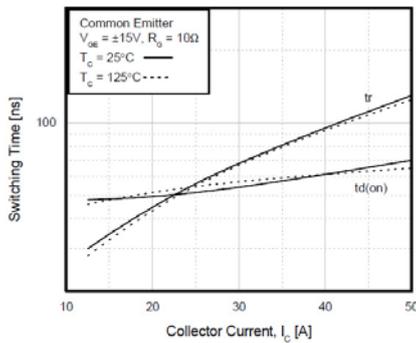
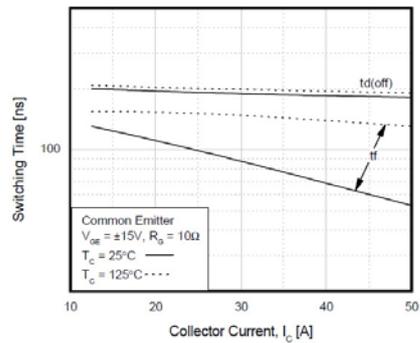


Figure 12. Turn-Off Characteristics vs. Collector Current



I.2.2 Datasheet de la diode



DHG 10 I 1200 PA

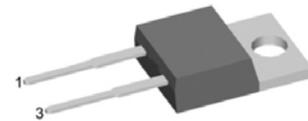
preliminary

Sonic Fast Recovery Diode

High Performance Fast Recovery Diode
Low Loss and Soft Recovery
Single Diode

Part number

DHG 10 I 1200 PA



Backside: cathode

Features / Advantages:

- Planar passivated chips
- Very low leakage current
- Very short recovery time
- Improved thermal behaviour
- Very low I_{rm}-values
- Very soft recovery behaviour
- Avalanche voltage rated for reliable operation
- Soft reverse recovery for low EMI/RFI
- Low I_{rm} reduces:
 - Power dissipation within the diode
 - Turn-on loss in the commutating switch

Applications:

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Antisaturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Uninterruptible power supplies (UPS)

Package:

- Housing: TO-220
- Industry standard outline
- Epoxy meets UL 94V-0
- RoHS compliant

Ratings

| Symbol | Definition | Conditions | Ratings | | | Unit |
|-------------------|-------------------------------------|---|---------|------|------|------|
| | | | min. | typ. | max. | |
| V _{RRM} | max. repetitive reverse voltage | | | | 1200 | V |
| I _R | reverse current | V _R = 1200 V | | | 15 | μA |
| | | V _R = 1200 V | | | 0.2 | mA |
| V _F | forward voltage | I _F = 10 A | | | 2.22 | V |
| | | I _F = 20 A | | | 2.93 | V |
| | | I _F = 10 A | | | 2.23 | V |
| | | I _F = 20 A | | | 3.14 | V |
| I _{FAV} | average forward current | rectangular d = 0.5 | | | 10 | A |
| V _{F0} | threshold voltage | } for power loss calculation only | | | 1.25 | V |
| r _F | slope resistance | | | | 90 | mΩ |
| R _{thJC} | thermal resistance junction to case | | | | 1.50 | K/W |
| T _{VJ} | virtual junction temperature | | -55 | | 150 | °C |
| P _{tot} | total power dissipation | | | | 85 | W |
| I _{FSM} | max. forward surge current | t = 10 ms (50 Hz), sine | | | 60 | A |
| I _{RM} | max. reverse recovery current | | | | 9 | A |
| | | I _F = 10 A; V _R = 600 V | | | 10.5 | A |
| | | -di _F /dt = 250 A/μs | | | | |
| t _{rr} | reverse recovery time | | | | 200 | ns |
| | | | | | 350 | ns |
| C _J | junction capacitance | V _R = 600 V; f = 1 MHz | | | 4 | pF |



DHG 10 | 1200 PA

preliminary

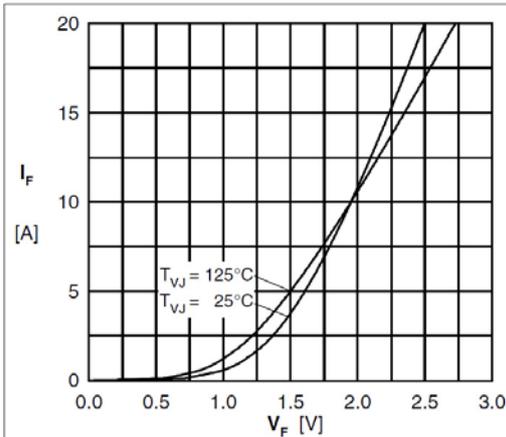


Fig. 1 Typ. forward characteristics

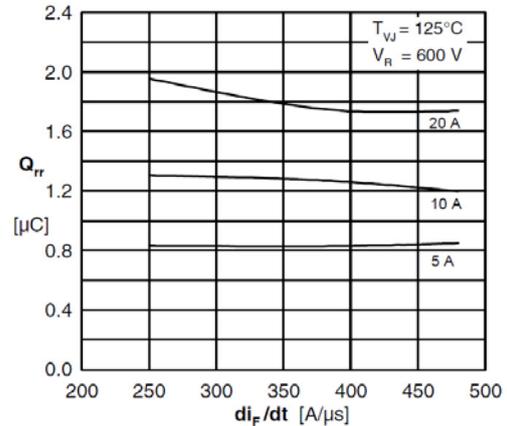


Fig. 2 Typical reverse recovery charge Q_{rr} versus di_F/dt (125°C)

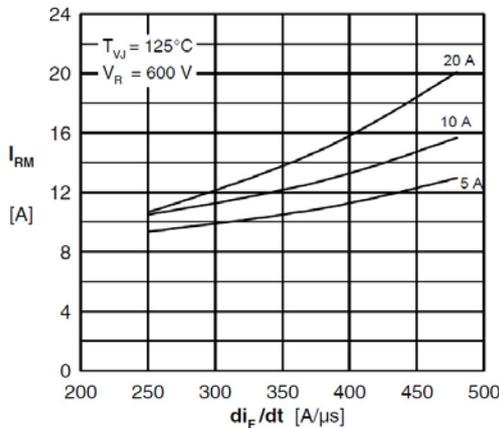


Fig. 3 Typical peak reverse current I_{RM} versus di_F/dt (125°C)

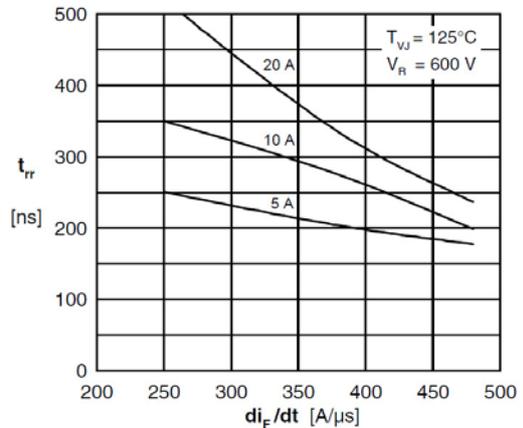


Fig. 4 Typ. recovery time t_{rr} vs. di/dt (125°C)

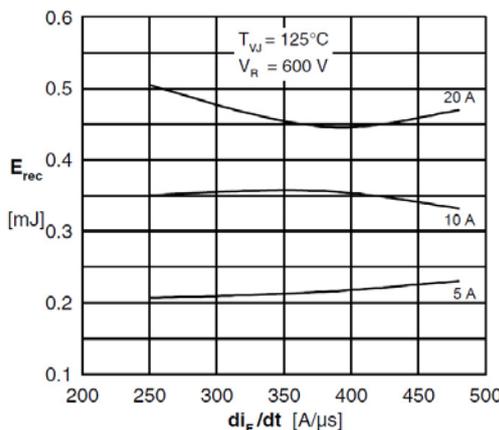


Fig. 5 Typ. recovery energy E_{rec} vs. di_F/dt (125°C)

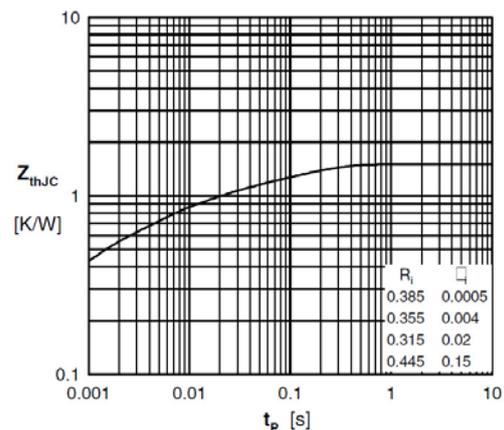


Fig. 6 Typ. transient thermal impedance

I.2.3 Calcul de la résistance de la bobine

La bobine est constituée d'un circuit magnétique de type ETD core B66395G0000X187, N87 dont les caractéristiques sont données dans le datasheet ci-dessous.

