



Conversion DC/DC cascadée à gestion partielle de puissance pour le solaire photovoltaïque à concentration

Philippe Camail

► To cite this version:

Philippe Camail. Conversion DC/DC cascadée à gestion partielle de puissance pour le solaire photovoltaïque à concentration. Energie électrique. Université Claude Bernard - Lyon I; Université de Sherbrooke (Québec, Canada), 2025. Français. ⟨NNT : 2025LYO10063⟩. ⟨tel-05214190⟩

HAL Id: tel-05214190

<https://theses.hal.science/tel-05214190v1>

Submitted on 19 Aug 2025

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Distributed under a Creative Commons CC BY-NC-ND 4.0 - Attribution - Non-commercial use - No Derivative Works - International License



Université Claude Bernard Lyon 1



Université de
Sherbrooke

THÈSE de DOCTORAT

Opérée en cotutelle entre d'une part :
l'Université Claude Bernard Lyon 1

Ecole Doctorale ED160 EEA
Électronique, Électrotechnique et Automatique

Et d'autre part :
l'Université de Sherbrooke
Faculté de Génie
Département de Génie Électrique
et de Génie Informatique
Spécialité de doctorat : Génie Électrique

Soutenue publiquement le 25/04/2025, par :

Philippe CAMAIL

Conversion DC/DC cascadée à gestion partielle de puissance pour le solaire photovoltaïque à concentration

Devant le jury composé de :

RAZIK Hubert

Professeur des universités, Université Claude Bernard Lyon 1

ALONSO Corinne

Professeur des universités, Université de Toulouse

HAMON Gwenaëlle

Professeure assistante, Université de Sherbrooke

BOUARROUDJ Mounira

Maître de conférences, Université Paris-Est Créteil (UPEC)

ABBES Dhaker

Professeur des universités, Junia HEI

MARTIRÉ Thierry

Maître de conférences, Université de Montpellier

JOUBERT Charles

Professeur des universités, Université Claude Bernard Lyon 1

TROVÃO João

Professeur des universités, Université de Sherbrooke

DARNON Maxime

Chargé de Recherche HDR, CNRS Délégation Rhône Auvergne

MARTIN Christian

Professeur des universités, Université Claude Bernard Lyon 1

ALLARD Bruno

Professeur des universités, INSA de Lyon

Président

Rapporteure

Rapporteure

Rapporteure

Examineur

Examineur

Directeur de thèse

Directeur de thèse

Invité

Invité

Invité

Remerciements

Je souhaite tout d'abord remercier les membres de mon jury, pour leurs nombreuses questions, ayant permis d'enrichir la réflexion tant technique qu'économique sur mon sujet.

Merci à mes directeurs de recherches, Charles JOUBERT côté français, et João TROVÃO côté canadien. Le premier pour ses idées toujours précises et ses vérifications attentives, le deuxième pour sa structure lors des différentes rédactions, ainsi que son aide à trouver « une histoire » permettant de rapiécer tous les axes de recherches. Bruno ALLARD, pour sa présence immédiatement pertinente et sa mémoire de mes travaux et sur la fin, pour la relecture complète d'un manuscrit pas tant en phase final que ça, avec des conseils avisés. Christian MARTIN, pour la motivation quand tout semblait flou et que la suite apparaissait incertaine. Notamment, pour son triptyque « Rien compris... - Mais tu veux dire quoi exactement ?! - Ah voilà, là c'est mieux non ? » qui m'a permis de nombreuses fois de passer de propos arides et incohérents, à une explication synthétique et véritablement pédagogique. Je garderai en tête cette méthode pour la suite, et sachez lecteur que vous lui devez beaucoup. Merci enfin à Maxime DARNON pour l'aide à la navigation du monde du solaire à concentration et des subtilités administratives franco-canadiennes.

Un immense merci à tous les membres de mon très cher bâtiment Oméga : permanents, profs, chercheurs et doctorants. Pour ces derniers, vous avez été souvent, sans le savoir, un pilier d'humanité sur lequel grandir et apprendre à faire une thèse. Merci à Clémentine, Rania, Sofia, Claire, Morgane, Jami, William, Quentin, Nassim et Baptiste.

Loup, qui me sert de transition entre le monde du laboratoire et celui des amis (et des colocos tiens, parlons-en), je tiens à te remercier pour tout. Le partage est sans doute quelque chose qui est évident pour toi, mais il est précieux. Merci également pour la soutenance, où tu as tout géré d'une main de maître. À nous maintenant les pizzas dominicales détendues peuplées de questions cryptiques et de plaisirs techniques inavouables (le pont diviseur élévateur).

À Louis, quelques lignes de remerciements, te voici bien mal loti ma Caille, pour une aide et un soutien constant, tout au long de ces 5 années d'épreuves. Nombreuses sont les fins d'aprem sauvées par ton humour, ta gentillesse, ta compréhension, ton intelligence, tes conseils toujours renouvelés et ce lien indéfectible qui fait de nous deux faces d'une bien étrange pièce. Si j'ai pu aller jusqu'au bout, c'est grâce à toi. (Et promis, c'est fini)

À Elise-Kokawa, co-doctorante et amie de génie. Merci d'avoir partagé ta présence lumineuse avec moi, sous ton regard et tes mots, tout trouve une solution, tous les mystères rabougrirent, et tous les futurs deviennent radieux. Que les saines colères et les tartes aux pêches continuent d'animer nos rencontres.

À Lilie-Mamourette, merci du fond du cœur pour cette magie que tu apportes dans ma vie. La rencontre à la Ferme était aussi improbable que parfaite, et depuis, savoir que je t'ai dans ma vie a rendu les obstacles moins hauts et les rires beaucoup plus fréquents.

À Yann, merci de toujours y croire, de patiemment arbitrer en faveur du mieux, de montrer une voie de force et de compréhension. On avance côte à côte, en zigzag, en

boucle, mais on avance ensemble.

Merci à Bénédicte pour tous les rires et les discussions, quelle immense chance de t'avoir eu en coloc' et gardée comme amie. Merci à Baptiste, le Adrien de son Florent, le Starsky de son Hutch, pour ton humour et ta gentillesse constants.

À Jeanne et Benjamin, merci d'avoir été un pilier lors de ma présence au Québec. Les quelques week-end passés ensemble dans votre havre de paix sont des souvenirs que je garde précieusement en mémoire.

Enfin à mes parents et mes sœurs, présents pour les bons moments et les moins bons, à suivre assidument les péripéties de ce long voyage. J'ai une chance inouïe d'être si bien entouré, d'avoir pour famille des gens si intelligents, si bons et si bienveillants. Vous avez toujours donné du temps et une oreille attentive, et cela a compté au-delà de tout mot.

À vous qui lisez ces mots, si je vous ai oublié dans ces remerciements, j'en suis sincèrement navré, et si on ne se connaît pas (ce n'est pas grave, on l'a tous fait, regarder les remerciements d'inconnus), j'espère que le manuscrit répondra à plus de questions qu'il n'en soulèvera. Si des interrogations insoutenables venaient à vous hanter, mon mail est ouvert.

Résumé

Cette thèse, menée en cotutelle entre l'Université Lyon 1 et l'Université de Sherbrooke, propose une approche novatrice pour améliorer l'efficacité énergétique des systèmes photovoltaïques à concentration (CPV). Le travail débute par une présentation des principes fondamentaux des panneaux CPV, qui utilisent des cellules solaires multi-jonctions et des lentilles de Fresnel pour maximiser l'efficacité photo-électrique. Ces systèmes, bien qu'efficaces, sont pénalisés par des pertes importantes dues à l'ombrage, au désalignement et aux interconnexions série et parallèle des panneaux utilisés actuellement. Ces limitations affectent la capacité à exploiter le maximum d'énergie disponible. L'objectif principal de la thèse est de concevoir et d'évaluer des convertisseurs DC/DC spécifiques capables de gérer ces contraintes tout en restant économiquement viables. L'étude se focalise sur la gestion partielle de puissance (PPC), une méthode qui offre un compromis entre l'amélioration de l'efficacité énergétique et la limitation des surcoûts. Contrairement à la gestion classique de puissance complète, la PPC permet de traiter uniquement une fraction de la puissance totale, réduisant ainsi les dimensions et les pertes dans l'électronique de puissance. Le choix de ce paradigme de conversion a émergé d'une étude technico-économique basée sur l'état de l'art des convertisseurs DC/DC utilisés pour le CPV. La recherche inclut une modélisation détaillée des systèmes CPV, des simulations des pertes énergétiques, et des scénarios d'irradiance pour mieux comprendre les impacts des phénomènes comme l'ombrage partiel. La solution retenue pour l'étage de conversion DC/DC ajouté entre les panneaux et l'onduleur central est basée sur la mise en cascade de buck-boosts à gestion différentielle de puissance (DPC) et de flyback active clamp fonctionnant en gestion partielle de puissance série (S-PPC). Deux chapitres sont dédiés à leur dimensionnement et leur réalisation. L'analyse énergétique et économique, appuyée par des simulations de l'électronique de puissance ainsi que des tests, démontre que la topologie choisie offre des résultats prometteurs concernant l'efficacité énergétique globale des installations CPV, sans nécessiter une refonte complète des infrastructures existantes.

Abstract

This thesis, conducted as a joint supervision between Université Lyon 1 and Université de Sherbrooke, proposes an innovative approach for improving the energy efficiency of concentrated photovoltaic (CPV) systems. The work begins with an introduction to the fundamental principles of CPV panels, which utilize multi-junction solar cells and Fresnel lenses to maximize photoelectric efficiency. Despite their high performances, these systems are hindered by significant losses caused by shading, misalignment, and the series and parallel interconnections of currently used panels. These limitations affect the ability to harness the maximum available energy. The main objective of the thesis is to design and evaluate specific DC/DC converters capable of addressing these constraints while remaining economically viable. The study focuses on Partial Power Conversion (PPC), a method offering a balance between improving energy efficiency and limiting additional costs. Unlike traditional full power conversions, PPC processes only a fraction of the total power, thereby reducing the size and losses in the power electronic parts. The choice of this conversion paradigm emerged from a techno-economic study based on the state-of-the-art in DC/DC converters used for CPV. The research includes detailed modeling of CPV systems, simulations of energy losses, and irradiance scenarios to better understand the impacts of phenomena such as partial shading. The selected solution for the DC/DC conversion stage added between the panels and the central inverter is based on cascading differential power control (DPC) buck-boost converters and active-clamp flyback converters operating in serial partial power conversion (S-PPC) mode. Two chapters are dedicated to their design and implementation respectively. The energy and economic analyses, supported by power electronic simulations and testing, demonstrate that the chosen topology offers promising results regarding the overall energy of CPV installations, without requiring a complete overhaul of existing infrastructures.

*« Sans les constructions, vous résoudrez peu de mystères.
Sans connaissance des mystères, vos constructions échoueront.
Trouvez la force de faire les deux, car ce sont nos prières.
Et dans ce but, profitez du confort car, sans lui, les forces vous manqueront. »*

Becky Chambers - *Une prière pour les cimes timides*

Table des matières

Introduction	1
1 Principe de fonctionnement d'un panneau solaire à concentration et état de l'art sur la conversion DC/DC associée	5
1.1 Le solaire à concentration : de la cellule au traqueur	6
1.1.1 L'effet photo-électrique appliqué à la cellule solaire	6
1.1.2 La cellule solaire à multi-jonctions	8
1.1.3 La lentille et le traqueur : implémentation du CPV à large échelle . .	10
1.2 Les pertes électriques dans le solaire à concentration	12
1.2.1 Principe des pertes dans le solaire photovoltaïque et MPPT	12
1.2.2 Les pertes par ombrage partiel	16
1.2.3 Les pertes par désalignement dans les systèmes à lentille de Fresnel .	18
1.2.4 Notion de granularité de conversion et conséquences sur l'extraction d'énergie	19
1.3 Analyse énergétique de la production	21
1.3.1 Cadre de l'étude	22
1.3.2 Analyse énergétique de la production	22
1.3.3 Modèle économique	25
1.3.4 Structure des coûts pour l'électronique de puissance	28
1.3.5 Analyse de l'état de l'art des convertisseurs DC/DC	29
1.4 Conclusion et défis sur la conversion dans le solaire à concentration	36
2 Modélisation électrique des panneaux solaires à concentration et scénarios d'irradiance	39
2.1 Modèle mathématique d'une courbe $I(V)$	40
2.1.1 Modèle à 5 paramètres d'une cellule solaire à concentration	40
2.1.2 Mise en série et en parallèle des cellules : affinité série et parallèle . .	42
2.1.3 Effet de la diode de bypass	44
2.1.4 Extrapolation des courbes $I(V)$ pour différentes irradiances	46
2.1.5 Configuration utilisée pour les tests et la modélisation	48
2.1.6 Spécificités de la simulation d'électronique de puissance pour le CPV	49
2.2 Algorithme de calcul des courbes $I(V)$ selon différents scénarios d'irradiance	49
2.2.1 Définition des différents scénarios d'irradiance	50
2.2.2 Modélisation des matrices d'irradiance	54
2.2.3 Matrices des caractéristiques $I(V)$	56
2.2.4 Obtention d'une courbe $I(V)$ générale	57
2.3 Extraction des paramètres à partir d'un panneau réel	58
2.3.1 Matériel et conditions expérimentales	58
2.3.2 Résultats et extraction du modèle à 5 paramètres	59

2.3.3	Validation du modèle	61
2.4	Conclusion	65
3	Topologie DC/DC cascadée à gestion partielle de puissance	67
3.1	La gestion partielle de puissance	67
3.1.1	Gestion de puissance partielle comparée à la gestion classique de puissance	67
3.1.2	Principe de la gestion partielle de puissance parallèle (DPC)	69
3.1.3	Principe de la gestion partielle de puissance série (S-PPC)	72
3.1.4	Choix de la topologie pour l'étage S-PPC	75
3.1.5	Mise en cascade des deux architectures à gestion partielle de puissance	77
3.1.6	Détermination globale des deux cahiers des charges	79
3.2	Le buck-boost en DPC	82
3.2.1	Fonctionnement du DPC	82
3.2.2	Dimensionnement	83
3.2.3	Modèle de simulation utilisé	85
3.3	Conclusion	87
4	Dimensionnement et réalisation du flyback active clamp	89
4.1	Choix du mode de fonctionnement et dimensionnement	89
4.1.1	Présentation de la topologie	89
4.1.2	Figure des 4 cadrans ZCS secondaire vs Mode de conduction	91
4.2	Dimensionnement des transistors Q_{Main} et Q_{Aux}	94
4.3	Dimensionnement magnétique et inductance de fuite	97
4.3.1	Matériau magnétique	97
4.3.2	Choix des valeurs d'inductances magnétisante et de fuite	98
4.3.3	Enroulements	100
4.3.4	Inductance de fuite	102
4.3.5	Test et validation	103
4.3.6	Réalisation du prototype	105
4.4	Notes sur l'absence de commutation douce et modifications associées	107
4.4.1	Absence de commutation douce sur la plage de fonctionnement définie	107
4.4.2	Interférences électro-magnétiques liées à la commutation dure	109
4.4.3	Etudes des dimensionnements proposés dans la littérature	112
4.4.4	Choix d'altération du fonctionnement pour garantir la commutation ZVS	115
4.5	Conclusion	116
5	Résultats de simulation et expérimentaux	117
5.1	Présentation de la modélisation des configurations testées	118
5.1.1	Le système onduleur centralisé et double chaîne	118
5.1.2	Simulation #A : Les panneaux CPV et les buck-boost DPC	120
5.1.3	Simulation #B : Le S-PPC flyback active clamp	123
5.2	Résultats	129
5.2.1	Scénarios Sc1 et Sc2 : ombrages inter-traqueurs	129
5.2.2	Scénarios Sc3 et Sc4 : impact de la température	134
5.2.3	Scénarios Sc5 et Sc6 : ombrages hétérogènes	135
5.2.4	Scénario Sc7 : impact du désalignement des panneaux	140
5.2.5	Discussion sur les résultats	143
5.3	Conclusion	145

Conclusion	147
A Calcul des ombrages inter-traqueurs pour les scénarios $Sc1$ & $Sc2$	151
B Calcul de l'inductance de fuite du circuit magnétique du flyback active clamp	155
C Photo du montage pour le calcul de rendement du FBAC	159
Bibliographie	171

Introduction

Dans un contexte de transition énergétique mondiale, les énergies renouvelables jouent un rôle important pour réduire la dépendance aux combustibles fossiles et les émissions de gaz à effet de serre. Parmi ces énergies, l'énergie solaire se distingue par son potentiel et sa capacité à répondre aux besoins croissants en électricité à travers le monde. Les systèmes photovoltaïques (PV), qui convertissent directement l'énergie solaire en électricité, constituent aujourd'hui une technologie mature et largement adoptée. Cependant, pour atteindre un niveau de compétitivité équivalent à celui des énergies fossiles, il est indispensable d'améliorer l'efficacité et la rentabilité de ces installations.

Le système photovoltaïque à concentration (CPV) émerge comme une solution prometteuse pour maximiser l'efficacité des systèmes solaires. En combinant des cellules solaires multi-jonctions – capables d'atteindre des rendements photo-électriques supérieurs à 40 % – et des systèmes de concentration optique tels que les lentilles de Fresnel, le CPV offre une capacité unique à exploiter au mieux les ressources solaires disponibles. Toutefois, cette technologie reste confrontée à plusieurs limitations. Les pertes dues à l'ombrage partiel, au désalignement des panneaux et aux inefficacités des interconnexions série ou parallèle limitent souvent son potentiel. Ces problèmes sont amplifiés par la nature directionnelle des systèmes CPV, qui nécessitent un alignement précis avec le rayonnement solaire direct. Actuellement, à cause du coût élevé de l'installation d'une centrale CPV, la solution de conversion choisie est généralement un onduleur centralisé auquel est branché un ensemble de panneaux CPV en série et en parallèle, ce qui est une solution simple mais qui ne répond pas à des exigences de compétitivité économique.

Pour relever ces défis, l'électronique de puissance joue un rôle central. En particulier, les convertisseurs DC/DC peuvent être utilisés pour optimiser la récupération d'énergie en adaptant dynamiquement le point de fonctionnement des panneaux solaires. Leur ajout permet également de ne pas avoir à modifier entièrement la chaîne de puissance présente au sein des installations existantes. Cependant, leur dimensionnement adéquat nécessite de préciser de façon exhaustive leur cahier des charges, ce qui est un prérequis complexe dans le domaine du CPV. Nous nous aiderons pour cela du travail massif effectué dans le domaine du "PV plan", tant dans sa méthode que dans ses outils. Notre but sera de fournir une solution pertinente et novatrice face aux défis spécifiques du CPV, en mettant en lumière et en répondant à ses enjeux associés.

Le travail développé dans ces pages est donc à l'interface entre la modélisation photovoltaïque et l'électronique de puissance. Il a été mené à travers une cotutelle entre les laboratoires LN2 (Laboratoire des Nano-systèmes et Nano-procédés) et le 3iT (Institut Interdisciplinaire d'Innovations Technologiques) d'une part, tous deux basés à Sherbrooke au Québec et le laboratoire Ampère à Lyon. La tutelle québécoise est spécialisée et reconnue dans les différentes formes de solaires photovoltaïques et la gestion d'énergies renouvelables. La partie française est quant à elle spécialisée en électronique de puissance et en systèmes de conversion d'énergie. C'est dans ce cadre que les solutions DC/DC apportées

ont été développées, dont l'exposé suit le plan suivant.

Le chapitre 1 se focalise dans sa première partie sur la présentation du fonctionnement du "solaire photovoltaïque à concentration". Nous repartirons du processus photo-électrique d'absorption d'un photon incident par un matériau semi-conducteur, et son application dans le domaine photovoltaïque. Au travers des limites du "photovoltaïque classique" (dit "plan"), nous introduisons l'intérêt des multi-jonctions pour le gain en rendement photo-électrique. Ce gain s'accompagne de pré-requis matériels comme la présence de lentilles concentrant le flux solaire, et de modules traqueurs qui sont en charge d'aligner les panneaux CPV aux rayons solaires incidents. La présence de ces deux éléments supplémentaires, ainsi que les problématiques propres au "solaire photovoltaïque" entraînent des pertes électriques que nous détaillerons dans une deuxième section. Enfin, un état de l'art des solutions d'électronique de puissance utilisées pour contrecarrer ces pertes sera présenté. Afin de comparer ces différentes solutions, une analyse technico-économique basée sur un calcul simplifié de coût et de rendement des convertisseurs utilisés sera présentée. Cette analyse nous permettra de dresser un premier cahier des charges que doit respecter la solution qui constituera le cœur de ce travail de thèse.

Le chapitre 2 propose la modélisation électrique du système CPV sur lequel nous travaillons. Il est basé sur les caractéristiques géométriques et électriques du système STACE¹, mais est exploitable dans le cadre de n'importe quel système solaire à concentration. Le but de ce chapitre est d'obtenir une méthode permettant, à partir d'un ombrage ou d'une source de perte donnée, de déduire la caractérisation de la courbe courant/tension $I(V)$ correspondante. Ces courbes $I(V)$ constituent la "carte d'identité électrique" des cellules et panneaux solaires et varient en fonction de l'ombrage subi. Elles sont le lien entre les conditions d'irradiance et les grandeurs électriques exploitables par les simulations d'électronique de puissance. La plupart des complications d'ombrage étant dynamiques, la notion de scénario d'ombrage sera présentée. Elle permet de découper un motif temporel en segments, sur lesquels on calcule les courbes $I(V)$. En parallèle de la méthode pour décrire les ombrages, nous présenterons l'installation générique sur laquelle notre travail de modélisation s'effectue : deux chaînes de quatre panneaux CPV chacune.

Le chapitre 3 permet de mieux comprendre la gestion partielle de puissance, qui est le paradigme de conversion retenu pour notre étage de conversion. Il a émergé il y a une dizaine d'années, et promet de meilleurs rendements électriques ainsi que des dimensionnements réduits pour les convertisseurs. Nous essaierons donc de comprendre ses différents principes, et de choisir la meilleure implémentation dans notre cas. Ce paradigme requiert, contrairement à l'électronique de puissance classique, de choisir une *architecture* avant de choisir une *topologie*. Le choix a été fait de mettre en cascade deux principes de conversion à gestion partielle de puissance, pour tirer les bénéfices de chacun d'eux, avec les limitations imposées par le cahier des charges du chapitre 1. Nous effectuons ensuite le choix de chaque topologie associée aux deux architectures : le DPC buck-boost et le flyback active clamp (FBAC) en S-PPC (Serial Partial Power Conversion). Nous affinons alors le cahier des charges de ces deux topologies pour permettre leur dimensionnement. Si ce dernier est contenu dans le présent chapitre pour le DPC buck-boost, le FBAC nécessite un chapitre entier.

Le chapitre 4 est dédié au dimensionnement et à la réalisation du prototype du flyback active clamp. Cette topologie, dérivée du flyback classique, est généralement utilisée pour des puissances en dessous de la centaine de Watt. Elle possède un faible nombre de composants, ce qui la rend économiquement attractive. Assortie d'interrupteurs actifs à

1. STACE a été le partenaire industriel de ce travail, en qualité notamment de fabricant de panneaux CPV

base de carbure de silicium, d'un composant magnétique planar en ferrite, et d'une gestion partielle de puissance, il est possible d'étendre son cahier des charges au-delà de la barrière habituelle. Pour maintenir de bons niveaux de rendement, le dimensionnement de ce convertisseur est centré autour des conditions permettant son fonctionnement en commutation douce. Cette dernière permet théoriquement de réduire drastiquement les pertes par commutation, qui sont un poste de pertes important en électronique de puissance. Les défis et complexités associés à ce dimensionnement sont explicités tout au long du chapitre.

Le chapitre 5 permet d'ancrer le travail de dimensionnement de cette simulation dans la réalité, en quantifiant ses différences avec la solution actuellement utilisée dans l'industrie : un étage à onduleur centralisé. Une première section est dédiée à la mise en place des outils de simulation permettant la comparaison. On utilisera des modélisations mixtes à base de modèles moyens, modèles temporels détaillés et de mesures réelles de rendement. La seconde partie du chapitre applique ces modélisations à tous les scénarios définis au chapitre 2. Nous verrons que les situations d'ombrage hétérogène constituent la force de notre étage cascadié à gestion partielle de puissance, là où ses gains énergétiques sont les plus importants. Les ombrages homogènes constituant cependant une limite du système actuel, la dernière partie nous donnera l'occasion de faire la synthèse des éléments permettant d'améliorer notre proposition.

Chapitre 1

Principe de fonctionnement d'un panneau solaire à concentration et état de l'art sur la conversion DC/DC associée

L'effet photoélectrique représente un phénomène important dans l'étude de la physique quantique et son exploration a joué un rôle crucial dans le développement des technologies modernes, notamment dans le secteur des panneaux photovoltaïques qui nous intéressera au long de ce manuscrit. Ce processus se caractérise par l'excitation d'électrons au sein d'un matériau lorsqu'il est exposé à la lumière, ou plus précisément, à des photons.

Une courte étude de l'effet photoélectrique est essentielle pour comprendre la conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique, un principe fondamental dans le fonctionnement des cellules photovoltaïques. Ces cellules, qui constituent l'élément de base des panneaux solaires, permettent de transformer l'énergie solaire en électricité, offrant ainsi une alternative renouvelable et moins polluante aux énergies fossiles. Rien qu'en France, la technologie photovoltaïque a bénéficié d'une évolution substantielle, passant de 500 GWh d'énergie produite en 2010 à 13,6 TWh en 2020 [1].

La partie suivante propose une analyse simplifiée de l'effet photoélectrique, en abordant ses principes théoriques, et leur emploi dans la construction d'une cellule photovoltaïque moderne. Nous nous baserons sur les cellules simple jonction au silicium pour construire une intuition du fonctionnement attendu d'une cellule. Ce choix est motivé aussi bien par la relative simplicité de son fonctionnement que par son utilisation quasi hégémonique dans le cadre de la génération photovoltaïque industrielle [2] et grand public [3]. Cette utilisation, atteignant 600 GW installés en 2020 [4], est le fruit d'un investissement mondial global autour de cette technologie [2]. Nous aborderons ensuite les limites théoriques et pratiques d'une telle cellule, afin de mettre en lumière les efforts de recherche plus récents pour dépasser ces limites. Cette approche contribuera à expliciter le principe de cellules et panneaux photovoltaïques à multi-jonctions à concentration, qui est au cœur des travaux présentés tout au long de cette thèse.

Une seule cellule n'étant en elle-même pas capable de soutenir une demande de plusieurs mégawatts ou gigawatts, son interconnexion à d'autres cellules pour former des panneaux est obligatoire. De même, ces panneaux sont usuellement reliés électriquement entre eux pour former des chaînes et plus tard des champs solaires entiers. Ces interconnexions sont loin d'être triviales et apportent leur lot de complexité et de compromis qui tracent

le cahier des charges des centrales solaires modernes. Les mécanismes d'interconnexion usuels ainsi que leurs contreparties seront présentés. Certains compromis et verrous sont communs aux panneaux photovoltaïques classiques (dits, panneaux plans) ainsi qu'à ceux à concentration, là où d'autres sont spécifiques à ces derniers. Une partie dédiée dressera leur inventaire afin de faire advenir les défis du photovoltaïque à concentration ainsi que les pistes mises en œuvre pour les contourner.

Ces principales pistes de contournement font toutes usages d'électronique de puissance, sous la forme de convertisseurs DC/DC ou DC/AC. Le foisonnement de ces solutions sera étudié au travers du prisme de la granularité de conversion. Elle représente la plus petite entité (cellule, panneau, chaîne) traitée par un convertisseur, et est un outil indispensable pour permettre une approche de classification globale. Celle-ci sera assortie d'une analyse économique et d'efficacité électrique ayant pour but de dresser un cahier des charges pertinent vis-à-vis de convertisseurs à employer dans le solaire à concentration à échelle industrielle.

1.1 Le solaire à concentration : de la cellule au traqueur

Cette première partie s'intéresse à construire de façon progressive les connaissances de base permettant la compréhension du fonctionnement des panneaux solaire à concentration (CPV). En premier lieu, une explication sommaire de l'effet photo-électrique est présentée afin de comprendre le mécanisme d'absorption de la lumière. Ensuite, les limites de l'approche du photovoltaïque plan largement répandu seront étudiées. Notamment, nous présenterons la limite principale d'un tel type de système : les pertes par thermalisation [5]. La notion de semi-conducteur à jonctions multiples sera ensuite introduite comme une solution possible pour contrecarrer ces pertes. À dessein, nous nous concentrerons sur une implémentation particulière de ce type de système : les cellules solaires équipées de lentilles de Fresnel. Outre la solution technologique retenue par le partenaire industriel de ce travail, la société STACE, cette solution est la plus répandue dans le monde du solaire à concentration, pour des raisons que nous évoquerons rapidement. Enfin, nous décrirons l'interconnexion la plus utilisée pour obtenir une centrale solaire à concentration.

1.1.1 L'effet photo-électrique appliqué à la cellule solaire

L'équation de Planck-Einstein occupe une place centrale dans la compréhension du fonctionnement des cellules solaires. Elle est décrite ci-dessous (1.1) :

$$E = h\nu \quad (1.1)$$

où E est l'énergie du photon incident (en Joules), h la constante de Planck valant $6,626 \times 10^{-34} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-1}$, et ν la fréquence du photon.

Elle établit une relation directe entre l'énergie d'un photon et la fréquence de la radiation lumineuse. Dans le contexte des cellules solaires, cette équation est fondamentale car elle décrit comment l'énergie lumineuse est absorbée et convertie en énergie électrique. Les photons provenant des radiations solaires possèdent différentes énergies, qui correspondent à différentes fréquences. Quand ces photons frappent une cellule solaire, l'énergie qu'ils transmettent aux électrons du matériau semi-conducteur peut être suffisante pour les libérer, créant ainsi un courant électrique.

Il existe trois cas différents dans ce mécanisme d'absorption, déterminés par l'énergie du photon incident. La figure 1.1 décrit ces trois cas et leurs effets dans une tranche de matériau semi-conducteur. Le phénomène de dopage des semi-conducteurs est ici ignoré

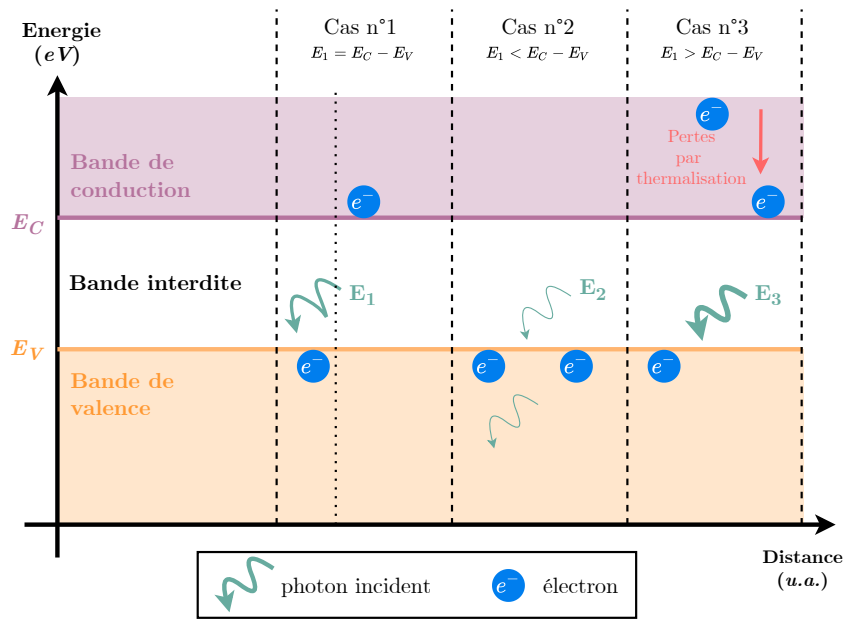


FIGURE 1.1 – Principe d’absorption d’un photon incident par un semi-conducteur, selon son énergie

dans un but de simplification : on peut considérer en première approximation qu’il ne fait qu’amplifier la conduction électrique le cas échéant. On voit dans cette figure trois bandes énergétiques différentes, à énergie croissante : la bande de valence, la bande interdite et la bande de conduction. La bande de valence est celle hébergeant la majorité des électrons. Ceux qui s’y trouvent ne peuvent pas participer à la création d’un courant électrique, contrairement à ceux se trouvant sur la bande de conduction. La bande interdite représente un état énergétique intermédiaire dans lequel les électrons ne peuvent pas se retrouver de façon pérenne, mais uniquement traverser. L’énergie (et donc la *largeur*) de cette bande dépend exclusivement du matériau semi-conducteur employé. Dans le cas d’un photon incident (flèche verte), on distingue alors les trois cas suivants :

- **Cas n°1** : Le photon a exactement l’énergie de la bande interdite ($E_1 = E_C - E_V$). Son absorption par le matériau semi-conducteur peut porter un électron de la bande de valence vers la bande de conduction. Il peut alors participer à la conduction électrique si les conditions du circuit dans lequel le matériau semi-conducteur est inséré le permettent.
- **Cas n°2** : Le photon a une énergie inférieure à celle de la bande interdite ($E_2 < E_C - E_V$). Dans ce cas, le photon est transmis dans le matériau sans absorption, l’électron reste sur sa bande de valence.
- **Cas n°3** : Le photon a une énergie supérieure à celle de la bande interdite ($E_3 > E_C - E_V$). Comme dans le cas n°1, l’électron est promu dans la bande de conduction, mais perd son excédent d’énergie sous la forme d’un phonon, synonyme macroscopiquement de pertes thermiques.

Dans le cas d’une jonction au silicium, l’énergie de la bande interdite est de 1,1 eV. A partir de ces trois cas, il est possible de faire la remarque suivante : **le processus d’absorption photo-électrique est du point de vue de son rendement, intrinsèquement monochromatique** [6]. En effet, si l’on reprend l’exemple d’une jonction silicium,

au dessous de 1,1 eV, l'électron de la bande de valence le recevant n'est pas promu à la conduction. A exactement 1,1 eV (hors considérations sur le bandgap indirect), il est promu sans perte, et au-delà, il est promu mais il entraîne des pertes thermiques dans la maille cristalline. Il n'existe donc théoriquement qu'une seule valeur d'énergie, correspondant à une seule longueur d'onde et une seule fréquence du photon incident qui peut être utilisée sans perte (en écartant les autres mécanismes diminuant l'efficacité du processus). Pour les photons de plus hautes énergies ($> 1,1$ eV) l'électron promu à la conduction n'aura une énergie que de 1,1 eV.

Or, dans le cas d'une cellule solaire, le rayonnement émis par le soleil est étalé sur plusieurs valeurs continues de fréquences selon l'équation du corps noir, reportée sur la figure 1.2. Apparaît alors un compromis de construction lors du choix du matériau semi-conducteur de la cellule solaire :

- soit l'on choisit un matériau dont la largeur de bande interdite est faible, et dans ce cas on promeut un grand nombre d'électrons, mais avec une énergie relativement faible ;
- soit l'on choisit un matériau à bande interdite plus large, pour promouvoir moins d'électron avec une énergie plus grande.

Dans le cas du photovoltaïque classique, c'est le premier choix qui a été favorisé. L'utilisation d'une seule jonction silicium permet alors théoriquement un rendement photo-électrique jusqu'à 31 % [5].

1.1.2 La cellule solaire à multi-jonctions

La cellule solaire à multi-jonctions prend le pari de multiplier l'aspect intrinsèquement mono-chromatique de l'absorption photo-électrique et de le subdiviser sur des portions du spectre solaire. Un tel mécanisme peut être vu à la figure 1.2 sur sa partie droite.

Avec une cellule à plusieurs jonctions, il est possible de capter le spectre solaire de façon à ce que les photons incidents de puissance supérieure puissent mener à la création d'une

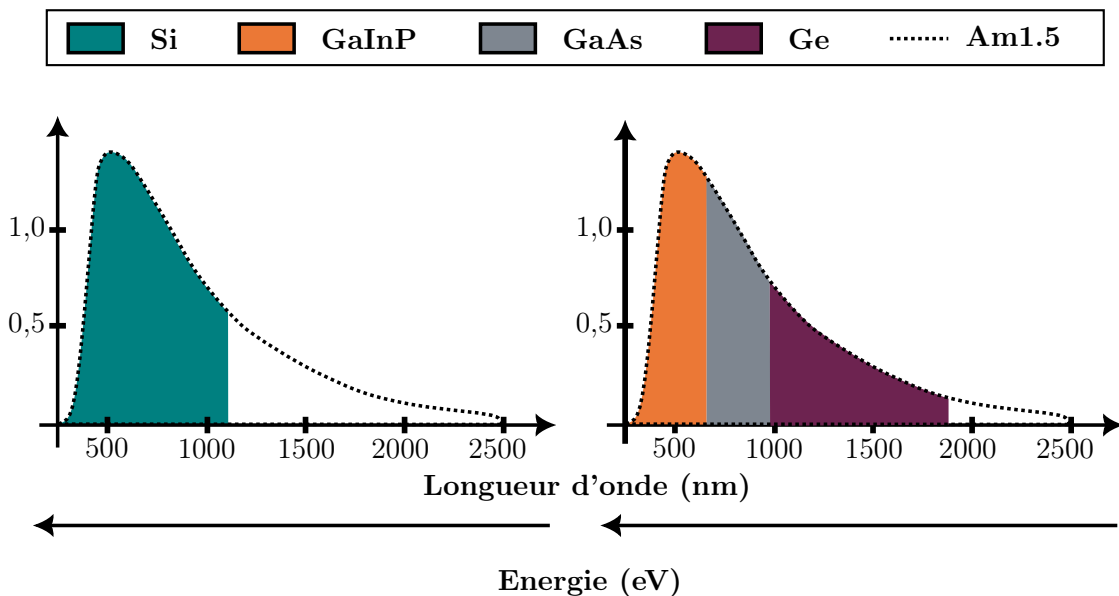


FIGURE 1.2 – Spectre solaire et bande d'absorption de différents semi-conducteurs, adapté de [7]

paire électron-trou plus énergétique. Si l'on prend l'exemple d'une cellule à triple jonction standard Ge/InGaP/GaAs, le spectre solaire se retrouve partitionné de la façon suivante sur la figure 1.3. Chaque matériau semi-conducteur utilisé possède une énergie de bande interdite différente, ce qui se traduit par une énergie effective absorbée différente.