I.3.1 Calcul du nombre de spire de la bobine

Le calcul du nombre du nombre spire est obtenu en utilisant la formule :

$$A_L = \frac{L}{N^2}$$

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{8.10^6}{4450}} = 42,4 \text{ spires.}$$

Soit $N = 43 \text{ spires.}$

I.3.2 Calcul de la longueur du fil

$L_{fil} = N \cdot \pi \cdot d_{moy}$ Avec d_{moy} le diamètre moyen du corps de la bobine.

$$L_{fil} = 43 \cdot 3,14 \cdot \frac{40,1+19,3}{2} = 4 \text{ m.}$$

I.3.3 Calcul de la section du fil

Notons que si le courant traversant les enroulements constituant des inductances ou des transformateurs « haute » fréquence est alternatif, le courant a tendance à circuler à la périphérie du conducteur, dans une zone caractérisée par son épaisseur, appelée épaisseur de peau. Une valeur couramment admise pour l'épaisseur de peau est donnée par :

$$e_p = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 f}}$$

Pour un fil de cuivre $e_p = 70 / \sqrt{f}$ [mm], si l'on souhaite utiliser de façon correcte le conducteur, il ne faut pas que son rayon excède l'épaisseur de peau. On peut alors calculer pour différentes fréquences l'intensité maximale admissible dans un fil, en effet la section du fil étant donné par :

$$S_{fil} = \pi e_p^2 = \frac{I_{eff}}{j} \quad \text{Avec } j \text{ densité du courant (généralement fixée autour de } 5 \text{ A/mm}^2\text{).}$$

Le tableau suivant donne l'épaisseur de peau et les courants efficaces en fonction de la fréquence.

| Fréquence en [kHz] | e_p en [mm] | $I_{eff}(max)$ en [A] |
|--------------------|---------------|-----------------------|
| 5 | 1 | 15 |
| 10 | 0.7 | 7.5 |
| 20 | 0.5 | 4 |
| 50 | 0.3 | 1.5 |
| 100 | 0.22 | 0.8 |

Le courant efficace du convertisseur est supérieur à 3A (3,21A valeur calculée) et la fréquence est égale à 20KHz ce qui nous donne une épaisseur de peau égal à 0,5mm. Soit un fil en cuivre de 1mm de diamètre.

Donc la section du fil de cuivre est :

$$S_{fil} = \frac{\pi d_{fil}^2}{4} = \frac{\pi}{4} 10^{-6} m^2$$

La résistance du fil du cuivre est calculée en utilisant la formule :

$$r = \rho \frac{l}{S} \quad \text{Avec } \rho = 17.10^{-9} \Omega m \text{ la résistivité du cuivre.}$$

$$r = 0,087 \Omega$$

I.3.4 Datasheet du circuit magnétique de la bobine

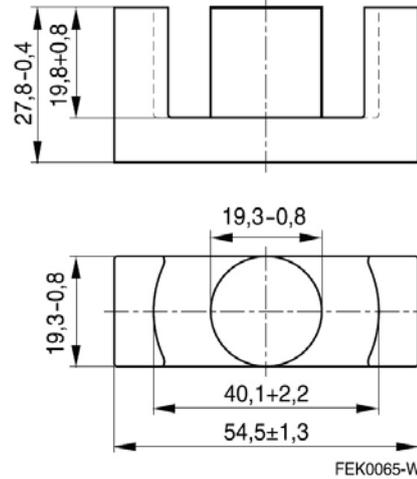
| | |
|---------------------|---------------|
| ETD 54/28/19 | |
| Core | B66395 |

- To IEC 61185
- For SMPS transformers with optimum weight/performance ratio at small volume
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A = 0.45 \text{ mm}^{-1}$
 $l_e = 127 \text{ mm}$
 $A_e = 280 \text{ mm}^2$
 $A_{min} = 280 \text{ mm}^2$
 $V_e = 35600 \text{ mm}^3$

Approx. weight 180 g/set



Ungapped

| Material | A_L value nH | μ_e | B_S^* mT | P_V W/set | Ordering code |
|----------|-------------------|---------|---------------|----------------------------------|-----------------|
| N27 | 4200 +30/-20% | 1510 | 320 | < 6.66 (200 mT, 25 kHz, 100 °C) | B66395G0000X127 |
| N87 | 4450 +30/-20% | 1600 | 320 | < 3.20 (100 mT, 100 kHz, 100 °C) | B66395G0000X187 |
| N97 | 4600 +30/-20% | 1650 | 320 | < 2.60 (100 mT, 100 kHz, 100 °C) | B66395G0000X197 |

* $H = 250 \text{ A/m}$; $f = 10 \text{ kHz}$; $T = 100 \text{ °C}$

Gapped

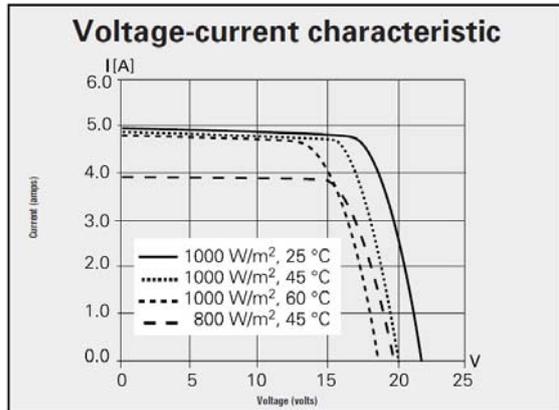
| Material | g mm | A_L value approx. nH | μ_e | Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87) |
|----------|------------|------------------------------|---------|--|
| N27, | 0.20 ±0.02 | 1377 | 496 | B66395G0200X1** |
| N87 | 1.00 ±0.05 | 393 | 141 | B66395G1000X1** |
| | 1.50 ±0.05 | 287 | 103 | B66395G1500X1** |
| | 2.00 ±0.05 | 229 | 82 | B66395G2000X1** |

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0$) and one gapped core (dimension $g > 0$).

I.4 Caractéristiques du module PV SP75

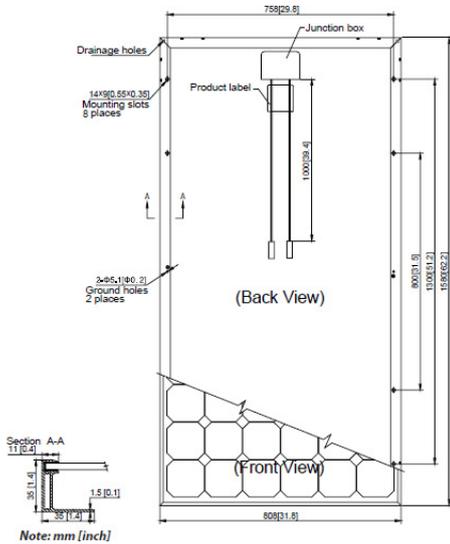
| Solar module SP75 | |
|--|--------------------------------|
| Electrical parameters | |
| Maximum power rating P_{max} [Wp] ¹⁾ | 12 V/6 V 75 |
| Rated current I_{MPP} [A] | 4.4/8.8 |
| Rated voltage V_{MPP} [V] | 17.0/8.5 |
| Short circuit current I_{SC} [A] | 4.8/9.6 |
| Open circuit voltage V_{OC} [V] | 21.7/10.9 |
| Thermal parameters | |
| NOCT ²⁾ [°C] | 45 ±2 |
| Temp. coefficient: short-circuit current | 2.06 mA / °C |
| Temp. coefficient: open-circuit voltage | -.077 V / °C |
| Qualification test parameters ⁴⁾ | |
| Temperature cycling range [°C] | -40 to +85 |
| Humidity freeze, Damp heat [%RH] | 85 |
| Maximum system voltage [V] | 600 V per UL (1000 V per ISPR) |
| Wind Loading PSF [N/m ²] | 50 [2400] |
| Maximum distortion ³⁾ [°] | 1.2 |
| Hailstone impact Inches [mm] | 1.0 [25] |
| | MPH [m/s] |
| | 52 [v=23] |
| Weight Pounds [kg] | 16.7 [7.6] |

- 1) Wp (Watt peak) = Peak power (Minimum Wp = 70 Watts)
 Air Mass AM = 1.5
 Irradiance E = 1000 W/m²
 Cell temperature T_C = 25 °C
- 2) Normal Operating Cell Temperature at:
 Irradiance E = 800 W/m²
 Ambient temperature T_U = 20 °C
 Wind Speed v_W = 1 m/s
- 3) Diagonal lifting of module plane
- 4) Per IEC 61215 test requirements
- 5) 12 volt configuration

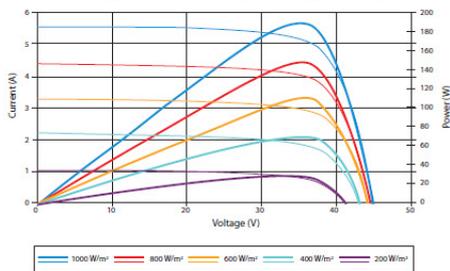


I.5 Caractéristiques du module STP190S-24/Ad+

STP190S - 24/Ad+



Current-Voltage & Power-Voltage Curve (190S-24)



Excellent performance under weak light conditions: at an irradiation intensity of 200 W/m² (AM 1.5, 25 °C), 95.5% or higher of the STC efficiency (1000 W/m²) is achieved

Temperature Characteristics

| | |
|---|------------|
| Nominal Operating Cell Temperature (NOCT) | 45±2°C |
| Temperature Coefficient of Pmax | -0.45 %/°C |
| Temperature Coefficient of Voc | -0.34 %/°C |
| Temperature Coefficient of Isc | 0.050 %/°C |

Electrical Characteristics

| STC | STP190S-24/Ad+ |
|---------------------------------|---------------------------------|
| Optimum Operating Voltage (Vmp) | 36.6 V |
| Optimum Operating Current (Imp) | 5.20 A |
| Open Circuit Voltage (Voc) | 45.2 V |
| Short Circuit Current (Isc) | 5.62 A |
| Maximum Power at STC (Pmax) | 190 W |
| Module Efficiency | 14.9% |
| Operating Module Temperature | -40 °C to +85 °C |
| Maximum System Voltage | 1000 V DC (IEC) / 600 V DC (UL) |
| Maximum Series Fuse Rating | 15 A |
| Power Tolerance | 0/+5 % |

STC: Irradiance 1000 W/m², module temperature 25 °C, AM=1.5; Best in Class AAA solar simulator (IEC 60904-9) used, power measurement uncertainty is within +/- 3%

| NOCT | STP190S-24/Ad+ |
|---------------------------------|----------------|
| Maximum Power at NOCT (Pmax) | 139 W |
| Optimum Operating Voltage (Vmp) | 33.1 V |
| Optimum Operating Current (Imp) | 4.19 A |
| Open Circuit Voltage (Voc) | 41.3 V |
| Short Circuit Current (Isc) | 4.56 A |