En terme électrique, une énergie de bande interdite se traduit quasi proportionnellement à une tension aux bornes de la jonction. Ainsi, une bande interdite plus large entraîne une tension supérieure aux bornes de la cellule.

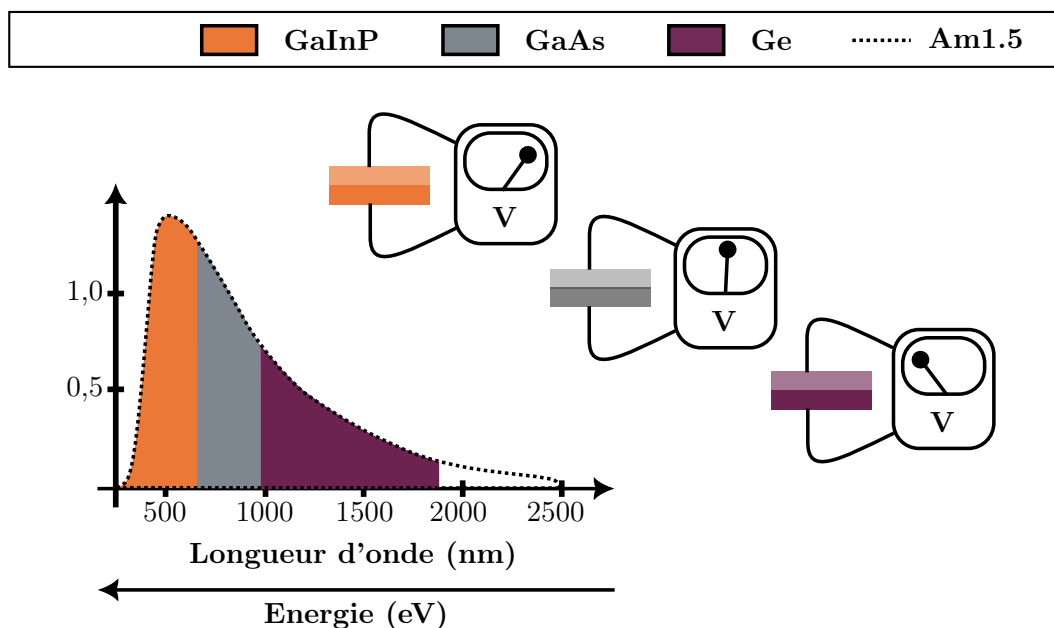


FIGURE 1.3 – Effet de la largeur de bande interdite sur la tension des semi-conducteurs

On voit ainsi que plus on augmente le nombre de jonctions, plus on propose une équivalence entre l'énergie d'un photon incident et son énergie effective utilisable par un circuit électronique. Cette équivalence se voit en théorie limitée à une efficacité de 86.6 % [7] pour des raisons qu'il n'est pas utile de détailler dans ce travail. Cette valeur de 86.6 % est obtenue pour un nombre infini de jonctions, et n'est de fait pas atteignable sur un système réel. Le tableau suivant précise le rendement photo-électrique attendu en fonction du nombre de jonctions parfaites contenues dans une cellule [7] :

Nombre de jonctions	1	2	3	4	∞
Rendement photo-électrique maximal en cas de mise en série des jonctions	40,7%	55,5%	63,2%	67,9%	86,6%

TABLE 1.1 – Rendement photo électrique maximal théorique en fonction du nombre de jonctions présentes dans une cellule solaire sous concentration, irradiée par un corps noir à 6000 K. Données issues de [7], pour une concentration de $500\times$

On peut voir dans ce tableau une augmentation rapide des rendements associés avec l'ajout de jonctions. Il est alors légitime de se demander pourquoi, face à cet incrément conséquent d'efficacité, les cellules à multi-jonctions (abrégé MJ) n'ont pas supplanté dans les usages la cellule à simple jonction silicium.

L'argument principal retenu contre le développement des cellules à multi-jonctions est le coût de fabrication. Celui-ci est la conséquence des complexités intrinsèques au proces-

sus de fabrication des cellules MJ. Premièrement, les cellules solaires MJ, généralement construites à partir de matériaux semi-conducteurs III-V (comme le GaAs et l'InGaP), nécessitent des processus de croissance épitaxiale sophistiqués [8]. Ce procédé de fabrication limite leur évolutivité et leur accessibilité pour des applications terrestres à grande échelle. Deuxièmement, les matériaux employés sont beaucoup moins disponibles que le silicium, notamment le germanium. Ce dernier, utilisé pour la jonction de plus faible bande interdite, est considéré comme une ressource critique en Europe [9]. Il est un sous-produit de l'extraction d'autres ressources fossiles et métalliques, et sa demande est en forte croissance dans les autres domaines de l'électronique grand public. Cela rend son utilisation très concurrentielle [9].

Si en l'état cette question de coût rend la technologie multi-jonctions impropre à l'utilisation résidentielle et industrielle, notons que son excellente efficacité photo-électrique lui permet d'être la norme dans le domaine spatial [10].

1.1.3 La lentille et le traqueur : implémentation du CPV à large échelle

Toutes ces raisons se traduisent *in fine* par un coût très supérieur des lignes de production de solaire photovoltaïque à multi-jonctions. Cependant, le facteur important commun à ces problématiques est la taille des cellules. Les difficultés économiques liées à la croissance de cellules multi-jonctions de grande taille ont poussé la recherche et les industriels à devoir utiliser des cellules solaires de plus petite taille. En se référant à l'unité du rayonnement solaire incident, le W/m^2 , on peut voir qu'une telle décision mène assez naturellement à une diminution de la puissance reçue, puisque l'on diminue la surface de "collection" de photons. Pour contourner cette limite, des systèmes de concentration du flux lumineux ont été choisis et développés pour permettre de garder une surface active importante, en dépit de la réduction de la taille des cellules. On parle alors de cellule solaire multi-jonctions à concentration.

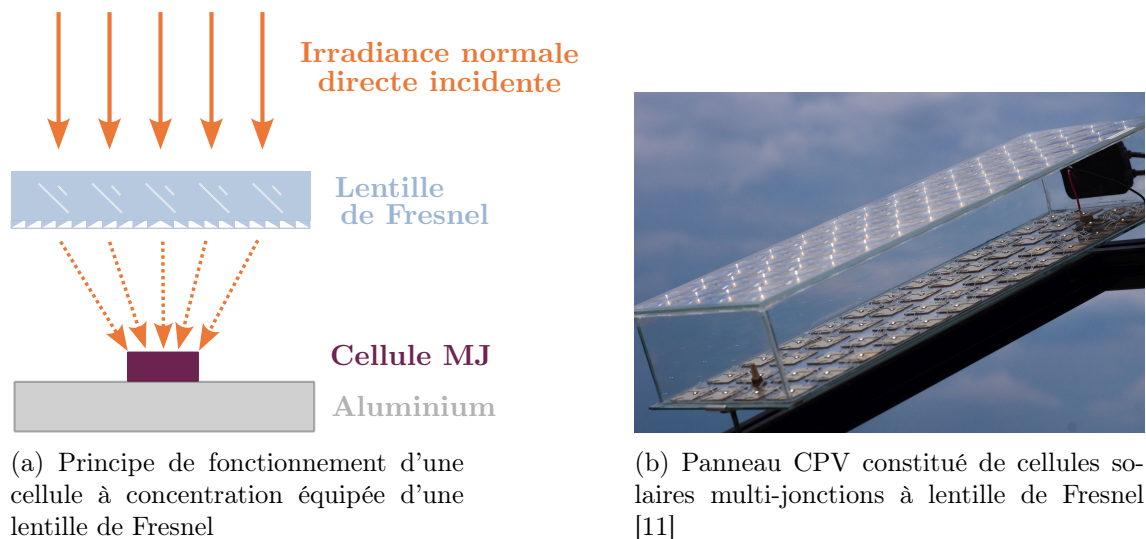


FIGURE 1.4 – Schéma de fonctionnement (a) et photo d'un montage (b) de cellules multi-jonctions à lentille de Fresnel

Le système de concentration de flux solaire incident le plus largement répandu est actuellement la lentille de Fresnel. Le schéma simplifié de fonctionnement peut être trouvé à la figure 1.4a, et sa réalisation à la figure 1.4b (issue de [11]). On voit que le rayonnement solaire incident est focalisé sur une cellule solaire à multi-jonctions de plus petite taille. Les

lentilles possèdent un facteur de concentration qui constitue leur principale caractéristique. Il représente l'aire de la lentille, divisée par l'aire de la cellule multi-jonctions qui reçoit le flux. L'optique peut se prêter à une fabrication en masse et économique à condition qu'elle offre des niveaux de tolérance élevés lors de la production et du réglage, tout en conservant une concentration élevée (de $300\times$ à $500\times$). Cela permet de réduire le recours à des cellules solaires de plus grandes tailles et plus coûteuses comme nous l'avons vu précédemment. D'autres systèmes d'optique existent pour répondre à ce cahier des charges, mais du fait de leur faible utilisation, ne sont pas traités.

L'ajout de systèmes de concentration possède pour contrainte principale que le système ne puisse uniquement utiliser une source lumineuse dont les rayons arrivent tous parallèles les uns aux autres. Les panneaux photovoltaïques plans peuvent eux utiliser n'importe quel rayon incident, quelle que soit son orientation (on parle alors d'irradiance globale). Les systèmes à concentration exploitent le rayonnement solaire normal, qui est mesuré par la DNI (*Direct Normal Irradiance*). Il est donc indispensable que la lentille, et plus généralement le module tout entier soit orienté à chaque instant perpendiculairement à la direction du soleil. C'est pour cette raison que les panneaux CPV sont assemblés et montés sur des mécanismes suivant l'orientation du soleil : les traqueurs.



FIGURE 1.5 – Photo du champ de traqueurs du 3iT à Sherbrooke supportant des panneaux à concentration

Ils se présentent sous la forme de mâts en acier sur lesquels sont montés les panneaux (voir figure 1.5¹). Grâce à deux moteurs électriques, ils suivent le soleil en effectuant à la fois des mouvements de rotation selon l'azimut et l'élévation. L'azimut est l'angle selon l'axe est-ouest et l'élévation est l'angle que fait le module avec un plan horizontal. Pour opérer le suivi en temps réel de la trajectoire du soleil dans le ciel, le traqueur peut opérer soit en boucle ouverte, soit en boucle fermée. Le premier principe repose sur la résolution des équations astronomiques à l'endroit où les traqueurs sont installés. Le second utilise les données d'un capteur de DNI, où pyrhéliomètre, pour pouvoir adapter la trajectoire du traqueur à la position effective du soleil. La seconde méthode est théoriquement préférée [12] pour la précision qu'elle apporte en dépit d'un surcoût à l'installation et d'un besoin de maintenance supplémentaire. Cependant, en pratique dans une centrale CPV, on utilise un mélange de ces deux solutions. On recourt au suivi pyrhéliométrique lorsque la DNI est

1. Issue de : <https://www.usherbrooke.ca/recherche/fr/udes/caractere-distinctif/infrastructures-uniques/parc-solaire>

suffisante, et si elle redescend, la référence est basculée en coordonnées astronomiques.

Le système complet présenté dans cette partie (lentille de Fresnel + cellule MJ + traqueur bi-axial) constitue le type d'implémentation le plus répandu industriellement dans le monde et également le plus étudié. En effet, il représentait en 2015 la quasi-totalité des 350 MW installés de solaire photovoltaïque à multi-jonctions [11]. Sa simplicité de mise en œuvre le rend très compétitif parmi les autres technologies de lentille et de traqueur solaire. Cependant, comme nous le verrons dans les parties suivantes, un coût plus élevé que le PV plan ainsi que des limites spécifiques à la captation exclusive de la DNI ne permettent pas à l'heure actuelle au CPV de se démarquer sur le marché de la génération d'électricité solaire. Malgré les avantages évidents présentés en termes de rendement photo-électrique purs, qui le placent largement au-dessus des panneaux au silicium courants, le surcoût engendré à l'installation ne lui permet pas de tirer son épingle du jeu. Nous verrons comment, afin de limiter ces surcoûts et pour exploiter la relative proximité de fonctionnement électrique avec les panneaux PV, les industriels utilisent à l'heure actuelle les mêmes systèmes de conversion pour le CPV que pour le PV [13], [14]. Ce choix n'est que partiellement adapté aux spécificités du solaire à concentration, et constituera la base de notre travail. Celui-ci a pour but d'améliorer la quantité d'énergie injectable sur le réseau électrique en prenant pour base ce système de CPV à lentille de Fresnel.

1.2 Les pertes électriques dans le solaire à concentration

On a vu précédemment que le solaire photovoltaïque, qu'il soit à concentration ou non, possède un grand nombre d'avantages et de forces pour être une source d'énergie viable à grande échelle. Cependant, cette utilisation à large échelle n'est pas sans difficulté. L'interconnexion de cellules et de panneaux crée des contraintes qui dégradent les performances des installations et ne permettent pas en général à chaque panneau de fournir le maximum de puissance électrique. La mise à large échelle des structures photovoltaïques possède donc un certain nombre de contraintes, sous la forme de compromis entre la puissance d'un panneau et la puissance d'une chaîne de panneaux.

Cette section détaille les principaux facteurs de perte liés à la mise en série et en parallèle d'unités. Nous traiterons dans un premier temps des pertes communes aux panneaux photovoltaïques standards et à ceux à concentration. Ensuite, l'accent sera mis sur les pertes par ombrage partiel qui sont, nous le verrons, un poste principal d'inefficacité des installations. Ce type de déperdition nous permettra de comprendre celles liées au désalignement d'un panneau, qu'elles soient liées à une erreur dans la traque héliotropique ou à la relaxation des tolérances d'installation consécutives au vieillissement. Toutes ces pertes ayant une conséquence commune et très discutée sur le fonctionnement des aires photovoltaïques, les principaux mécanismes pour les dépasser seront discutés dans les deux dernières parties : la MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) et la granularité.

1.2.1 Principe des pertes dans le solaire photovoltaïque et MPPT

Bien que d'un point de vue énergétique, les panneaux photovoltaïques puissent être considérés comme des sources, il en va différemment d'un point de vue électrique. En effet, les panneaux ne sont pas des "sources" au sens électrique de source de tension ou source de courant : ils n'imposent pas de grandeurs électriques fixes au convertisseur raccordé en aval.

C'est ce convertisseur aval en lui-même qui se doit d'imposer un point de fonctionnement compatible avec les valeurs de courant et de tension pouvant être fournies par le

dispositif photovoltaïque. Ce dernier ne propose donc, selon ce point de vue, qu'un certain nombre de couples courant/tension, dont les valeurs dépendent principalement de l'irradiance et de la température des cellules. En fonctionnement normal, ces valeurs suivent l'équation suivante 1.2 :

$$I(V, \Phi, T) = I_L(\Phi) - I_0 \cdot e^{\frac{q(V + IR_S)}{nkT}} - \frac{V + IR_S}{R_{SH}} \quad (1.2)$$

où I et V sont les couples de courant/tension admissibles par le panneau, Φ , l'irradiance (en W/m^2), R_S la résistance série du panneau, R_{SH} sa résistance parallèle, n le facteur de qualité du panneau, k la constante de Boltzmann, et T la température de la jonction.

L'allure générique d'une telle courbe $I(V)$ se retrouve à la figure 1.6.

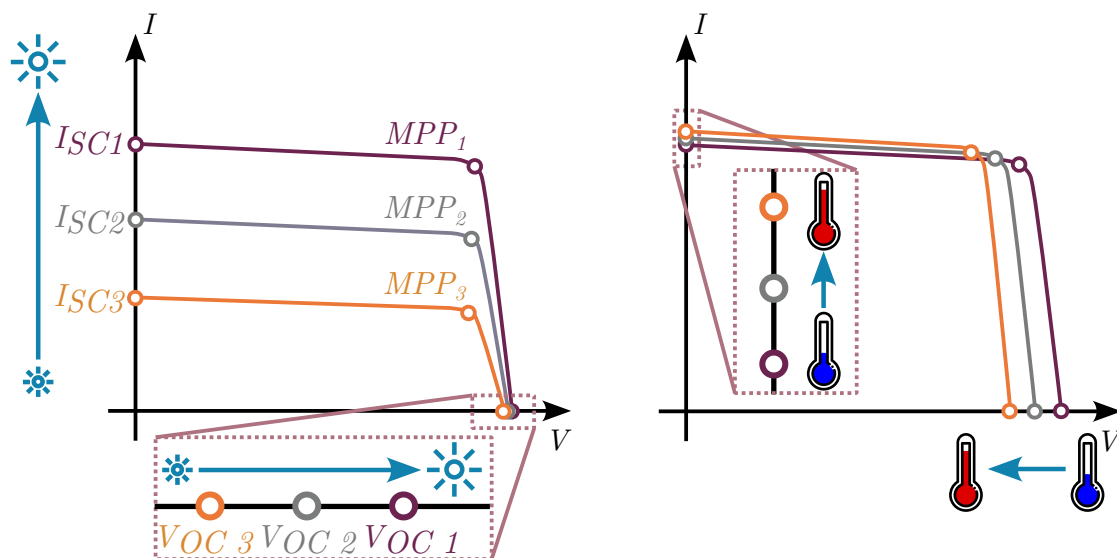


FIGURE 1.6 – Courbes $I(V)$ génériques en fonction de l'irradiance reçue

Les résistances équivalentes, R_S et R_{SH} ainsi que l'impact du facteur de qualité n seront détaillés dans le chapitre suivant et ne sont pour l'instant pas importants pour les considérations exposées ci-après.

Sur la figure de gauche, on peut voir que l'équation de la courbe $I(V)$ a été affichée pour trois irradiances arbitraires croissantes. Pour chaque courbe, trois points d'intérêt sont mis en exergue : le courant de court-circuit (I_{SC}), la tension de circuit ouvert (V_{OC}) et le point de maximum de puissance (MPP). Ces trois grandeurs courantes incarnent les trois grandeurs dimensionnantes d'une installation photovoltaïque : le courant maximum, la tension maximum ainsi que la puissance maximum.

Le premier point à noter est que le courant de court-circuit I_{SC} est directement proportionnel à l'irradiance reçue. Ainsi, si le courant de court-circuit est de 8 A pour une irradiance reçue de $1000 \text{ W}/\text{m}^2$, il sera de 4 A pour $500 \text{ W}/\text{m}^2$. Cette relation de proportionnalité exacte tient pour la plupart des cas, comme précisé dans [15], [16]. Le second point est que la tension de circuit ouvert V_{OC} est très peu dépendante de l'irradiance. Cette tension est faiblement logarithmique en l'irradiance [17]. Elle dépend en revanche plus fortement de la température de la cellule ou du panneau : elle va croissante avec la diminution de la température, comme l'illustre la figure 1.6 [18], [19]. Pour une première introduction nécessaire à la compréhension des grandes lignes des défis du photovoltaïque, l'effet qualitatif est suffisant. Une caractérisation plus poussée et quantitative sera proposée dans le chapitre suivant traitant de la modélisation du système photovoltaïque. On

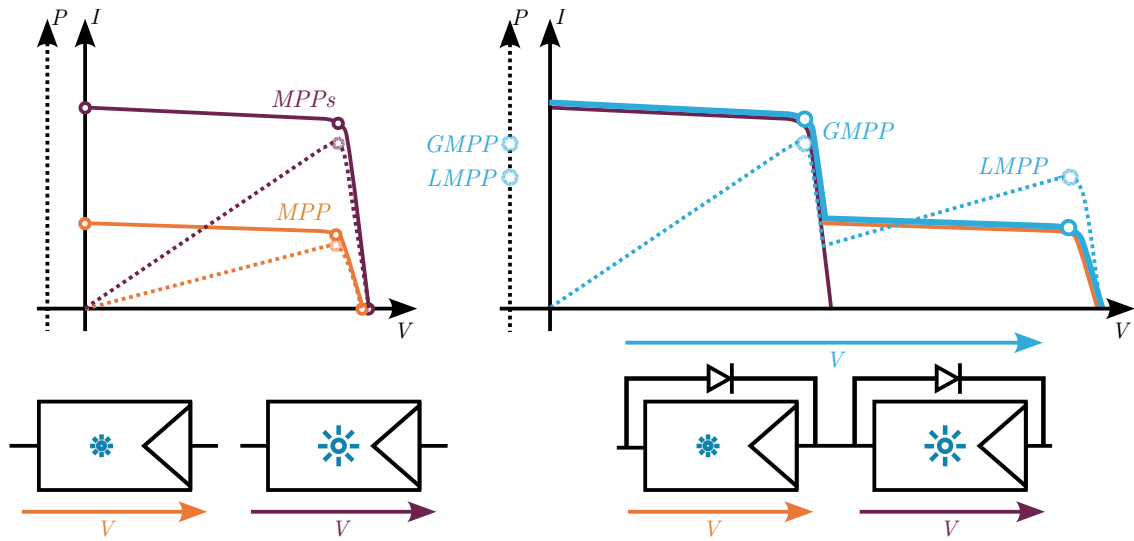


FIGURE 1.7 – Courbes $I(V)$ et $P(V)$ pour deux panneaux CPV indépendants recevant une irradiance différente (gauche), pour les deux mêmes panneaux connectés en série, avec des diodes de bypass (droite)

pourra retenir la valeur d'environ -100 mV/K comme première approximation valide de la dépendance de V_{OC} avec la température de la jonction.

Le point de maximum de puissance (MPP) est essentiellement le point de fonctionnement que le système électrique aval cherche à atteindre. Il correspond au maximum de puissance $P = V \times I$ de chaque couple $I(V)$ que le système (panneau, cellule, chaîne) peut fournir selon les conditions d'irradiance et de température. Ce point est représenté pour deux courbes $I(V)$ violette et orange sur la figure 1.7 à gauche. Pour chacune de ces courbes, la courbe $P(V)$ est représentée dans la même couleur en pointillé. On note les coordonnées de ce point (V_{MPP}, I_{MPP}) sur le plan (V, I) utilisé jusque-là.

Pour un panneau PV silicium plan, la tension V_{MPP} est d'environ 40 V [20], là où pour un panneau CPV elle est plus grande, généralement de l'ordre de 100 V [21], [22]. Ces tensions ne sont pas suffisantes pour alimenter l'entrée d'un onduleur connecté au réseau, sans voir les rendements de ce dernier baisser considérablement à cause de l'élévation conséquente de tension requise pour égaler celle du réseau [23]. La solution la plus simple à ce problème est alors de mettre les panneaux en série pour former une **chaîne**, ce qui additionne leur tension pour se rapprocher de la tension du réseau. C'est cette mise en série qui est représentée sur la partie droite de la figure 1.7 par la courbe bleue. Ce sont ces nouveaux couples $I(V)$ qui sont vus par le convertisseur branché aux bornes de cette chaîne. Est également représentée, comme précédemment, la courbe $P(V)$ en pointillé.

Il est important de noter que pour parvenir à cette connexion série, des **diodes** en anti-parallèle de chaque panneau ont été ajoutées. Leur effet quantitatif sera développé dans le prochain chapitre. Qualitativement, leur fonction est de découpler le courant des deux panneaux en cas d'irradiance inégales et ainsi d'éviter la formation de "points chauds" qui peuvent endommager le panneau le moins irradié.

Sur la courbe $P(V)$, deux points sont mis en avant : LMPP et GMPP. Le premier, LMPP pour *Local Maximum Power Point*, représente un maximum local de la courbe de puissance. Le deuxième, GMPP pour *Global Maximum Power Point*, représente quant à lui le maximum global de la courbe, que l'on cherche à atteindre pour exploiter le maximum

de puissance de cette courte chaîne.

La mise en série de panneaux photovoltaïques exposés à des conditions d'irradiances différentes pose ainsi un problème significatif qui affecte l'efficacité globale du système photovoltaïque. Lorsque des panneaux sont connectés en série, le courant circulant à travers le circuit est dicté par le panneau recevant le moins de lumière. Par conséquent, si un panneau est partiellement ombragé ou orienté de manière à recevoir moins d'irradiation solaire que les autres, cela réduit le courant produit par l'ensemble de la chaîne de panneaux. C'est ce phénomène qui est en jeu au point LMPP : la valeur de I_{LMPP} est celle correspondant au courant de maximum de puissance de l'unité la moins irradiée, celle en orange sur la figure. Ce phénomène conduit à une baisse de la production énergétique globale, car les panneaux en plein soleil ne peuvent pas fonctionner à leur pleine capacité à cause de la limitation imposée par le panneau le moins éclairé. Dans le cas contraire, si c'est le point de fonctionnement GMPP qui est exploité, alors le panneau orange est entièrement bypassé et sa production est perdue. Avec une telle configuration, on se retrouve avec l'inégalité (1.3) :

$$\max(P_{Chaîne}) < \max(P_{Panneau\ 1}) + \max(P_{Panneau\ 2}) \quad (1.3)$$

Cette problématique, présentée au niveau d'une chaîne pour la mise en série de deux panneaux, est vraie pour toute connexion série, que ce soit entre deux cellules ou deux panneaux. Elle est le principal compromis lié à la mise en série de panneaux et verra sa solution abordée dans la partie 1.2.4.

À cette première problématique s'ajoute une deuxième conséquence néfaste : l'existence de deux maxima locaux, LMPP et GMPP. Pour l'instant, la recherche du maximum de puissance a été considérée comme évidente, alors qu'elle pose en réalité d'importants problèmes algorithmiques au convertisseur en aval. C'est ce que nous allons voir dans la section suivante. La technologie MPPT, pour Maximum Power Point Tracking (suivi du point de puissance maximale), joue un rôle crucial dans l'optimisation de la performance des installations solaires. Son objectif principal est de maximiser la quantité d'énergie électrique extraite des panneaux photovoltaïques. Pour cela, l'algorithme contrôle le convertisseur branché aux panneaux en lui faisant varier itérativement son point de fonctionnement $I(V)$ pour exploiter le point de puissance maximale du panneau. On a vu que l'efficacité des systèmes solaires pouvait varier en fonction des conditions environnementales, telles que la température et l'irradiance solaire, le MPPT assure que le système solaire fonctionne de manière optimale dans diverses conditions. Par conséquent, l'utilisation d'un algorithme de MPPT dans une installation solaire peut significativement augmenter la quantité d'énergie produite, améliorant ainsi l'efficacité globale du système et garantissant une meilleure rentabilité de l'investissement solaire. Pour ce faire, en général, l'algorithme ordonne, à un pas de temps régulier, au convertisseur de faire varier sa tension d'entrée, sur laquelle sont branchés les panneaux. Il récupère ensuite la nouvelle valeur de courant pour en déduire la puissance et le sens de variation de celle-ci (augmentation ou diminution de la puissance récupérée).

Pour chercher ce point de maximum de puissance en chaque instant, on peut distinguer deux types d'algorithme de MPPT selon leur mode de fonctionnement : local et global.

- Les algorithmes dits locaux se caractérisent par une très grande simplicité de mise en place et une certaine robustesse [24]. Ils reposent principalement sur la méthode dite de la "descente de gradient". Ils fonctionnent en calculant la puissance à un instant t , puis en modifiant incrémentalement le point de fonctionnement du système électrique pour recalculer cette puissance et définir son gradient. Si la puis-

sance augmente, alors la variation de la grandeur électrique associée est considérée comme réussie. Ce sens de variation est alors privilégié pour la prochaine itération de l'algorithme. Parmi ces algorithmes, on peut citer les plus populaires que sont le "Perturb and observe" (P&O) ou "Incremental conductance" (CR). Le principal problème de ces solutions est que le maximum de puissance trouvé par l'algorithme peut être autant global que local. Pour des variations lentes d'irradiance, cela fonctionne convenablement [24]. Cependant, pour des variations plus rapides, cela peut entraîner la promotion d'un LMPP en point de fonctionnement et ce durant de longues périodes et ainsi baisser la production globale.

- Les algorithmes plus récents basés principalement sur de l'intelligence artificielle résolvent ce problème. Pour la plupart, lors de la phase de perturbation, ils couvrent une large plage de tension, ce qui leur permet de trouver le GMPP dans tous les cas. Les principaux problèmes sont la complexité d'implémentation de tels algorithmes, tant matérielle que logicielle, ainsi que les variations rapides de consigne de tension imposées au convertisseur. Pour certains algorithmes basés sur des réseaux de neurones, des mesures directes d'irradiance et/ou de température en plusieurs points peuvent s'avérer nécessaires. Cela implique une augmentation des coûts initiaux de l'installation ainsi que la multiplication de points de défaillance.

Alors que les algorithmes de MPPT cherchent à maximiser la production d'énergie en adaptant dynamiquement la charge électrique, les ombres partielles introduisent une complexité supplémentaire, fragmentant la surface de capture et réduisant potentiellement la production d'énergie. Cette section examine comment l'ombrage partiel affecte la performance des installations solaires concentrées et explore les stratégies pour atténuer ces pertes, assurant ainsi une efficacité énergétique maximale même dans des conditions sous-optimales.

1.2.2 Les pertes par ombrage partiel

Nous avons vu jusqu'ici le problème principal que cause la mise en série des panneaux CPV : le déséquilibre en courant. La mise en série était dictée par la nécessité d'avoir une tension suffisamment élevée aux bornes de l'entrée DC de l'onduleur. Pour augmenter la puissance reçue par ce même onduleur, la solution la plus simple est de brancher les chaînes en parallèle les unes avec les autres. Ainsi, chaque chaîne injecte son courant à la tension donnée par le bus DC.

La principale problématique est alors que toutes les chaînes voient la même tension à leurs bornes. Or, il n'est pas systématique que cette même tension imposée par l'onduleur corresponde à la tension de MPP de chacune des chaînes. Si certaines des cellules des panneaux voient un ombrage total (irradiance reçue de 0 W/m^2), elles seront automatiquement "bypassées", ce qui fait que leur contribution en tension et en courant sera annulée. La tension de MPP de la chaîne associée sera donc plus faible qu'une chaîne n'ayant aucun ombrage total.

Ce phénomène de déséquilibre en tension entre les chaînes s'ajoute au phénomène de déséquilibre en courant entre les panneaux qui les constituent dans le cas d'un phénomène appelé « ombrage partiel ». Lorsqu'un nuage ou un objet en champ proche voit son ombre se projeter sur une seule partie des chaînes de panneaux, chaque panneau ou groupe de panneaux peut voir une irradiance effective différente de ses voisins d'une même chaîne. Un exemple de ce phénomène est explicité à la figure 1.8. La première chaîne possède, de bas en haut, un panneau à moitié irradié par un rayonnement de 300 W/m^2 , l'autre moitié

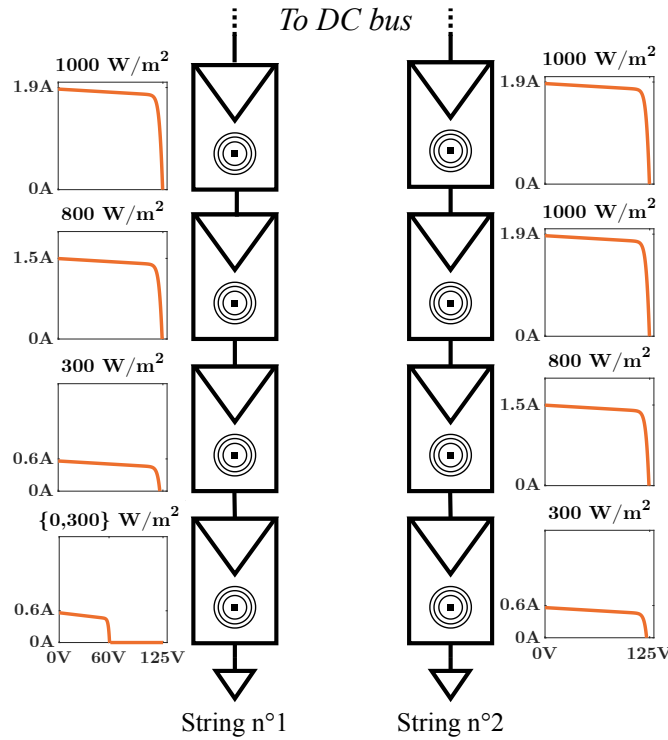


FIGURE 1.8 – Deux chaînes considérées pour cette section : chaque panneau à sa courbe $I(V)$ affichée à ses côtés (toutes les courbes $I(V)$ partagent les mêmes échelles courant/tension pour faciliter la comparaison)

étant complètement non-illuminée, un panneau à 300 W/m^2 , un panneau à 800 W/m^2 , ainsi qu'un dernier panneau à 1000 W/m^2 (pleine irradiance). La chaîne n°2 voit quant à elle, toujours de bas en haut, un panneau à 300 W/m^2 , un à 800 W/m^2 et deux à 1000 W/m^2 . Nous sommes donc bien dans le cas d'une disparité en courant (irradiances différentes sur des panneaux en série) ainsi que d'une disparité en tension (à cause des cellules non-irradiées de la chaîne n°1). Les courbes $I(V)$ ainsi que $P(V)$ sont représentées à la figure 1.9, sur la partie gauche. Le trait plein est dévolu à la chaîne n°1, et les pointillés à la chaîne n°2. Sur la figure $P(V)$, les deux tensions de MPP de chaque chaîne ont été représentées par une droite verticale, d'abscisse 207 V pour la chaîne n°1, et d'abscisse 338 V pour la chaîne n°2. Si ces deux chaînes sont mises en parallèle dans ces conditions d'irradiance, les courbes $V(I)$ et $P(V)$ totales obtenues sont représentées à la figure 1.9 sur la partie de droite.

Nous pouvons observer premièrement l'existence de 5 maxima sur la courbe $P(V)$ totale (4 locaux et 1 global). La section précédente a expliqué la difficulté pour des algorithmes de MPPT simples de calculer et de sélectionner le maximum global dans cette situation. De plus, toujours sur cette courbe, on peut estimer que le maximum global de puissance se situe à environ 639 W (à une tension de 338 V). Cette valeur est plus basse que la somme des puissances maximales théoriques de chaque chaîne, qui sont à 495 W et 577 W pour la chaîne n°1 et n°2 respectivement. La somme faisant 1022 W , on voit que l'on est seulement capable d'extraire $62,5\%$ de la puissance disponible.

Les cas analogues à cette situation sont très fréquents au cours de l'exploitation normale d'une installation de PV ou de CPV, au point qu'ils représentent un des postes de perte principale dans toute sa durée de vie [25]. Cette situation est d'autant plus forte dans

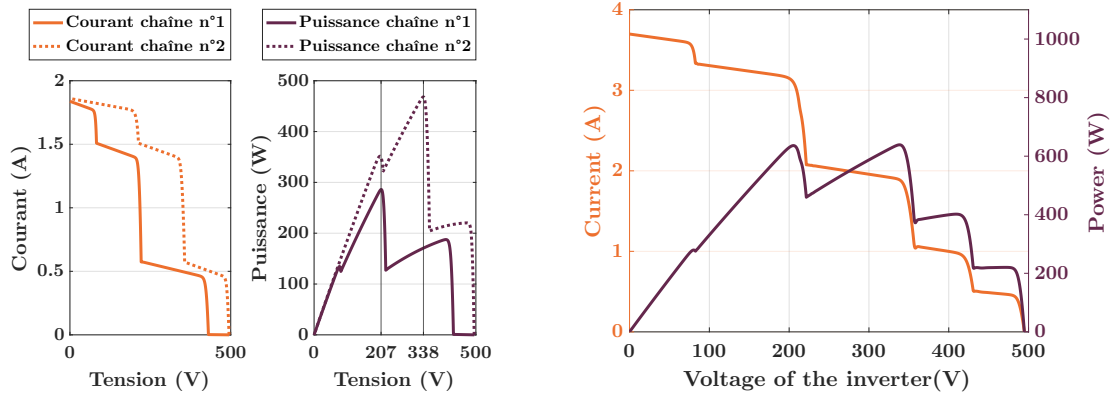


FIGURE 1.9 – Courbes $I(V)$ et $P(V)$ pour chacune des deux chaînes considérées à la figure 1.8 (**gauche**) ; courbes $I(V)$ et $P(V)$ décrivant leur mise en parallèle (**droite**)

le cas du CPV que chaque cellule d'un panneau est équipée d'une diode de bypass, ce qui augmente la probabilité d'une disparité de la tension de MPP entre plusieurs chaînes montées en parallèle. De plus, les disparités en courant sont également beaucoup plus fréquentes dans le cadre du photovoltaïque à concentration. Cela est causé par un impact très fort du désalignement d'un panneau par rapport à l'irradiance directe. La section suivante détaille ce phénomène.