NOCT: Irradiance 800 W/m², ambient temperature 20 °C, AM=1.5, wind speed 1 m/s; Best in Class AAA solar simulator (IEC 60904-9) used, power measurement uncertainty is within +/- 3%

Mechanical Characteristics

| | |
|---------------|--|
| Solar Cell | Monocrystalline 125 x 125 mm (5 inches) |
| No. of Cells | 72 (6 x 12) |
| Dimensions | 1580 x 808 x 35mm (62.2 x 31.8 x 1.4 inches) |
| Weight | 15.5 kgs (34.1 lbs.) |
| Front Glass | 3.2 mm (0.13 inches) tempered glass |
| Frame | Anodized aluminium alloy |
| Junction Box | IP67 rated |
| Output Cables | TUV (2Pfg1169:2007), UL 4703, UL 44 4.0 mm ² (0.006 inches ²), symmetrical lengths (-) 1000 mm (39.4 inches) and (+) 1000 mm (39.4 inches) |
| Connectors | RADOX® SOLAR integrated twist locking connectors |

Packing Configuration

| Container | 20' GP | 40' GP |
|-----------------------|--------|--------|
| Pieces per pallet | 26 | 26 |
| Pallets per container | 12 | 28 |
| Pieces per container | 312 | 728 |

Dealer information

Specifications are subject to change without further notification

Annexe II

La notation suivante est considéré dans nos calculs : toutes grandeur x aura une valeur moyenne X , α et le rapport cyclique (duty cycle) du signal de commande qui reflète le temps de conduction de l'interrupteur électronique de puissance par rapport à la période de commande (découpage) et f la fréquence de commutation ou fréquemment nommée fréquence de découpage. Comme hypothèse de calcul des valeurs moyennes, nous supposons que les tensions sont constantes lors du calcul des courants et inversement nous supposons aussi que les courants sont constants pour calculer les tensions.

II.1 Convertisseur Buck (hacheur abaisseur)

Ce type de convertisseur dont le schéma de base est représenté par la Figure ANII-1 est utilisé pour des applications que l'on peut classer en deux catégories :

- Les applications visant à obtenir une tension continue fixe et parfois régulée à partir d'un générateur de tension continue supérieure à celle de la sortie du buck. Dans cette catégorie, on peut citer deux exemples, à savoir la conversion des 12-24VDC fournis par une batterie d'ordinateur portable vers les quelques Volts nécessaires à faire fonctionner le processeur et la conversion de la tension du réseau électrique redressée en tension continue fixe.
- Les applications permettant d'obtenir une tension réglable mais toujours inférieure à celle présente à l'entrée. Le variateur de tension continue est le bon exemple à cette catégorie de conversion.

Pour ces deux catégories d'application, pour abaisser la tension d'un niveau à un autre niveau inférieur, il est souhaitable que l'impédance interne du convertisseur ainsi créée soit faible et du même ordre de grandeur que celle du générateur qui l'alimente afin de minimiser les pertes et favoriser un transfert maximal de la puissance disponible. Cette façon de faire nous mène à interdire l'usage d'un diviseur de tension, assumant l'abaissement de la tension par dissipation de l'excès sous forme de chaleur. De ce fait, il possèdera un faible rendement ce qui est rédhibitoire pour les applications d'électronique de puissance.

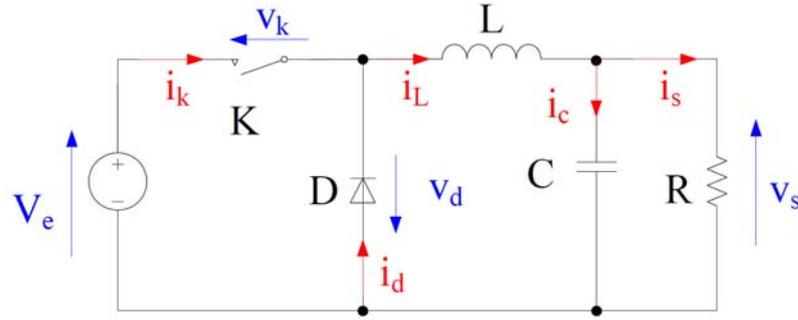


Figure ANII-1 : Schéma de base d'un convertisseur Buck.

En figure ANII-1, l'élément de base de la conversion d'énergie est l'interrupteur de puissance commandable K sur une période donnée et qui peut être un transistor de puissance, un thyristor, un IGBT...etc. Durant une période de commutation T , le fonctionnement du convertisseur est assuré en deux phases principales :

- Phase 1 de 0 à αT . Cette phase est celle de conduction, l'interrupteur K est fermé tandis que la diode est bloquée, ce qui nous permet d'écrire :

$$V_s = V_e - V_L \quad (\text{II-01})$$

- Phase 2 de αT à T . Dans cette phase l'interrupteur K est bloqué tandis que la diode D devient passante pour assurer la continuité du courant dans l'inductance.

$$V_s = -V_L \quad (\text{II-02})$$

Sur une période de commutation, la tension moyenne aux bornes de l'inductance L devient ainsi :

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} (V_i - V_o) dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T (-V_o) dt$$

$$V_L = \alpha(V_i - V_o) - (1 - \alpha)V_o \quad (\text{II-03})$$

En régime permanent la tension moyenne aux bornes de l'inductance L est nulle :

$$\alpha(V_i - V_o) - (1 - \alpha)V_o = 0 \quad \text{D'où :}$$

$$V_s = \alpha V_e \quad (\text{II-04})$$

Tant que la tension de sortie du convertisseur buck est toujours inférieure ou égale à celle de la tension convertie, la valeur du rapport cyclique α doit être comprise entre 0 et 1 et la formule III-3 justifie la fonction de la conversion (abaisseur ou *step-down* en anglais). L'étude détaillée de ce convertisseur qui permettra de calculer l'ondulation du courant dans l'inductance et celle de la tension de sortie sera détaillée dans le chapitre V. Ces taux d'ondulation sont fonction de

la tension d'entrée du convertisseur, de l'inductance L , de la capacité de filtrage C et de la fréquence de découpage f . Ils sont définis par :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{L.f} \tag{II-05}$$

$$\Delta v_s = \frac{\Delta i_L}{8.C.f} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{8.C.L.f^2} \tag{II-06}$$

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

$$I_s = I_L \tag{II-07}$$

L'interrupteur K et la diode D subissent les mêmes contraintes, en tension on a :

$$V_{kmax} = |V_{Dmax}| = V_e \tag{II-08}$$

Et en courant :

$$I_{kmax} = I_{Dmax} = I_{Lmax} = I_s + \frac{\Delta i_L}{2} \tag{II-09}$$

La figure ANII-2 montre les formes d'ondes des courants et des tensions lors du fonctionnement du convertisseur en mode de conduction continu, c'est-à-dire lorsque le courant traversant l'inductance L ne s'annule pas.

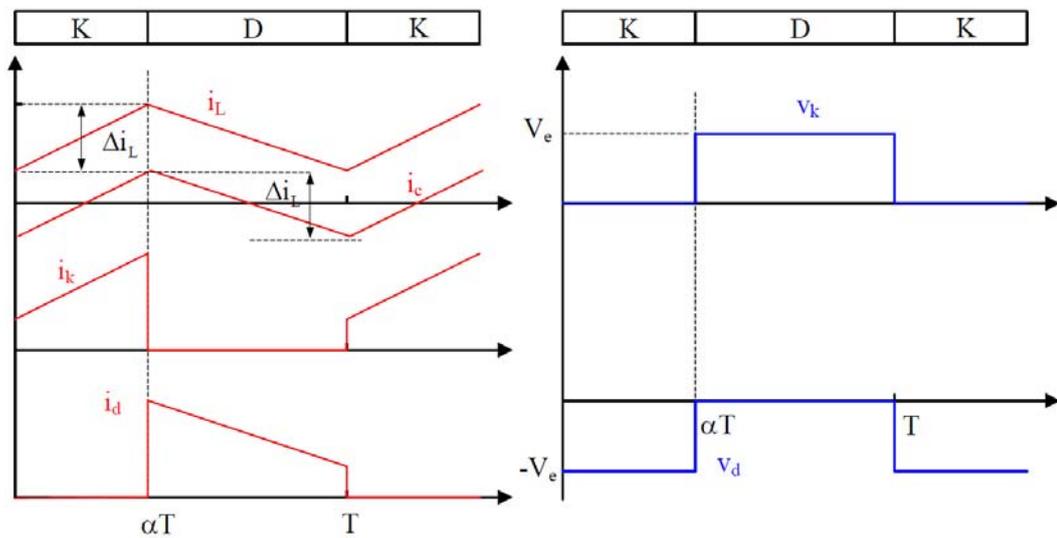


Figure ANII-2 : Formes d'ondes des courants et des tensions dans un convertisseur Buck, courants à gauche et tensions à droite.

II.2 Convertisseur boost

Ce type de convertisseur dont le schéma de base est représenté par la Figure ANII-3 permet, comme son nom l'indique, de booster la tension continue disponible en son entrée. Son utilisation est fréquente dans des systèmes utilisant des batteries d'accumulateurs et nécessitant une tension d'alimentation élevée. Donc un boost s'impose dans ce cas afin de diminuer le nombre d'éléments de batteries nécessaire pour atteindre le niveau de la tension désirée.