1.2.3 Les pertes par désalignement dans les systèmes à lentille de Fresnel

Dans un système photovoltaïque à concentration, la lentille doit être à tout moment alignée sur la direction de l'irradiance normale directe. Si un angle non nul existe entre ces deux directions, la lentille de Fresnel ne fait plus converger les rayons solaires incidents sur la cellule à multi-jonctions, mais sur le châssis en aluminium sur lequel elle est fixée. Cet effet est illustré sur la figure 1.10 sur la partie de gauche. La tolérance à cet angle est, dans la plupart des systèmes réels, très faible. Sur la figure 1.10, qui représente la quantification de cet effet [26], on voit que 10 % de la puissance transmise à la cellule est perdue avec un angle de $0,8^\circ$ seulement. Ainsi, à 3° , la puissance transmise est nulle.

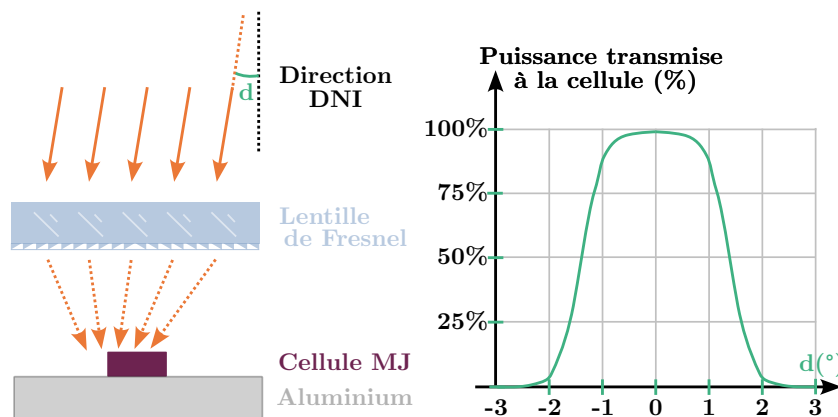


FIGURE 1.10 – Perte de la puissance lumineuse transmise à la cellule solaire en fonction de son angle de désalignement formée par rapport à la direction de la DNI (Adaptée de [26])

Le montage et la calibration des cellules pour former un panneau possèdent des tolérances de fabrication suffisamment précises pour que l'on puisse négliger une disparité de cet angle entre les cellules d'un même panneau [7]. On peut donc considérer que si un angle d se forme par rapport à la direction de la DNI, celui-ci sera vu de façon égale par toutes les cellules. De plus, la symétrie rotationnelle de construction des lentilles de Fresnel nous assure que la valeur de l'angle d possède le même impact sur la puissance transmise, quelle que soit la direction de l'angle d'incidence.

Les deux causes principales de désalignement sont l'erreur de traque solaire ainsi que le vieillissement de l'installation. Pour la première, à cause de la présence de vent et de la large envergure des traqueurs, des oscillations autour du point de fonctionnement peuvent apparaître. Ce problème de mécanique ne sera pas abordé durant ce travail. Cependant, la deuxième cause, à savoir le vieillissement, complique considérablement la problématique de diminution de rendement liée au désalignement. En effet, lors du vieillissement, les panneaux se désalignent les uns par rapport aux autres selon des directions et des valeurs d'angle posées comme aléatoires. Ainsi, il n'est pas possible de traiter ce changement par l'ajout d'une correction à l'angle de référence du système. L'irradiance équivalente vue par les cellules du panneau désaligné est alors plus faible, ce qui a un impact direct sur la valeur en courant. Comme montré dans la section 1.2.1, les différences en courant de panneaux en série compliquent la recherche du point de MPP et diminuent ainsi les rendements énergétiques de l'installation.

La faiblesse des angles en jeu est donc suffisante pour diminuer clairement l'extraction d'énergie, mais pas suffisante pour être remarquée par un technicien de maintenance. Il est alors nécessaire de mettre le traqueur à l'arrêt et de procéder manuellement et à l'aveugle, au réalignement panneau par panneau. D'après le partenaire industriel STACE, cette opération de maintenance peut prendre jusqu'à un jour annuel par traqueur, durant lequel sa production électrique est nulle. Cette perte énergétique et le coût de la maintenance sont un frein pour l'exploitation de traqueurs CPV.

1.2.4 Notion de granularité de conversion et conséquences sur l'extraction d'énergie

Nous avons vu que l'essentiel des problématiques énergétiques viennent des connexions des panneaux les uns aux autres. En choisissant des connexions simples et peu coûteuses, comme les liaisons série et parallèle, on contraint électriquement le système respectivement à une égalité de courant et de tension. Ces conditions d'égalité exigent une parfaite synchronisation du courant et de la tension de chaque module, à chaque instant.

Or, les sections précédentes ont montré que les inégalités, qu'elles soient dues aux conditions météorologiques ou à l'installation des modules, sont trop fréquentes dans un champ photovoltaïque à concentration pour que l'hypothèse d'uniformité soit acceptable. Face à cela, la conséquence pour maintenir une production énergétique constante est un compromis en puissance. Le résultat est que le maximum de puissance trouvé par le système est très inférieur à la somme des maxima de puissance de chaque unité le constituant. Pour contourner ce problème, la solution doit reposer sur l'ajout de degrés de liberté aux sous-systèmes (chaînes, panneaux, cellules). En d'autres termes, il est nécessaire que la solution installée agisse comme une interface entre ces sous-systèmes, pour que leurs points de fonctionnement (V_k, I_k) soient indépendants les uns des autres.

L'utilisation du terme générique *sous-système* implique en premier lieu de choisir à quel niveau octroyer un degré de liberté supplémentaire. Ici, et tout au long de ce document, le terme granularité désignera le plus petit élément de puissance pris en compte dans la conversion électrique. Plus la granularité est faible, plus l'élément atomique est peu

puissant (plusieurs chaînes > une chaîne > un panneau > une cellule), et plus le nombre de convertisseurs intermédiaires devient élevé. On dénote quatre niveaux classiques de granularité : multi-chaîne, chaîne, panneau et cellules, représentés à la figure 1.11.

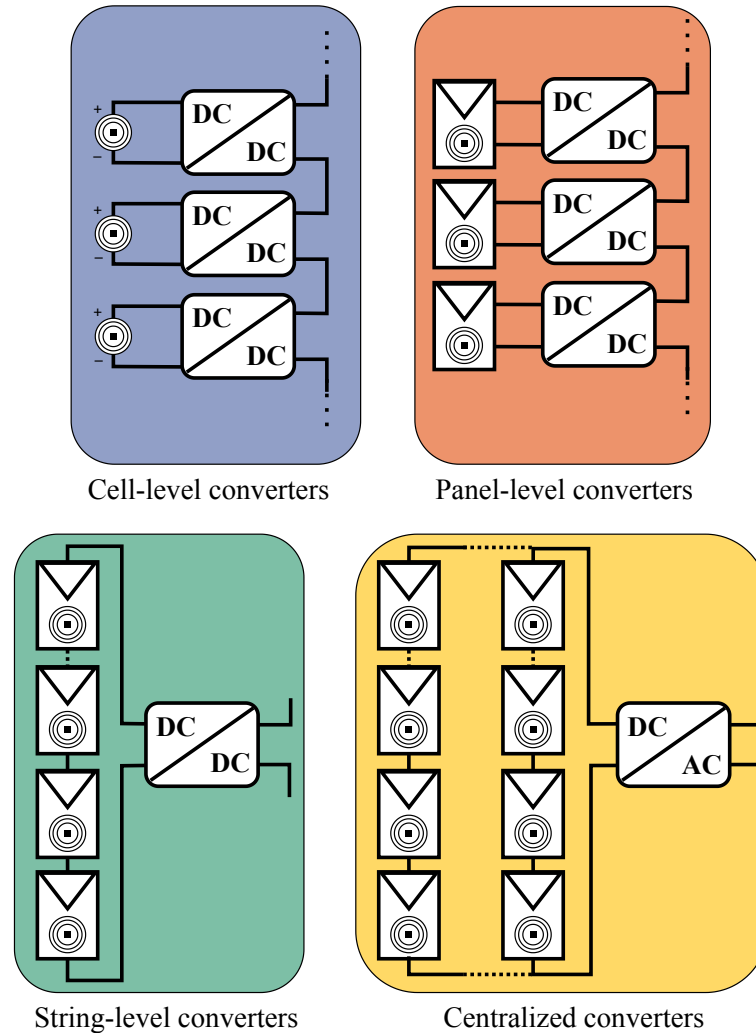


FIGURE 1.11 – Quatre granularités de conversion les plus courantes

Lorsque l'on va en granularité descendante, on permet à un élément de plus en plus fin d'obtenir un degré de liberté de fonctionnement. Ainsi, en suivant ce mouvement, la puissance globale extractible par le système aval augmente, pour se rapprocher de la puissance maximale théorique. On peut voir cet effet d'augmentation énergétique liée à une granularité descendante sur la figure 1.12, qui prend pour exemple l'installation photovoltaïque présentée dans [27].

Comme mentionné, cela implique également l'augmentation du nombre de convertisseurs à chaque changement de granularité. Une première limite est que le nombre de convertisseurs augmente à tel point que le surcoût dans l'investissement initial réalisé ne peut pas être rentabilisé sur la durée de vie de la centrale solaire. De même, la complexité des systèmes peut rendre la maintenance bien plus compliquée et nécessite que l'étage rajouté puisse communiquer sur son état de santé. La deuxième limite est qu'il est nécessaire que l'étage de conversion ajouté possède un excellent rendement ; sous peine que l'énergie supplémentaire accessible soit transformée en perte dans l'électronique de puissance.

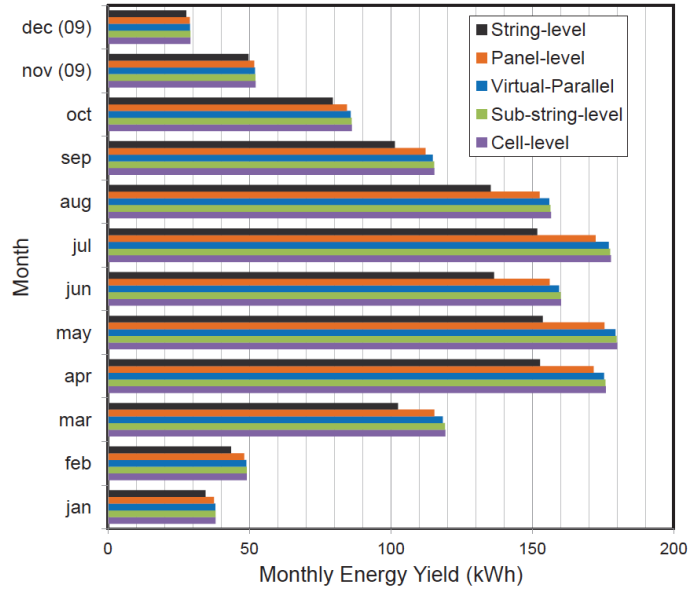


FIGURE 1.12 – Énergie récupérée en fonction de la granularité de conversion pour une production annuelle d'un parc PV, figure issue de [27]. Granularité représentée : chaîne (noir), panneau (orange), sous-chaîne (vert) et cellule (violet)

L'étage de conversion (DC/DC ou DC/AC) entre les panneaux CPV et le réseau joue donc un rôle clé dans l'augmentation de l'efficacité électrique du système. Des études basées sur l'ajout de convertisseurs DC/AC (onduleurs) peuvent être trouvées dans la littérature, tant au niveau théorique [26], [28] qu'au niveau expérimental [29]. Cependant, elles reposent toutes sur la suppression d'un onduleur central relié au réseau, ce qui impliquerait de modifier radicalement la configuration des centrales CPV actuelles. Le présent travail se concentre donc sur l'examen de la littérature relative aux travaux réalisés dans le domaine de la conversion DC/DC. En outre, il propose une méthodologie globale permettant d'évaluer la pertinence énergétique et économique de l'ajout d'un étage DC/DC. Il prendra en compte les derniers développements et tendances en matière d'électronique de puissance, tels que le principe de conversion partielle de puissance, et les inclura dans la méthodologie développée. La première section est consacrée à la présentation du schéma électrique théorique du traqueur, afin de prendre en compte les spécificités des installations et des technologies actuelles du CPV. La section suivante présentera un cadre technique et économique pour analyser les convertisseurs DC/DC. Enfin, la dernière section sera consacrée à la comparaison des convertisseurs DC/DC existants développés pour les besoins du CPV, afin de les évaluer et de déterminer les méthodes les plus viables.

1.3 Analyse énergétique de la production

L'objectif de cette partie est de présenter les métriques classiques utilisées pour évaluer la pertinence, à la fois énergétique et économique, des solutions de conversion. Le LCOE (pour *Levelized Cost of Energy*) résume efficacement le compromis entre le coût d'une solution proposée et ses avantages en termes de gain énergétique. Il s'agit donc d'un outil largement utilisé, pouvant parfaitement s'intégrer dans toute l'analyse globale nécessitant certains de ces paramètres. En outre, les mesures intermédiaires utilisées pour calculer le LCOE sont également pertinentes pour soutenir différentes analyses concernant les étages

de conversion DC/DC examinés plus loin dans cette section.

1.3.1 Cadre de l'étude

Comme indiqué précédemment, de nombreux travaux ont été réalisés sur les traqueurs à deux axes sur socle pour le CPV, car il s'agit de la solution la plus répandue, installée à ce jour dans le monde. Par conséquent, un certain nombre de données sont disponibles concernant leur production, leur impact économique et leur fiabilité. Pour établir une base de travail électrique et économique pour l'étude de l'état de l'art qui suit, nous considérerons un traqueur générique dont la puissance de 28,5 kWc a été discutée dans différentes sources. On peut retrouver cette configuration dans [13] pour une analyse de taux d'occupation des sols, dans [26], [28] pour l'impact de l'ombrage partiel, dans [25] pour le dimensionnement du rapport DC-to-AC, et dans [30] pour l'impact des configurations distribuées d'onduleur. Les caractéristiques électriques génériques de la configuration considérée sont présentées dans le tableau 1.2.

TABLE 1.2 – Installation générique étudiée

Nombre de traqueurs	9
Puissance installée de chaque traqueur	28,5 kWp
Nombre de panneaux par chaîne	6
Nombre de cellules par panneau	33
Tension en circuit ouvert d'un.e chaîne/panneau/cellule	600 V / 100 V / 3V
Courant de court-circuit d'un.e chaîne/panneau/cellule	4 A / 4 A / 4 A
Puissance crête associée à un.e chaîne/panneau/cellule	2400 W / 400 W / 12 W

La moyenne de ces caractéristiques a été calculée à partir de différentes installations existantes afin de fournir un cadre de référence. Le nombre de cellules par panneau et les courants de court-circuit utilisés comme base peuvent être retrouvés dans [31]-[34]. La valeur du courant de court-circuit de la cellule est plus faible lorsque la tension V_{OC} dimensionnée augmente [32], de sorte que la valeur est fixée à 4 A. La tension de circuit ouvert, quant à elle, est fixée compte tenu du fait que la plupart des panneaux CPV installés utilisent des triple-jonctions en matériaux semi-conducteurs III-V.

L'augmentation de l'énergie produite résultant de l'ajout d'un étage DC/DC dépend fortement de l'échelle à laquelle il est déployé, ou en d'autres termes, de la granularité des convertisseurs. Dans le cas des convertisseurs DC/DC, l'état de l'art fait mention des granularités suivantes : chaîne, panneau et cellule. Elles sont illustrées à la figure 1.13.

1.3.2 Analyse énergétique de la production

Pour quantifier l'impact d'une diminution donnée de la granularité associée à différentes solutions de conversion DC/DC, l'énergie globale produite par l'installation doit être calculée. Elle est présentée dans la formule suivante (1.4) :

$$E_{CPV} = DNI_a \cdot P^* \cdot \frac{PR}{DNI_{CSOC}} \quad (1.4)$$

où DNI_a est l'énergie disponible en un an sous forme d'irradiance normale directe

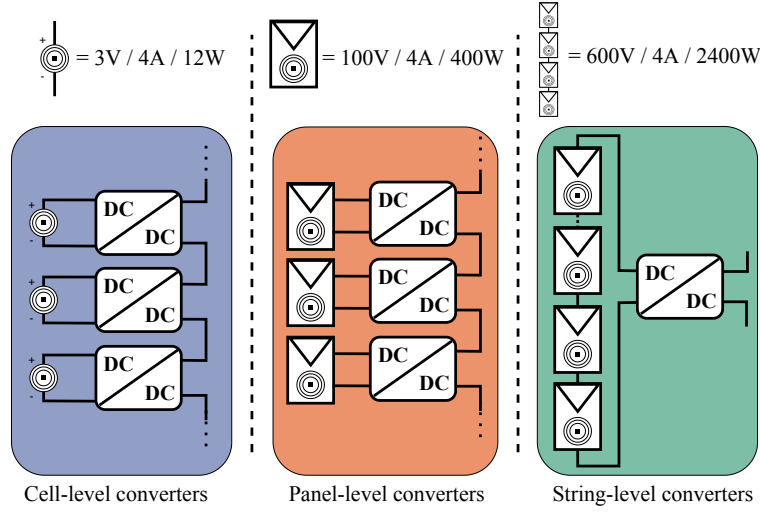


FIGURE 1.13 – Présentation des niveaux de granularité étudiés

(DNI), P^* est la puissance évaluée en CSOC (*Concentrator Standard Operating Conditions*) disponible sur l'installation [31], DNI_{CSOC} l'irradiance normale directe fixée à 900 W/m^2 .

Le paramètre PR , qui signifie Performance Ratio, se calcule par (1.5) :

$$PR = \prod_{i=1}^I (100\% - L_i) \quad (1.5)$$

où les L_i sont en %, et représentent toutes les pertes électriques ou optiques subies par le système CPV réel.

L'étude présentée dans [11] synthétise les différents paramètres L_i d'intérêts spécifiques au domaine du CPV. Les plus importants, d'un point de vue quantitatif, sont les suivants : l'ombrage, la température des cellules, la température des lentilles, le câblage DC, la saleté, le désalignement, la MPPT, l'onduleur, le câblage AC, le transformateur, la consommation électrique des systèmes auxiliaires et l'indisponibilité liée à la maintenance. La réduction de l'une des pertes précédentes se traduit donc par la réduction du facteur L_i correspondant. Un étage DC/DC supplémentaire agit principalement sur trois de ces facteurs : les pertes dues à l'ombrage, les pertes dues au désalignement, et les pertes dues à l'indisponibilité.

- **Pertes par ombrage :** elles englobent deux concepts - les pertes résultant d'une réduction significative de l'intensité de l'irradiance solaire reçue, et les pertes à la disparité de la tension de MPP entre différents panneaux placés en série sur une même chaîne.
- **Pertes par désalignement :** elles sont liées à la différence d'angle entre un module et ses modules adjacents connectés en série. En effet, lorsque les panneaux CPV sont installés sur le traqueur, il est nécessaire qu'ils possèdent tous le même alignement.
- **Pertes par indisponibilité :** il s'agit des pertes liées à l'indisponibilité des traqueurs pendant les opérations de maintenance. Actuellement, cette maintenance est effectuée *en aveugle*, c'est-à-dire qu'elle est déclenchée par une diminution de la production sans information concernant la nature ou la localisation du ou des panneaux défectueux.

Des ouvrages antérieurs [11], [25], [26], [30] ont examiné et calculé l'impact sur ces pertes jusqu'à la granularité du panneau. Les facteurs L_i correspondants sont indiqués

dans le tableau 1.3. Chaque ligne présente les trois principales contributions aux pertes affectant l'ensemble de l'installation, pour une granularité donnée.

TABLE 1.3 – Pertes en fonction de la granularité (adapté de [11], [25], [26], [30])

Granularité/ L_i	Pertes par ombrage	Pertes par désalignement	Pertes par indisponibilité
Traqueur (Référence)	3,2%	4%	1%
Chaîne	0,75%	3%	0,75%
Panneau	0,1%	1%	0,5%
Cellule	0%	1%	0,5%

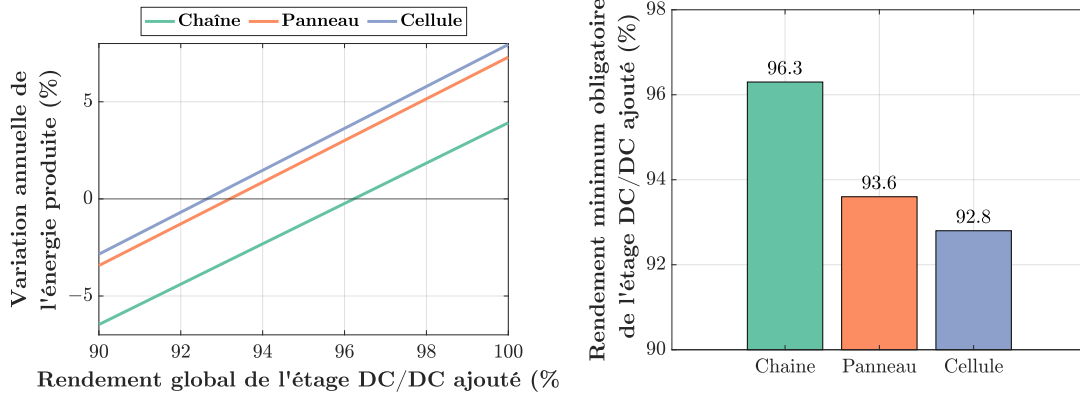
Les pertes dues à l'ombrage au niveau des cellules sont considérées comme nulles, étant donné que le degré de liberté ajouté par un étage de conversion à ce niveau permet de contourner entièrement l'écart impliqué par tout ombrage partiel. Les pertes par désalignement sont les mêmes à cette granularité que pour le panneau, car dans notre étude la notion de dispersion angulaire possède un sens uniquement entre deux panneaux. Cela s'explique par le fait que la tolérance de fabrication et d'installation des cellules dans un panneau ne sont pas considérées suffisamment importantes pour avoir un impact sensible sur les pertes.

La mise en œuvre d'un étage supplémentaire de conversion s'accompagne nécessairement de pertes. Celles-ci se traduisent par un facteur L_i supplémentaire. Il dépend par essence de la topologie utilisée, du niveau de puissance ainsi que d'autres paramètres propres à l'électronique de puissance. On nommera ce facteur $L_{DC/DC}$. Dans un souci initial de simplification, nous présenterons dans cette section une gamme de rendements de convertisseurs allant de 90% à 99%. Cette formulation générique du rendement permet aux futures conclusions de ce raisonnement d'être pertinentes au-delà du domaine de l'électronique de puissance. Cependant, une analyse plus complète et plus spécifique à celui-ci sera détaillée plus en aval, dans la partie 1.3.5.

En se basant sur les chiffres présentés au tableau 1.3, le rendement des étages DC/DC, et l'équation (1.4) appliquée à l'installation présentée à la partie 1.3.1, nous obtenons les courbes présentées à la figure 1.14a. Pour le calcul, nous prenons une valeur de PR de base de 0,8 [11] et remplaçons la valeur des L_i présentés au niveau du traqueur par les L_i de la granularité correspondante.

On peut voir sur la figure 1.14a que, comme prévu, les différents niveaux de granularité produisent des gains énergétiques différents en fonction de l'efficacité attendue du convertisseur. En outre, nous pouvons constater que le signe de la variation du gain énergétique (positif pour une amélioration, négatif pour une diminution) change pour différentes valeurs du rendement du convertisseur en fonction de la granularité. Ce constat est mis en évidence à la figure 1.14b.

Nous constatons que le niveau de granularité a un impact direct sur l'exigence de rendement pour l'étage DC/DC supplémentaire. Avec la diminution du niveau de puissance à gérer par le convertisseur, ces exigences s'assouplissent, passant de 96,3 % pour le convertisseur au niveau d'une chaîne à 92,8 % au niveau de la cellule. En revanche, nous pouvons observer que l'écart d'exigence de rendement est plus important entre le niveau de la chaîne (96.3 %) et celui du panneau (93.6 %), qu'entre le niveau du panneau (93.6 %) et celui de la cellule (92.8 %).



(a) Variation de l'énergie annuelle produite pour un système CPV en fonction du rendement de l'étage DC/DC ajouté (b) Détail du rendement minimum de l'étage DC/DC ajouté permettant un gain d'énergie annuelle en fonction de la granularité

FIGURE 1.14 – Variation d'énergie et rendement minimum en fonction de la granularité de conversion

1.3.3 Modèle économique

L'analyse énergétique précédente est utilisée comme base de l'analyse des coûts supplémentaires engendrés par l'ajout d'un étage de conversion au moyen du calcul du LCOE. L'équation (1.6) précise le calcul de cette grandeur.

$$LCOE = \frac{LCC}{\sum_{n=1}^N \frac{E_{CPV}}{(1-d)^n}} \quad (1.6)$$

où LCC (pour *Life Cycle Cost*) est le coût de l'installation CPV complète (en \$) pour un cycle de vie prospectif de N années, E_{CPV} est l'énergie électrique annuelle produite et d le taux de décote annuelle.

Le détail du calcul du LCC est donné ci-dessous 1.7. Notons que c'est une version simplifiée qui ne prend pas en compte le coût de l'argent de l'investissement initial.

$$LCC = CPV_{IN} + PW[CPV_{OM}(N)] \quad (1.7)$$

où CPV_{IN} est l'investissement initial de l'installation (en \$) et $PW[CPV_{OM}(N)]$ est le coût d'exploitation et de maintenance de l'installation pour N années d'exploitation prévues.

Tous les paramètres économiques sont tirés de [7] sauf indication contraire, et sont rapportés dans le tableau 1.4. Le coût initial d'une installation est fixé à 2,4 \$/W_c [35] et compatible avec la fourchette plus large présentée dans [7] comprise entre 2,0 \$/W_c et 3,5 \$/W_c.

Pour effectuer une première analyse, nous faisons l'hypothèse que l'ajout de l'étage DC/DC se fait sans coût supplémentaire (le LCC n'englobe alors que le coût de l'ensemble traqueur + onduleur). Cela nous permet d'évaluer la gamme maximale d'économie réalisable par les différentes solutions, c'est-à-dire les différents niveaux de granularité. L'effet de cette hypothèse de gratuité est visible à la figure 1.15.

La figure 1.15 montre que, pour une irradiance normale directe annuelle de 2000 kWh/m²/an, un étage de conversion DC/DC ajouté au niveau de la cellule (en bleu) avec un rendement de 99 % permet une réduction de 0,01 \$/kWh par rapport à la solution

TABLE 1.4 – Paramètres économiques utilisés pour cette étude

Signification	Symbole	Valeur	Unité
Cycle de vie de la centrale CPV	N	25	années
Puissance installée dans les conditions CSOC	P^*	183 112	W
Irradiance normale directe dans les conditions CSOC	DNI_{CSOC}	0,9	kW/m ²
Ratio de performance	PR	0,8	sans unité
Investissement initial pour la centrale CPV	CPV_{IN}	2,4	\$/W _{pic}
Taux d'actualisation	d	0,067	sans unité

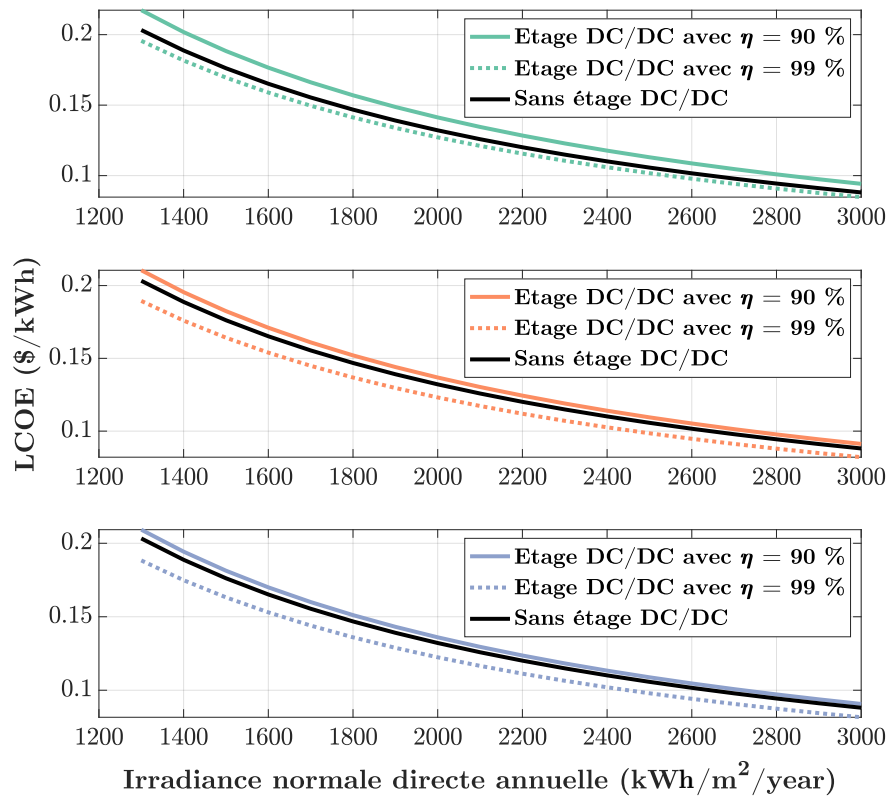


FIGURE 1.15 – Calcul du LCOE dans le cas d'un étage DC/DC ajouté sans coût, par rapport au rendement, pour des convertisseurs au niveau de la chaîne (en haut, vert), au niveau du panneau (au milieu, orange) et au niveau de la cellule (en bas, bleu). Le cas de référence, simple conversion au niveau de l'onduleur, est représenté en noir.

initiale actuelle. Avec l'augmentation de l'irradiance, un étage ajouté avec le même rendement a moins de potentiel économique. Par exemple, le même étage au niveau de la cellule à 3000 kWh/m²/an ne diminue le LCOE que de 0,008 \$/kWh.

À titre indicatif, en 2020, la fourchette de LCOE du photovoltaïque classique est fixée entre 0,027 \$/kWh et 0,048 \$/kWh [36]. En ce qui concerne le CPV au cours de la même

période, différentes études situent son LCOE entre 0,040 \$/kWh et 0,080 \$/kWh [37]. Cela nous indique que celui du CPV est généralement plus élevé que celui du PV. Cependant, l'évaluation mondiale la plus récente sur la disparité de cette grandeur entre CPV et PV [38] indique que cette différence entre ces deux technologies est fréquemment inférieure à 0,01 \$/kWh. On peut noter que la formulation d'une comparaison qualitative précise des coûts s'avère ardue, du fait que les calculs prédictifs de LCOE reposent sur une multitude d'hypothèses et de simplifications économiques. Néanmoins, un système très efficace pourrait rendre les installations CPV avantageuses dans un plus grand nombre de pays et de marchés, en particulier lorsque les installations photovoltaïques actuelles sont déjà économiquement viables.

Afin d'évaluer plus précisément l'impact réel de l'ajout d'un étage DC/DC supplémentaire, nous faisons varier le prix d'entrée de l'étage dans les paramètres CPV_{IN} et $PW/CPV_{OM}(N)$. Cela nous permet de déterminer le prix maximal admissible afin que les industriels puissent quantifier le retour sur investissement (ROI) de ces solutions. Les résultats sont présentés à la figure 1.16.

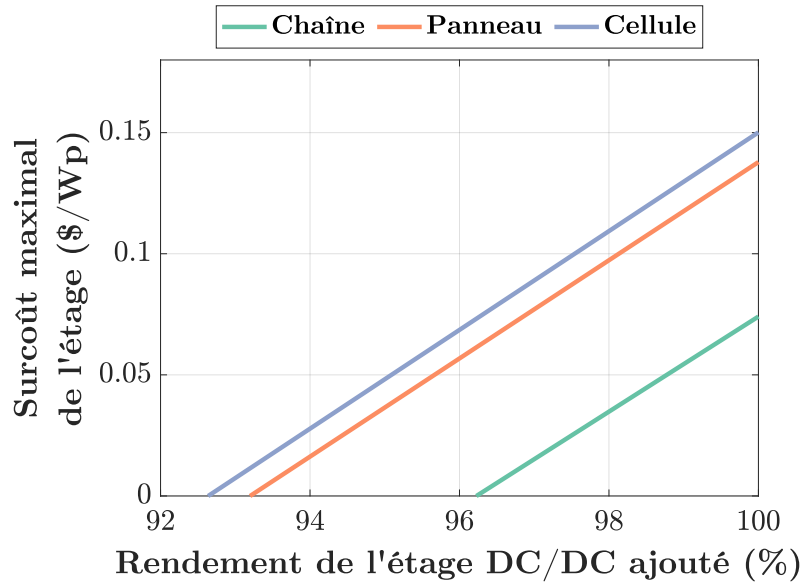


FIGURE 1.16 – Coût maximal admissible de l'étage de conversion supplémentaire en fonction de sa granularité et de son rendement

Pour garantir un avantage économique par rapport à la solution industrielle actuelle, le système supplémentaire installé doit être sous la ligne correspondant à sa granularité choisie sur la figure 1.16. Par exemple, une solution au niveau de la chaîne exige à la fois un coût faible et un rendement élevé. Pour un rendement constant, nous constatons que le prix correspondant par Watt crête doit être inférieur à la moitié de celui des autres types de stratégies de conversion.

Cependant, le coût de l'électronique de puissance peut varier considérablement d'un convertisseur à l'autre. La différence entre les topologies isolées et non-isolées, le type et le nombre d'interrupteurs actifs mis en œuvre, rend difficile l'établissement a priori d'un prix précis pour une solution. Comme il est évident que le coût des convertisseurs jouera un rôle clé dans l'acceptabilité de la solution choisie, la section suivante propose un moyen de comparer différentes topologies DC/DC dans un cadre unifié.

1.3.4 Structure des coûts pour l'électronique de puissance

L'objectif de cette partie est de décrire une méthode générique mais suffisamment précise pour évaluer le coût des convertisseurs étudiés. Cette valeur calculée sera ensuite injectée dans l'équation du *LLC* (1.7).

Il n'existe pas de méthode unifiée pour comparer différentes topologies de convertisseurs DC/DC. Ce problème de comparaison est souvent abordé dans la littérature sous l'angle du nombre de transistors/diodes de puissance. Comme ces derniers constituent souvent la partie la plus coûteuse du convertisseur, cette métrique permet d'estimer en première approximation la gamme de prix des dispositifs à l'étude. Cette étude va plus loin en incluant tous les composants de puissance dans les topologies comparées : condensateurs, inductances, transformateurs, diodes et transistors. Pour ce faire, nous nous appuyerons sur [39] pour estimer un "facteur de complexité". Nous utiliserons le prix des composants présentés dans [39] comme des coefficients sans unité. Cette méthode nous permet de déduire un indice quantitatif qui peut être croisé avec d'autres études plus générales concernant le prix de l'électronique de puissance. Les valeurs de coût utilisées comme coefficients sont présentées dans le tableau 1.5.

TABLE 1.5 – Nom et valeurs des indices de complexité associés à chaque composant

Composant	Symbole	Valeur (sans unité)
Transistor de puissance	$F_{C,Switch}$	2,4
Diode	$F_{C,Diode}$	1,3
Inductance	$F_{C,L}$	0,25
Condensateur	$F_{C,C}$	0,5

Nous utiliserons ensuite ces indices de complexité pour dériver un facteur de complexité pour la topologie DC/DC étudiée, à l'aide de l'équation (1.8) :

$$F_{C,DC/DC} = F_{C,Switch} \cdot N_{Switch} + F_{C,Diode} \cdot N_{Diode} + F_{C,L} \cdot N_L + F_{C,C} \cdot N_C \quad (1.8)$$

où $F_{C,Switch}$, $F_{C,Diode}$, $F_{C,L}$ et $F_{C,C}$ sont les indices de complexité des transistors de puissance, des diodes, des inductances et des condensateurs respectivement, et N_{Switch} , N_{Diode} , N_L et N_C sont le nombre de transistors de puissance, de diodes, d'inductances et de condensateurs respectivement. Il est à noter que dans le cas d'inductances couplées ou d'un transformateur, chaque unité sera constituée de l'indice de complexité de l'inductance multiplié par le nombre d'enroulements.

Il est utile de manipuler un coefficient normalisé égal à 1 lorsque la topologie la plus simple de conversion DC/DC est évaluée. Dans cette étude, et plus globalement dans l'électronique de puissance à découpage, les topologies DC/DC les plus simples sont le buck et le boost, qui possèdent le même nombre de composants. Nous les utiliserons comme base pour normer les facteurs de complexité des convertisseurs plus élaborés. L'équation (1.9) présente le coefficient normalisé ainsi réalisé et utilisé dans cette partie :

$$F_{C,DC/DC_N} = \frac{F_{C,DC/DC}}{F_{C,Buck/Boost}} \quad (1.9)$$

où $F_{C,Buck/Boost}$ est évalué à 4,95 en utilisant (1.8) avec un interrupteur de puissance, une diode, une inductance et deux condensateurs.

Nous pouvons noter que ce facteur de complexité ne tient pas compte de la puissance nominale du convertisseur étudié. En d'autres termes, un convertisseur buck de 4 kW présentera le même facteur F_C qu'un convertisseur de 0,4 W. Les différentes granularités de conversion présentées dans cette étude nécessitent donc une évaluation du prix en fonction de la puissance. Une telle dépendance peut être trouvée dans [40], dont le travail est centré sur le comportement économique de l'électronique de puissance pour l'installation de PV dans les bâtiments commerciaux. La fourchette de prix présentée dans ce travail pour les convertisseurs DC/DC contrôlant l'algorithme de MPPT est comprise entre 100 \$/kW et 220 \$/kW. Cette fourchette tient compte de la qualité des composants ainsi que de la volatilité globale des prix. L'un des articles étudiés [41] suppose un prix de 150 \$/kW, se situant dans la tranche proposée. Nous supposons pour cette étude que la gamme de puissance étudiée, dictée par la granularité, est compatible avec les prix précédents.

1.3.5 Analyse de l'état de l'art des convertisseurs DC/DC

De nombreuses topologies ont été développées pour améliorer l'efficacité et l'évolutivité des centrales CPV. À la connaissance de l'auteur, une liste complète des publications pertinentes figure dans le tableau 1.6. La conversion au niveau du panneau et la conversion au niveau de la cellule ont visiblement été des axes de recherche privilégiés. La première peut s'expliquer par la volonté de transposition des solutions basées sur le photovoltaïque plan, notamment avec le marché croissant des optimiseurs DC/DC. La seconde tire parti des tensions, courants et puissances globales relativement faibles que l'on trouve à l'échelle d'une cellule CPV unique. Cette raison rend possible l'utilisation d'une électronique de puissance intégrée. De plus, en termes de contrainte d'espace, il y a plus de places entre les cellules dans le CPV que dans le PV plan. Par conséquent, chacun des convertisseurs au niveau de la cellule est basé sur l'intégration CMOS de ses composants. Pour les convertisseurs intervenant au niveau d'une chaîne, les deux exemples pris sont pour une installation solaire PV classique. Les niveaux de tension/courant étant quasiment directement compatible à cette échelle entre PV et CPV, l'absence de travail spécifique au CPV peut s'expliquer. Ces deux convertisseurs ont été pris pour leur bon rendement ainsi que pour la solution technique qu'ils représentent, qui sera présentée dans la partie suivante.

Liste des topologies examinées

Des topologies simples peuvent être trouvées, telles que le buck, le boost, ou bien le buck-boost. D'autres, plus complexes, représentent des tentatives de réponse à certaines spécificités des cellules CPV. Par exemple, l'étude [42] consiste en une topologie buck entrelacée (figure 1.17), dont chacune des entrées est directement reliée à une jonction de la cellule CPV. Cela est principalement dû à la volonté de surmonter le décalage spectral causé par la disparité des sous-cellules CPV, ainsi qu'expliqué dans [43]. L'article [44] propose quant à lui une topologie DC/DC à fort gain pour relier directement le bus DC d'un onduleur moyenne tension à partir d'un unique panneau. Cela permet de se départir des contraintes engendrées par la liaison série des panneaux.

Le résultat du facteur de complexité unifié présenté dans la section précédente se trouve à la ligne 7 du tableau 1.6. Pour établir une base de comparaison, ce facteur a été normalisé en fonction de la granularité de la topologie qu'il caractérise, à des fins d'affichage uniquement. En d'autres termes, le nombre de composants présenté dans le calcul du facteur de complexité est pris pour un seul convertisseur par cellule, panneau ou chaîne. Cela permet de limiter les comparaisons infructueuses entre des nombres dont la différence reposerait uniquement sur la nature multiplicative du traitement de granularités différentes. Les ré-

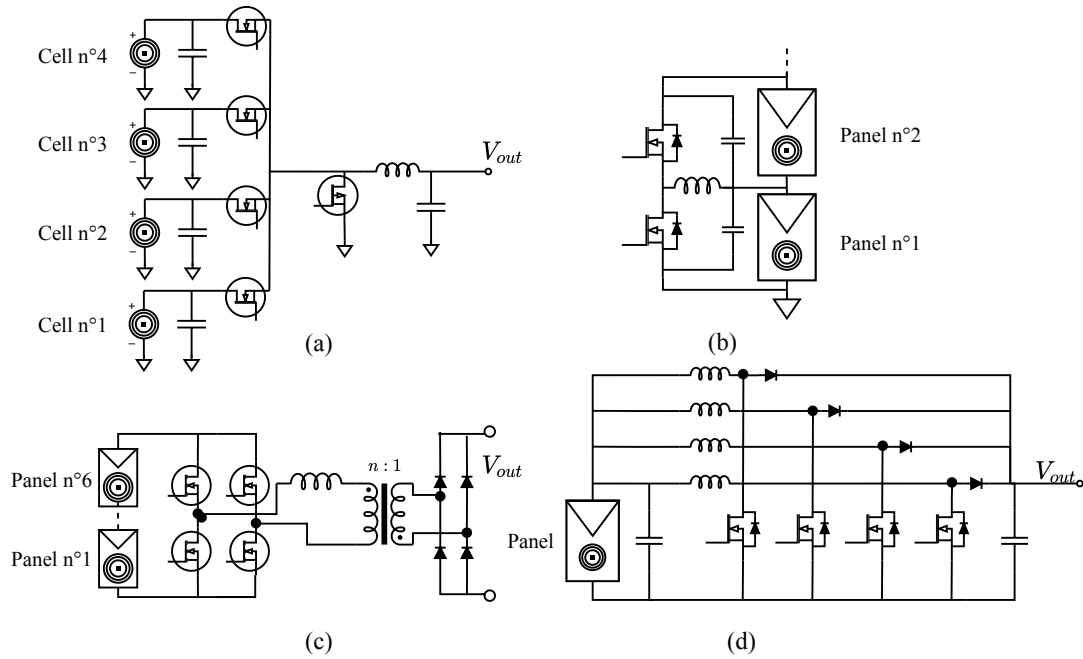


FIGURE 1.17 – Schémas électriques des topologies présentées dans l'article : (a) buck entrelacé, (b) buck-boost en DPC [45], (c) full-bridge, (d) Boost miroir [44]

sultats ultérieurs prendront en compte le nombre de convertisseurs ajoutés théoriquement à l'échelle d'un traqueur, dans le but de donner une image réaliste du surcoût réel engendré.

Pour les topologies buck et boost le facteur de complexité est égale à 1, suivies de près par la topologie buck-boost. Cette dernière remplace en effet simplement la diode d'un buck ou d'un boost par un interrupteur de puissance, d'où l'augmentation faible du F_c . Les topologies les plus complexes de cette étude [44], [46] présentent des complexités jusqu'à trois fois supérieures à celles des plus simples. Il est à noter qu'aucune courbe de rendement global en fonction de la puissance d'entrée du convertisseur présenté dans [44] n'a été trouvée. Par conséquent, la courbe de rendement de [47] a été utilisée à la place, en raison de la nature très proche des deux topologies.

TABLE 1.6 – Liste des convertisseurs examinés

Références	[48]	[41]	[42]	[45]	[44]	[46]	[46]
Auteurs	Neuhaus & al.	Alonso & al.	Zhang & al.	Zaman & al.	Petit & al.	Zapata & al.	Zapata & al.
Année	2018	2018	2020	2015	2018	2018	2018
Type	FPP	FPP	FPP	PPP (DPC)	FPP	FPP	PPP (S-PPC)
Topologie	Boost	Buck	Buck entrelacé	Buck-Boost	Boost miroir	Full Bridge	Full Bridge
Granularité	Cellule	Panneau	Cellule	Cellule	Panneau	Chaîne	Chaîne
F_c	1	1	3	1,2	3,4	3,3	3,3
Rendement moyen par jour clair	88,9%	98,2%	92,9%	99,2%	94,2%	88,3%	98,5%

Concept de gestion partielle de la puissance

Cette étude compare des topologies avec différents types de traitement de puissance. Depuis une dizaine d'années, la gestion partielle de puissance (PPP) suscite l'intérêt en raison de l'obtention de rendements élevés et de la réduction de la puissance requise pour le dimensionnement du convertisseur. En effet, dans le paradigme de conversion de puissance traditionnel (considéré comme un traitement complet de puissance (FPP)), toute la puissance d'entrée est traitée par le convertisseur. Les pertes peuvent alors être calculées comme une fraction de cette puissance d'entrée totale. Avec le PPP, seule une partie de la puissance d'entrée est traitée par le convertisseur et seule cette partie engendre des pertes. Cela permet de réduire les pertes totales, et ainsi faire augmenter le rendement global de l'installation, comme expliqué plus en détail dans [49]. Parmi les convertisseurs examinés, on peut distinguer deux types de PPP : les convertisseurs de puissance partielle en série (S-PPC) et les convertisseurs de puissance différentielle (DPC). Le premier est une transposition directe du principe du PPP, où la fraction de puissance traitée dépend du gain en tension entre l'entrée et la sortie du convertisseur [33]. Le DPC quant à lui est utilisé pour se départir de la contrainte d'unicité des courants dans une liaison série, tout en conservant l'addition des tensions. Pour cela, il ne traite que la différence des courants entre deux modules (cellule/panneau) dont il a la charge. Ainsi, seule une fraction de la puissance totale produite par les modules est convertie, et en cas d'égalité des tensions/courants des deux modules, le DPC peut être désactivé.

On peut retenir pour l'heure que les convertisseurs à gestion partielle de puissance possèdent l'avantage d'avoir un meilleur rendement et un cahier des charges réduit en puissance. En anticipant les résultats de cette étude, ce sera la solution retenue pour la suite de ce manuscrit. Ainsi, cette courte explication sera plus largement complétée dans le chapitre 3, afin que le lecteur puisse construire une intuition plus précise quant au fonctionnement et aux limites d'un tel paradigme de conversion.

Méthode de comparaison

Pour comparer les convertisseurs présentés précédemment, nous nous basons sur un profil de puissance représentatif fourni par [30]. La puissance théorique totale reçue par un traqueur de 28,5 kW_{pic} est représenté à la figure 1.18 en rouge sur l'axe de gauche. La figure représente également les pertes associées aux ombrages partiels (en bleu) ainsi qu'au désalignement (en vert). Dans le cas d'une MPPT conventionnelle intégrée à un onduleur, les deux types de perte précédente doivent être soustraits de la puissance totale disponible pour représenter la production réaliste du système.

Nous pouvons constater que les principaux déséquilibres d'ombrage sont présents à l'aube et au crépuscule. Ceci est dû au fait que, dans une installation CPV, l'ombrage inter-traqueurs (l'ombre d'un traqueur projeté sur l'autre) a lieu à ces périodes. Elles sont représentées par les deux rectangles grisés. A contrario, les pertes dues au défaut de désalignement sont beaucoup plus régulières au cours de la journée et se produisent durant toute la période d'irradiation. Elles sont proportionnelles à la quantité de puissance totale reçue par le traqueur.

En raison de la différence intrinsèque de nature dans le flux de puissance à l'intérieur d'un convertisseur FPP traditionnel et d'un convertisseur de puissance partielle, une méthode globale de calcul de l'efficacité doit être définie. Pour le full-bridge dans [46] (présent dans les deux dernières colonnes du tableau 1.6), on peut considérer que la puissance réellement traitée par le convertisseur est proportionnelle à la puissance d'entrée totale. La courbe de rendement de la figure 1.19 peut donc être utilisée sans modification. Il convient

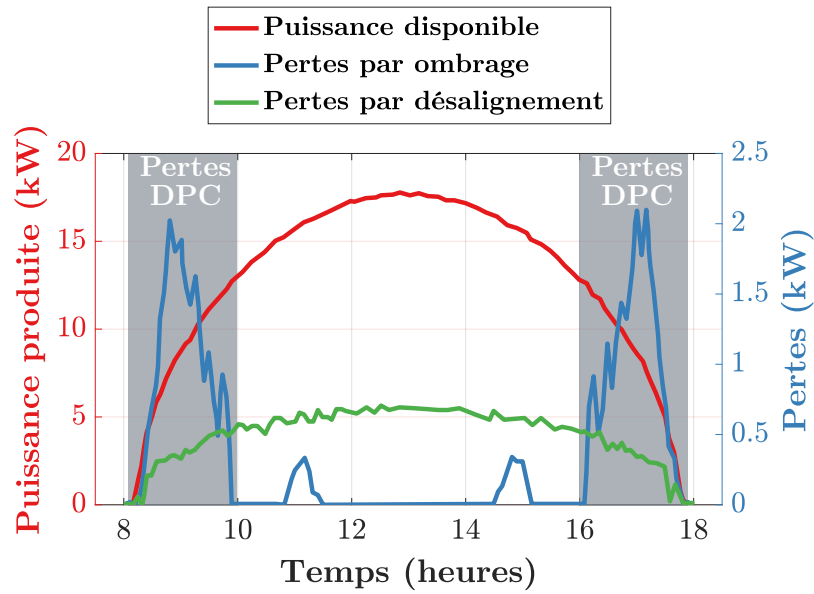


FIGURE 1.18 – Puissance idéale produite par un traqueur de $28,5\text{kW}_{\text{pic}}$ au cours d'une journée claire d'ensoleillement (rouge). Pertes par ombrage inter-traqueur (bleu) et pertes par désalignement (vert). Adaptation des données présentées dans [30]

de noter que pour obtenir les courbes de rendement de cette figure 1.19, seul le rendement relatif à l'électronique de puissance elle-même a été pris en compte. Nous pouvons également noter que le facteur de proportionnalité de ces deux niveaux de puissance peut varier en raison des différences de gain en tension au cours du scénario. Cependant, afin de simplifier l'étude, nous n'utiliserons qu'une seule courbe de rendement, issue de [46] dans un cas de gain en tension relativement élevé, afin de ne pas sous-estimer les pertes. Notons également que les deux topologies présentées par l'article [46] sont identiques : il s'agit de Full-bridge. Le passage d'un convertisseur FPC à S-PPC peut s'effectuer par une simple modification de son branchement entrée/sortie.

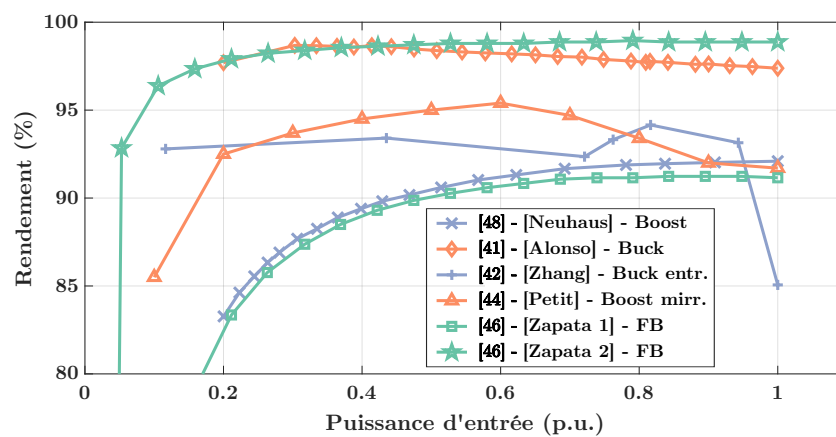


FIGURE 1.19 – Rendement énergétique en fonction de la puissance d'entrée (p.u.) pour les convertisseurs DC/DC considérés (bleu = conversion au niveau de la cellule, orange = conversion au niveau du panneau, vert = conversion au niveau de la chaîne)

En ce qui concerne le convertisseur DPC étudié dans [45] seule la différence de puissance entre les sous-unités connectées est traitée. Par conséquent, les pertes ne sont appliquées qu'à cette puissance différentielle. La majeure partie de la puissance différentielle peut être attribuée au courant différentiel, les tensions V_{OC} des cellules étant maintenues approximativement à une valeur constante. Nous pouvons donc relier la puissance différentielle (c'est-à-dire, la somme des pertes de la figure 1.18) au courant différentiel et ainsi en déduire un rendement pour le scénario étudié. Nous affichons le rendement à la figure 1.20.

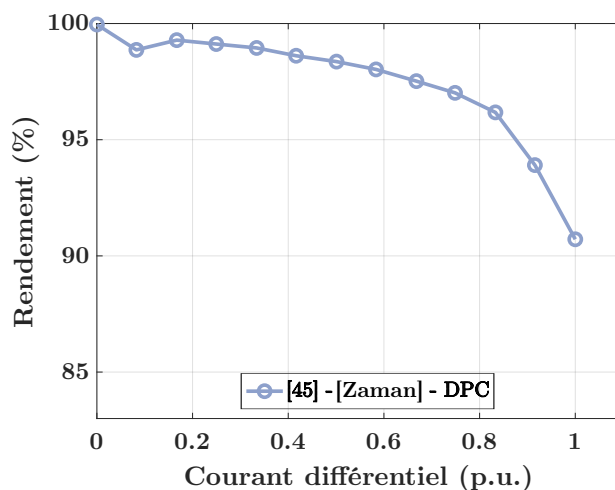


FIGURE 1.20 – Rendement énergétique en fonction du courant différentiel (p.u.) pour le convertisseur DPC présenté dans [45]

Résultats et analyse

Le résultat du calcul du rendement sur le scénario de la figure 1.18 est présenté à la figure 1.21. Le rendement moyen de chaque convertisseur est indiqué à la dernière ligne du tableau 1.6. Si l'on considère les convertisseurs au niveau de la cellule (en bleu), on constate une grande disparité des rendements, avec un net avantage pour le convertisseur à gestion de puissance partielle. Il limite les faibles valeurs de rendement en raison du traitement d'une faible puissance à l'aube et au crépuscule. Toutes les autres topologies présentent une proportion plus élevée de pertes durant ces deux périodes.

Pour la granularité de conversion au niveau du panneau (ligne orange), un schéma plus régulier peut être observé entre les différents convertisseurs. Le convertisseur de [41], avec une topologie buck simple, semble avoir le meilleur rendement au sein de son groupe de granularité.

Les efficacités moyennes pour ce scénario générique permettent également d'analyser les topologies par rapport aux exigences économiques développées dans la section précédente. Pour cela, la figure 1.22 reprend la structure de la figure 1.16 avec une échelle de prix logarithmique pour plus de lisibilité. Elle inclut les convertisseurs présentés dans cette section. Les résultats tiennent compte de la fourchette de prix envisagée pour l'étude : entre 100 \$/W_p et 220 \$/W_p.

Cette figure fait clairement apparaître trois groupes de convertisseurs, correspondants aux trois niveaux de granularité utilisés. Les convertisseurs au niveau de la cellule affichent des prix par Watt crête jusqu'à trois ordres de grandeur plus élevés que le coût maximal admissible. Même l'efficacité élevée permise par le traitement différentiel de la puissance de

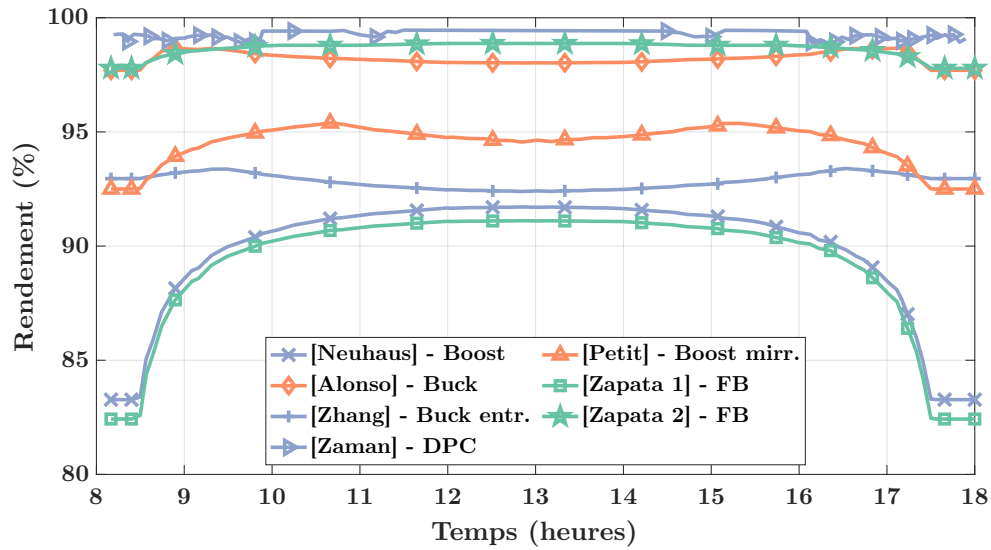


FIGURE 1.21 – Rendement énergétique en fonction de la puissance d'entrée (p.u.) pour les convertisseurs DC/DC considérés (bleu = conversion au niveau de la cellule, orange = conversion au niveau du panneau, vert = conversion au niveau de la chaîne)

[45] ne peut surmonter le coût intrinsèque lié au grand nombre de convertisseurs nécessaire pour équiper toutes les cellules. Parmi ces trois convertisseurs, seul [48] ne répond pas à l'exigence d'efficacité minimale obligatoire, la topologie de [42] étant quant à elle à la limite. Rappelons que seul le rendement de l'électronique de puissance a été pris en compte. Cependant, à ce niveau d'intégration, l'unité de contrôle chargée de la MPPT et de la régulation doit également être prise en compte, ce qui entraîne des pertes supplémentaires.

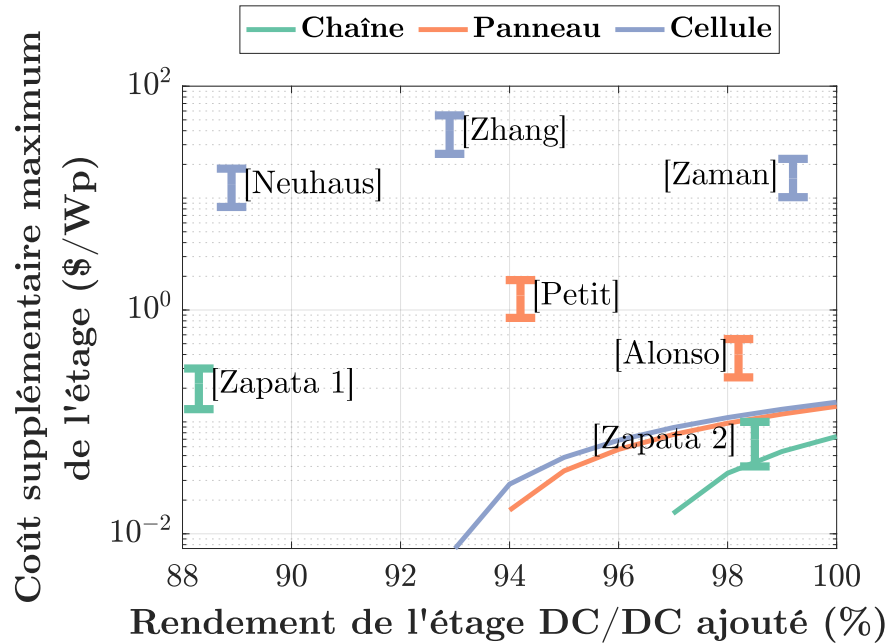


FIGURE 1.22 – Coût maximal admissible de l'étage de conversion ajouté en fonction de sa granularité et de l'efficacité énergétique globale, par rapport aux différents convertisseurs étudiés

En ce qui concerne les convertisseurs au niveau du panneau, la dimension de prix n'atteint qu'un à deux ordres de grandeur au-dessus du maximum. Le coût de [44] souffre de son facteur de complexité élevé et est supérieur à l'autre convertisseur de la même catégorie. Ce dernier est celui qui se rapproche le plus des critères d'efficacité minimale et de coût maximal, avec une complexité et un niveau de pertes faibles.

Pour les convertisseurs qui fonctionnent au niveau de la chaîne, on peut voir que même s'ils partagent la même topologie, leur résultat en termes de rendement est très différent. Le convertisseur classique [46] ne passe ainsi pas le critère minimum de rendement, et ce de 9 % (son rendement moyen est de 88 %, là où le rendement minimum admissible est d'environ 97 %). Sa contrepartie S-PPC quant à elle, jouit non seulement d'un bien meilleur rendement, mais son sous-dimensionnement lié à la puissance transitée moindre lui permet de se placer très proche de la limite de validité représentée en vert. Ainsi, malgré la limite en rendement et en coût la plus sévère de toutes les granularités, [45]-S-PPC est en l'état le seul candidat viable parmi l'état de l'art étudié.

Enfin, on note de nouveau que les topologies à gestion PPP représentent les deux meilleurs rendements parmi les sept convertisseurs étudiés.

Discussion

La littérature examinée dans cet article peut être discutée qualitativement. L'objectif principal est de présenter des topologies différentes et innovantes en même temps que des topologies plus classiques. L'utilisation de convertisseurs PPP et CMOS au niveau de la cellule permet de présenter les dernières tendances en matière de développement de l'électronique de puissance.

La faiblesse principale de l'analyse dérive du fait que les topologies sont rarement testées par rapport à des scénarios ou des modèles d'irradiation réels, de sorte que seule une analyse énergétique moyenne puisse être réalisée.

En raison des premiers stades de développement des convertisseurs présentés, le principal inconvénient du présent état de l'art sur les DC/DC est leur manque de mise en œuvre réelle. En d'autres termes, bien que le matériel soit testé et évalué, aucune attention particulière n'est accordée aux algorithmes de contrôles et de MPPT. En ce qui concerne ces derniers, trois des études ne proposent pas de mise en œuvre de MPPT [42], [46]. Les quatre autres convertisseurs utilisent des algorithmes MPPT très simples, principalement dans le but de valider le matériel : [41], [42] se tournent vers une P&O (Perturb & Observe), [48] vers un algorithme de *hill-climbing* et [45] une simple technique d'égalisation de la tension. C'est pourquoi le présent aperçu s'est limité aux discussions relatives au matériel. On peut remarquer que, plus généralement, dans le domaine du CPV, et à la connaissance de l'auteur, aucun travail significatif sur la comparaison des algorithmes MPPT n'a été effectué. En raison du nombre élevé de diodes de protection et des modèles d'irradiation spécifiques, ce sujet devrait être abordé par la communauté scientifique. Les derniers travaux déjà réalisés sur cette question par la communauté PV [24] ont évalué la pertinence des méthodes récentes de contrôle non linéaire et d'IA.

Le développement dans le domaine de l'électronique de puissance pour la conversion CPV offre la possibilité de recueillir plus de données à un niveau de puissance plus fin. En effet, avec la diminution des granularités, il est plus facile de collecter des données in situ sur le désalignement et le vieillissement des panneaux. Cette opportunité permet de s'attaquer aux pertes par indisponibilité définies précédemment. Étant donné que la maintenance est actuellement effectuée sans connaissance préalable des panneaux dont les performances sont insuffisantes, il est possible d'ajouter une fonction supplémentaire pour le convertisseur DC/DC au niveau des panneaux. Cela se traduit par l'ajout d'un

traitement des données et d'une communication qui pourraient conduire à un mécanisme de déclenchement d'une maintenance plus localisée et globalement plus rapide.

Enfin, deux menaces principales apparaissent avec l'acceptabilité d'étages DC/DC supplémentaires. Premièrement, la complexité physique et économique de cet étage tend à accroître les incertitudes quant à son développement et à sa normalisation à grande échelle. Avec un premier investissement déjà coûteux [38] des coûts initiaux supplémentaires pourraient encourager les investisseurs à opter pour une installation photovoltaïque plus classique et plus éprouvée. Enfin, l'amélioration de l'efficacité causée par les efforts de recherche importants, lorsqu'elle est analysée avec des métriques telles que le LCOE, peut être surpassée par les efforts économiques. Par exemple, une réduction d'un pour cent du taux d'actualisation peut conduire à la même réduction du LCOE qu'un convertisseur DC/DC efficace à 99% [24].

1.4 Conclusion et défis sur la conversion dans le solaire à concentration

Ce premier chapitre vise à introduire la technologie CPV, ainsi que ses principaux défis. Comme nous avons pu le voir, le fort rendement photo-électrique intrinsèque aux cellules multi-jonctions voit son potentiel essentiellement limité par des considérations électriques et économiques. Le coût d'une infrastructure CPV est plus élevé qu'une infrastructure PV de puissance équivalente, à cause principalement du coût de fabrication des cellules à multi-jonction ainsi que de la nécessité d'un mécanisme traqueur. Dans le but de profiter de l'essor économique des solutions PV pour l'injection d'énergie sur le réseau électrique, le développement d'onduleur et d'étages de conversion répondant spécifiquement aux défis du CPV est assez faible, voire inexistant industriellement parlant. Même si ces deux technologies partagent un certain nombre de contraintes communes, présentées à la partie 1.2.1, les particularités du CPV nécessitent des efforts de recherche particuliers. On peut citer dans ces particularités le nombre de diodes de bypass bien plus important dans le cas du CPV (plusieurs dizaines contre une seule pour le PV), le courant de court-circuit 4 à 5 fois plus faible, et la tension 2 à 3 fois plus élevée. De plus, les problématiques de maintenance, liées au désalignement des panneaux renforcent la nécessité d'un travail propre au CPV.

Le coût étant donc une variable critique dans l'acceptabilité de la technologie à concentration, il est nécessaire d'altérer le plus faiblement possible les structures industrielles existantes. Notamment la présence d'un onduleur central, le nombre de panneaux, ainsi que la structure interne de ces derniers peut être considérée comme invariable. Pour cela, l'ajout d'un étage de conversion DC/DC a été choisi et justifié dans la section précédente. L'introduction de cet étage doit se faire avec pour contrainte principale de forts rendements. Nous avons vu que les convertisseurs au niveau de la cellule sont actuellement trop chers et qu'ils ne seront peut-être pas abordables dans un avenir proche pour être mis à l'échelle des centrales CPV reliées au réseau. Les contraintes technico-économiques étant très élevées pour un étage au niveau de la chaîne, le choix d'un étage de conversion à granularité plus faible a du sens. Cela étant, on a vu précédemment que les gains énergétiques entre la granularité de panneau et de cellules sont assez minimes. Ajouté à la volonté de garder la structure des panneaux intacte, la granularité au niveau du panneau semble être préférable dans le contexte actuel.

Sur la base du facteur de complexité proposé dans ce travail, nous constatons qu'en raison des contraintes de coût élevé, l'utilisation de topologies DC/DC complexes est peu probable. En effet, l'ajout de composants actifs est généralement proposé pour gagner en rendement, localement ou globalement. Cependant, les convertisseurs DC/DC avec quatre

transistors ou plus, atteindraient un prix qui annulerait les bénéfices de l'efficacité ajoutée.

Une supériorité intrinsèque claire de la mise en œuvre actuelle des structures de conversion à gestion de puissance partielle a été conclue en ce qui concerne l'efficacité. On peut ajouter également que ce paradigme de gestion de puissance possède pour corollaire la capacité de ces convertisseurs à être bypassés entièrement et sans perte dans certains cas d'utilisation, ce qui peut favoriser un rendement global encore plus élevé.

En conclusion, cette étude a permis de mettre en lumière les caractéristiques nécessaires que doit posséder notre étage de conversion. Ils sont regroupés dans les trois points suivants :

- **granularité au niveau du panneau ;**
- **jusqu'à 3 interrupteurs actifs de puissance ;**
- **une topologie à gestion partielle de puissance.**

Pour choisir la topologie la plus à même de répondre à tous les critères spécifiques au CPV présentés dans ce chapitre, il est nécessaire de formuler auparavant un cahier des charges ainsi qu'une méthodologie de comparaison. Jusqu'ici, nous avons considéré les grandeurs macroscopiques liées à la production d'énergie, et leur variation selon les choix techniques effectués. Il est maintenant nécessaire de s'armer d'un cadre théorique plus formel, centré autour des grandeurs propres à l'électronique de puissance et incluant les spécificités du CPV. Pour cela, nous aborderons dans le chapitre suivant la modélisation et la simulation des systèmes CPV.

Chapitre 2

Modélisation électrique des panneaux solaires à concentration et scénarios d'irradiance

Dans le chapitre précédent, nous avons exploré les principes fondamentaux des panneaux solaires à concentration, en détaillant le fonctionnement des cellules photovoltaïques multi-jonctions et les défis technico-économiques associés à cette technologie. Cette analyse a mis en lumière les limites théoriques et pratiques de ces cellules, ainsi que les efforts de recherche visant à améliorer leurs performances.

Pour aborder ces défis de manière efficace, il est essentiel de développer une modélisation électrique précise des panneaux solaires à concentration, prenant en compte les variations d'irradiance et leurs impacts sur les performances électriques. En effet, on trouve de nombreuses études citées au chapitre précédent portant sur certains aspects des pertes liées au CPV, mais aucune qui les lie tous au travers d'un outil flexible et compatible avec l'électronique de puissance. Souvent, les études énergétiques sont privilégiées afin de pouvoir faire une validation économique de telle ou telle solution mise en œuvre. Ici, en passant par la modélisation, nous pouvons à la fois créer un outil permettant de modéliser finement un grand nombre de sources de pertes, mais également obtenir la translation électrique et temporelle de ces pertes. Cela permet de tester dans des cas réalistes le comportement de l'électronique de puissance, ce qui est un apport important non trouvé dans la littérature. Ainsi, l'outil présenté dans ce chapitre peut être vu à la fois comme un outil de dimensionnement et de test. Le présent chapitre se concentre donc sur la formulation mathématique des courbes $I(V)$ des panneaux solaires à concentration, basées sur des données réelles d'irradiance.

Nous débuterons par l'élaboration d'un modèle mathématique détaillé des courbes $I(V)$ des cellules solaires, en introduisant les paramètres essentiels et en expliquant leur influence sur le comportement électrique des cellules. Ensuite, nous étudierons la mise en série et en parallèle des cellules, ainsi que l'impact des diodes de bypass sur la performance globale des panneaux. Cette première partie sera complétée par la présentation de la configuration de test qui a été retenue pour l'étude tout au long de ce manuscrit, basée sur les panneaux du partenaire industriel STACE. Elle se conclura enfin par une mise en exergue de la difficulté de modélisation et de simulation propre au solaire photovoltaïque à concentration.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous décrirons l'algorithme de calcul des courbes $I(V)$ selon différents scénarios d'irradiance, en définissant ces scénarios et en détaillant la modélisation des matrices d'irradiance. Ces scénarios ont été créés en accord avec la littérature sur le CPV et les cas pratiques rencontrés. Nous présenterons également les

méthodes pour obtenir une courbe $I(V)$ générale, intégrant les variations d'irradiance et de température.

Enfin, nous concluons en dernière partie par l'extraction des paramètres à partir de panneaux CPV réels, en validant notre modèle à travers des tests expérimentaux. Cette approche permet de vérifier la précision et la fiabilité de notre modélisation, offrant ainsi un outil robuste pour le dimensionnement et l'optimisation des installations CPV.

Ce chapitre fournit donc une base solide pour la simulation et l'analyse des systèmes CPV, en proposant des outils algorithmiques capables de prédire avec précision les performances des panneaux solaires à concentration sous diverses conditions d'irradiance et d'ombrage.

2.1 Modèle mathématique d'une courbe $I(V)$

Dans cette section, nous allons présenter les différentes modélisations nécessaires pour obtenir une simulation de panneau CPV fonctionnelle. Nous entendons par là les différentes traductions mathématiques et analytiques des phénomènes intervenant tout au long du fonctionnement du panneau, en lien avec sa structure interne. Nous avons ébauché au chapitre précédent l'importance de la courbe $I(V)$ dans la description de ces événements météorologiques par le biais de grandeurs électriques exploitables dans le domaine de l'électronique de puissance située en aval des panneaux. Il est donc indispensable de formuler précisément comment l'irradiance, l'ombrage, la température ainsi que la variation de ces grandeurs viennent modifier les couples courant/tension disponibles. Pour cela, la première sous-section présentera le modèle mathématique le plus courant pour décrire une cellule solaire, à concentration ou non. Ensuite, nous verrons dans la deuxième sous-section comment on obtient une courbe $I(V)$ pour un groupement de cellule en série et en parallèle. La problématique de surintensité sous la forme de « points de chaleurs » découle naturellement de ce groupement. La troisième section présentera un moyen de s'en prémunir : la diode de bypass. La quatrième sous-section montrera l'impact sur le modèle mathématique d'une variation d'irradiance reçue par la cellule solaire. Tous les principaux mécanismes étant alors décrits, nous présenterons dans la cinquième sous-section la nomenclature d'un panneau CPV du partenaire industriel que nous chercherons à modéliser.