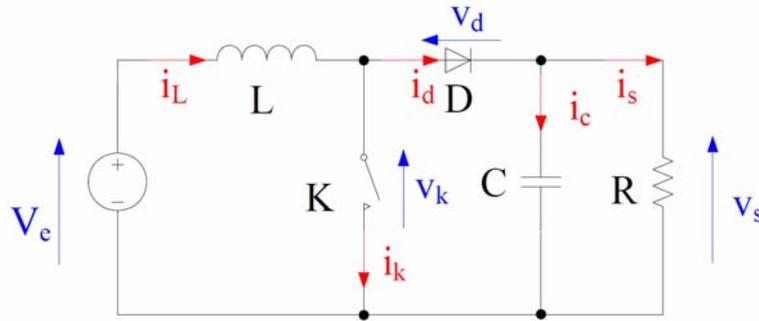


Figure ANII-3 : Le convertisseur boost basique.

Le fonctionnement du boost repose sur la commande de son interrupteur de puissance K sur une période de commutation T. Durant une période T, le fonctionnement du convertisseur passe par deux phases :

Première phase de 0 à αT , l'interrupteur K est fermé, état ON, tandis que la diode D est bloquée. Nous pouvons ainsi écrire :

$$v_e(t) = L \frac{di}{dt} \quad \text{D'où} \quad i_L(t) = i_{min} + \frac{V_e}{L} t$$

A l'instant $t = \alpha T$ le courant dans l'inductance atteint sa valeur maximale i_{max} :

$$i_{max} = i_{min} + \frac{V_e}{L} \alpha T \quad (\text{II-10})$$

Durant la deuxième phase ($\alpha T < t < T$), l'interrupteur K étant ouvert, état OFF, ce qui entraîne la rentrée en conduction de la diode D ce qui donne lieu à :

$$V_s - V_e = -L \frac{di}{dt} \quad \text{Et} \quad i_L(t) = i_{max} - \frac{V_s - V_e}{L} (t - \alpha T)$$

Dans cette même phase, à l'instant $t = T$, le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$i_{min} = i_{max} - \frac{V_s - V_e}{L} (1 - \alpha) T \quad (\text{II-11})$$

L'ondulation du courant dans l'inductance est alors : $\Delta i = i_{max} - i_{min}$ ce qui nous permettra d'avoir à partir des équations (II-09) et (II-10) :

$$\Delta i = \frac{V_e}{L} \alpha T \quad (\text{II-12})$$

$$\Delta i = \frac{V_s - V_e}{L} (1 - \alpha) T \quad (\text{II-13})$$

La combinaison de ces deux dernières équations nous permet d'établir l'expression de la tension de sortie V_s .

$$V_s = \frac{1}{(1-\alpha)} \cdot V_e \quad (\text{II-14})$$

Il est clair, d'après l'équation (II-14), que la tension de sortie ne dépend que de la tension d'entrée V_e et du rapport cyclique α . Comme la valeur α varie dans l'intervalle $[0,1]$, la tension de sortie du convertisseur boost est toujours supérieur ou égale à celle disponible en son entrée V_e .

L'ondulation du courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie du boost sont respectivement donnée par :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L.f} \quad (\text{II-15})$$

$$\Delta v_s = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha).R.C.F} \quad (\text{II-16})$$

Le courant dans l'inductance est fonction de la puissance débitée par la source. Le convertisseur boost agit en inverse pour les courants d'où on peut exprimer la valeur moyenne du courant à travers l'inductance en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$I_L = \frac{I_s}{(1-\alpha)} \quad (\text{II-17})$$

Dans un cycle de conduction, l'interrupteur K et la diode D subissent les mêmes contraintes en tension et en courant, ceci nous permet d'établir la relation suivante :

$$V_{kmax} = |V_{Dmax}| = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s}{2} \quad (\text{II-18})$$

$$I_{kmax} = I_{Dmax} = I_{Lmax} = \frac{I_s}{(1-\alpha)} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (\text{II-19})$$

Dans le mode de conduction continue, régime de conduction ou le courant dans l'inductance reste positif, les formes d'ondes des courants et des tensions sont représentées dans la figure ANII-4.

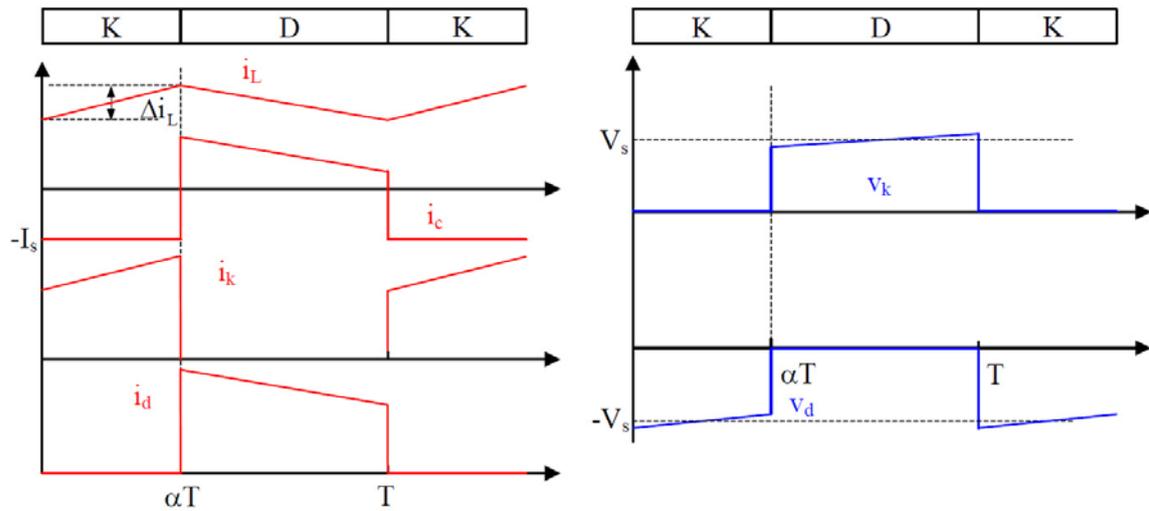


Figure ANII-4 : Formes d’ondes des courants et des tensions dans un convertisseur Boost, courants à gauche et tensions à droite.

II.3 Convertisseur buck-boost

La Figure ANII-5 représente le circuit électrique basique d’un convertisseur abaisseur-élevateur ou Buck-Boost. C’est une alimentation à découpage qui convertit une tension d’entrée continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais avec une polarité inverse comme indiqué sur le schéma.

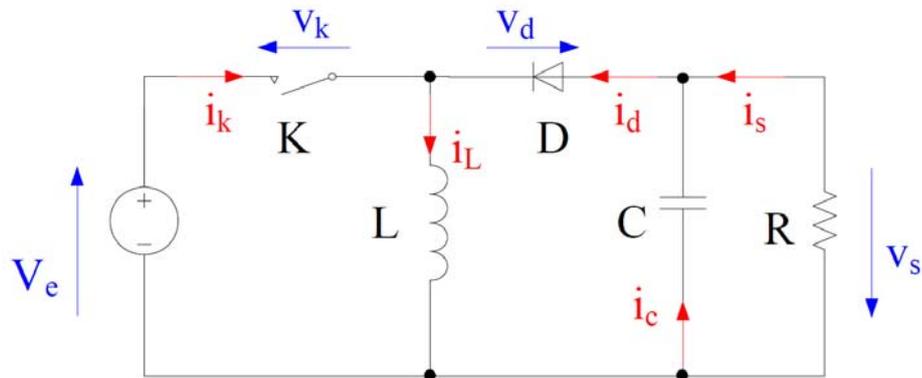


Figure ANII-5 : Schéma électrique de base du convertisseur Buck-Boost.

Sur une période de découpage T le convertisseur buck-boost fonctionne sur deux phases :

Sur le laps de temps de 0 à αT , correspondant à la phase 1, l’interrupteur K est fermé tandis que la diode D est bloquée, ce qui permet d’écrire :

$$v_e = v_L \tag{II-20}$$

Avec v_L la tension aux bornes de l’inductance L.

Dans la seconde partie de fonctionnement, phase 2, correspondant à $(\alpha T < t < T)$, l’ouverture de l’interrupteur K entraîne la conduction de la diode D ce qui permet d’écrire :

$$v_L = -v_s \quad (\text{II-21})$$

Avec v_s la tension aux bornes de la charge.

La tension moyenne aux bornes de l'inductance est :

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_e dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T V_s dt = \alpha V_e - (1 - \alpha) V_s \quad (\text{II-22})$$

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance L est nulle ; nous pouvons alors écrire la relation II.22 :

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e \quad (\text{II-23})$$

L'équation II.23 illustre la nature abaisseur-élevateur de tension du convertisseur buck-boost. Comme le rapport cyclique prend ces valeurs entre 0 à 1, la tension V_s en sortie de polarité inverse (présence du signe moins) à celle de l'entrée et peut varier de 0 à l'infini. Ce cas peut s'avérer (problématique) pour le dimensionnement du convertisseur : il faudrait trouver la diode et le transistor capables de tenir une tension inverse infinie correspondant alors au cas des composants idéaux.

L'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie sont données respectivement par :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L.f} \quad (\text{II-24})$$

$$\Delta v_s = \frac{\alpha I_s}{C.f} = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha).R.C.f} \quad (\text{II-25})$$

L'interrupteur commandé K et la diode D subissent les mêmes contraintes :

$$\text{En tension : } V_{kmax} = |V_{Dmax}| = V_{smax} + V_e = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s}{2} \quad (\text{II-26})$$

$$\text{En courant : } I_{kmax} = I_{Dmax} = I_{Lmax} = \frac{I_s}{(1-\alpha)} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (\text{II-27})$$

La figure ANII-6 représente les formes d'ondes des courants et des tensions du convertisseur.

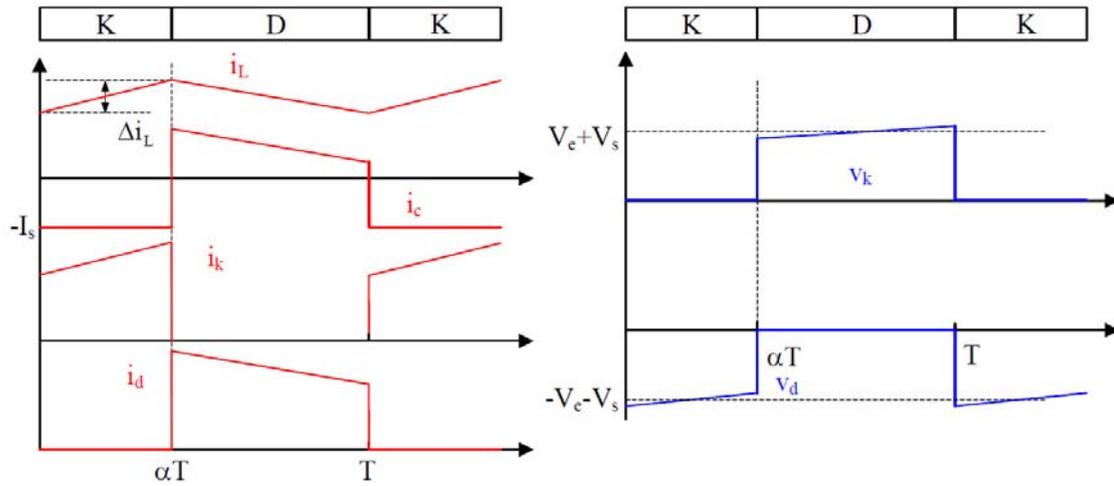


Figure ANII-6 : Formes d’ondes du convertisseur Buck-Boost (courants à gauche, tension à droite).

II.4 Convertisseur Cuk

La figure ANII-7 représente le schéma de base d’un convertisseur Cuk qui doit son nom à son inventeur Slobodan Ćuk. Ce type de convertisseur assure la même fonction qu’un buck-boost mais avec un schéma électrique différent. A noter que le convertisseur buck-boost assure une accumulation inductive par contre le convertisseur Ćuk assure une accumulation capacitive.

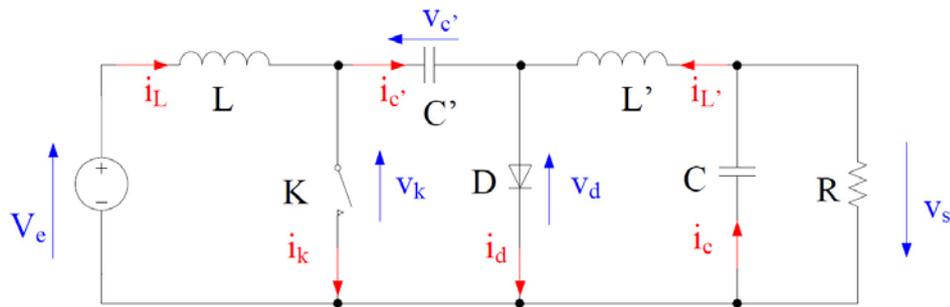


Figure ANII-7 : Schéma de base du convertisseur Ćuk.

Pour un régime de conduction continue, le convertisseur Cuk utilise également deux phases sur une période de découpage T. Dans la première phase dont le temps est $0 < t < \alpha T$, l’interrupteur K est fermé et la diode D est bloquée. Ce fonctionnement est modélisé par les tensions aux bornes des deux inductances L et L’ comme suit :

$$v_L = v_e \tag{II-28}$$

$$v_{L'} = v_s - v_{c'} \tag{II-29}$$

Dans la deuxième phase de son fonctionnement ($\alpha T < t < T$) l’interrupteur K est ouvert et la diode D est passante. Cette étape se traduit par les équations suivantes :

$$v_L = v_e - v_{c'} \quad (\text{II-30})$$

$$v_{L'} = v_e \quad (\text{II-31})$$

Les valeurs moyennes des tensions aux bornes des inductances L et L' sont alors définies par :

$$V_L = \alpha V_e + (1 - \alpha)(V_e - V_{c'}) = V_e + (1 - \alpha)V_{c'} \quad (\text{II-32})$$

$$V_{L'} = \alpha(V_s - V_{c'}) + (1 - \alpha)V_s = (V_s - \alpha V_{c'}) \quad (\text{II-33})$$

En régime permanent les valeurs moyennes des tensions aux bornes des inductances sont nulles, l'équation (II-29) peut s'écrire :

$$V_{c'} = \frac{V_s}{\alpha} \quad (\text{II-34})$$

Le remplacement de $V_{c'}$ par son expression dans l'équation (II-28) donne finalement :

$$V_s = -\frac{\alpha}{(1-\alpha)} \cdot V_e \quad (\text{II-35})$$

Le gain en tension du convertisseur Cuk est donc bien identique à celui du convertisseur buck-boost avec une inversion de polarité de la tension de sortie. Il s'agit donc d'un montage abaisseur-élevateur-inverseur de tension.

L'ondulation de courant dans l'inductance L et L', ainsi que l'ondulation de la tension de sortie et aux bornes de C' sont respectivement Chapitre III [20-21, 23-24].

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L.f} \quad (\text{II-36})$$

$$\Delta i_{L'} = \frac{\alpha V_e}{L'.f} \quad (\text{II-37})$$

$$\Delta v_s = \frac{\alpha.V_e}{8.L'.C.f^2} \quad (\text{II-38})$$

$$\Delta v_{c'} = \frac{\alpha^2.V_e}{(1-\alpha).R.C'.f} \quad (\text{II-39})$$

Dans ce montage l'interrupteur commandé K et la diode D subissent les contraintes suivantes :

$$\text{En tension : } V_{kmax} = |V_{Dmax}| = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_{c'}}{2} \quad (\text{II-40})$$

$$\text{En courant : } I_{kmax} = I_{Dmax} = I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2} \quad (\text{II-41})$$

La figure ANII-8 représente les formes d'ondes des courants et des tensions du convertisseur.

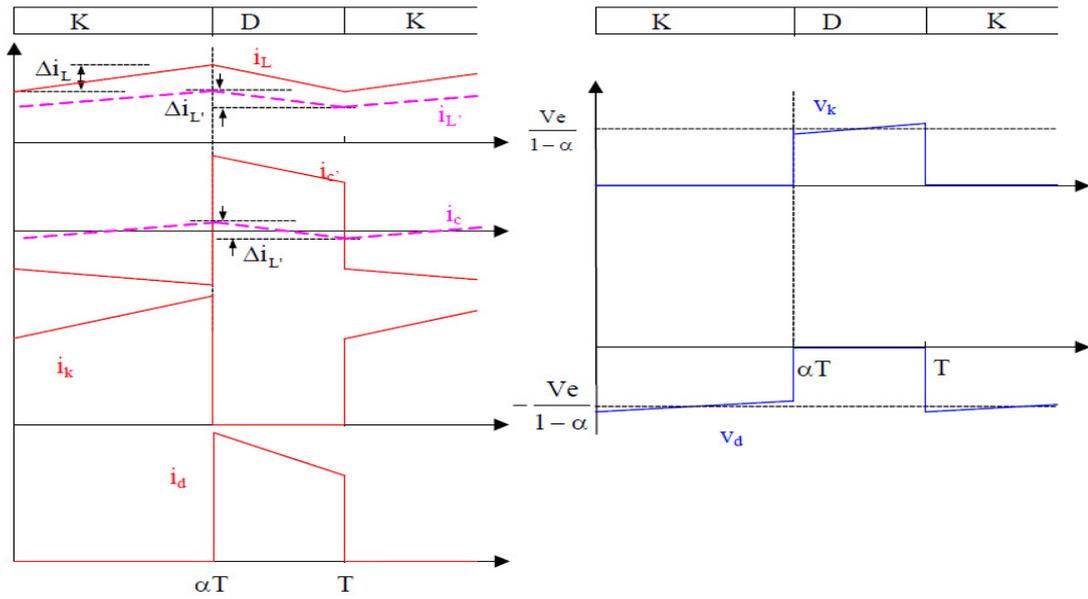


Figure ANII-8 : Formes d’ondes du convertisseur Cuk (courants à gauche, tension à droite).

II.5 Convertisseur SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter)

Le convertisseur SEPIC tel que représenté par la figure ANII-9, présente des caractéristiques similaires à celles du convertisseur Cuk mais les tensions à ces bornes ont la même polarité.

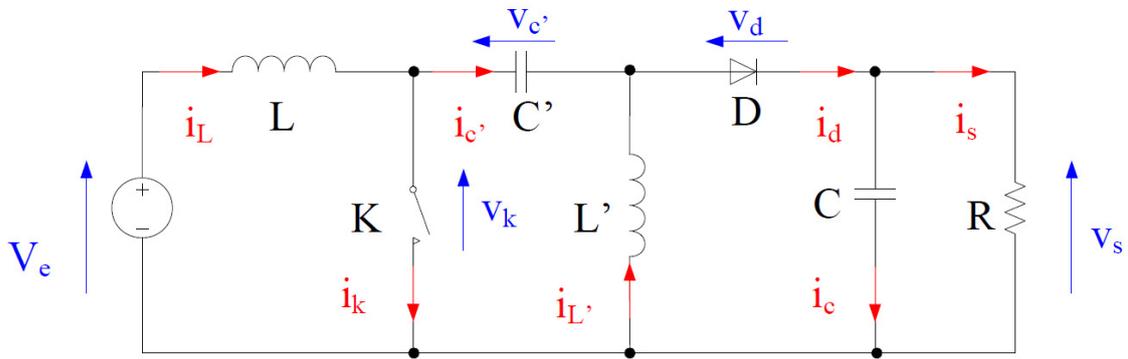


Figure ANII-9 : Schéma électrique de base du convertisseur Sepic (Single Ended Primary Inductor Converter).