2.1.1 Modèle à 5 paramètres d'une cellule solaire à concentration

Pour décrire mathématiquement le fonctionnement d'une cellule solaire, repartons de l'équation présentée au chapitre 1, appelé « modèle équivalent à une diode » (Single Diode Exponent Model, ou SDEM) ou encore « modèle 5 paramètres » d'une cellule solaire. Ces deux termes seront par la suite utilisés indifféremment, et pointeront tous deux vers l'équation rappelée ci-dessous (2.1) :

$$I(V, \Phi, T) = I_L(\Phi) - I_0 \cdot e^{\frac{q(V + IR_S)}{mkT}} - \frac{V + IR_S}{R_{SH}} \quad (2.1)$$

où I et V sont les couples de courant/tension admissibles par le panneau, Φ , l'irradiance (en W/m^2), I_L le photo-courant, I_0 le courant d'obscurité, R_S la résistance série du panneau, R_{SH} sa résistance parallèle, m le facteur de qualité de la cellule, k la constante de Boltzmann, et T la température de la jonction.

Parmi ces paramètres, le modèle SDEM se base sur la description de :

- I_L : Le photo-courant est le courant généré par l'effet photo-électrique en présence d'une irradiance non-nulle. Une valeur de photo-courant plus élevée vient augmenter l'offset de la courbe $I(V)$ et ainsi augmenter le courant de court-circuit I_{SC} .

- I_0 : Dans une cellule solaire, la lumière excite les électrons dans le matériau semi-conducteur, créant des paires électron-trou et générant un courant photoélectrique. Cependant, même en l'absence de lumière, certains électrons peuvent encore être excités thermiquement à travers la bande interdite du matériau semi-conducteur, contribuant à un faible courant de fond connu sous le nom de courant de noir. Ce courant est en général très faible, de 5 à 10 ordres de grandeur inférieur au photo-courant.
- m : Le facteur de qualité de la diode est une grandeur comprise entre 1 et 2. Il dénote de la ressemblance avec une diode idéale ($m = 1$ dans ce cas). Son effet principal sur la courbe $I(V)$ est de diminuer le rayon de courbure du "coude" présent au point de maximum de puissance (V_{mpp}, I_{mpp}).
- R_S : La résistance série n'affecte pas la cellule solaire à tension de circuit ouvert puisque le flux de courant global à travers la cellule solaire, et donc à travers la résistance série, est nul. Cependant, près de la tension de circuit ouvert, la courbe $I(V)$ est fortement affectée par la résistance série. On cherchera par construction à minimiser cette résistance. Elle est principalement due à des défauts dans les contacts entre la cellule et le circuit.
- R_{SH} : La résistance de shunt quant à elle perturbe la courbe $I(V)$ à basse tension.

L'effet conjoint de ces 5 paramètres crée la forme caractéristique de la courbe $I(V)$, à savoir un plateau de type *source de courant* à faible tension, un plateau type *source de tension* à faible courant, et un *coude* joignant les deux, où se situe le point de maximum de puissance. On peut voir cette forme à gauche de la figure 2.1, pour une cellule recevant une irradiance arbitraire non-nulle. Le placement sur un schéma électrique de ces cinq paramètres est présent à la figure 2.1 sur la partie de droite.

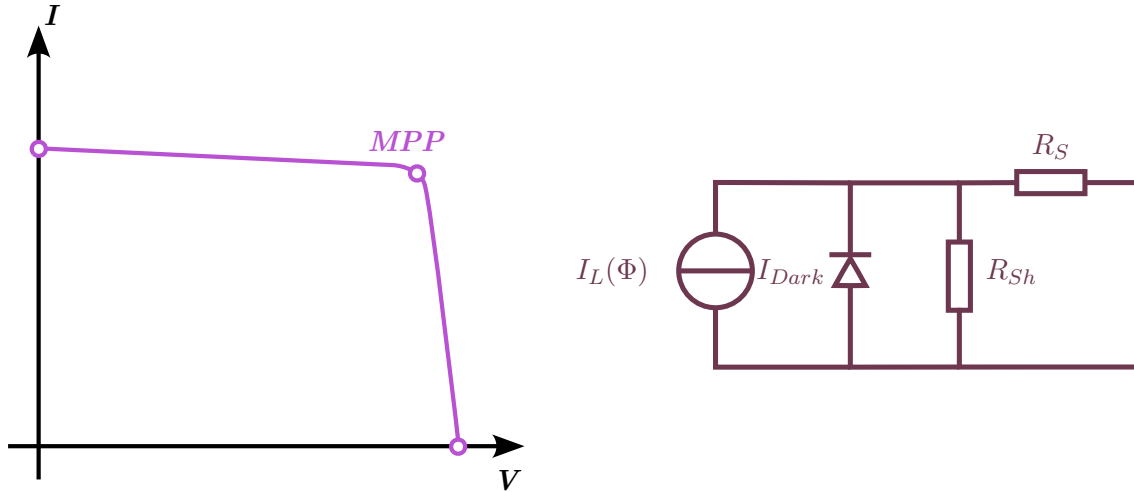


FIGURE 2.1 – Courbe $I(V)$ générique d'un panneau solaire, à concentration ou non (**gauche**), schéma électrique équivalent (**droite**)

Il est important de noter également que ce système de 5 paramètres a été développé initialement pour des cellules solaires à mono-jonction. Ainsi, théoriquement, pour pouvoir décrire des cellules triples jonctions classiques, il serait nécessaire de mettre trois représentations de 5 paramètres en série. Cependant, les travaux sur le solaire multi-jonctions tels que [50]-[52] nous assurent qu'il est possible d'utiliser un modèle à 5 paramètres quels que soient le nombre de jonction présentes dans la cellule solaire. En effet, la forme de la courbe $I(V)$ varie très peu en fonction du nombre de jonctions. Les travaux cités ob-

tiennent des résultats de simulation proches à plus de 98 % des courbes expérimentales qu'ils interpolent. Ce résultat est du même ordre que pour le même travail appliqué à une cellule mono-jonction. Ainsi, nous utiliserons ce modèle dans la suite de ce chapitre et de ce travail.

Le premier objectif à partir de cette équation, qui décrit le comportement d'une unique cellule, est de formaliser l'obtention de la courbe $I(V)$ d'un groupe de cellules mises en série et en parallèle. Cette étape est loin d'être triviale, d'autant que l'équation étant implicite et transcendante, la mise en série et en parallèle se fera par le biais d'un « détournement » mathématique. En effet, l'obtention d'une équation globale permettant la formulation d'un groupement de cellules a été le sujet de vastes travaux en mathématiques appliquées dont la complexité la rend difficilement utilisable hormis dans certains cas [53]. Dans la littérature associée à cette problématique, il est souvent préféré de traiter numériquement la mise en série et en parallèle, directement à partir de la courbe $I(V)$. Cela est d'autant plus vrai que l'ajout de diodes de bypass dans un groupement rajoute un autre degré de complexité analytique. Les prochaines sections s'occupent de détailler cette interconnexion de cellules.

2.1.2 Mise en série et en parallèle des cellules : affinité série et parallèle

La problématique d'interconnexion des cellules se divise en deux cas, selon que les conditions d'irradiance vues par les cellules sont uniformes ou non.

Conditions d'irradiance uniforme

Dans le premier cas, lorsque tout un groupe de cellules reçoit la même irradiance et la même température, et qu'on suppose qu'elles sont de construction parfaitement identique, les relier en série ou en parallèle est relativement trivial. La figure 2.2 montre ce cas idéal. Sur la partie centrale de cette figure, on peut voir la caractéristique $I_{cell}(V_{cell})$ décrivant chaque cellule, en gris.

Concernant la mise en parallèle de N_P cellules, pour chaque couple de tension/courant $I_{cell}(V_{cell})$, la courbe $I_{//}(V_{//})$ ¹ résultante est donnée par l'équation (2.2) :

$$(V_{//}, I_{//}) = (V_{cell}, I_{cell} \cdot N_P) \quad (2.2)$$

On voit que, pour calculer cette courbe résultante, pour chaque valeur de tension, on multiplie le courant par le nombre de cellules mises en parallèle. L'effet résultant peut être visualisé sur la figure 2.2 sur la partie de droite. Mathématiquement, cette opération est appelée une *affinité*, et elle est ici qualifiée d'*affinité parallèle*.

Dans un ensemble de cellules N_S connectées en série, le courant qui les traverse est identique, et la caractéristique globale de ce montage série est obtenue en additionnant les tensions pour un courant donné. Nous sommes ici dans le cas d'une *affinité série*. On retrouve donc l'équation (2.3) :

$$(V_{Série}, I_{Série}) = (V_{cell} \cdot N_S, I_{cell}) \quad (2.3)$$

Nous voyons donc qu'en cas d'uniformité des cellules, l'obtention d'une courbe $I(V)$ globale n'est pas problématique. Il est même possible de retrouver l'effet de la mise en parallèle et de la mise en série directement à l'équation (2.1) en rajoutant les facteurs N_P et N_S [54]. L'équation (2.4) suivante décrit ce cas :

1. le symbole // indique la mise en parallèle

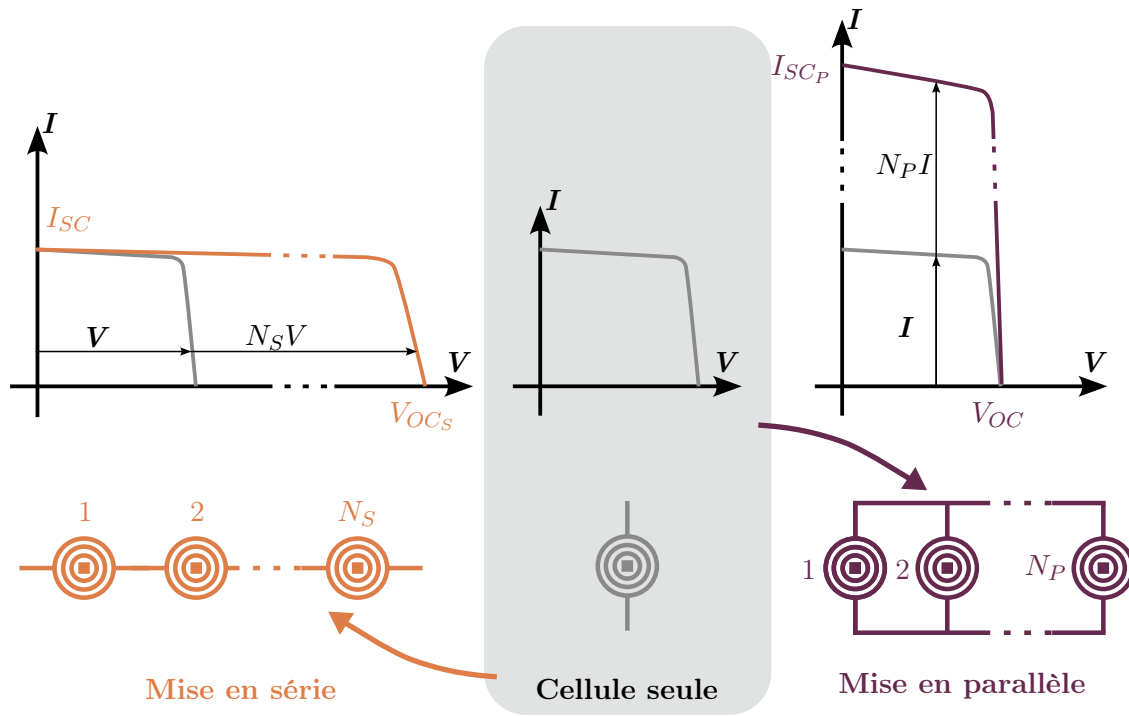


FIGURE 2.2 – Mise en série (**gauche**) et en parallèle (**droite**) de cellules solaires soumises aux mêmes conditions d'irradiance et de température

$$I_{grp}(V_{grp}, \Phi, T) = N_P \cdot I_L(\Phi) - N_P \cdot I_0 \cdot \exp \frac{q(V_{grp} + I_{grp} \frac{N_S}{N_P} R_S)}{N_S \cdot mkT} - \frac{V_{grp} + I_{grp} \frac{N_S}{N_P} R_S}{\frac{N_S}{N_P} R_{SH}} \quad (2.4)$$

Grâce à cette équation, on peut donc obtenir dans le cas d'une irradiance uniforme, la courbe $I(V)$ d'un panneau à partir de celle d'une cellule, et inversement.

Conditions d'irradiance hétérogène

Dans le cas de différences de conditions subies par les cellules que l'on veut grouper, il est difficile de trouver l'équation permettant d'obtenir la caractéristique $I(V)$ résultante. On doit alors calculer numériquement le résultat pour chaque point tension/courant. Un exemple de cette méthode de calcul est donné à la figure 2.3. Sur la partie haute de cette figure, on peut voir les deux caractéristiques $I(V)$ correspondant à deux cellules solaires irradiées différemment : C_1 et C_2 . La cellule C_1 (en orange) est plus irradiée que C_2 (en gris), ce qui se retrouve avec la comparaison des valeurs de courant de court-circuit représentées $I_{SC1} > I_{SC2}$.

Sur la partie inférieure de la figure, les deux cellules C_1 et C_2 ont été mises en série. Cette connexion est représentée par une cellule unique, en bleu, $C_{série}$. Pour obtenir la courbe $I(V)$ bleue correspondante, les lignes iso-courant ont été tracées en gris clair. Ces lignes correspondent à des courants constants notés I_k . Comme précédemment, la mise en série des deux cellules se fait par l'addition de leur tension à courant égal. Par conséquent, pour chaque courant $I = I_k$ on additionne la valeur de tension de chacune des deux cellules $V_{C1 @ I_k}$ et $V_{C2 @ I_k}$, pour obtenir le point bleu correspondant $V_{C_{série} @ I_k}$.

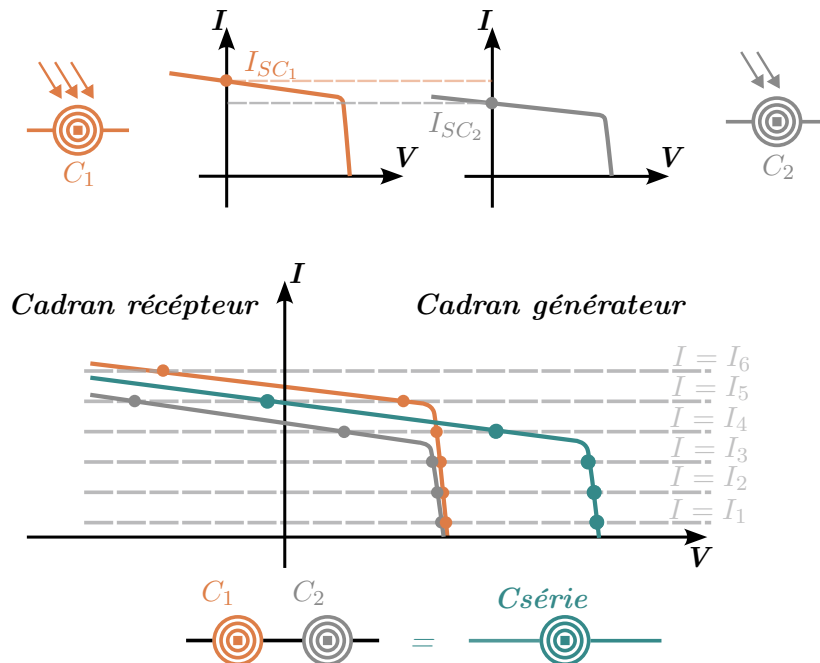


FIGURE 2.3 – **(haut)** Représentation de deux cellules et leurs courbes $I(V)$ associées. C_1 , en orange, est plus irradiée que C_2 en gris. **(bas)** Mise en série de C_1 et C_2 pour obtenir $C_{série}$ dont la courbe $I(V)$ totale est représentée en bleu.

Cette figure indique également les deux cadrans, générateur et récepteur, dans lesquels fonctionnent les cellules. Dans le cadre d'une mise en série, on voit alors que pour des courants élevés, la cellule la plus faiblement irradiée peut fonctionner en convention récepteur lorsque celle plus irradiée est toujours en convention générateur. Une cellule se trouvant en convention récepteur doit donc dissiper la puissance qu'elle reçoit. Elle va alors voir sa température augmenter, ce qui peut mener selon les cas à sa destruction. Ce problème électrique est connu sous le nom de *hot-spot effect* [55]. Pour parer à cet effet, une diode en anti-parallèle est ajoutée au niveau de la cellule ou du panneau. La partie suivante détaille l'effet d'une telle mesure de protection.

2.1.3 Effet de la diode de bypass

Nous avons vu que plus la différence de conditions d'irradiance est forte entre deux cellules en série, plus la cellule la moins irradiée peut être amenée à fonctionner dans son cadran récepteur. Le problème est d'autant plus important et dangereux pour cette cellule que la puissance à dissiper est élevée. En d'autres termes, la caractéristique $I(V)$ en récepteur de la cellule étant linéaire avec un très faible coefficient directeur, la tension croît rapidement en valeur absolue pour pouvoir s'adapter à un courant d'appel supérieur à celui de court-circuit. Par conséquent, le produit courant/tension devient rapidement élevé et la cellule doit dissiper une grande quantité de chaleur.

L'ajout de la diode de bypass permet à la cellule de ne fonctionner dans son cadran récepteur qu'à très faible tension. L'amorçage spontané de cette diode parallèle, dès l'apparition d'une tension en inverse aux bornes du groupement *cellule + diode*, limite cette dernière à la valeur V_D , qui est la tension directe de conduction de la diode choisie. Cela est

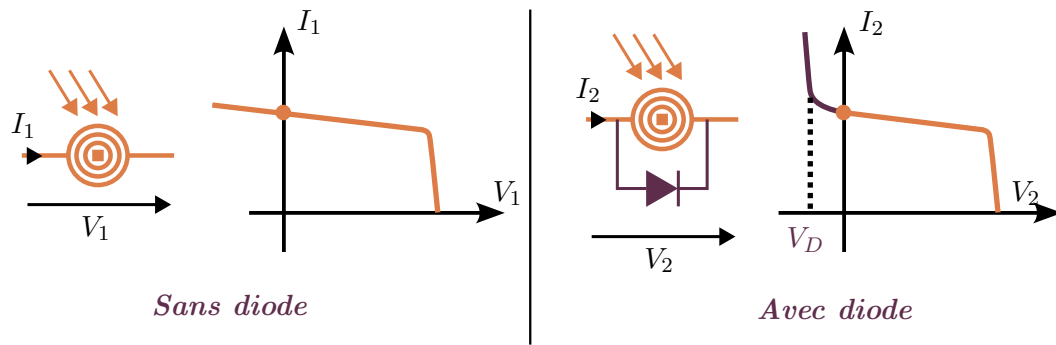


FIGURE 2.4 – Courbes $I(V)$ d’une cellule à concentration sans (**gauche**) et avec (**droite**) diode de bypass en anti-parallèle. Sur la courbe de droite, est représentée la tension directe de la diode V_D .

représenté à la figure 2.4. La caractéristique $I_1(V_1)$ reflète le fonctionnement d’une cellule seule, et celle $I_2(V_2)$, d’un groupement *cellule + diode*. On voit sur la partie de droite que si le groupement fonctionne à tension négative (ou autrement dit, à courant supérieur au courant de court-circuit de la cellule), le produit tension courant en récepteur sera limité par la tension fixe V_D , bien plus faible que la tension atteignable par la cellule seule.

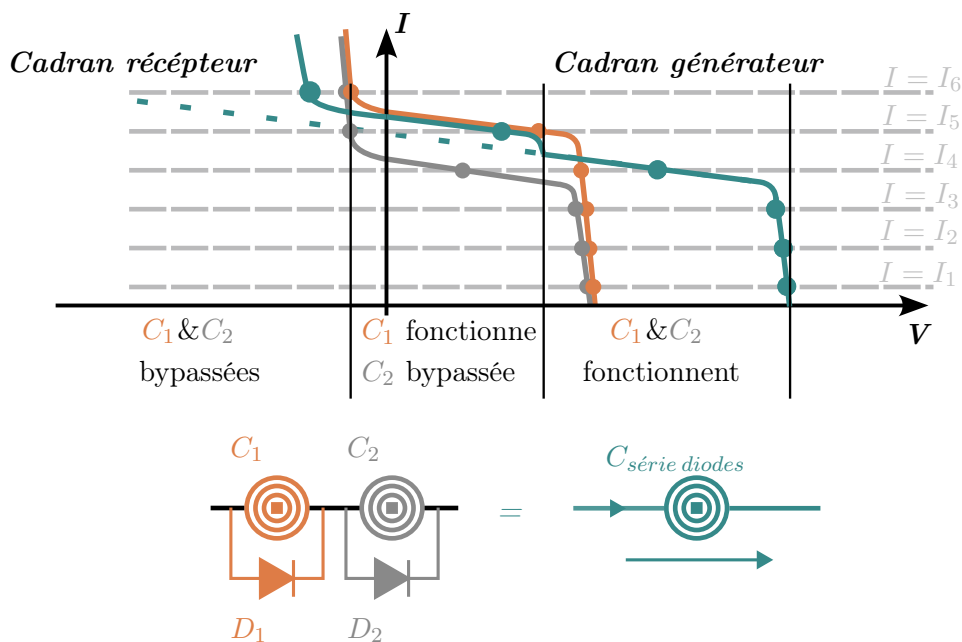


FIGURE 2.5 – Mise en série de C_1 et C_2 pour obtenir $C_{\text{série diodes}}$ dont la courbe $I(V)$ totale est représentée en bleu. La partie bleue en pointillés représente la caractéristique $I(V)$ du montage en série sans les diodes (Cf. figure 2.3)

Si l’on met en série deux groupements *cellule + diode*, toujours avec des cellules irradiées différemment, la résultante est différente comme présentée à la figure 2.5. Cette figure représente en bleu la courbe $I(V)$ totale de cette mise en série, en trait plein. La partie en trait pointillé est un rappel de la mise en série de deux cellules sans diodes associées présentées à la section précédente (figure 2.3). Sur le cadran générateur, la partie à tension élevée est similaire dans les deux cas (les courbes en trait plein et pointillé se confondent) :

C_1 et C_2 fonctionnent. A tension plus faible, on voit que la courbe bleue se détache de celle en pointillé pour devenir quasiment identique à la caractéristique orange de la cellule la plus irradiée. Ainsi, la cellule « faible » (C_2) est bypassée et, dans la zone de basse tension, la caractéristique résultante se confond avec celle de la cellule « forte » (C_1).

Le « décalage » en tension entre les courbes orange et bleue est due à la chute de tension de la diode associée au groupement bypassé ($C_2 + D_2$). A tension encore plus faible, c'est-à-dire en deçà de $V = V_D$, les deux cellules C_1 et C_2 sont bypassées par leur diode respective. On peut noter dans ce cas que la résultante en bleu voit sa tension de conduction à $2 \times V_D$, du fait de la somme des tensions directes des diodes qui conduisent.

L'ajout de diodes permet donc de préserver les installations d'un point de vue électrique et thermique lors de la mise en série de plusieurs cellules. Cependant, mathématiquement, il devient dès lors impossible d'obtenir une expression analytique unique $I(V)$ d'un groupement *cellules + diodes*. Pour obtenir directement la courbe $I(V)$, il faut donc envisager soit la méthode d'affinité série et parallèle décrite ici, soit la simulation électrique du groupement. Il est important de noter d'ors et déjà que les panneaux CPV ont par construction beaucoup plus de diodes de bypass que les panneaux solaires classiques. Les problématiques amenées par la présence de ces diodes en sont de fait plus présentes et limitantes.

2.1.4 Extrapolation des courbes $I(V)$ pour différentes irradiances

Nous sommes maintenant capables de décrire un groupement de cellule quelles que soient les conditions auxquelles chacune fait face. Cependant, le chapitre 1 décrivait sommairement l'incidence de l'irradiance et de la température sur le fonctionnement de chacune de ces cellules. Il est maintenant opportun de présenter plus finement ces caractéristiques, afin de comprendre l'effet de ces grandeurs sur les courbes $I(V)$.

Le raisonnement est le suivant, si l'on peut faire varier l'irradiance et la température, que cela modifie des grandeurs intermédiaires permettant de tracer les courbes $I(V)$, alors nous avons les outils pour décrire le fonctionnement d'un panneau entier.

Variation avec l'irradiance

Nous avons défini quatre grandeurs importantes pour caractériser les cellules et les panneaux solaires à concentration : I_{SC} , I_{MPP} , V_{OC} et V_{MPP} . De nombreux travaux ([16], [56] notamment) s'attachent à décrire la variation de ces grandeurs en fonction de l'irradiance, vu qu'elle est la cause principale de leur variation. Les équations (2.5), (2.6), (2.7) et (2.8) issues de [34] présentent la variation de ces grandeurs.

$$I_{SC} = a \cdot \text{DNI} \quad (2.5)$$

$$I_{MPP} = b \cdot \text{DNI} \quad (2.6)$$

$$V_{OC} = c_1 \cdot \ln \text{DNI} + c_2 \quad (2.7)$$

$$V_{MPP} = d_1 \cdot \ln \text{DNI} - d_2 \cdot \text{DNI} + d_3 \quad (2.8)$$

où a , b , c_1 , c_2 , d_1 , d_2 et d_3 sont des constantes réelles, et DNI l'irradiance normale directe, en W/m^2 .

Nous voyons à partir des deux premières équations que les deux courants, de court-circuit et de maximum de puissance, sont parfaitement linéaires avec l'irradiance. Ainsi, nous pouvons déterminer ces paramètres uniquement à partir de la mesure d'une courbe $I(V)$ à irradiance donnée. Pour la grandeur V_{OC} , la tension de circuit ouvert, nécessite deux points de mesure. Enfin, la quatrième grandeur, la tension de maximum de puissance

V_{MPP} possède une relation plus complexe avec la DNI. La détermination des coefficients d_1 , d_2 et d_3 nécessite quant à elle d'avoir accès à au moins trois courbes $I(V)$.

À partir de données fournies par l'entreprise partenaire ainsi que de compléments trouvés dans la référence [34], nous avons pu obtenir 3 courbes $I(V)$ pour les irradiances de 700 W/m^2 , 850 W/m^2 , et 1000 W/m^2 , pour un panneau CPV. Ces courbes sont présentées sur la figure 2.6. Par résolution numérique on obtient les coefficients présentés dans l'équation précédente, qui sont regroupés dans le tableau 2.1.

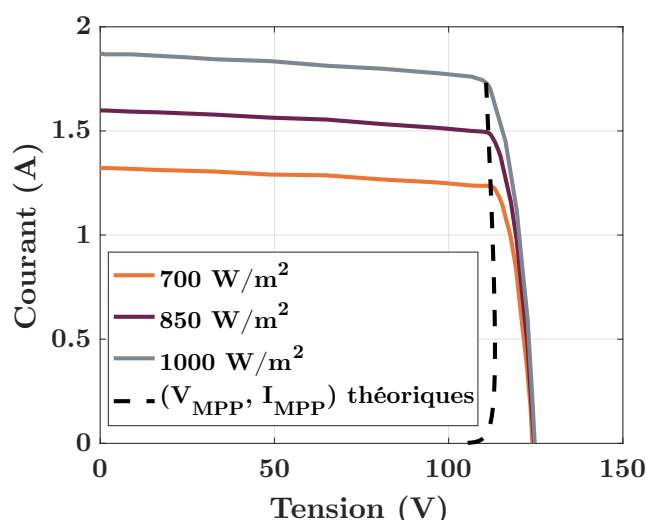


FIGURE 2.6 – Courbes $I(V)$ mesurées à 700 W/m^2 (orange), 850 W/m^2 (violet), et 1000 W/m^2 (gris). La courbe noire pointillée interpole les points (V_{MPP}, I_{MPP}) pour des irradiances de 0 W/m^2 à 1000 W/m^2

TABLE 2.1 – Extraction des paramètres de variation des tensions/courants en fonction de la DNI

Paramètres	a	b	c_1	c_2	d_1	d_2	d_3
Valeur	0.0019	0.0017	1.8	112.2	1.7	0.0066	105.5

Variation avec la température

Dans une cellule solaire, la principale propriété matérielle régissant la dépendance de ses performances à la température est sa largeur de bande interdite. Les variations de cette bande interdite dues aux fluctuations de la température affectent le courant et la tension délivrés par la cellule solaire et, en fin de compte, son efficacité de conversion d'énergie.

- **Variation de la tension** : Le coefficient de température (en $\%V_{oc}/K$) de la bande interdite est très similaire pour la plupart des matériaux semi-conducteurs utilisés dans les cellules solaires à concentration [57]. Par conséquent, ce coefficient de température est plus faible pour les matériaux à bande interdite plus large. Il est constant en fonction de la température pour les cellules solaires simples et multijonctions. Pour une cellule à triple jonctions Ge/InGaP/GaAs, il est de l'ordre de $0,141 \%V_{oc}/K$ [58]. Dans le cas de variations importantes de température (typiquement, à l'allumage du module traqueur), cette quantité a un impact sur le fonctionnement de l'installation.

- **Variation du courant** : L'effet de la variation de température sur le courant produit par un panneau CPV est moins impactant que celui de la tension. En effet, le facteur de variation thermique est classiquement défini comme dépendant de la surface active de la cellule $\mu\text{A K}^{-1} \text{cm}^{-2}$. Or, dans le cadre du CPV, la surface active de la cellule est beaucoup plus faible que dans le cas du PV classique, étant donné l'existence du dispositif de concentration. De plus, pour une cellule à triple jonctions Ge/InGaP/GaAs, ce facteur thermique est très faible : $18 \mu\text{A K}^{-1} \text{cm}^{-2}$ [18], [59]. Par rapport au courant de court-circuit lui-même (environ 2 A dans notre cas), on peut s'assurer de son caractère négligeable. Enfin, les méta-analyses présentées dans [57] précisent que la variation thermique du rendement photo-électrique total d'une cellule tient essentiellement à la grandeur V_{OC} .

Dans le cadre de notre travail, nous considérerons donc que la variation du courant d'une cellule avec la température est en dehors de notre étude du fait de sa faible incidence. Cette hypothèse est faite dans un grand nombre de travaux et de fait, assez classique [57]. La variation de la tension avec la température cependant est suffisamment forte pour en tenir compte.

2.1.5 Configuration utilisée pour les tests et la modélisation

Nous avons vu précédemment les tenants et aboutissants mathématiques associés à la modélisation des panneaux CPV. Ainsi, les sections précédentes ont montré comment, à partir de données $I(V)$ prises pour une cellule, il était possible de reconstruire le comportement électrique d'un ou plusieurs panneaux. Il est maintenant nécessaire de présenter la structure interne des panneaux CPV utilisés par le partenaire industriel de ce travail.

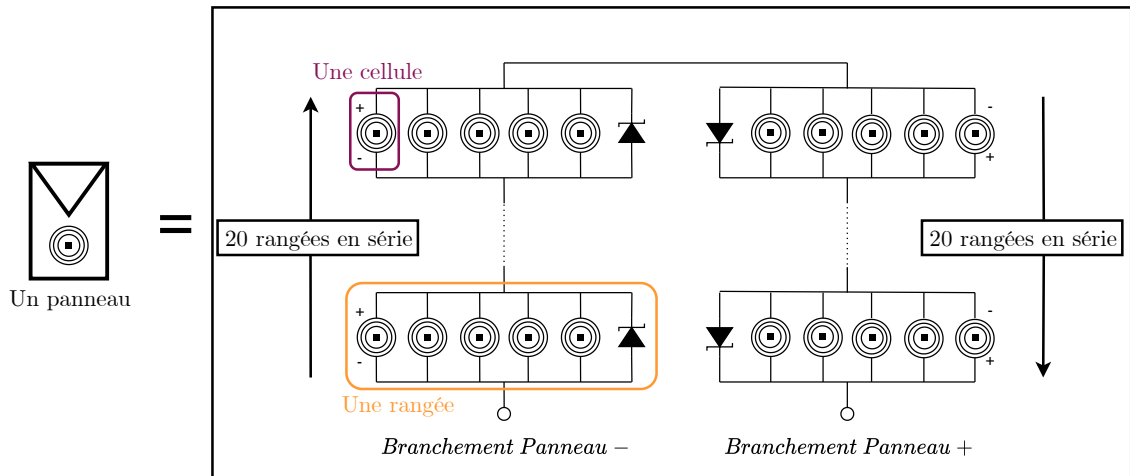


FIGURE 2.7 – Présentation de la structure et de la nomenclature d'un panneau CPV

Cette structure peut être trouvée à la figure 2.7. Les cercles concentriques triples entourant un carré représentent une cellule associée à sa lentille de Fresnel. Cette dernière est un carré mesurant 6 cm de côté, pour une surface de 36 cm^2 . Sa taille relativement petite a pour conséquence que le courant de court-circuit d'une telle cellule est relativement faible, de l'ordre de 0,4 A. La cellule solaire multi-jonction employée est une cellule triple jonction en Ge/GaInP/GaAs. Pour augmenter le courant du panneau, cinq cellules sont mises en parallèle pour former une rangée. Une diode de bypass type Schottky est rajoutée pour protéger ces cellules comme vu à la section précédente.

Le panneau complet est constitué de 40 rangées en série, disposées équitablement sur la partie gauche et sur la partie droite. La puissance crête d'un tel panneau est de 250 W, le courant de court-circuit est de 1,92 A, et la tension de circuit ouvert est de 122 V. Ces valeurs sont celles annoncées par le fabricant, et seront mesurées plus précisément à la partie suivante. La taille totale du panneau est de 120×60 cm.

La configuration initiale de test comprenait deux chaînes en parallèle, comportant chacune six panneaux. Le nombre de panneaux par chaîne avait été choisi exactement égal à celui des chaînes installées sur les traqueurs actuels, afin de comparer les performances dans des conditions identiques. Cependant, pour des raisons expérimentales liées au matériel disponible aux laboratoires, une chaîne de quatre panneaux en série a été choisie à la place. Le chapitre 3, relatif au dimensionnement et à la réalisation des convertisseurs DC/DC précisera l'implication en terme de fonctionnement et de rendement d'une telle diminution dans le cahier des charges. On pourra retenir que les implications sur le rendement sont assez faibles pour que les résultats tirés de notre analyse restent transposables au système réel.

2.1.6 Spécificités de la simulation d'électronique de puissance pour le CPV

L'inclusion de diodes de dérivation dans les réseaux PV introduit des non-linéarités et des points de puissance maximale multiples dans les caractéristiques puissance-tension, ce qui complique la modélisation mathématique et la simulation. À mesure que le nombre de diodes augmente, la complexité de ces modèles s'accroît, car chaque diode affecte différemment les caractéristiques électriques sous divers motifs d'ombrage [60]-[62].

Le temps de simulation augmente donc globalement avec le nombre de diodes de bypass. Cette spécificité est d'autant plus présente dans le cas du CPV que, par construction, les panneaux CPV possèdent un grand nombre de ces diodes. Par exemple, avec la configuration de test présentée à la sous-section précédente, cela représente 320 diodes de bypass, ce qui est équivalent en simulation de panneaux PV classiques à 320 panneaux, soit 64 kW, donc une surface d'environ 300 m^2 .

Dans le cadre de ce travail, la simulation des panneaux n'est pas le but final. En effet, c'est bien l'utilisation de ces données tension/courant et leur interaction avec un étage de conversion DC/DC qui est en jeu. Cette dernière requiert un pas de temps très court, de l'ordre de quelques centaines de nanosecondes, pour pouvoir étudier les phénomènes transitoires spécifiques à l'électronique de puissance qui nous intéresseront plus loin. À l'opposé, les scénarios d'irradiance auxquels sont soumis les CPV ont un pas de temps plusieurs ordres de grandeur au-dessus, de l'ordre de la seconde ou de la minute. Par conséquent, simuler avec un pas de temps de la centaine de nanosecondes durant plusieurs dizaines de secondes requiert une puissance de calcul et de stockage de données très au-dessus de celles couramment accessibles. De plus, le but initial de ce travail était d'appliquer ces modélisations à une machine temps-réel en interaction avec des convertisseurs DC/DC réels. Une telle charge de calcul n'aurait pas permis de conserver un paradigme temps-réel sans dépassement du pas de temps.

2.2 Algorithme de calcul des courbes $I(V)$ selon différents scénarios d'irradiance

Nous avons dorénavant toutes les connaissances et données utiles à la simulation de notre système de test. L'approche est alors la suivante : nous voulons pouvoir définir

un scénario d'irradiance à partir de données géométriques et temporelles et obtenir les courbes $I(V)$ correspondantes. Ces courbes peuvent ensuite être testées soit en simulation temporelle sous *Matlab/Simulink*, soit en simulation temps-réel avec un convertisseur réel.

La simulation directe d'un tel système étant coûteuse algorithmiquement, nous avons décidé que la totalité de cet algorithme serait calculé "hors-ligne". C'est à dire, dans une phase de pré-traitement (ou *pre-processing*), et pas en parallèle de la simulation de l'électronique de puissance.

Pour cela, nous découpons le programme en quatre sous-parties, ainsi que présenté à la figure 2.8 : scénario, matrices d'irradiance, matrice des caractéristiques et comportement électrique global. Chacune des sous-sections suivantes s'attache à définir et expliquer chacune des sous-parties du programme, ainsi que les enjeux et notes associées.

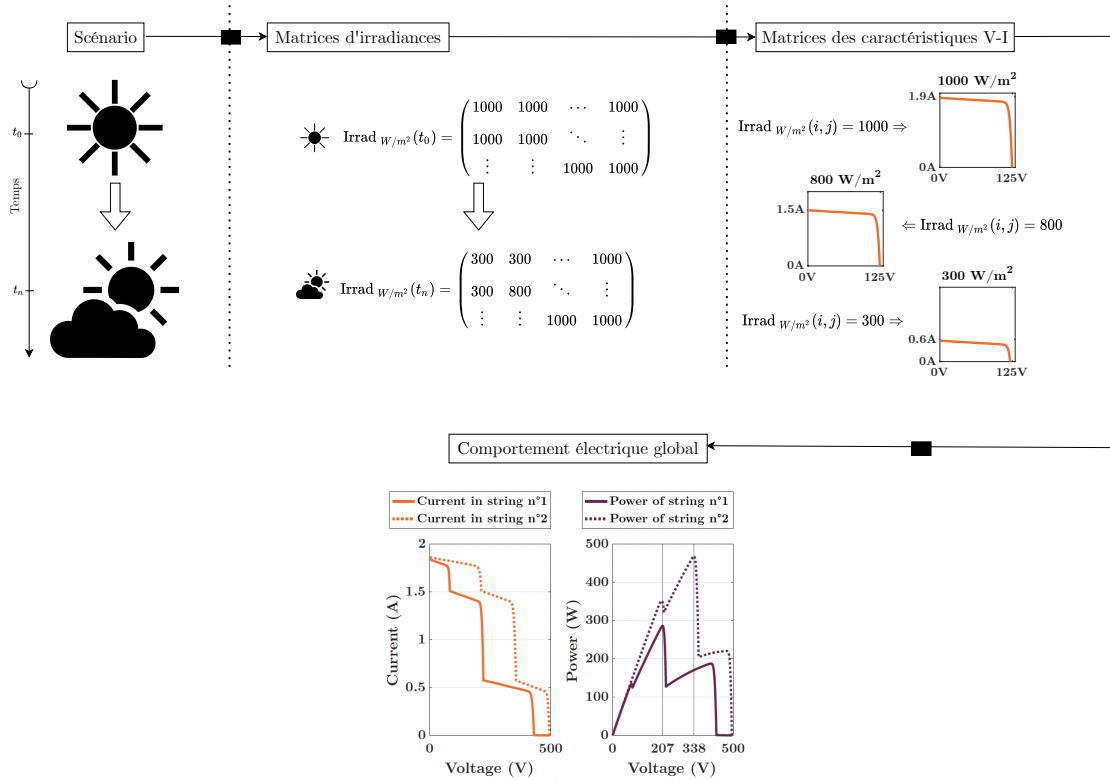


FIGURE 2.8 – Schéma synoptique du fonctionnement de l'algorithme de génération de courbe $I(V)$ à partir d'un scénario d'irradiance donné

2.2.1 Définition des différents scénarios d'irradiance

Les scénarios définis ci-après doivent donc d'abord être formulés en accord avec la littérature, quantifiés mathématiquement et mis en entrée de la première partie de l'algorithme permettant leur translation en fichier image. Ils sont au nombre de huit, prenant chacun en compte un aspect spécifique des pertes et défis associés à l'usage de centrales solaires CPV. Les scénarios *Sc1*, *Sc2*, *Sc5*, *Sc6* s'attachent à décrire les différents cas d'ombrage partiel vus par ces centrales au cours d'un fonctionnement nominal. Ceux *Sc3* et *Sc4* prennent en compte la température pour permettre de dresser un cahier des charges plus fidèle, notamment du fait de la dépendance de la tension de circuit ouvert V_{OC} à cette grandeur. Enfin, le scénario *Sc7* décrit l'effet de la dispersion angulaire. La liste de ces scénarios

est synthétisée au tableau 2.2. On retrouve dessus leur description rapide, le nombre de segments (= la longueur temporelle) ainsi que les grandeurs qu'ils font varier.

TABLE 2.2 – Tableau récapitulatifs des sept scénarios proposés dans le cadre de cette étude

Scénario	Description	Nombre de segments	Variations d'ombrage	Variations de température	Variations structurelles
<i>Sc1</i>	Aube/crépuscule ombrage inter-traqueur homogène	30	✓	✗	✗
<i>Sc2</i>	Aube/crépuscule ombrage inter-traqueur hétérogène	30	✓	✗	✗
<i>Sc3</i>	Temps froid pleine irradiance	1	✗	✓	✗
<i>Sc4</i>	Temps chaud pleine irradiance	1	✗	✓	✗
<i>Sc5</i>	Ombrage linéaire en champ proche	10	✓	✗	✗
<i>Sc6</i>	Ombrage lointain nuageux	1	✓	✗	✗
<i>Sc7</i>	Relaxation tolérance de fixation des panneaux	10	✗	✗	✓

Sc1 & 2 : Ombrages inter-traqueur

A l'aube, lorsque les traqueurs sortent de leur position de repos (panneaux placés à l'horizontale), ils s'alignent sur le soleil rasant. Les ombres générées à cet instant sont très étendues, du fait du soleil proche de l'horizon. On se retrouve alors dans la situation où les traqueurs les plus à l'est projettent leur ombre sur ceux plus à l'ouest : on appelle ce phénomène l'ombrage inter-traqueur, qui est illustré à la figure 2.9. De façon symétrique, ceux les plus à l'ouest ombragent ceux à l'est au crépuscule. Cette problématique est au centre de nombreux travaux, et le point de départ des efforts pour la minimiser est le placement des traqueurs les uns par rapports aux autres, ainsi que référencé dans [25], [26], [60]. Dans ces travaux, on trouve que la solution la plus simple est d'écarter les traqueurs les uns des autres. Cependant, cela ne fait que réduire le problème, sans l'annuler, et la dispersion des traqueurs augmente la surface de terrain nécessaire et ainsi le coût initial de l'installation.

Par conséquent, cette problématique est intrinsèque aux centrales CPV à base de traqueur, et représente un poste de pertes relativement important et systématique [63]. La diminution de granularité permettant de contourner certains de ces mécanismes de pertes par ombrage partiel, il est donc nécessaire de modéliser la forme de ces ombrages en fonction du temps.

La largeur variable de l'ombre L_S peut créer une hétérogénéité d'ombrage sur deux modules de test différents. En effet, on se retrouve avec deux cas différents pour le même scénario : soit l'ombre sur les deux chaînes est exactement similaire, soit un effet de bord fait qu'une chaîne n'est que partiellement ombragée dans la direction de L_S . Ce cas nécessite d'être traité également, car il produit une tension de MPP différente entre les deux chaînes. Le scénario *Sc1* sera donc celui en cas d'ombrage identique sur chacune des chaînes, et *Sc2* celui d'un ombrage hétérogène entre les deux. Les détails des calculs pour obtenir ces scénarios sont donnés en annexe A.

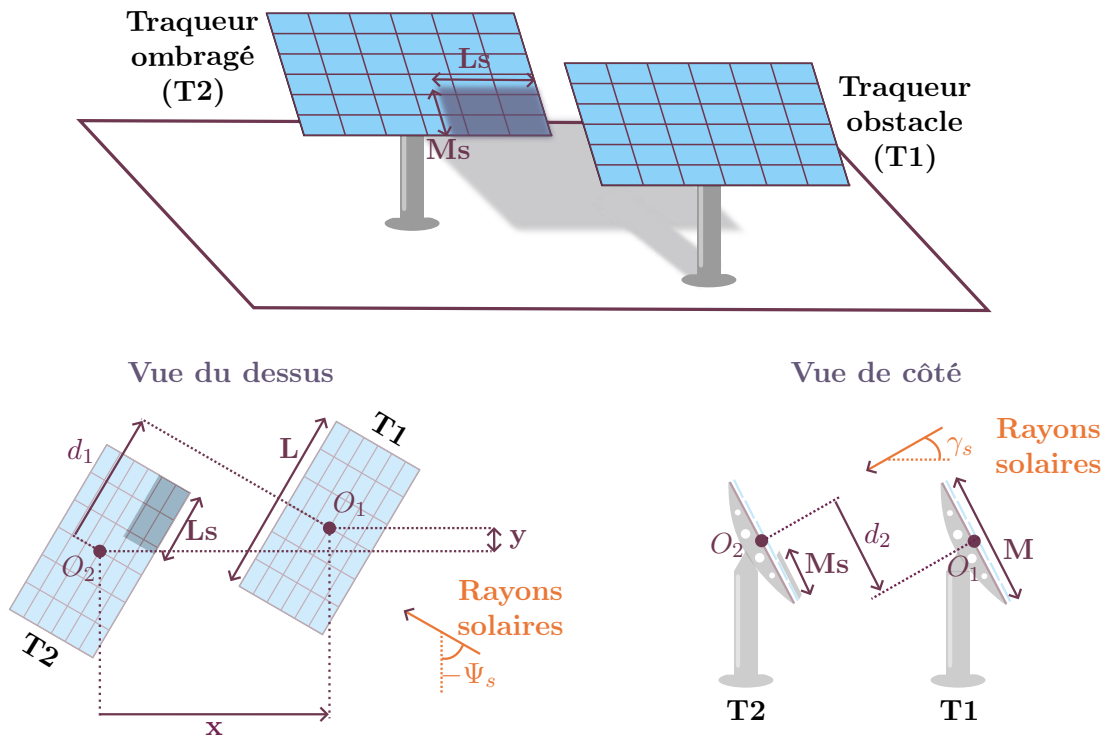


FIGURE 2.9 – Paramétrisation du problème d'ombrage inter-traqueur avec T1 le traqueur obstacle et T2 le traqueur ombragé. La figure est adaptée de [30].

Sc3 & 4 : Températures faible et élevée

Lors de la phase de fonctionnement d'un panneau CPV, les températures auxquelles il est soumis peuvent varier drastiquement. La référence [64] assure que la température des cellules peut monter jusqu'à 40°C au-dessus de l'ambiante (prise à 25°C). Concernant la température minimum, aucune étude ne précise de limite basse d'utilisation dans un cas réel. La référence pour les températures basses n'est pas clairement explicitée dans la littérature, cependant [57] n'affiche les courbes de rendement photo-électrique que jusqu'à 10°C . Les travaux de [65] quant à eux descendent au minimum jusqu'à -10°C . Pour modéliser la température de Sc3 (température froide), on utilisera donc cette température la plus basse. En effet, ayant vu précédemment que la tension de court-circuit augmentait avec la baisse de la température, cela nous permet d'avoir une marge de sécurité en tension. Concernant la température haute, nous retiendrons 65°C .

Sc5 : Ombrage linéaire en champ proche

Dans ce scénario, nous examinons l'impact de l'ombrage causé par des structures environnantes telles que des bâtiments ou des lignes électriques, qui peuvent perturber le fonctionnement optimal des traqueurs CPV. Cet ombrage est particulièrement pertinent dans les environnements urbains ou les zones à haute densité d'infrastructures (figure 2.10).

L'ombrage partiel provenant de ces obstacles crée des zones d'ombre linéaires qui varient tout au long de la journée en fonction de la position du soleil. Contrairement aux ombrages uniformes, cet ombrage est caractérisé par des bandes d'ombre qui se déplacent et modifient continuellement les conditions d'irradiance sur les panneaux solaires. Cette variabilité complexe nécessite une modélisation précise pour évaluer les impacts sur les

performances des systèmes CPV.

Pour modéliser cet ombrage, nous utilisons les équations développées pour les scénarios d'ombrage inter-traqueur *Sc1* et *Sc2*, en adaptant les paramètres pour refléter les dimensions et les positions des obstacles spécifiques. Les résultats de cette modélisation montrent comment l'ombrage évolue au cours de la journée et son effet sur la courbe $I(V)$ des panneaux concernés.

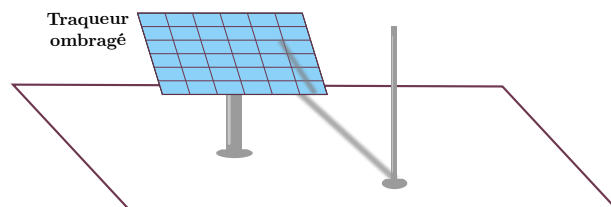


FIGURE 2.10 – Illustration du motif d'ombrage du scénario *Sc5*

Sc6 : Ombrage partiel statique

Le scénario *Sc6* propose un ombrage partiel générique dans des conditions d'irradiance très contrastées. Il s'agit d'un scénario statique, composé d'un seul segment illustré à la figure 2.11. Ce scénario introduit des inégalités marquées entre les deux chaînes. Côté courant, il présente quatre niveaux arbitraires d'irradiance : 0 W/m^2 , 300 W/m^2 , 800 W/m^2 , et 1000 W/m^2 . A ces irradiances distinctes sont donc associées des courants distincts pour les panneaux. Côté tension, une moitié de panneau totalement non-irradiée (0 W/m^2) permet de tester le fonctionnement du convertisseur avec des tensions de chaîne différentes.

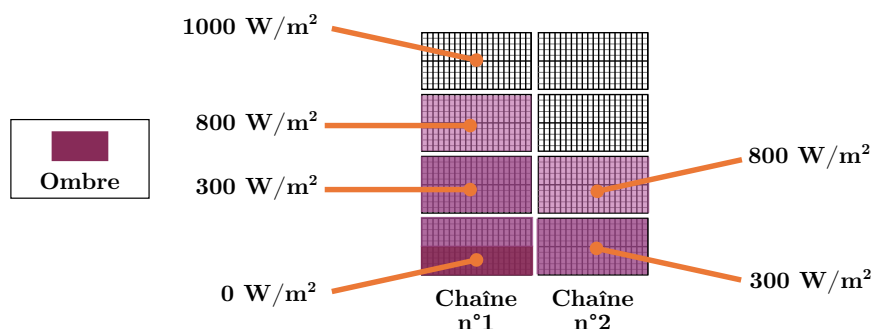


FIGURE 2.11 – Illustration des niveaux d'ombrages présents au scénario *Sc6*

Ce scénario se différencie donc des précédents qui ne présentaient que des différences soient en tension, soit en courant entre les différents panneaux en série. De plus, ce genre d'ombrage générique est souvent utilisé dans la littérature expérimentale relative au PV plan pour tester la performance d'étages de conversion supplémentaires [66], [67].

Sc7 : Ciel dégagé, dispersion angulaire

Le phénomène de désalignement des panneaux CPV dû au vieillissement est une préoccupation majeure, en particulier pour les traqueurs bidirectionnels. Au fil du temps, les composants mécaniques de ces systèmes de suivi, les composants structurels tels que le

cadre et les structures de support peuvent subir de la fatigue ou des déformations en raison de l'usure et des facteurs environnementaux. Cette dégradation peut entraîner une diminution de la précision du système de suivi pour suivre correctement la trajectoire du soleil. En conséquence, les panneaux CPV peuvent ne pas s'aligner de manière optimale avec la lumière du soleil, réduisant ainsi l'efficacité globale du système et la production d'énergie. De plus, l'angle de désalignement causé par ces effets de vieillissement est souvent aléatoire et difficile à mesurer avec précision, ajoutant une couche de complexité supplémentaire aux efforts de maintenance et de calibration. Notons que cet angle est aléatoire tant en direction qu'en intensité. Un entretien régulier et une calibration périodique sont essentiels pour atténuer ces effets et garantir des performances durables des systèmes CPV. Cet entretien nécessitant l'arrêt complet des traqueurs, on peut comprendre la nécessité de contourner ou de faire fonctionner le système malgré leurs apparitions.

Ce scénario présente dix segments. Pour chacun d'entre eux, une loi normale de moyenne nulle et d'écart-type de 0.4° a été appliquée pour générer un angle de désalignement sur chaque panneau. Ces valeurs sont issues de [30]. Ces angles sont ensuite traduits en atténuation de courant grâce à la relation représentée à la figure 2.12 sur la partie de droite.

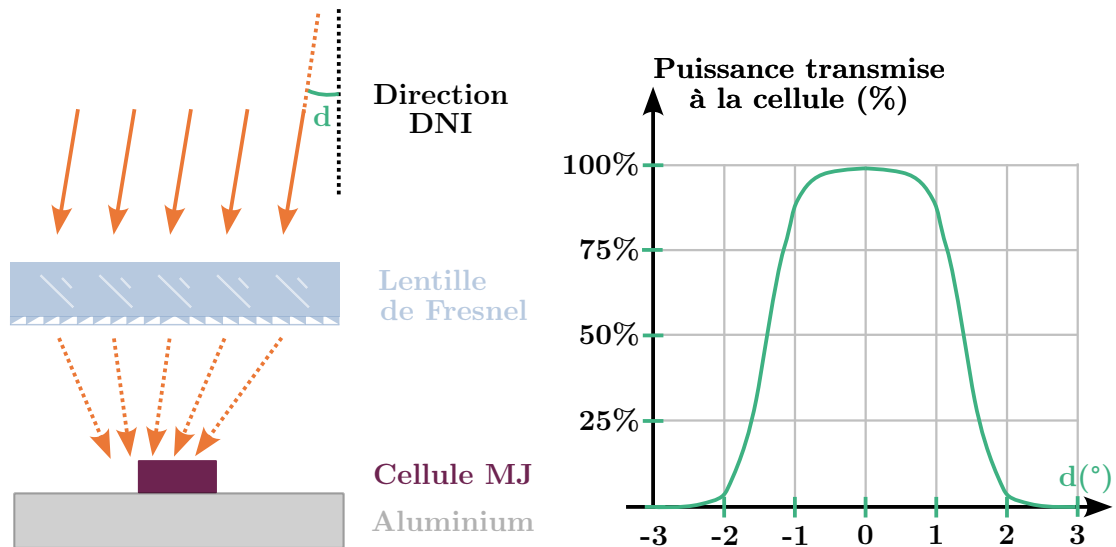


FIGURE 2.12 – Pertes de la puissance lumineuse transmise à la cellule solaire en fonction de son angle de désalignement formée par rapport à la direction de la DNI.

2.2.2 Modélisation des matrices d'irradiance

La première phase de l'algorithme est la récupération d'un scénario d'irradiance défini précédemment. On appellera *scénario* (noté ScX), un ensemble de segments séquentiels fixes séparés par un pas de temps constant. Chaque segment constitue une image du film que représente le scénario. A haut niveau, un scénario est donc simplement la description d'un motif d'ombrage subi par les deux chaînes représentant notre système. La première phase de cet algorithme traduit donc cet événement en éléments discrets, tant géométriquement que temporellement. Ces éléments doivent être capables de retenir la géométrie de l'ombrage et/ou sa caractéristique en irradiance perçue par chacune des cellules.

Pour cette raison, nous avons choisi de représenter chaque segment d'un scénario par un fichier image au format *.bmp*, de taille 400×400 pixels. La figure 2.13 montre la transcription des données géométriques en données pixel. Chaque cellule fait alors une

taille de 10×10 pixels contenant une information codée en niveau de gris. Un pixel blanc, codé en RGB par $(1, 1, 1)_{RGB}$ sera alors vu comme recevant une irradiance maximale, soit 1000 W/m^2 . Un pixel noir $(0, 0, 0)_{RGB}$ signifiera quant à lui qu'il ne reçoit aucune irradiance. Nous aurons ainsi à notre disposition 256 niveaux de gris, correspondant à 256 niveaux d'irradiance vu par un pixel. De plus, l'irradiance vue par une cellule sera prise comme la moyenne arithmétique des 10×10 irradiances de chaque pixel la constituant.

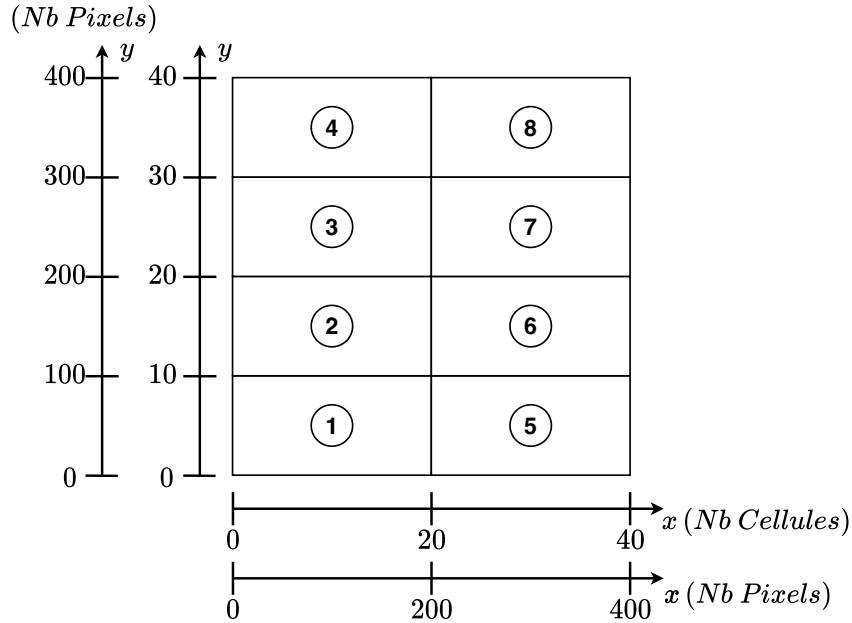


FIGURE 2.13 – Géométrie de la configuration étudiée constituée de deux chaînes de quatre panneaux CPV en parallèle et sa traduction en nombre de cellules en image .bmp

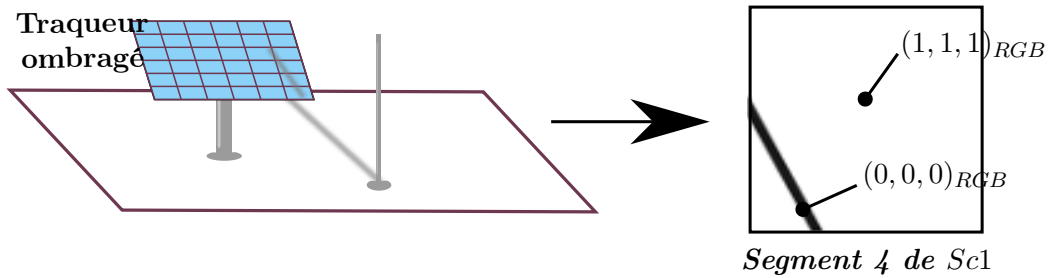


FIGURE 2.14 – Représentation de la traduction du scénario d'ombrage (ici ombrage linéaire) en un fichier .bmp contenant les informations en irradiances codées sur chaque pixel

Une fois le fichier .bmp obtenu, représentant l'ombrage brut sur toute la surface des panneaux (illustré à la figure 2.14), il faut attribuer à chacun des panneaux les données lumineuses qu'il reçoit. C'est cette tâche que remplit la deuxième partie de l'algorithme.

Vu que la modélisation est au niveau de la cellule, il faut attribuer les valeurs contenues dans les 10×10 pixels d'une cellule en une valeur d'irradiance unique. Pour cela, en prenant l'hypothèse d'uniformité de convergence de la lentille [17], on effectue une moyenne spatiale

des valeurs RGB des 10x10 pixels. Le résultat de cette manipulation est montré à la figure 2.15. Elle représente le segment 7/15 du scénario *Sc2* (ombrage inter-traqueur hétérogène). Les cellules en noir voient une irradiance nulle (0 W/m^2), les cellules en gris clair voient une irradiance d'environ 500 W/m^2 . Les cellules à l'interface entre le rectangle noir constituant l'ombrage et le fond éclairé témoignent de l'ombre partielle sur ces cellules.

Ensuite, nous attribuons les cellules selon les panneaux sur lesquels elles sont situées. Cela est représenté à la figure 2.16, où nous retrouvons notre configuration de test constituée de deux chaînes de quatre panneaux chacune.

La sortie de cette sous-partie de l'algorithme est un ensemble de huit matrices (une par panneau) de taille 20×10 contenant un entier entre 1 et 1000 représentant l'irradiance de chaque cellule.

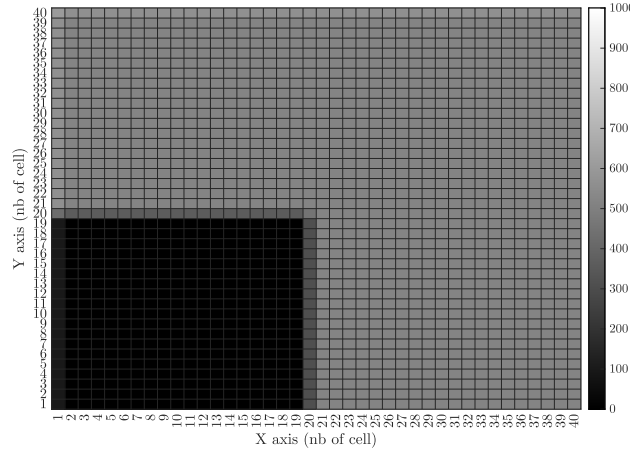


FIGURE 2.15 – Représentation de l'irradiance reçue par l'ensemble des cellules de la configuration étudiée. L'irradiance est représentée en niveau de gris-noir représentant 0 W/m^2 , blanc représentant 1000 W/m^2 . Les nombres en abscisse et en ordonnée représentent les numéros de cellule.

2.2.3 Matrices des caractéristiques $I(V)$

Cette troisième sous-partie de l'algorithme est en charge de lier chaque élément des matrices précédemment obtenues à une courbe $I(V)$ correspondant à l'irradiance de la cellule. Pour cela, nous utilisons les outils présentés dans la section 1 de ce chapitre. En effet, grâce aux outils rappelés dans cette section, nous sommes en capacité de :

1. A partir d'une donnée d'irradiance et de température, retrouver les trois points caractéristiques d'une cellule : le courant de court-circuit I_{SC} , la tension de circuit ouvert V_{OC} et le point de MPP (V_{MPP}, I_{MPP}). (Grâce au travail présenté dans la sous-section 2.1.4).
2. À partir de ces trois points, nous sommes capables de donner le quintuplet unique $\{R_s, R_{SH}, I_0, I_\phi, m\}$ permettant de décrire entièrement le modèle 5-paramètres. Pour cela, nous avons considéré que les résistances R_s et R_{SH} étaient indépendantes de la température et de l'irradiance. Dans la littérature, [15], [16] notent une

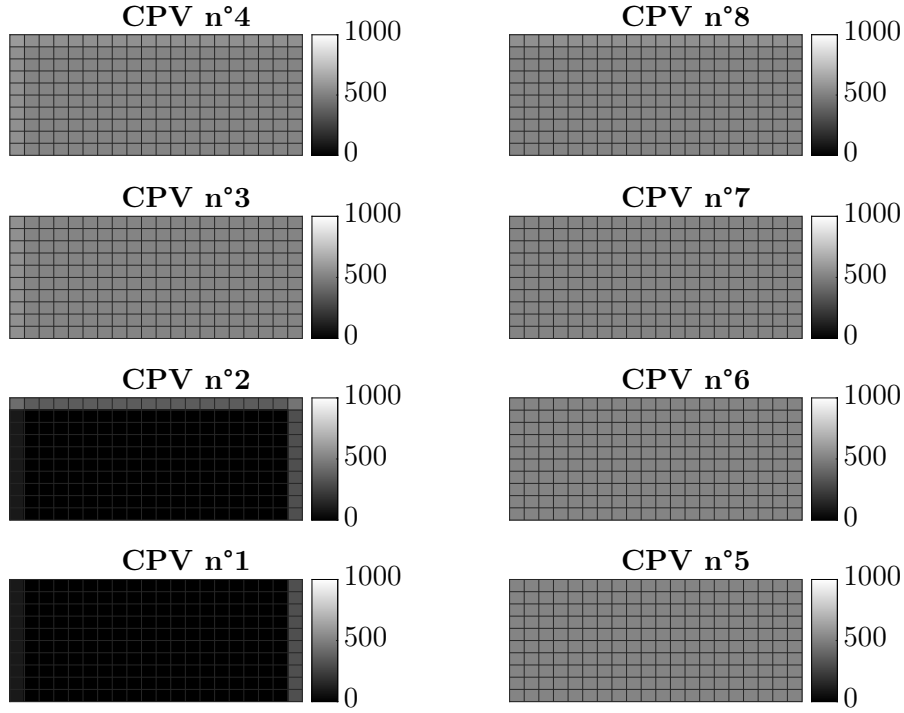


FIGURE 2.16 – Représentation de l’irradiance reçue par l’ensemble des panneaux de la configuration étudiée. L’irradiance est représentée en niveau de gris-noir représentant 0 W/m^2 , blanc représentant 1000 W/m^2 . Les nombres en abscisse et en ordonnée représentent les numéros de cellule.

variation des valeurs de ces résistances : elles diminuent à irradiance croissante. Cependant, de toutes les grandeurs du quintuplet, ce sont celles qui varient le moins : d’un facteur 2 entre l’irradiance la plus faible et la plus haute [52]. Par conséquent, il est possible de retrouver le quintuplet précédent juste avec trois points en posant R_s et R_{SH} constantes. (Le calcul est détaillé dans la section 2.3.2).

3. Ces 5 paramètres sont ensuite fournis à un modèle de cellule solaire présent sur *Simulink* grâce à la bibliothèque *Simscape*.

2.2.4 Obtention d’une courbe $I(V)$ générale

Pour cette quatrième et dernière étape, un fichier Simulink générique est utilisé pour accueillir les données de l’étape précédente et simuler un panneau complet. Des cellules solaires de la bibliothèque *Simscape Electrical Component* sont utilisés comme briques de base, ainsi que des diodes Schottky. Dans ce fichier, nous avons donc : 200 cellules, 40 diodes de bypass type Schottky pour un total de 40 rangées. Tous ces composants sont branchés selon la topologie du panneau CPV étudié, décrite à la figure 2.7.

Ce panneau équivalent est branché à une source de courant contrôlée par une rampe temporelle qui prend au total 201 points régulièrement espacés en courant, de 0 A à 2 A , avec un pas de $0,01 \text{ A}$. La tension aux bornes du panneau est mesurée par un bloc voltmètre. Chaque grandeur courant/tension est stockée dans un vecteur.

Le fichier *Simulink* ne traitant que d'un seul panneau à la fois, il est assorti d'un fichier *Matlab* maître. La tâche de ce dernier est de fournir au fichier *Simulink* les quintuplets $\{R_S, R_{SH}, I_0, I_\phi, m\}$ ainsi que l'irradiance de chaque cellule pour un panneau donné et un segment donné. Le fichier *Simulink* est ensuite simulé, et il produit en sortie une caractéristique $I(V)$ pour le panneau total. Cette caractéristique est enregistré puis le fichier maître incrémente le panneau et/ou le segment jusqu'à ce que le scénario soit entièrement parcouru.

Un script de post-traitement est alors utilisé pour regrouper toutes les données par panneau. Ces données sont regroupées dans une look-up table (*LuT*, ou table de données) de dimension 2. La première dimension porte les courants et la deuxième dimension porte les segments du scénario. A l'intérieur, chaque case représente la tension mesurée au courant et au segment défini par sa ligne et sa colonne respectivement. La look-up table est paramétrée pour proposer une interpolation linéaire entre ses différents points de tension/courant. Il n'y a pas d'extrapolation des données au-delà de celles simulées.

Chacune de ces look-up tables sera utilisée en entrée d'une source de tension contrôlée, pour représenter le fonctionnement d'un panneau CPV. Comme leur dimension l'indique, elles devront recevoir deux informations pour fonctionner : la valeur du courant, qui sera mesurée par un bloc ampère-mètre en série avec le panneau, et le segment en cours, qui sera donné par l'utilisateur.

2.3 Extraction des paramètres à partir d'un panneau réel

L'algorithme présenté précédemment repose sur une connaissance préalable et solide de la caractéristique $I(V)$ d'un panneau, pour pouvoir reconstruire celle de plusieurs panneaux et de chaînes. Par conséquent, sa précision dépend essentiellement de la mesure de ces courbes $I(V)$ et de l'extraction des 5 paramètres qui en sera faite. Cette section s'intéresse donc à la mesure réelle, dans des conditions d'irradiance connues, des caractéristiques d'un panneau.

On pourrait considérer que l'entité la plus petite est la cellule. Mais, de fait, en prenant celle d'un panneau complet, nous mesurons directement les pertes résistives liées à l'interconnexion des cellules, qui se retrouvent alors directement dans une valeur moyennée de R_S et R_{SH} . Les tests réels suivants ont deux buts : étalonner l'algorithme puis vérifier la qualité de ses résultats en cas d'ombrage. La première partie est réalisée via un test sans ombrage, à irradiance forte. La seconde quant à elle utilise des masques reproduisant des ombrages typiques détaillés dans la section précédente.

2.3.1 Matériel et conditions expérimentales

Commençons par présenter le setup expérimental de test. Il est constitué d'un petit traqueur *Plug'n Sun* pouvant embarquer deux panneaux CPV. C'est un traqueur biaxial, s'alignant sur le soleil par la méthode de $\max(V_{OC})$. Il a été développé par les équipes du 3iT pour répondre précisément au besoin de tester électriquement les panneaux CPV sans avoir à intervenir directement sur les traqueurs de production reliés au réseau électrique HydroSherbrooke. Il est également équipé d'une commande manuelle permettant de réaliser des décalages en azimuth et élévation avec la direction de la DNI. Des photos du module de test sont présentées à la figure 2.17.

La mesure des courbes $I(V)$ est réalisée par le testeur d'installation Seaward Solar PV200. Cet équipement est un traceur de courbe $I(V)$ automatique, qui détecte et relève : la tension de circuit ouvert V_{OC} , le courant de court-circuit I_{SC} ainsi que la tension et le

courant au point de MPP (V_{Mpp} , I_{Mpp}). De plus, il permet de prendre 20 points de mesure répartis le long de la caractéristique $I(V)$. Sa précision sur sa plage de fonctionnement est de 1 %.



(a) Test dans les conditions d'un ombrage inter-traqueur



(b) Test dans les conditions d'un ombrage type linéaire

FIGURE 2.17 – Traqueur de test "Plug'n Sun" développé par le 3iT, durant différentes phases de test

Pour mesurer l'irradiance directe, ou DNI, le pyréliomètre du parc photovoltaïque a directement été utilisé. Cette irradiance est mesurée à 30 m du traqueur d'essai *Plug'n Sun*. Les mesures ayant été effectuées par temps clair, sans nuage, on supposera une équivalence des conditions d'irradiance entre le point de mesure et le module de test. Lorsqu'ils ont été effectués, les tests $I(V)$ ont été horodatés pour permettre de retrouver la valeur d'irradiance au moment du test. C'est cette valeur qui sera présentée lors des résultats.

Pour réaliser les différents ombrages, des masques ont été découpés dans de la mousse et du carton, à la dimension des cellules et des rangées. Leur opacité a été vérifiée au pyréliomètre pour s'assurer qu'aucune irradiance ne pouvait les traverser. Ces masques peuvent être observés sur la figure 2.17.

2.3.2 Résultats et extraction du modèle à 5 paramètres

Le but de la première mesure est de trouver les valeurs des éléments du modèle 5 paramètres équivalent décrit au début de ce chapitre. Pour les trouver, de nombreuses méthodes ont été développées. On peut les regrouper en 3 catégories : analytiques, semi-analytiques et numériques. Le travail porté par [52] indique que les méthodes analytiques peuvent se révéler plus précises, notamment dans le cas du CPV. Le travail a essentiellement été porté par la recherche sur le PV classique mais peut être transposé au CPV, via certaines simplifications, comme discuté à la partie 2.1.1. La méthode parmi les plus efficaces et les plus simples est celle développée par Phang [68]. Elle est analytique, ce qui implique qu'une

seule série de calcul est nécessaire pour obtenir les paramètres. Elle repose sur la résolution des équations (2.9) à (2.15). On peut voir que certaines sont inter-dépendantes, au sens où les résultats de certaines sont utilisés dans d'autres, elles sont donc présentées dans l'ordre à résoudre.

$$R_{SH0} = \left. \frac{-\partial V}{\partial I} \right|_{I=I_{sc}} \quad (2.9)$$

$$R_{S0} = \left. \frac{-\partial V}{\partial I} \right|_{V=V_{oc}} \quad (2.10)$$

$$R_{SH} = R_{SH0} \quad (2.11)$$

$$m = \frac{V_{mpp} + R_{S0} I_{mpp} - V_{oc}}{V_T \left[\ln \left(I_{sc} - \frac{V_{mpp}}{R_{SH}} - I_{mpp} \right) - \ln \left(I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_{SH}} \right) + \frac{I_{mpp}}{I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_{SH}}} \right]} \quad (2.12)$$

$$I_0 = \left(I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_{SH}} \right) \cdot \exp \left(\frac{-V_{oc}}{m V_T} \right) \quad (2.13)$$

$$R_S = R_{S0} - \frac{m V_T}{I_0} \exp \left(\frac{-V_{oc}}{m V_T} \right) \quad (2.14)$$

$$I_{ph} = I_{sc} \left(1 + \frac{R_s}{R_{SH}} \right) + I_0 \left[\exp \frac{I_{sc} R_s}{m V_T} - 1 \right] \quad (2.15)$$

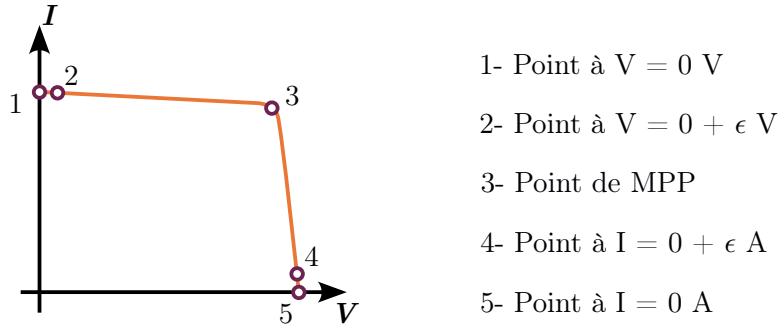


FIGURE 2.18 – Les cinq points de mesure nécessaires à la résolution des équation de Phang [68] pour obtenir les SEM

Elles nécessitent seulement la prise de cinq points de mesure $I(V)$ pour être entièrement résolues. Ces cinq points sont explicités à la figure 2.18 et sont les suivants (on utilise les notations ϵ_V pour un petit incrément de tension et ϵ_I pour le courant) :

- **Point 1** : C'est le point mesuré à tension nulle et à courant maximal (courant de court-circuit. Ses coordonnées sont $(0, I_{sc})$.
- **Point 2** : Ce point se situe dans le voisinage du point précédent. Il permet de calculer l'équation du réseau (2.9) et ainsi déduire la résistance de shunt R_{SH} du modèle 5 paramètres (équation (2.11)). Ses coordonnées sont $(\epsilon_V, I_{sc} - \epsilon_I)$.
- **Point 3** : Il représente le point où se situe le maximum de puissance du panneau. Il sert principalement à déterminer le facteur de qualité m (équation (2.12)). Ses coordonnées sont (V_{mpp}, I_{mpp}) .