En mode de conduction continue, le convertisseur possède comme les précédents deux phases :

Phase 1 : de $(0 < t < \alpha T)$, l'interrupteur K fermé, la diode D bloquée.

$$i_{c'} = i_{L'} \text{ Et } i_c = -i_s$$

$$v_L = v_e \text{ Et } v_{L'} = v_{c'}$$

$$(II-42)$$

Phase 2 : de $(\alpha T < t < T)$, l'interrupteur K est ouvert, la diode D passante.

$$i_{c'} = i_L$$

$$i_c = i_L + i_{L'} - i_s$$

$$v_L = v_e - v_{c'} - v_s \quad (\text{II-43})$$

$$v_{L'} = -v_s$$

Les tensions moyennes aux bornes des inductances L et L' :

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} v_L(t) dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T v_L(t) dt = \alpha \cdot V_e + (1 - \alpha)(V_e - V_s - V_{c'})$$

Or en régime permanent $V_L = 0$.

$$V_e = (1 - \alpha)(V_s - V_{c'})$$

$$V_{c'} = \frac{V_e}{(1-\alpha)} - V_s \quad (\text{II-44})$$

De même pour l'inductance L'.

$$V_{L'} = \alpha V_{c'} - (1 - \alpha)V_s = 0$$

$$V_{c'} = \frac{(1-\alpha)}{\alpha} V_s \quad (\text{II-45})$$

La substitution de (II-37) et (II-38) donne :

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot V_e \quad (\text{II-46})$$

Les ondulations de courants et les ondulations des tensions auront pour valeurs :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f}$$

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

$$\Delta v_s = \frac{\alpha^2 \cdot V_e}{(1-\alpha) \cdot R.C.f}$$

$$\Delta v_{c'} = \frac{\alpha^2 \cdot V_e}{(1-\alpha) \cdot R.C'.f} \quad (\text{II-48})$$

L'interrupteur commandé K et la diode D subissent les contraintes suivantes :

$$\text{En tension : } V_{kmax} = |V_{Dmax}| = V_{c'max} + V_{smax} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_{c'} + \Delta v_s}{2} \quad (\text{II-49})$$

$$\text{En courant : } I_{kmax} = I_{Dmax} = I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2} \quad (\text{II-50})$$

La figure ANII-10 représente les formes d'ondes des courants et des tensions du convertisseur SEPIC.

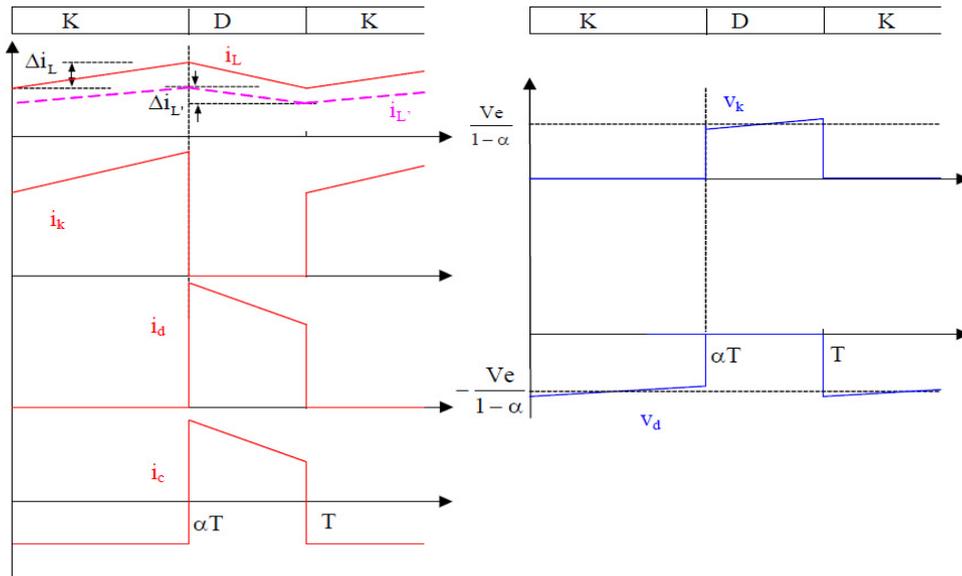


Figure ANII-10 : Formes d'ondes du convertisseur SEPIC (courants à gauche, tension à droite).

Le tableau II-01 résume les gains en tension et les contraintes sur les interrupteurs électroniques de différents montages. Chaque montage possède ces propres caractéristiques, qui sont utilisées pour la justification du choix d'une topologie d'un convertisseur.

Tableau II-01 : Caractéristiques des différents montages en mode de conduction continu.

| | Boost | Buck | Buck-Boost |
|--|--|---|--|
| Gain en tension | $\frac{1}{1-\alpha}$ | α | $\frac{\alpha}{1-\alpha}$ |
| $\begin{matrix} V_{k,max} \\ V_{d,max} \end{matrix}$ | $\frac{V_e + \Delta v_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s}{2}$ | V_e | $\frac{V_e + \Delta v_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s}{2}$ |
| $\begin{matrix} i_{k,max} \\ i_{d,max} \end{matrix}$ | $\frac{I_s + \alpha \cdot V_e}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2 \cdot L \cdot f}$ | $I_s + \frac{\alpha \cdot (1-\alpha) \cdot V_e}{2 \cdot L \cdot f}$ | $\frac{I_s + \alpha \cdot V_e}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2 \cdot L \cdot f}$ |
| Courant de source | Continu | Discontinu | Discontinu |

| | Cuk | Sepic |
|--|--|--|
| Gain en tension | $\frac{\alpha}{1-\alpha}$ | $\frac{\alpha}{1-\alpha}$ |
| $\begin{matrix} V_{k,max} \\ V_{d,max} \end{matrix}$ | $\frac{V_e + \Delta v_{e'}}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_{e'}}{2}$ | $\frac{V_e + \Delta v_s + \Delta v_{e'}}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_{e'}}{2}$ |
| $\begin{matrix} i_{k,max} \\ i_{d,max} \end{matrix}$ | $\frac{I_s + \alpha \cdot V_e}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L'}\right)$ | $\frac{I_s + \alpha \cdot V_e}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L'}\right)$ |
| Courant de source | Continu | Continu |

II.6 Détermination du rapport cyclique en fonction du temps

Pour une commande MLI sinusoïdale, le rapport cyclique est une fonction du temps, la figure ANII-11 montre le signal de référence de fréquence f et l'onde porteuse de fréquence f_c .

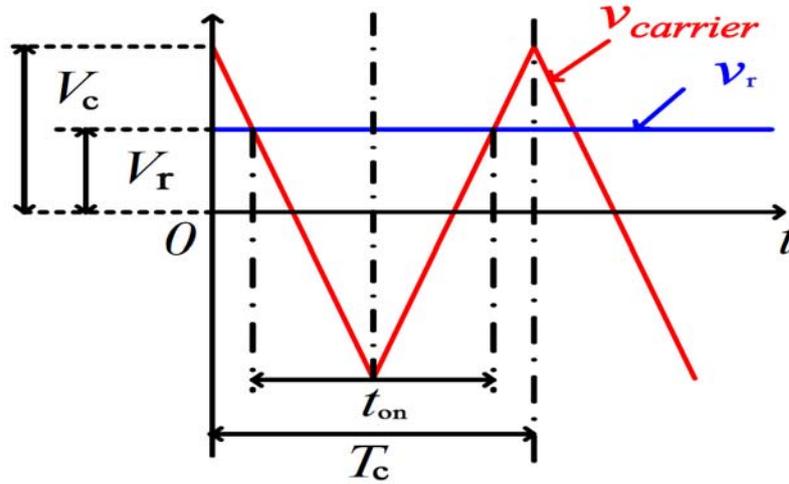


Figure ANII-11 : La largeur d'impulsion pour une période de l'onde porteuse.

Le rapport cyclique $\alpha = \frac{t_{on}}{T_c} = \frac{v+V_c}{2V_c} = \frac{1}{2}[1 + M \sin(\omega t + \varphi)]$

Avec $M = \frac{V_a}{V_c}$

II.7 Calcul des pertes dans le convertisseur BUCK à commande PWM

Suivant le cahier des charges, le courant efficace de sortie est de $I_s = 3A$, la tension d'entrée est de 400V et la tension de sortie est de 311V.