- **Point 4** : Miroir du point 2 mais pour le courant, il se situe au voisinage du point 5 et est utilisé pour calculer la deuxième résistance du modèle, la résistance série R_{S_0} . Ses coordonnées sont $(V_{oc} - \varepsilon_V, \epsilon_I)$.
- **Point 5** : C'est le point mesuré à courant nul. Ses coordonnées sont $(V_{OC}, 0)$.

Pour obtenir les cinq points de mesure dont nous avons besoin, on utilise le montage expérimental présenté dans la sous-section précédente. Le panneau CPV est testé sous irradiance constante (460 W/m^2) et sans motif d'ombrage. Les données fournies par le test, sous la forme de points $I(V)$ sont présentes en points violets sur la figure 2.19. À partir de celles-ci, on a extrait ces cinq points pour les utiliser comme entrées des équations de Phang pour obtenir les cinq paramètres du modèle SDEM. Les paramètres équivalents trouvés sont donnés au tableau 2.3.

TABLE 2.3 – Les 5 paramètres extraits à partir du test réalisé sur un panneau CPV Stace à 460 W/m^2

Paramètre	R_S	R_{SH}	m	I_0	I_{ph}
Valeur	1.749 Ω	969 Ω	2.77	2.35e-19 A	0.9 A

Cela permet de les intégrer dans un SDEM, pour obtenir la courbe orange sur la figure 2.19. Pour chacun des points de mesure, l'erreur avec cette courbe de modélisation est représentée en gris. Dans la plupart des travaux étudiés [34], [68], [69], l'erreur est calculée comme la différence des courants à tension donnée, divisée par la valeur expérimentale du courant (2.16). A haute tension, là où la valeur de courant décroît brusquement, l'erreur est aisément plus forte du fait que le $\frac{dI}{dV}$ soit très élevé. Cette erreur a été cependant représentée de la façon classique pour permettre au lecteur la comparaison avec d'autres travaux similaires. Dans la suite, on s'intéressera à une formalisation différente de l'erreur, portant sur l'écart entre théorie et pratique du point (V_{mpp}, I_{mpp}) , qui est celui recherché et exploité la plupart du temps par le système électrique aval (2.17).

$$RE_V = \frac{I_{V_k, \text{modélisé}} - I_{V_k, \text{mesuré}}}{I_{V_k, \text{mesuré}}} \times 100 \quad (2.16)$$

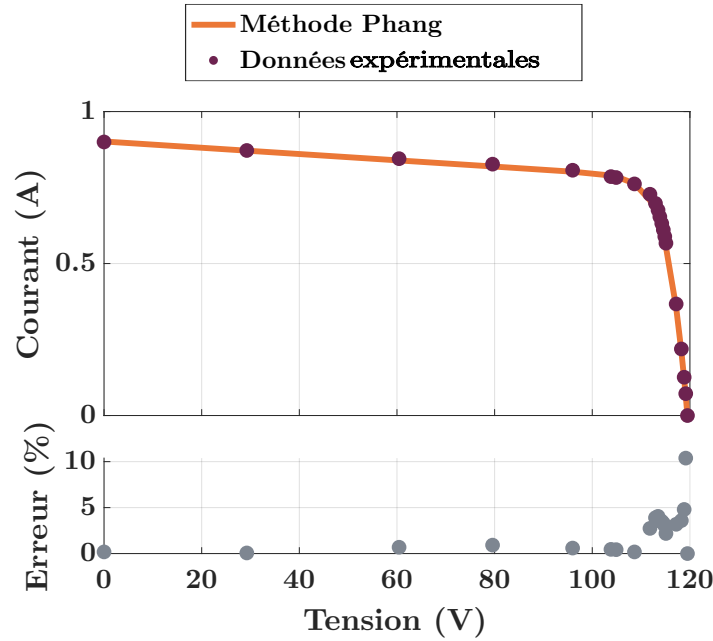
$$RE_{mpp} = \frac{P_{mpp, \text{modélisé}} - P_{mpp, \text{mesuré}}}{P_{mpp, \text{mesuré}}} \times 100 \quad (2.17)$$

Pour valider le modèle, on utilise également ces grandeurs pour déterminer les cinq paramètres équivalents d'une cellule, grâce à l'équation (2.4) présentée en début de chapitre.

2.3.3 Validation du modèle

Grâce au test précédent, nous avons pu étalonner l'algorithme avec les données d'un panneau CPV. Pour vérifier son bon fonctionnement ainsi que sa précision, nous réaliserons dans cette partie trois tests mettant en scène des ombrages réalistes. Ces trois tests font intervenir différents motifs d'ombrage et sont présentés à la figure 2.20 :

- **Test ombrage inter-traqueur** : Dans ce test, on émule un segment des scénarios $Sc1/2$ d'ombrage entre deux traqueurs à l'aube. Pour ce faire, le panneau est recouvert sur sa partie basse à gauche d'une toile opacifiante de 4 cellules de large par 10 cellules de haut. La photo du test se trouve à la figure 2.17a.


 FIGURE 2.19 – Courbes $I(V)$

- **Test ombrage linéaire** : Ce test représente également un segment d'un scénario d'ombrage, cette fois-ci *Sc5*. L'ombrage est réalisé par l'agencement de dix cartons d'une cellule de hauteur, et de longueur variant entre deux et trois cellules. La photo du test se trouve à la figure 2.17b.
- **Test ombrage rangée** : Ce test ne représente pas à proprement parler un segment de scénario. Il a été dimensionné dans le but d'obtenir une mesure différentielle de la caractéristique d'une diode de bypass. Cependant, la précision requise pour effectuer le calcul aval n'étant pas atteinte, il a été conservé comme test d'ombrage générique.

Concernant les parties ombragées, celles-ci vont bien évidemment créer les conditions pour que les diodes Schottky en anti-parallèle conduisent à courant élevé. Une caractéristique classique de diode Schottky avec une tension de seuil de 0,3 V a été utilisée pour les résultats de simulation suivants. La comparaison entre les trois tests présentés et leur simulation se trouve sur les figures 2.21, 2.22 et 2.23. En ligne violette se trouvent les résultats de simulation, et en points orange, les résultats expérimentaux. Sur le graphique de gauche, on peut voir la courbe $I(V)$ telle qu'elle a été enregistrée par l'appareil Seaward, et sur celui de droite, la courbe $P(V)$ correspondante, obtenue par la multiplication du courant et de la tension. Sur ce même graphique, on peut voir le point de MPP pour les courbes de test et de simulation représenté par une étoile. Les valeurs d'erreur RE_{mpp} peuvent être trouvées au tableau 2.4.

Sur ces trois tests, on voit un excellent accord entre le résultat de l'algorithme et les tests menés. L'erreur RE_{mpp} est systématiquement inférieure à 10 %. Pour le test sur ombrage inter-traqueur (figure 2.21), l'erreur RE_{mpp} est de 0,76 %. On voit sur la courbe $I(V)$ deux zones distinctes, celle inférieure à 80 V, et celle supérieure à cette valeur. Elles sont séparées par une transition de fort $\frac{dI}{dV}$. La première zone (inférieure à 80 V) est celle où le courant est le plus important. Elle représente la zone de production du panneau où les dix rangées ombragées sont bypassées par leur diode Schottky respective et les autres

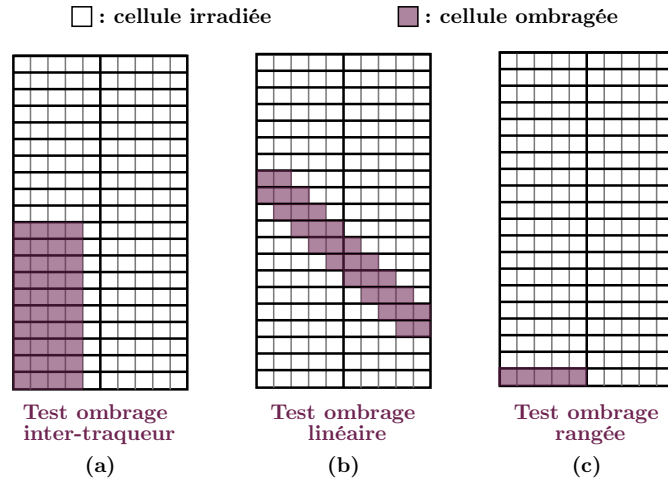


FIGURE 2.20 – Représentation simplifiée des trois tests effectués sur le traqueur *Plug'n Sun*

rangées pleinement irradiées à 533 W/m^2 . La seconde zone (supérieure à 80 V), représente la mise en série de toutes les rangées (les diodes de bypass sont désactivées). On voit que sur les rangées ombragées, seule une cellule sur cinq produit du courant. Ce courant est donc, à cause de la mise en série, partagé par toutes les rangées. On s'assurera de ce fait en remarquant que la valeur de courant sur cette zone est environ le cinquième de celui de la zone précédente.

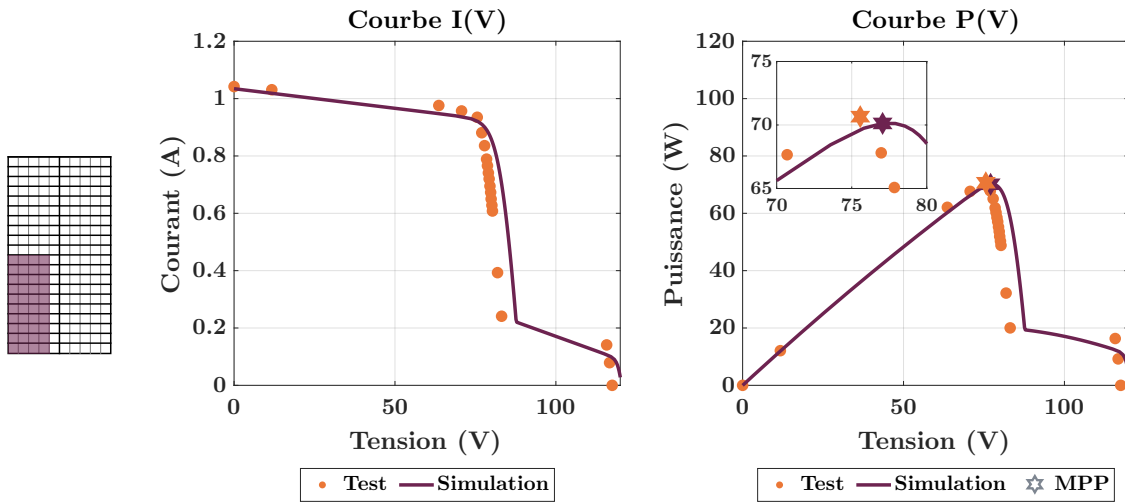


FIGURE 2.21 – Courbes $I(V)$ (**gauche**) et $P(V)$ (**droite**) pratiques (orange) et simulées (violet), ombrage de type inter-traqueur, pour une irradiance de 533 W/m^2

Cependant, aussi bien sur la courbe $I(V)$ que $P(V)$ on peut voir un léger décalage entre le test et la simulation autour de 80 V . Étant donné que ce décalage se retrouve également au niveau du V_{OC} , on peut l'expliquer par le fait que le modèle ne prend pas intrinsèquement en compte la température des cellules, et qu'un décalage en température est présent entre le test et la simulation. Cette perturbation ne venant pas impacter drastiquement la RE_{mpp} ,

ni changer le sens de variation des courbes $I(V)$ et $P(V)$, on pourra la considérer comme négligeable.

Les résultats du test de l'ombrage linéaire sont présentés à la figure 2.22. Pour ce test on voit que l'on peut discerner quatre types de rangées : les rangées pleinement irradiées, et les rangées voyant une, deux ou trois cellules ombragées. On peut voir ces quatre zones sur la courbe $I(V)$ correspondante, par l'apparition de quatre "plateaux" de courants. A tension croissante, chaque plateau représente une cellule irradiée de plus que le précédent. On voit qu'autour de la zone de MPP (environ 70 V), se trouve un certain écart entre la valeur de courant expérimentale et celle de la simulation. La valeur expérimentale est en effet légèrement inférieure à celle prévue par l'algorithme. On peut expliquer cet écart par la découpe du motif d'ombrage sur les cartons. La taille des masques étant légèrement supérieure à celle des cellules, il est possible que ces masques dépassent sur les cellules adjacentes, censées voir une irradiance complète et sans ombrage. Cela expliquerait alors la présence de ce plateau supplémentaire, et de la zone supplémentaire correspondante, comme étant les cellules légèrement masquées par les découpes en carton. Cette erreur intervient électriquement dans la zone de MPP, ce qui rend l'erreur RE_{mpp} plus forte, sans pour autant dépasser 7 %.

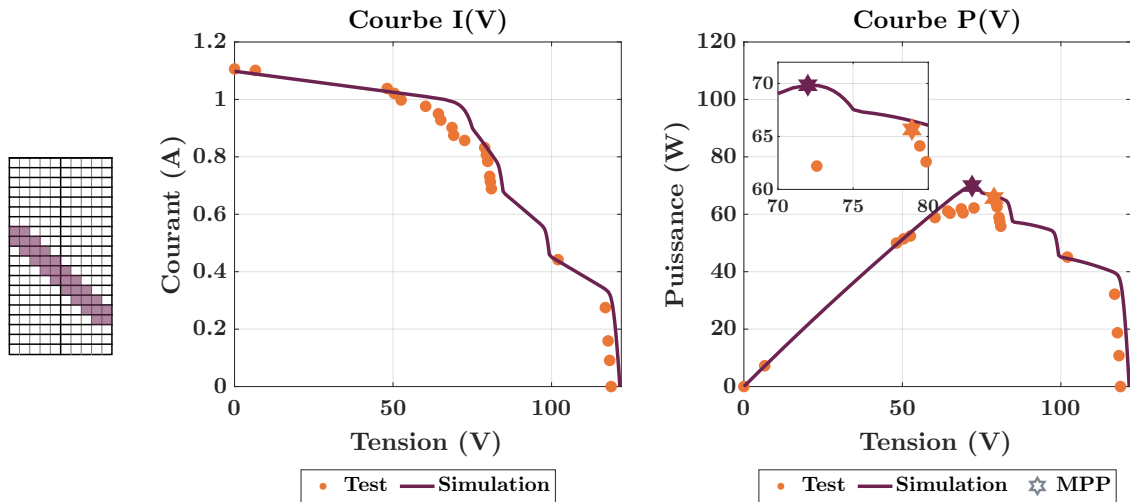


FIGURE 2.22 – Courbes $I(V)$ (gauche) et $P(V)$ (droite) pratiques (orange) et simulées (violet), ombrage de type linéaire, pour une irradiance de 557 W/m^2

TABLE 2.4 – Erreur RE_{mpp} en fonction de chaque scénario d'ombrage test

Test d'ombrage	Inter-traqueur	Linéaire	Rangée
Erreur RE_{mpp}	0.76 %	6.35 %	0.84 %

Pour le dernier test, celui correspondant à l'ombrage d'une rangée, les résultats peuvent être trouvés à la figure 2.23. L'erreur pour ce test est de 0.84 %. Sur les courbes $I(V)$ on peut voir le même écart de tension entre le test et la simulation sur la région à fort $\frac{dI}{dV}$, pour la même raison de température évoquée précédemment. Là encore, cet écart ne crée pas de problématique quant au sens de variation de la courbe ni sur l'erreur RE_{mpp} , qui est inférieure à 1 %.

Ces tests nous montrent que l'algorithme développé dans la section précédente fonc-

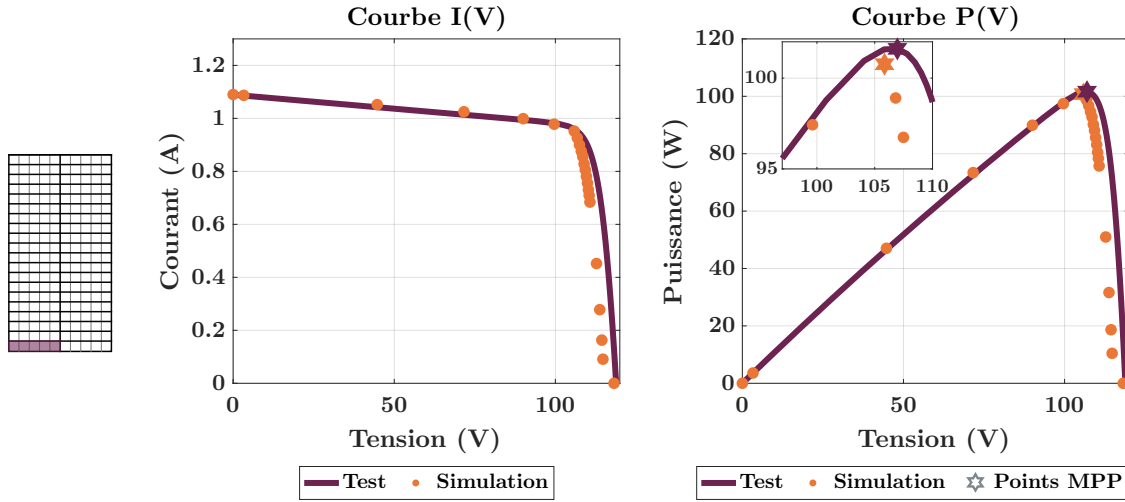


FIGURE 2.23 – Courbes $I(V)$ (**gauche**) et $P(V)$ (**droite**) pratiques (orange) et simulées (violet), ombrage de rangée, pour une irradiance de 565 W/m^2

tionne très bien dans les trois cas modélisés. Nous nous assurons donc que pour les scénarios reposant sur un motif d’ombrage, les résultats que nous obtiendrons en puissance et en énergie seront fiables et inférieurs à 10 % dans la suite des travaux. Pour les scénarios reposant sur la température et le désalignement des cellules, aucune mesure expérimentale n’a pu être effectuée, du fait notamment de leur plus grande complexité. Nous utiliserons donc les modèles analytiques et les résultats de la littérature pour pouvoir obtenir des données fiables.

2.4 Conclusion

Au terme de ce chapitre, nous avons développé et validé un modèle mathématique robuste permettant de simuler les caractéristiques électriques des panneaux solaires à concentration (CPV) sous différentes conditions d’irradiance. Cette modélisation, basée sur le modèle à cinq paramètres d’une cellule solaire, s’est avérée précise et adaptable à diverses configurations de panneaux et de scénarios d’ombrage.

Les tests effectués sur différents scénarios d’ombrage — inter-traqueur, linéaire et de rangée — ont démontré la validité et la fiabilité de notre modèle. En particulier, les erreurs relatives, sur la puissance maximale, prédites par notre algorithme restent inférieures à 10 % dans tous les cas testés, et même bien en dessous de cette limite pour la majorité des scénarios. Cela confirme la validité de notre approche pour des applications pratiques dans des installations CPV.

Un point crucial de notre modélisation est l’incorporation des effets de la diode de by-pass, qui joue un rôle essentiel dans la gestion des pertes et des performances des panneaux solaires sous conditions d’ombrage partiel. La complexité introduite par ces diodes a été abordée et résolue à travers des méthodes numériques et analytiques, garantissant ainsi une simulation réaliste des comportements électriques des panneaux CPV.

Nous avons également mis en place un algorithme permettant de générer des courbes $I(V)$ sous divers scénarios d’irradiance. Ces scénarios, cruciaux pour notre étude, simulent les conditions réelles de fonctionnement des panneaux solaires en tenant compte des va-

riations d'ombrage, des changements de température et des différences d'irradiance dues à des obstacles environnants. La création de ces scénarios d'irradiance constitue un aspect central de notre travail, car elle permet d'évaluer de manière précise et réaliste les performances des systèmes CPV.

L'extraction des paramètres à partir de panneaux réels et la validation de notre modèle par des tests expérimentaux ont confirmé la robustesse et la fiabilité de notre approche. En reproduisant fidèlement les conditions de fonctionnement des installations solaires à concentration, nous pouvons anticiper les défis opérationnels et optimiser les stratégies de gestion et de compensation pour maximiser la production d'énergie.

En résumé, ce chapitre a établi une base solide pour la simulation et l'analyse des systèmes CPV, fournissant des outils mathématiques et algorithmiques capables de prédire avec précision les performances des panneaux solaires à concentration. Ces outils sont indispensables pour le dimensionnement et l'optimisation des installations CPV, permettant ainsi de maximiser leur efficacité énergétique et de réduire les coûts associés aux pertes par ombrage.

Le chapitre suivant se concentrera sur les solutions d'électronique de puissance développées pour améliorer le rendement des installations CPV. Nous explorerons les différentes topologies de convertisseur DC/DC et leur impact sur l'efficacité énergétique globale. En s'appuyant sur les scénarios d'irradiance élaborés dans ce chapitre, nous analyserons comment ces solutions peuvent être intégrées pour optimiser la conversion de puissance et maximiser l'énergie injectée dans le réseau.

Chapitre 3

Topologie DC/DC cascadée à gestion partielle de puissance

Le chapitre 1 proposait un état de l'art de la conversion dans le domaine du photovoltaïque à concentration. La conclusion était que, pour présenter un intérêt technico-économique, l'étage de conversion devait être rajouté à la granularité du panneau. De plus, cet étage devait présenter un excellent rendement ($> 95\%$) et un nombre d'interrupteurs actifs faible (tout au plus trois). Il a été montré que les topologies à gestion partielle de puissance présentent ces deux caractéristiques moyennant un dimensionnement adapté.

Cette partie détaille le choix d'un étage de conversion cascadié composé de deux architectures à gestion partielle de puissance : la gestion de puissance différentielle (DPC) et la gestion de puissance partielle série (S-PPC). Ces deux principes et leurs mises en œuvre seront explicités dans la première section de ce chapitre. Le besoin de deux étages sera également expliqué à cette occasion et leur composition fera l'objet d'une sous-section. Leur gestion de puissance étant particulière, la sous-section d'après étudiera le cahier des charges en terme d'électronique de puissance pour ces architectures.

Enfin, la dernière section présentera la topologie et le dimensionnement associé pour le premier étage de conversion (celui au plus proche des panneaux CPV) : le DPC buck-boost. La deuxième topologie, le flyback active clamp, sera présentée dans le chapitre 4 qui suit.

3.1 La gestion partielle de puissance

L'explication du paradigme de conversion de gestion partielle de puissance nécessite de décrire dans un premier temps la conversion « classique » de puissance, celle qui vient immédiatement à l'esprit de l'électronicien de puissance.

3.1.1 Gestion de puissance partielle comparée à la gestion classique de puissance

Dans la conversion de puissance classique (appelée FPP, pour Full Power Processing), le rôle du convertisseur est de transmettre la puissance présente d'une source à une charge, en venant modifier les grandeurs tension/courant entre l'entrée et la sortie. Ce faisant, une partie de la puissance transmise est dissipée par les composants du convertisseur sous forme de chaleur. On appelle rendement électrique la fraction de la puissance effectivement transmise sur la puissance d'entrée, et on le note η . De fait, les pertes produites par l'ajout du convertisseur (P_{loss}) sont reliées à la puissance d'entrée, selon l'équation (3.1) :

$$P_{loss} = (1 - \eta) \cdot P_{in} \quad (3.1)$$

Le niveau de pertes η dépend de nombreux paramètres, tels que la topologie de conversion employée ainsi que la puissance d'entrée à laquelle fonctionne le convertisseur. Le but des recherches en électronique de puissance est notamment d'augmenter ce rendement le plus possible pour qu'il atteigne l'asymptote de 100%. Cependant, cette augmentation se fait généralement par le biais de l'utilisation de topologies plus coûteuses, de surdimensionnement du cahier des charges ou de stratégies de commande plus complexes. Ainsi, la variable prix augmente à mesure que l'on cherche à faire augmenter le rendement. Dans le contexte du CPV présenté au chapitre 1, les contraintes de coût restreignent l'accès à de tels procédés. Pour dépasser cette problématique, il est intéressant de se tourner vers la gestion partielle de puissance.

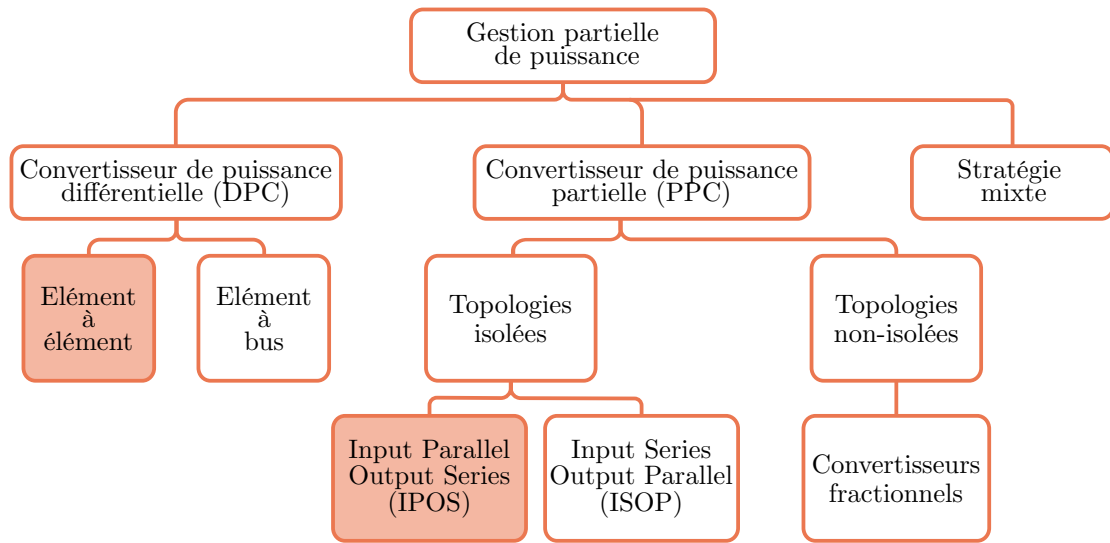


FIGURE 3.1 – Schéma des différents paradigmes de gestion partielle de puissance et leurs implémentations respectives. Les architectures choisies pour notre solution sont surlignées en orange.

La gestion partielle de puissance se divise principalement en deux catégories, selon que l'on parle d'une ou de plusieurs sources. On peut voir cette division à la figure 3.1 sur la partie de gauche et centrale. Dans le cas d'une source, on parle de convertisseur de puissance partielle, PPC (Partial Power Converter) ou S-PPC (Series Partial Power Converter). Dans ce cas, le principe est de ne faire traiter au convertisseur qu'une partie de la puissance d'entrée, et de transmettre l'autre partie directement à la charge. Par conséquent, les pertes engendrées par le convertisseur (P_{loss}) ne s'appliquent qu'à une fraction de la puissance transmise totale : les pertes sont ainsi réduites. En général, la proportion entre puissance traitée et puissance directement transmise est liée au gain en tension entre la source et la charge.

Dans le cas de plusieurs sources, on parlera alors de convertisseur de puissance différentielle (DPC, ou PPP Parallèle). Le principe simplifié est que chaque convertisseur va traiter deux sources simultanément, et ne gérer que la différence de puissance entre ces deux sources. Les pertes de l'électronique de puissance ne s'appliqueront donc qu'à cette différence de puissance. Ces topologies DPC sont apparues avec la nécessité de mise en série d'éléments similaires mais inégaux, comme les LEDs, les batteries ou les panneaux solaires.

Les caractéristiques de chacune de ces catégories seront détaillées dans une sous-section dédiée.

Le paradigme de gestion de puissance partielle possède deux avantages intrinsèques qui le distinguent de la gestion classique de puissance. Premièrement, il permet d'augmenter le rendement sans changer de topologie et deuxièmement, de diminuer la sévérité du cahier des charges du convertisseur à puissance transitée équivalente.

3.1.2 Principe de la gestion partielle de puissance parallèle (DPC)

Nous venons d'aborder grossièrement le principe de la gestion partielle de puissance. Travaillant à la granularité du panneau, il est commode de commencer par la conversion de puissance différentielle. La Conversion de Puissance Différentielle (DPC, pour *Differential Power Conversion*) est un paradigme d'électronique de puissance conçu pour améliorer l'efficacité énergétique et la fiabilité des systèmes composés d'éléments similaires mis en série. Le terme similaire dans ce cas signifie que, théoriquement, ces éléments sont identiques, mais que par conditions de fonctionnement ou par dispersion dans la fabrication, ils ont des caractéristiques courant/tension différentes les uns des autres. Ainsi, l'ajout de DPC permet de conserver la connexion en série entre ces éléments (et ainsi l'addition de leur tension), tout en permettant une inégalité des courants traversant les différents éléments.

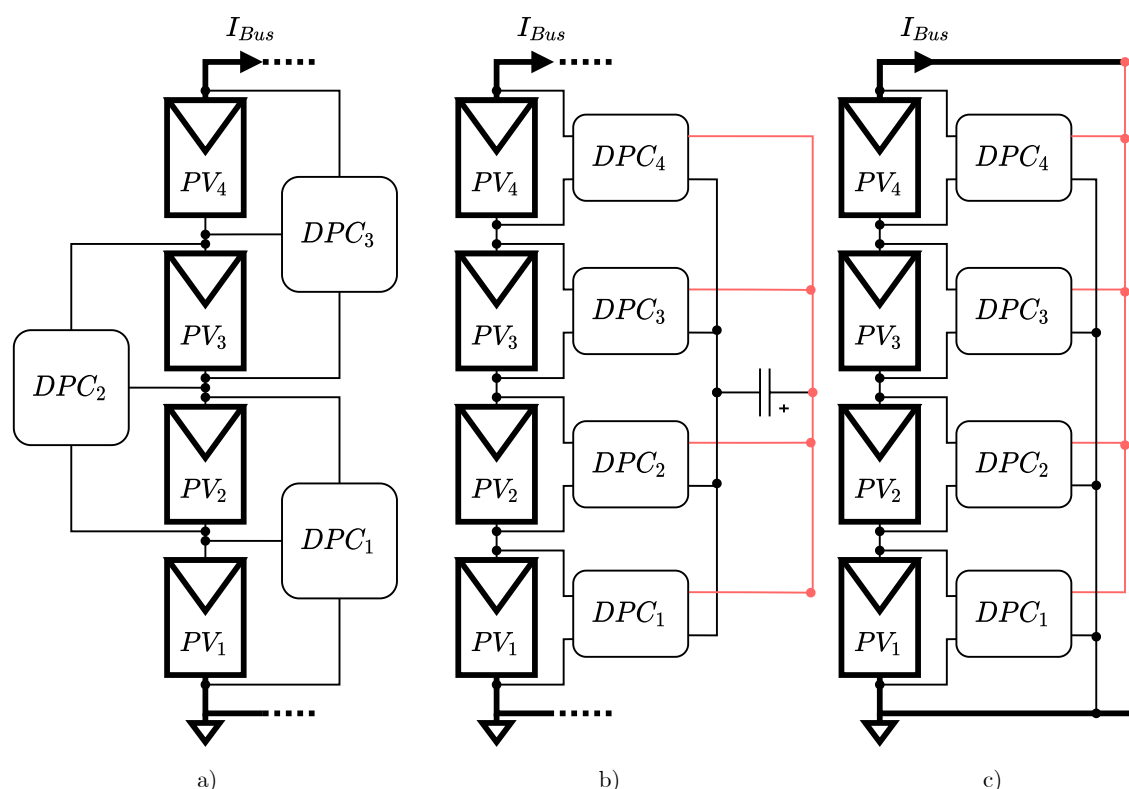


FIGURE 3.2 – Schéma des trois principales architectures de DPC : (a) éléments à éléments (E2E), (b) éléments à bus virtuel (E2VB) et (c) éléments à bus (E2B)

On voit alors l'intérêt tout particulier que revêt ce paradigme dans le cadre de panneaux solaires photovoltaïques, qu'ils soient à concentration ou non. Face à des déséquilibres en raison d'un ombrage partiel, d'incohérences de fabrication, l'intérêt pour la DPC réside dans sa capacité à gérer et à optimiser la puissance extraite de chaque module ou sous-

module CPV pris individuellement, en permettant à chaque panneau de fonctionner dans ses conditions de MPPT propres. La notion fondamentale à retenir est que, dans ces cas de déséquilibre, seule la différence de puissance entre les panneaux est traitée par les convertisseurs, d'où des pertes fortement réduites.

La Conversion de Puissance Différentielle (DPC) se décline principalement en trois architectures, représentées à la figure 3.2 : Element to Element (E2E), Element to Bus (E2B), et Element to Virtual Bus (E2VB). Chacune de ces architectures offre des solutions spécifiques pour optimiser la production d'énergie dans les systèmes photovoltaïques en atténuant les pertes dues aux déséquilibres. Le concept de DPC a été appliqué à la mise en série de packs de batteries ou de bio-piles. Dans ces cas, on parle d'équilibrage de cellules. Dans le cas du PV, il s'agira de lutter contre les conséquences des ombrages.

L'architecture E2E (Element to Element) relie directement les convertisseurs entre deux éléments photovoltaïques adjacents, permettant ainsi un partage d'énergie localisé et une optimisation granulaire du point de puissance maximale (MPPT). L'architecture E2B (Element to Bus) connecte chaque élément au bus de tension en aval des panneaux, centralisant le contrôle de l'énergie et permettant une gestion plus souple des variations de puissance importantes, au prix d'une complexité accrue. Cette complexité se traduit par la nécessité d'une topologie DC/DC à isolation galvanique. Enfin, l'architecture E2VB (Element to Virtual Bus) est une variante où les éléments sont connectés à un bus virtuel, qui est représenté par une capacité statique sur la figure 3.2.

À partir de cette figure, on peut voir que les convertisseurs utilisés pour chacune de ces architectures auront des cahiers des charges différents. Notamment, l'architecture E2B (figure 3.2-(c)), en reliant tous les secondaires des convertisseurs directement au bus DC, nécessite des topologies à fort rapport d'élévation/abaissement de tension. Pour cette même raison, c'est l'architecture qui nécessite le plus grand surdimensionnement des composants au secondaire. L'architecture E2VB (figure 3.2-(b)), en proposant un bus virtuel, permet de diminuer cette exigence de tension élevée en proposant un bus à tension plus faible, et potentiellement variable. Elle nécessite cependant une régulation complexe de cette tension de bus, qui est partagée entre tous ses convertisseurs.

Quelle que soit l'architecture DPC présentée, les convertisseurs associés doivent être bi-directionnels en courant. Dans le cas de ceux échangeant avec un bus commun (E2B et E2VB), une contrainte supplémentaire est la nécessité d'isolation galvanique entre le primaire et le secondaire des convertisseurs utilisés. L'utilisation a minima d'un flyback bi-directionnel est donc de mise, ce qui rajoute des coûts supplémentaires. L'architecture E2E n'a pas cette obligation. Les topologies principales utilisées pour cette dernière sont présentées à la figure 3.3.

On y trouve le buck-boost à deux interrupteurs, le hacheur à capacités commutées résonnant ou non résonnant. Le contrôle de ces convertisseurs à capacités commutées suit le principe de l'égalisation de la tension des panneaux PV qui sont branchés à ses bornes. Cela repose sur l'hypothèse que la tension au point de puissance maximale (V_{MPP}) est la même pour tous les sous-modules PV à chaque instant de fonctionnement. Pour les panneaux PV plans sans diode de bypass interne, cette hypothèse est raisonnable. Cependant, dans le cadre du CPV, comme présenté au chapitre 2, on sait que les motifs d'ombrage partiel conduisent à de fortes inégalités de cette tension V_{MPP} entre deux panneaux adjacents. Par conséquent, l'utilisation de ces convertisseurs est écartée dans le cadre de notre travail.