II.7.1 Pertes dans l'IGBT

Les pertes par conduction sont calculées comme suit :

$$P_{con} = (V_{CEsat} + r_{CE} \cdot I_s) \cdot \alpha \cdot I_s \quad \text{Avec} \quad \alpha = \frac{311}{400} = 0,77$$

$$P_{con} = (1,7 + 25 \cdot 10^{-3} \cdot 3) \cdot 0,77 \cdot 3 = 4,14 \text{ W.}$$

Les pertes par commutation sont calculées en utilisant les valeurs de références mentionnées sur le datasheet et la formule V-16.

$$P_{com} = (4,3 + 1,5) \cdot 10^{-3} \cdot \frac{3 \cdot 400}{25 \cdot 600} \cdot 20 \cdot 10^3 = 9,28 \text{ W}$$

II.7.2 Pertes dans la diode de roue libre

Les pertes par conduction sont :

$$P_{con} = (V_F + r_F \cdot I_s) \cdot (1 - \alpha) \cdot I_s$$

$$P_{con} = (1,13 + 0,08.3) \cdot \left(1 - \frac{311}{400}\right) \cdot 3 = 0,914 \text{ W}.$$

Pour la diode les pertes par commutation ne se produisent qu'au blocage du fait de l'énergie de recouvrement et se calcule par la formule V-14 dont les valeurs de I_{rr} et t_{rr} sont obtenues depuis le datasheet.

$$P_{D_rec} = \frac{1}{2} V_D \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f = \frac{1}{2} \cdot 400 \cdot 9,2.250 \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3 = 9,2 \text{ W}.$$

II.7.3 Pertes dans la bobine

Les pertes dans la bobine se divisent en deux :

Pertes dans l'enroulement dû à la résistance du fil calculé en annexe 1 et les pertes dans le corps magnétique.

$$P_{cuvivre} = r_L \cdot I_{Leff}^2 = 0,087 \cdot 3^2 = 0,723 \text{ W}$$

Les pertes dans le corps magnétique se calculent d'après les données du datasheet en appliquant la formule :

$$P_{mag} = V_e \cdot \frac{57000}{10^9} \quad \text{Avec } V_e = 35600 \text{ mm}^3 \text{ volume du corps magnétique en mm}^3 \text{ et la valeur 57000 représente les pertes par m}^3 \text{ dans le matériau ferromagnétique (datasheet).}$$

$$P_{mag} = 35600 \cdot \frac{57000}{10^9} = 2,03 \text{ W}.$$

II.7.4 Pertes dans le condensateur de sortie

La résistance (ESR) du condensateur est donnée par le constructeur, dans notre cas un condensateur de capacité $C = 4,7 \mu F$ est utilisé dont sa résistance est de $r_c = 250 m\Omega$.

$$P_c = r_c \cdot I_{ceff}^2 = r_c \cdot \left[\frac{V_s(1-\alpha)}{\sqrt{12} f L} \right]^2 = 0,25 \cdot \left[\frac{311 \cdot \left(1 - \frac{311}{400}\right)}{\sqrt{12} \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,008} \right]^2 = 0,0039 \text{ W}.$$

II.8 Calcul des pertes dans le convertisseur BUCK à commande SPWM

La puissance de sortie du BUCK est 1KW (cahier des charges), ce qui donne un courant efficace de 4,54A et un courant maximal de 6,43A sous une tension efficace de 220V.

II.8.1 Pertes dans l'IGBT

Les pertes par conduction sont calculées en utilisant l'équation (V-45).

$$P_{con} = \left(1,7 \cdot \frac{6,43}{\pi} + 0,025 \cdot \frac{(6,43)^2}{4}\right) + 0,86 \left(1,7 \cdot \frac{6,43}{4} + \frac{2,0 \cdot 0,025 \cdot (6,43)^2}{3\pi}\right) = 6,2766 \text{ W}.$$

En appliquant l'équation V-46, les pertes par commutation valent :

$$P_{com} = (4,3 + 1,5) \cdot 10^{-3} \cdot \frac{2,6,43,311,20,10^3}{\pi \cdot 25,600} = 9,845 \text{ W}.$$

II.8.2 Pertes dans la diode de roue libre

L'équation V-49 permet de calculer les pertes par commutation dans la diode pour une commande MLI sinusoïdale comme suit :

$$P_{con} = \left(1,13 \cdot \frac{6,43}{\pi} + 0,08 \cdot \frac{(6,43)^2}{4} \right) - 0,86 \left(1,13 \cdot \frac{6,43}{4} + \frac{2,0,08 \cdot (6,43)^2}{3\pi} \right) = 0,974 \text{ W}.$$

Et les pertes du au courant de recouvrement sont déterminées par l'équation V-50.

$$P_{D_{rec}} = 0,35 \cdot 10^{-3} \frac{2,6,43,311,20,10^3}{\pi \cdot 10,600} = 1,485 \text{ W}.$$

II.8.3 Pertes dans la bobine

Comme illustré dans l'annexe I, les pertes dans la bobine sont la somme des pertes dans l'enroulement (pertes cuivre dû à la résistance du fil) et les pertes fer (pertes magnétiques + pertes par courant de Foucault).

$$P_{L_{cuivre}} = 0,087 \cdot \frac{(6,43)^2}{2} = 1,798 \approx 1,8 \text{ W}.$$

Les pertes fer sont calculées depuis le datasheet (annexe I), elles sont évaluées à :

$$P_{L_{fer}} = 2,03 \text{ W}.$$

D'où $P_L = 1,8 + 2,03 = 3,83 \text{ W}$.

II.8.4 Pertes dans le condensateur de sortie

Elles sont calculées en utilisant l'équation V-52.

$$P_L = 0,25 \cdot \frac{(220)^2}{(0,25)^2 + \left(\frac{1}{4,7 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50} \right)^2} = 0,0263 \text{ W}.$$

II.9 Calcul des pertes dans un montage en pont-H

II.9.1 Cas d'une commande MLIS (SPWM)

La puissance de sortie de l'onduleur est 1KW (cahier des charges), ce qui donne un courant efficace de 4,54A et un courant maximal de 6,43A sous une tension efficace de 220V.

II.9.1.1 Pertes dans l'IGBT

En utilisant les courants moyens et efficaces déterminés par les équations V-54 et V-55 et l'équation V-45 les pertes par conduction dans L'IGBT valent :

$$P_{con} = 1,7 \cdot \frac{6,43}{2\pi} \left(1 + \frac{0,86 \cdot \pi}{4} \right) + \frac{0,025 \cdot (6,43)^2}{8} \left(1 + \frac{8,0,86}{3 \cdot \pi} \right) = 3,1375 \text{ W}.$$

L'équation V-46 donne les pertes par commutation dans l'IGBT.

$$P_{com} = 5,8 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{6,43}{\pi} \cdot \frac{311 \cdot 20 \cdot 10^3}{25.600} = 4,922 \text{ W}.$$

II.9.1.2 Pertes dans la diode de roue libre

Les équations V-56 et V-57 donnent les courants moyens et efficaces dans les diodes, tandis que l'équation V-49 permet de calculer les pertes par conduction.

$$P_{D_con} = 1,13 \cdot \frac{6,43}{2\pi} \left(1 - \frac{0,86 \cdot \pi}{4}\right) + \frac{0,08 \cdot (6,43)^2}{8} \left(1 - \frac{8 \cdot 0,86}{3 \cdot \pi}\right) = 0,4869 \text{ W}.$$

Les pertes du au courant de recouvrement sont calculées selon l'équation V-50.

$$P_{D_rec} = 0,35 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{6,43}{\pi} \cdot \frac{311 \cdot 20 \cdot 10^3}{10.600} = 0,7426 \text{ W}.$$

A l'aide de l'équation V-58 on peut déterminer les pertes totales dans un montage en pont-H à commande SPWM.

$$P_{tot} = 4 \cdot (3,1375 + 4,922 + 0,4869 + 0,742) = 37,156 \text{ W}.$$

Le rendement d'un montage en pont-H commandé par la technique *SPWM* est :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{P_s}{P_{perte}}} = \frac{1}{1 + \frac{37,156}{1000}} = 96,41\%$$

II.9.2 Cas d'une commande hybride

Dans ce cas, il s'agit d'une commande mixte entre la commande SPWM et la commande pleine onde, dont chaque commande agit sur deux interrupteurs du pont-H.

Les pertes des IGBTs commandé en SPWM sont calculées précédemment et valent :

$$P_{SPWM} = 2 \cdot (P_{IGBT} + P_D) = 2 \cdot (3,1375 + 4,922 + 0,4869 + 0,7426) = 18,578 \text{ W}.$$

Les pertes des IGBs commandé par la technique pleine onde sont calculées en utilisant les courants moyens et efficace calculés par les équations V-61 et V-62.

$$P_{IGBT_con} = 1,7 \cdot \frac{6,43}{2\pi} (0,86 + 0,5) + 0,025 \cdot \frac{(6,43)^2}{4 \cdot \pi} \left(\pi - \frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} (0,86 - 0,86)\right) = 0,8416 \text{ W}.$$

$$P_{IGBT_com} = 5,8 \cdot 10^{-3} \frac{6,43 \cdot 311 \cdot 50}{2\pi^2 \cdot 25.600} (0,86 + 0,5) = 2,6637 \cdot 10^{-3} \text{ W}.$$

Les courants moyens et efficaces dans les diodes sont donnés par les équations V-59 et V-60.

Les pertes par conduction dans les diodes valent :

$$P_{D_con} = 1,13 \cdot \frac{6,43}{2\pi} (0,86 - 0,5) + 0,08 \cdot \frac{(6,43)^2}{4 \cdot \pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} (0,86 - 0,86)\right) = 0,5541 \text{ W}.$$

Les pertes dues au courant de recouvrement dans les diodes sont :

$$P_{D_com} = 0,35 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{6,43 \cdot 311,50}{2\pi^2 \cdot 10,600} (0,86 - 0,5) = 0,106 \cdot 10^{-3} W .$$

$$P_{PWM} = 2(0,8416 + 0,00266 + 0,5541 + 0,000106) = 2,7969 W .$$

Les pertes totales sont :

$$P_{tot} = 18,578 + 2,7969 = 21,3749 W .$$

Le rendement du pont-H à commande hybride vaut :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{P_s}{P_{perte}}} = \frac{1}{1 + \frac{21,3749}{1000}} = 97,9\%$$

II.9.3 Cas d'une commande pleine onde

Dans ce cas les quatre IGBTs sont pilotés par la stratégie de commande pleine onde, les pertes sont calculées comme indiqué dans le cas précédent en prenant en prenant 4 fois les pertes PWM.

$$\begin{aligned} P_{tot} &= 4 \cdot (P_{IGBT-PWM} + P_{D-PWM}) = 4 \cdot (0,8416 + 0,00266 + 0,5541 + 0,000106) \\ &= 5,5938 W . \end{aligned}$$

Le rendement dans ce cas est :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{5,5938}{1000}} = 99,44\% .$$

II.10 Rendement total de la topologie proposée

Le bus HVDC alimente le convertisseur Buck, qui alimente à son tour le pont-H, donc il y a un double transfert de puissance. Le rendement global de la structure est le produit des rendements individuels de chaque convertisseur.

$$\eta_{ondul} = \eta_{Buck} \cdot \eta_{Pont-H} = 0,978 \cdot 0,9944 = 97,25\%$$

Annexe III

III.1 Circuit électrique du montage

Le circuit électrique de l'onduleur réalisé est celui de la figure ANIII-1.

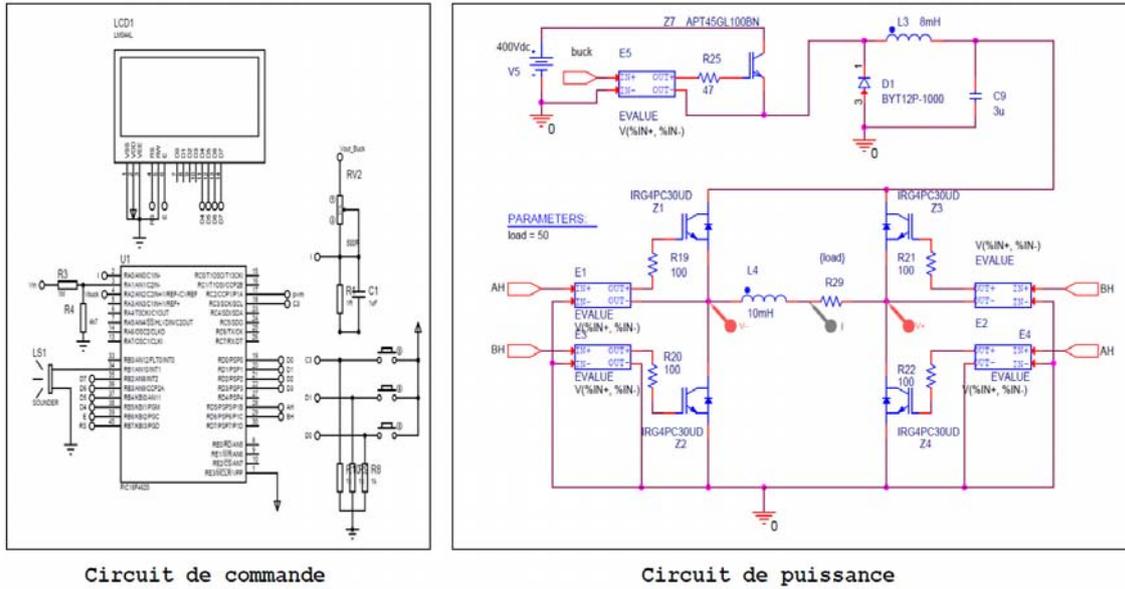


Figure ANIII-1 : circuit électrique de l'onduleur réalisé.

III.2 Photo 3D du circuit de l'onduleur

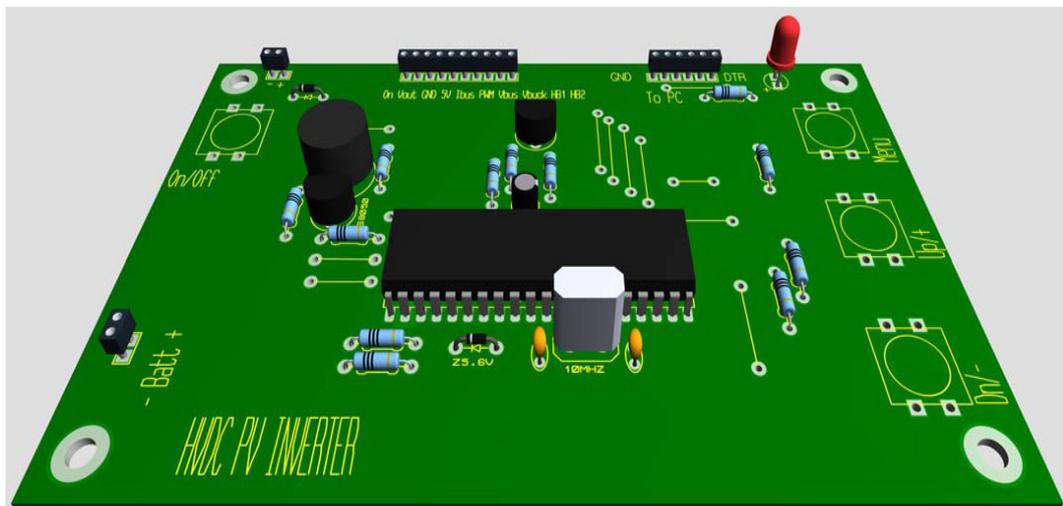


Figure ANII-2 : Circuit de commande 3D.

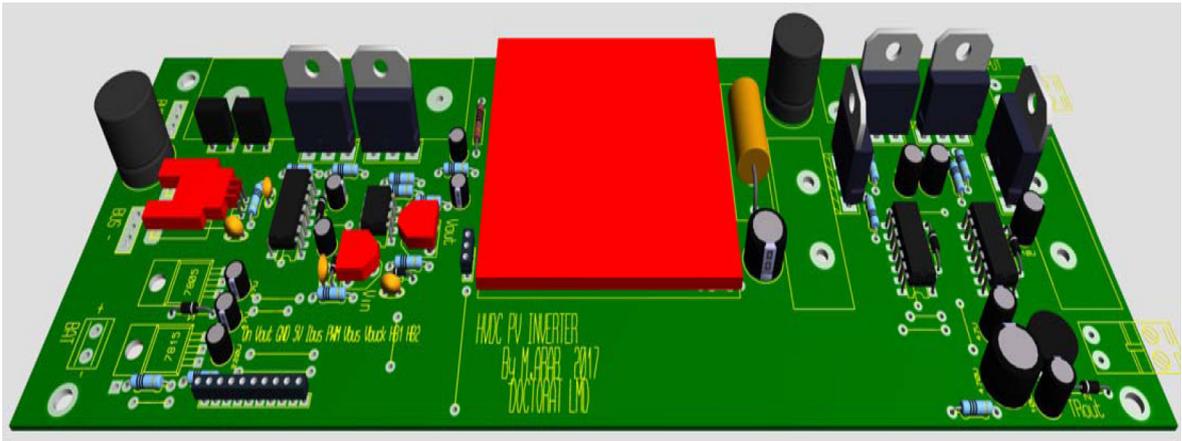


Figure ANII-3 : circuit de puissance 3D.

III.3 Photo de test de l'onduleur en pleine charge

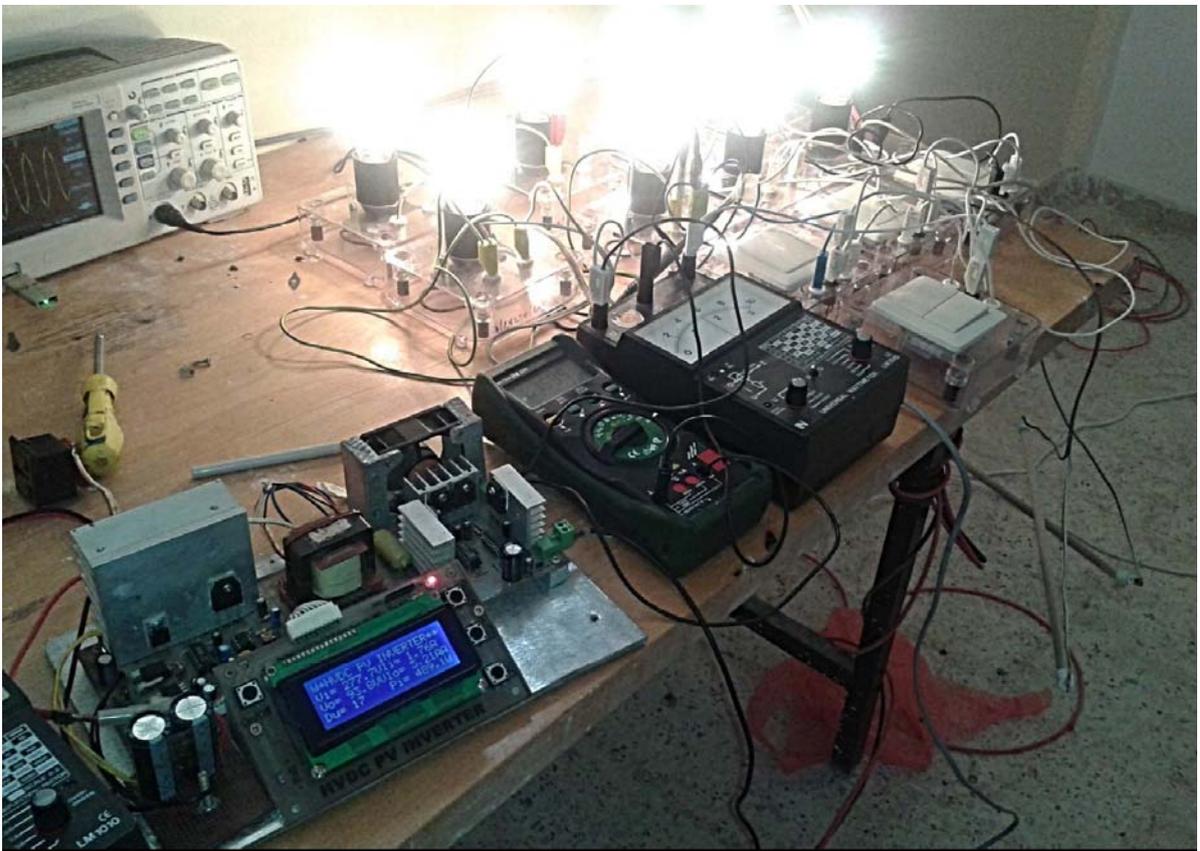


Figure ANII-4 : Photo de l'onduleur en pleine charge.