Toutes les architectures ainsi que les topologies présentées dans cette section ont été comparées par [70]-[73] pour en noter les avantages et inconvénients. Les facteurs principaux pris en compte pour la comparaison sont le rendement en fonction du courant moyen dans les sous-modules, ainsi que le niveau de puissance traité en fonction du nombre de

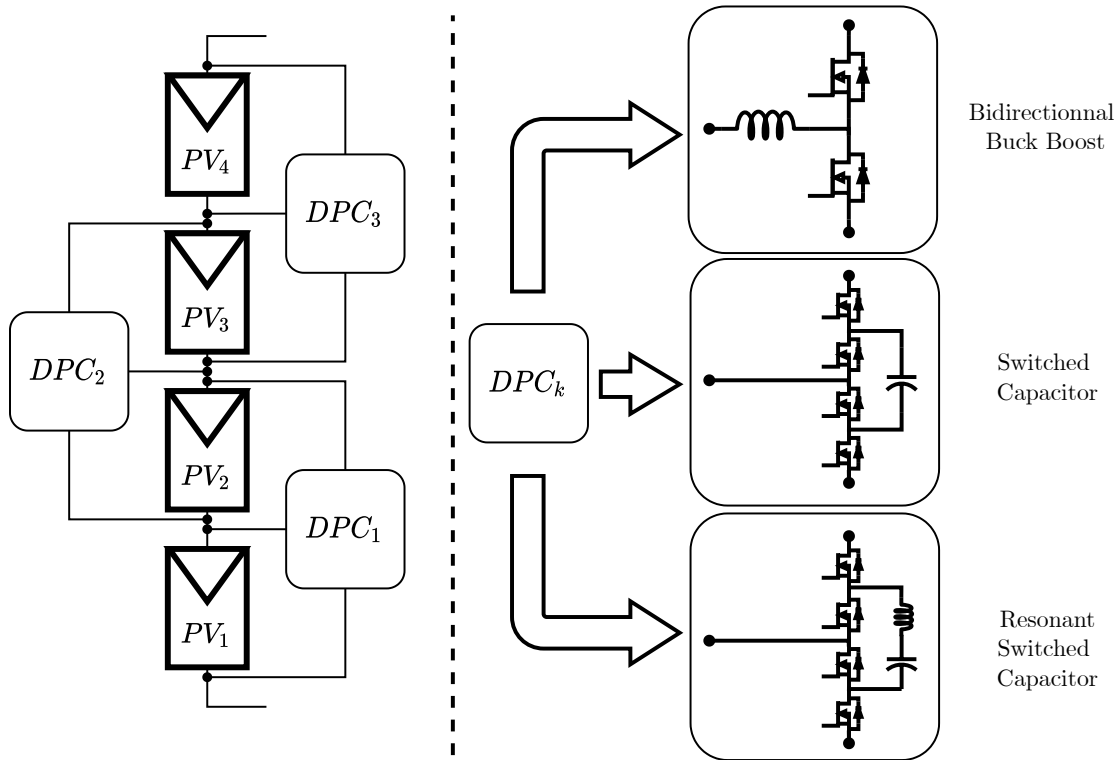


FIGURE 3.3 – **(gauche)** Représentation générique d’une architecture DPC E2E **(droite)** Représentation des trois topologies de DPC E2E les plus utilisées

panneaux en série. Selon ce dernier critère, plus le nombre de modules en série augmente, plus le rendement énergétique de l’étage constitué par les DPC E2E diminue. À partir de cinq modules et plus, cette topologie fournit les moins bons résultats. Les deux autres architectures montrent que les rendements de E2B et E2VB sont relativement indépendants de la taille de la chaîne. La référence [71] rajoute une étude statistique sur la probabilité que l’étage de DPC a de gérer une certaine fraction de la puissance totale des PV en fonction de son architecture. Les résultats indiquent que celle ayant le plus de chance de traiter le moins de puissance est la E2VB, et en second la E2E.

Cependant, il est nécessaire d’intégrer d’autres considérations au regard de ces résultats. Premièrement, ils sont valides pour des panneaux PV plans, ce qui implique que chaque élément fournisse un courant plus élevé et une tension plus faible. Ainsi, par construction, ces études s’intéressent à des chaînes PV possédant un grand nombre de panneaux PV en série, chacun avec un courant de court-circuit quatre fois plus élevé que celui des CPV. Deuxièmement, la fraction de pertes qui augmente avec la longueur de la chaîne dans l’architecture E2E est celle qui a lieu au niveau de l’inductance, à cause de l’augmentation de la valeur du courant moyen la traversant. Enfin, un dernier critère de simplicité de topologie penche en défaveur des architectures E2VB et E2B, qui nécessitent toutes deux une isolation galvanique.

Par conséquent, au regard de ces trois éléments, on peut déduire que, dans le cas d’une chaîne CPV de quatre éléments, l’architecture E2E a un intérêt renouvelé par rapport au PV plan classique. C’est celle-ci qui sera donc choisie pour la suite de notre travail. Nous avons déjà montré que, pour cette architecture, c’est la topologie buck-boost qui permet de répondre au mieux aux contraintes, notamment en tension, du cahier des charges.

Cette architecture ne parvient cependant pas, malgré ses qualités, à assurer l’indépen-

dance en tension entre les différentes chaînes de panneau. En effet, si toutes les chaînes équipées de DPC E2E buck-boost étaient placées simplement en parallèle, elles partageraient toutes la même tension totale. Par conséquent, il est nécessaire d'ajouter un convertisseur en tête de chaque chaîne, permettant l'indépendance en tension. La détermination de l'étage approprié est le but de la section suivante.

3.1.3 Principe de la gestion partielle de puissance série (S-PPC)

Cette section, dédiée aux S-PPC, explique leur fonctionnement. Tout d'abord, au vu des promesses portées par ce paradigme de conversion, il est légitime de se poser les questions suivantes : comment fabrique-t-on un convertisseur PPC ? Est-ce une topologie particulière ? En existe-t-il plusieurs ?

Le terme convertisseur DC/DC S-PPC est impropre, au sens où il est nécessaire de parler de convertisseur DC/DC **branché en S-PPC**. En effet, il est possible de prendre n'importe quelle topologie (du moment qu'elle est isolée galvaniquement) pour la faire fonctionner en gestion partielle de puissance. En considérant un convertisseur DC/DC comme un quadripôle, c'est-à-dire indépendamment de sa structure interne, la littérature présente six branchements permettant d'obtenir une gestion partielle de la puissance. Ils sont détaillés à la figure 3.4. On parlera alors d'**architecture S-PPC**.

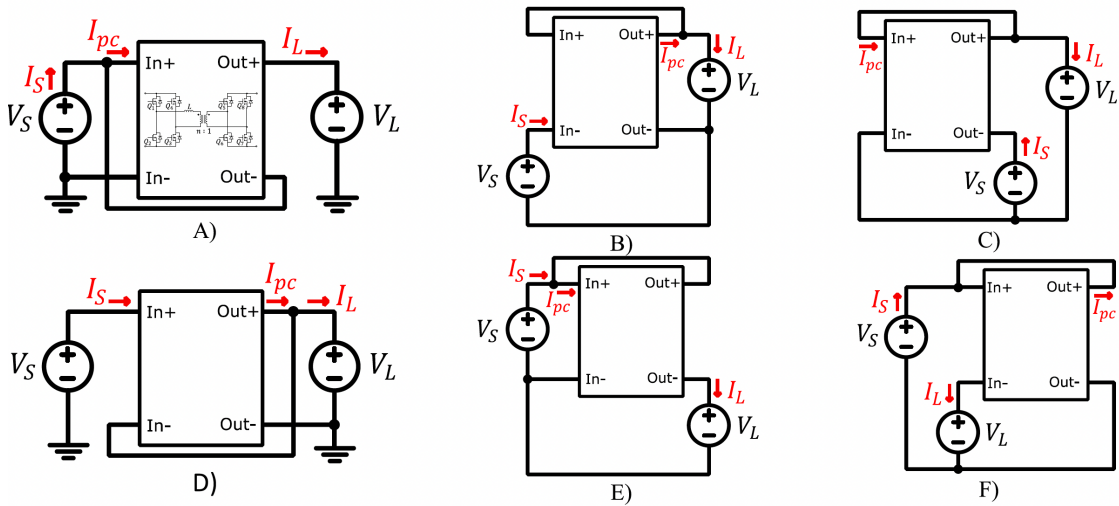


FIGURE 3.4 – Schémas des six architectures à gestion partielle de puissance S-PPC. La ligne du haut décrit des architectures élévatrices, et celle du bas, des abaisseurices. **A)** IPOS élévatrice, **B)** ISOP-I élévatrice, **C)** ISOP-II élévatrice, **D)** ISOP abaisseurice, **E)** IPOS-I abaisseurice et **F)** IPOS-II abaisseurice. Figure issue de [49]

Les branchements sont classés en deux catégories selon que l'on veuille obtenir une architecture élévatrice (ligne du haut) ou abaisseurice (ligne du dessous) de tension. Ces architectures sont nommées par 4 lettres ISOP ou IPOS qui signifient Input Series Output Parallel et Input Parallel Output Series respectivement. On peut remarquer qu'à la vue des branchements présentés, la nécessité d'une isolation galvanique apparaît trivialement. A titre d'exemple, si l'on prend le cas de l'architecture présentée à la lettre **A)** (IPOS), on voit que l'entrée positive du convertisseur est reliée à sa sortie négative. En cas d'absence d'isolation galvanique, ce branchement s'apparente à un court-circuit et ne permet pas le fonctionnement du convertisseur non-isolé. Il est important de noter à cette étape que l'aspect « élévateur » ou « abaisseur » de l'**architecture S-PPC** complète n'est pas

directement relié au fonctionnement élévateur ou abaisseur réel du **convertisseur** DC/DC en lui-même.

Pour expliciter le fonctionnement d'un S-PPC, on peut représenter la puissance transmise directement et traitée par l'électronique de puissance sous forme de diagramme tension/courant. Dans le cas d'une architecture IPOS élévatrice (Figure 3.4 – A)), le courant de sortie du convertisseur est prélevé directement à l'entrée. La sortie du convertisseur est mise en série avec son entrée, qui est elle en parallèle de la source. On obtient donc que la tension totale aux bornes de la charge est la somme de la tension d'entrée du convertisseur (= de la source) plus sa tension de sortie.

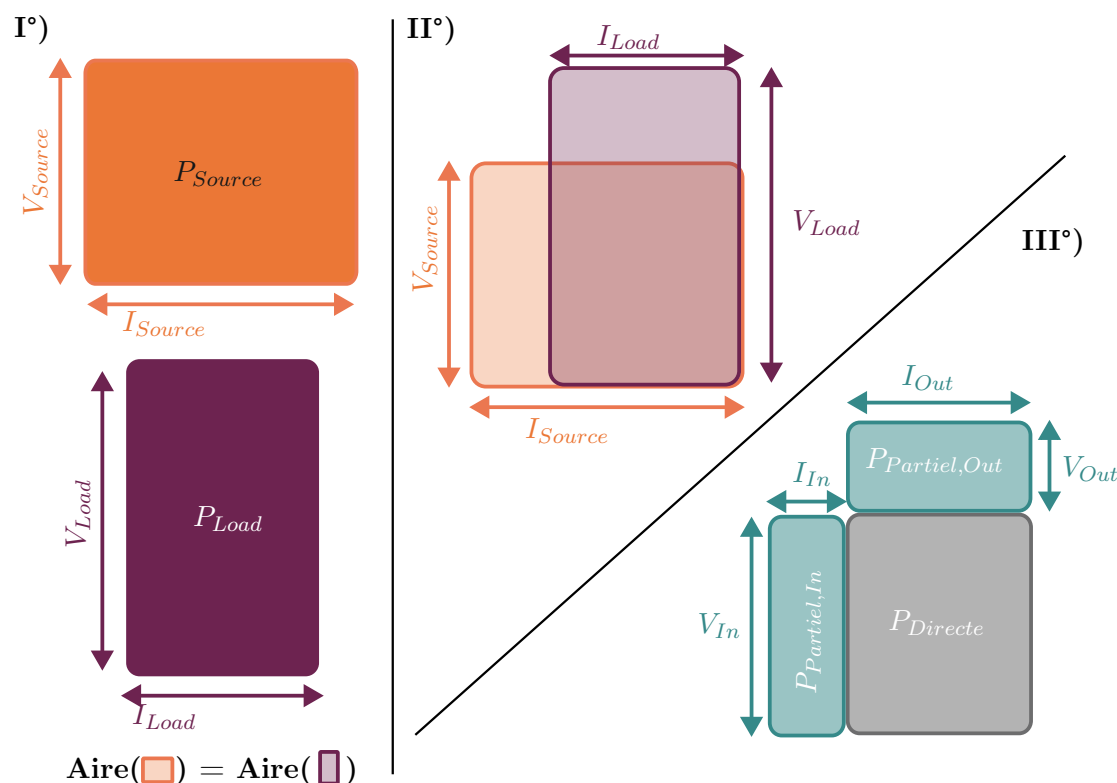


FIGURE 3.5 – Explication en trois étapes (**I°**, **II°** et **III°**) de la gestion partielle de puissance de l'architecture IPOS. Le rectangle orange correspond aux caractéristiques courant/tension de la source, le rectangle violet à celles de la charge.

On note V_{In} et I_{In} respectivement la tension et le courant d'entrée du convertisseur ; V_{Out} et I_{Out} respectivement la tension et le courant de sortie du convertisseur. La figure 3.5 permet alors de visualiser le procédé de gestion de la puissance. Tous les rectangles ont pour aire une puissance électrique, due à un côté dont la longueur est homogène à un courant, et celui adjacent à une tension. En orange à la partie **I°**, est représentée la puissance de la source et en violet la puissance de la charge. Ces deux aires sont supposées égales, ce qui signifie que la puissance est intégralement transmise et que par conséquent le convertisseur est sans perte. En superposant ces deux rectangles et en alignant leur coin en bas à droite, on obtient la figure de la partie **II°**. L'aire à l'intersection des deux puissances représente dans le cas de S-PPC la puissance directement transmise de la source à la charge. Elle est représentée en gris sur la partie **III°** de la figure. Les deux parties en bleu partagent la même aire, et représentent la puissance effectivement gérée par le convertisseur de puissance. Le rectangle inférieur bleu est le produit de V_{In} par I_{In} , et celui supérieur est le produit de V_{Out} par I_{Out} . Si l'on augmente le gain de tension en faisant augmenter

architecture PPC à l'autre sans devoir recâbler le convertisseur, il serait possible de donner à une architecture élévatrice la propriété abaisseuse. Pour cela, il faut que le convertisseur DC/DC ait la capacité d'inverser sa polarité de sortie. Dans ce cas, théoriquement, il est possible, pour la même plage de gain de l'installation, de diminuer encore la puissance totale transitée par le convertisseur [74]. Malheureusement, les topologies bidirectionnelles en tension nécessitent l'usage de nombreux interrupteurs actifs. Or, d'après le chapitre 1, l'une des principales limitations de l'intégration de l'électronique de puissance réside dans le nombre de commutateurs actifs requis. Une topologie bidirectionnelle isolée galvaniquement exige au moins quatre commutateurs, ce qui dépasse la limite fixée lors de la conclusion du chapitre 1. Par conséquent, cette solution n'est pas compatible avec les exigences de notre cahier des charges.

Dans le cas d'une chaîne solaire photovoltaïque que l'on voudrait relier au bus DC de l'onduleur en aval via une architecture S-PPC, il est important de déterminer s'il est plus pertinent de travailler avec une architecture élévatrice ou abaisseuse. Le chapitre 2 précédent a listé de façon détaillée les perturbations les plus courantes auxquelles sont soumises les panneaux CPV. Hormis la baisse de température, toutes résultent en une baisse de tension par rapport à une irradiance uniforme, qui représente le point de fonctionnement le plus fréquent. De plus, nous voulons faire fonctionner le convertisseur le plus possible à un gain d'installation proche de l'unité. Cela implique de pouvoir élever la tension dans les cas transitoires où elle est plus faible. Par conséquent, une architecture élévatrice semble plus pertinente.

Parmi celles présentées, l'IPOS élévatrice est celle qui propose le K_{pr} le plus faible, en plus de la capacité de pouvoir gérer des gains d'installation plus forts. Ce dernier point est intéressant dans le cas des ombrages partiels francs intervenant à l'aube et au crépuscule (scénarios Sc_1 et Sc_2 présentés au chapitre précédent), car le grand nombre de diodes de bypass à l'état passant fait fortement baisser la tension de la chaîne.

En conclusion, nous avons présenté les grands principes de la gestion partielle de puissance S-PPC, et choisi l'architecture IPOS élévatrice au niveau d'une chaîne pour notre étage de conversion. Le choix du convertisseur au cœur de cette architecture sera présenté dans la sous-section suivante 3.1.4. Celle-ci détaillera quant à elle la mise en cascade des deux architectures choisies dans ces dernières sections : le DPC E2E buck-boost et le IPOS élévateur.

3.1.4 Choix de la topologie pour l'étage S-PPC

Les deux sections précédentes ont présenté les deux types de conversion que sont les convertisseurs S-PPC et DPC. Le chapitre 1 a exposé les contraintes appliquées à l'étage de conversion qui est nécessaire pour augmenter le rendement énergétique et économique d'une installation CPV. Pour rappel, nous en avons déduit qu'une granularité de conversion au niveau du panneau était la plus souhaitable, ainsi qu'un maximum de trois interrupteurs actifs par convertisseur.

Bien que les DPC de type E2E buck-boost agissent sur la granularité du panneau, ils ne peuvent constituer la solution unique à toutes les problématiques présentées au chapitre 2. La raison principale étant qu'ils sauvegardent la connexion en série initiale des quatre panneaux CPV. Si cela est souhaitable pour construire une tension de chaîne suffisante, ces chaînes équipées de DPC partagent toutes la même tension une fois mises en parallèle. Or, nous l'avons vu, les différentes configurations d'ombrage et de divergences de point de fonctionnement nécessitent, pour obtenir une puissance MPP de chaque module, une indépendance entre ces chaînes. Par conséquent, un convertisseur en tête de chacune de ces chaînes est proposé, en S-PPC.

La topologie de ce convertisseur a été le fruit de nombreuses réflexions. Le faible nombre d'interrupteurs actifs à disposition proscrit une grande part des topologies isolées usuellement présentées à ce niveau de puissance : le full-bridge (5 interrupteurs), le dual active bridge (8 interrupteurs), le phase-shifted full bridge (4 interrupteurs) et bien d'autres. De plus, même si la connexion en S-PPC permet virtuellement de « gagner » des points de rendement par rapport à la topologie la plus simple, celles à trop bas rendement ou à trop grande variation de rendement ont été écartées, à l'instar du flyback et du forward.

La contrainte d'un rendement élevé signifie supprimer un maximum de pertes présentes dans le convertisseur. A ce titre, les pertes par commutation dure représentent une source importante de pertes énergétiques. La solution est de favoriser des topologies privilégiant un mode de commutation douce, que ce soit en ZVS (Zero Voltage Switching) ou en ZCS (Zero current switching). Ces topologies se regroupent en trois catégories, présentées dans le tableau 3.1 :

TABLE 3.1 – Tableau récapitulatif des avantages et inconvénients des topologies à faible nombre d'interrupteurs actifs : les topologies résonnantes, quasi-résonnantes et à clamp actif. Issu de [75].

	Nombre de compo- sants	Gain statique	Commutation douce	Commande
Résonnante	Elevé	Limité : Faible gain avec des nonlinéarités dues aux variations de charge	Optimale : Commutation en ZVS et ZCS sur toute la plage de fonctionnement	Complexe : Commande en fréquence avec des dynamiques de régulation lentes
Quasi-résonnante	Faible	Limité : Faible gain et fonctionnement à vide impossible	Limitée : Une commutation dure et une commutation douce sur certaines plages	Moyenne : Recherche de creux de tension. Mode de fonctionnement spécifique
Active Clamp	Moyen	Optimale : Fonction élévatrice et abaisseuse. Fonctionnement à vide	Bonne : Commutation en ZVS sur une très large plage, ZCS possible.	Moyenne : Contrôle précis des temps morts requis

La solution *active clamp* semble la mieux convenir à notre cahier des charges. En termes de contrôle, les topologies issues de cette solution proposent le même gain actif que leur homologue à commutation dure. Ces dernières étant abondamment traitées dans la littérature, il sera aisé d'implémenter des lois de contrôle simples. Les deux topologies respectant ce cahier des charges sont le "forward active clamp" et le "flyback active clamp". On représente ci-dessous leur gain statique dans le contexte d'une chaîne de panneaux CPV à la figure 3.7.

La concavité de la fonction dans le cas du flyback le rend plus apte à couvrir la plage de gain demandée avec un rapport cyclique plus contraint. Les deux convertisseurs ont leurs caractéristiques affichées pour les mêmes rapports de transformation, ce qui, dans le cas du forward, ne lui fait pas couvrir toute la plage demandée. Cependant, même en augmentant son rapport d'enroulement, la variation engendrée de rapport cyclique génère un stress

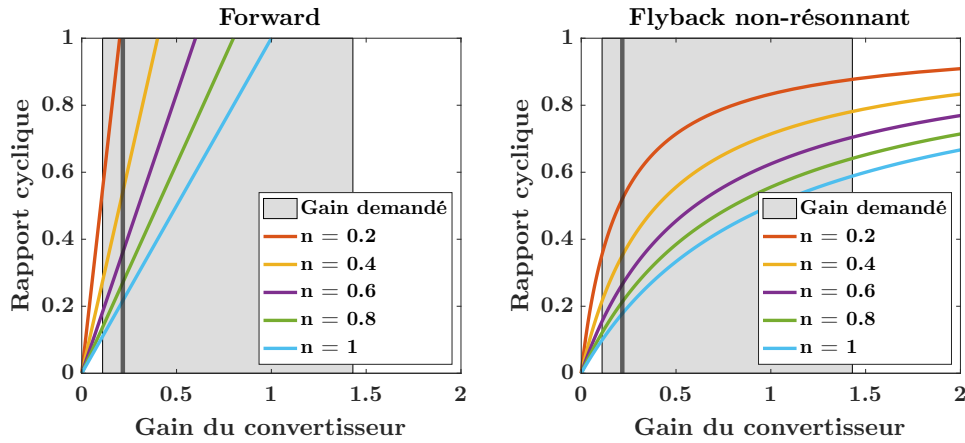


FIGURE 3.7 – Rapport cyclique demandé au convertisseur branché en IPOS en fonction du gain et du rapport d'enroulement (n) pour deux topologies à clamp actif : **(Gauche)** Forward, **(Droite)** Flyback.

important sur l'interrupteur. Cela le rend impropre à une implémentation raisonnable en condition réelle.

La figure 3.8 montre en détail la topologie du flyback active clamp. Son fonctionnement ainsi que son dimensionnement feront l'objet du chapitre 4. On peut déjà noter la présence de seulement deux interrupteurs actifs, qui est un gain par rapport à la limite fixée au chapitre 1.

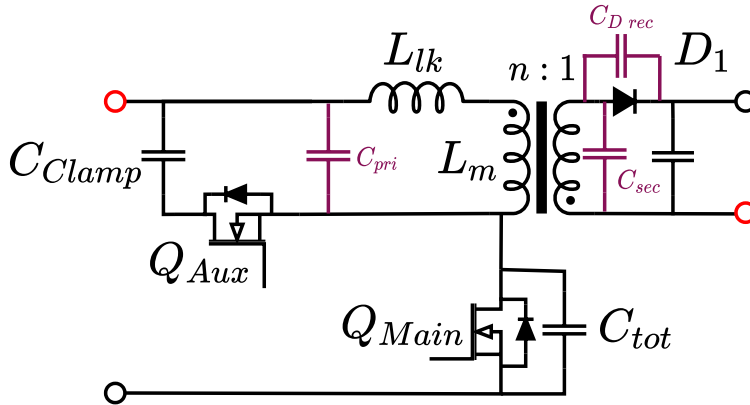


FIGURE 3.8 – Schéma électrique du flyback active clamp avec ses capacités parasites

3.1.5 Mise en cascade des deux architectures à gestion partielle de puissance

Les deux topologies correspondant à chacune des architectures à gestion de puissance partielles sont maintenant définies. On peut voir que les trois DPC E2E buck-boost ainsi que le flyback active clamp en S-PPC exigent deux interrupteurs par panneau, ainsi qu'un nombre réduit d'inductances et de condensateurs. De plus, seul le flyback a besoin d'un transformateur pour fonctionner, les buck-boost ne nécessitant quant à eux que de simples

inductances¹. Le schéma omet de mentionner la présence d'un condensateur de filtrage à l'entrée du flyback active clamp, qui est présent sur la réalisation pratique. Sa valeur est déterminée en prenant en compte la présence des condensateurs présents en parallèle de chaque panneau, qui est nécessaire au fonctionnement des buck-boost (noté C_{PV1} et C_{PV2} sur le schéma).

C'est cette topologie cascadée complète qui sera mise en parallèle, permettant de répondre au mieux à notre cahier des charges. En effet, cette solution complète permet l'indépendance en tension des chaînes les unes par rapport aux autres, ainsi qu'un contrôle au niveau du panneau des niveaux de tension et de courant, permettant d'exploiter le point de MPP de chacun.

Concernant le contrôle, notre choix se porte sur des algorithmes de MPPT distribués à chaque étage, dont les rôles sont les suivants :

- **onduleur** : maintenir la tension du bus DC constante, autour de 500 V, à laquelle le rendement de l'onduleur est le maximum ;
- **S-PPC** : propose un degré de liberté en tension à chaque chaîne en parallèle du système, effectue une MPPT à la fréquence f_{MPPT} ;
- **DPC** : effectue la MPPT pour chaque module, à une fréquence inférieure à f_{MPPT} .

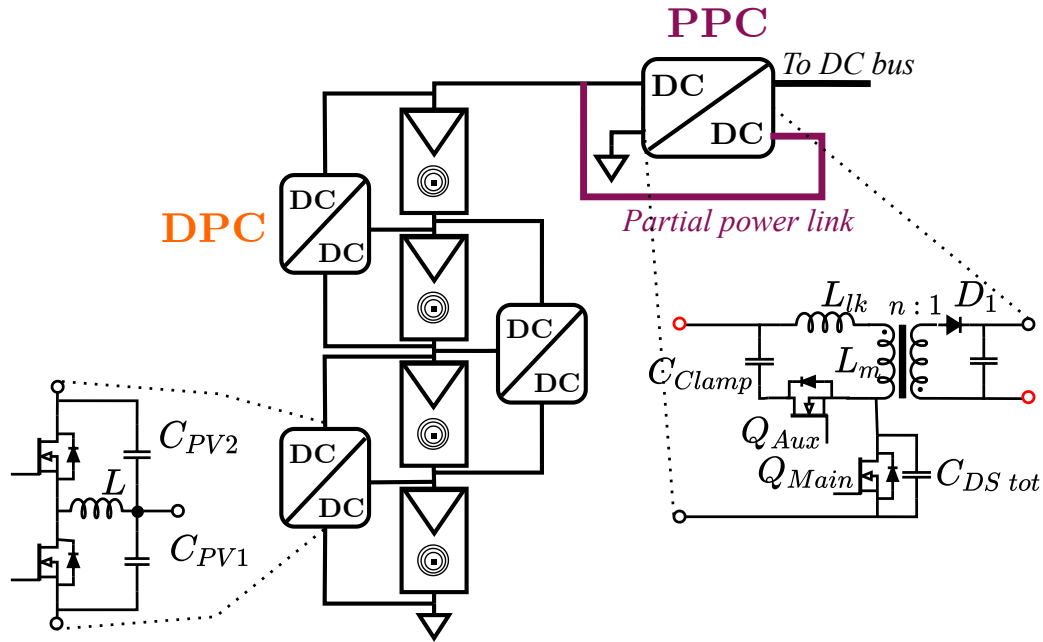


FIGURE 3.9 – Schéma électrique de la topologie complète proposée pour une chaîne de quatre panneaux CPV. Elle est constituée de trois buck-boost en DPC mis en cascade avec un flyback active clamp en S-PPC.

En termes de communication, les objectifs différents et non exclusifs de l'onduleur d'une part et des PPC et DPC d'autre part permettent l'absence de communication entre ces deux entités. Entre les S-PPC, étant en parallèle et unidirectionnels, la même absence de communication est possible. Entre PPC et DPC, l'objectif de contrôle étant significativement le même (trouver le maximum de puissance d'une même chaîne, en perturbant les mêmes grandeurs), une communication est théoriquement nécessaire. Ce fait s'amenuise

1. Dans la suite du document, le terme flyback désignera le flyback active clamp en S-PPC, et le terme buck-boost, le DPC E2E buck-boost

lorsque la fréquence de perturbation des DPC augmente devant celle des PPC, pour devenir négligeable quand le rapport des fréquences devient supérieur à 20 [72]. Ainsi, lorsque le S-PPC fixe globalement un point de fonctionnement en tension de la chaîne, déterminé par son algorithme de MPPT, les DPC ont un temps suffisant pour fixer localement le point de fonctionnement optimal de chacun des panneaux. Une fois fait, l'algorithme de MPPT du flyback itère de nouveau, avec la nouvelle valeur de puissance totale produite par la chaîne. L'absence de nécessité de communication entre les deux étages a été validée en simulation au chapitre 5.

En termes de défaillance, tant qu'aucun des transistors présents ne casse en court-circuit, chacun des convertisseurs est entièrement bypassable. En effet, pour le flyback active clamp en S-PPC, on peut voir qu'en cas de défaillance, si les deux transistors Q_{Main} et Q_{Aux} peuvent être commandés en ouverture, seul le secondaire fait partie du schéma électrique. Autrement, grâce à l'architecture S-PPC et au câblage représenté en violet sur la figure 3.9, la chaîne sera directement branchée sur le bus DC via la diode D_1 en conduction (en tension DC, l'impédance secondaire du transformateur est nulle et le condensateur de filtrage, un circuit ouvert). Concernant les DPC, une commande en ouverture de leurs interrupteurs mène au rétablissement de la liaison en série entre les panneaux de la chaîne.

La section suivante détaille le cahier des charges électrique de chacune de ces architectures DPC et S-PPC. La détermination de ce dernier se fait en croisant les nécessités dictées par le fonctionnement des panneaux CPV ainsi que les spécificités des traitements de la puissance liée aux DPC ainsi qu'au S-PPC.

3.1.6 Détermination globale des deux cahiers des charges

A cause des principes de gestion de puissance partielle et différentielle, la création d'un cahier des charges est moins triviale que dans le cas classique de gestion pleine puissance. Entre elles, les gestions partielle et différentielle requièrent des approches différentes pour savoir à quelle tension et courant les convertisseurs sont soumis, et quelles sont les grandeurs maximum auxquelles ils sont exposés. Nous ferons donc la distinction entre les deux dans cette section, au travers de deux sous-sections traitant de chacun des cas.

Cahier des charges du flyback active clamp en S-PPC

Le cahier des charges du flyback active clamp en gestion partielle de puissance se base sur la puissance totale que peut produire une chaîne de quatre panneaux photovoltaïques à concentration. Ceux-ci, en fonction de l'irradiance et de l'ombrage, peuvent fournir une puissance différente, et ce sur une large plage de tension. Pour avoir une image réaliste mais simple de cette puissance totale, un certain nombre d'hypothèses a été pris :

- la tension V_{MPP} de la chaîne ne dépend que du nombre de cellules éclairées ;
- le température constante de 25 °C est considérée ;
- la puissance est proportionnelle à l'intensité de l'irradiance ;
- la tension de seuil des diodes de bypass n'est pas considérée ;
- l'irradiance minimum exploitable a été définie à 200 W/m².

Avec ce jeu d'hypothèses, le cahier des charges en puissance par rapport à la tension de chaîne est donné par l'aire bleue de la figure 3.10. Cette aire constitue donc le cahier des charges d'un convertisseur classique branché sur une chaîne de quatre panneaux CPV. Cependant, tout l'intérêt de la gestion partielle de puissance S-PPC repose sur la diminution effective de la puissance transitée par le convertisseur. Avec une architecture IPOS telle

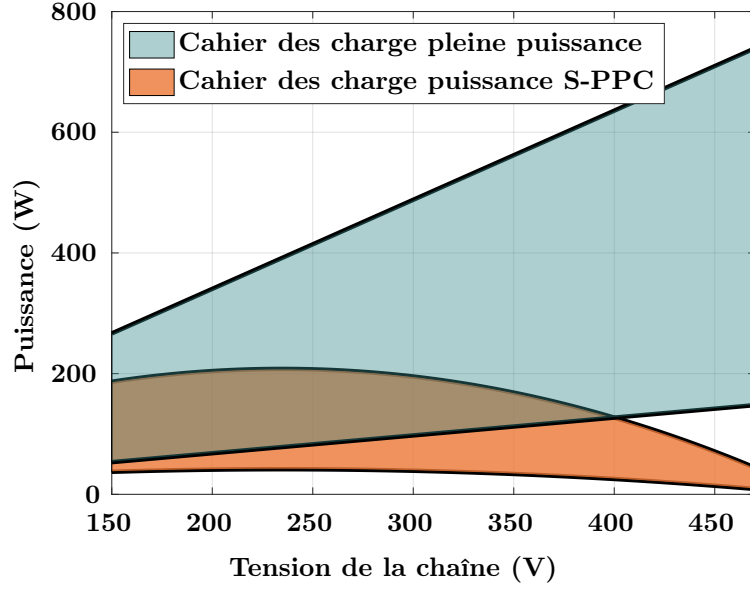


FIGURE 3.10 – Comparaison du cahier des charges pour un S-PPC et un convertisseur pleine puissance dans le cas d’une chaîne de quatre panneaux CPV

que repr sent e   la figure 3.4, le rapport entre la puissance totale et la puissance transitée par le convertisseur est :

$$K_{pr} = \eta - \frac{\eta}{G_V} \quad (3.3)$$

où G_V est le gain en tension entre la tension de bus DC et la tension aux bornes de la cha ne², et η le rendement du convertisseur. Ainsi, avec une tension de bus DC constante fix e   500 V et les hypothèses prises précédemment, le cahier des charges effectif du flyback active clamp est représenté sur la même figure 3.10 par l’aire orange. On voit que, lorsque la tension de chaîne augmente, le gain de l’installation G_V diminue, et ainsi la puissance trait e K_{pr} par le flyback active clamp diminue de même.

Reste la question de la tension minimum admissible   l’entrée du convertisseur. Celle-ci est d termin e par le rapport de transformation primaire-secondaire (N_{12}) ainsi que la plage de rapport cyclique (α) maximum du flyback active clamp. Ces trois grandeurs sont reli es par l’équation suivante (3.4) :

$$G_{fbac} = \frac{V_{Out,fbac}}{V_{In,fbac}} = \frac{V_{DC,bus} - V_{Chaîne}}{V_{Chaîne}} = N_{12} \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (3.4)$$

On souhaite pouvoir travailler sur une plage de tension de chaîne la plus grande possible. Elle doit couvrir les tensions maximales de fonctionnement (toutes les cellules sont irradiées) et les tensions minimales, correspondant   des ombrages sévères. On fixe la valeur de tension maximale de 460 V. Cette valeur correspond   la somme des quatre tensions de MPPT des panneaux en condition standard d’opération (110 V chacun) auquel on ajoute un coefficient de sécurité de 5 V par panneau. De plus, on fixe la plage de rapport cyclique admissible par notre convertisseur FBAC   $[\alpha_{min}, \alpha_{max}] = [0.2, 0.8]$ pour assurer un fonctionnement optimal.

2. et non le gain en tension du convertisseur en lui même

Ainsi, en prenant une tension de bus DC $V_{DC,bus} = 500\text{ V}$ et toutes les contraintes précédentes, il est possible d'atteindre une tension de chaîne minimale de 200 V pour un rapport de transformation du circuit magnétique $N_{12} = 2.4$. Ce rapport sera donc intégré au cahier des charges du FBAC et traité comme une donnée lors de son dimensionnement, présent au chapitre 4.

Cahier des charges des buck-boosts en DPC

Pour formuler un cahier des charges adaptés aux DPC, il est nécessaire de rappeler leur principe de fonctionnement. Chaque DPC traite de la différence de puissance entre les deux panneaux qui lui sont associés. Cette différence de puissance se traduit à la fois par une différence de courant ΔI_{DPC} et par une différence de tension ΔV_{DPC} entre les points de fonctionnement des deux panneaux adjacents. Ces deux grandeurs doivent donc être calculées pour la totalité des segments des scénarios décrits au chapitre 2.

Pour cela, une fois le calcul des courbes $I(V)$ effectués sur ces segments, nous sélectionnons le point de fonctionnement au maximum de puissance de chaque panneau et calculons la différence de tension et de courant. Pour le segment k , entre les panneaux n et $n + 1$, traités par le n -ième DPC, nous calculons ces différences grâce aux équations (3.5) et (3.6) suivantes :

$$\Delta I_{DPC}(k, n) = I_{MPP, CPV\ n+1}(k) - I_{MPP, CPV\ n}(k) \quad (3.5)$$

$$\Delta V_{DPC}(k, n) = V_{MPP, CPV\ n+1}(k) - V_{MPP, CPV\ n}(k) \quad (3.6)$$

où $I_{MPP, CPV\ n+1}(k)$ et $V_{MPP, CPV\ n+1}(k)$ sont respectivement le courant et la tension au point de MPP du panneau $n + 1$ au segment k .

Le résultat du calcul de ces différences est présent à la figure 3.11, en valeur absolue.

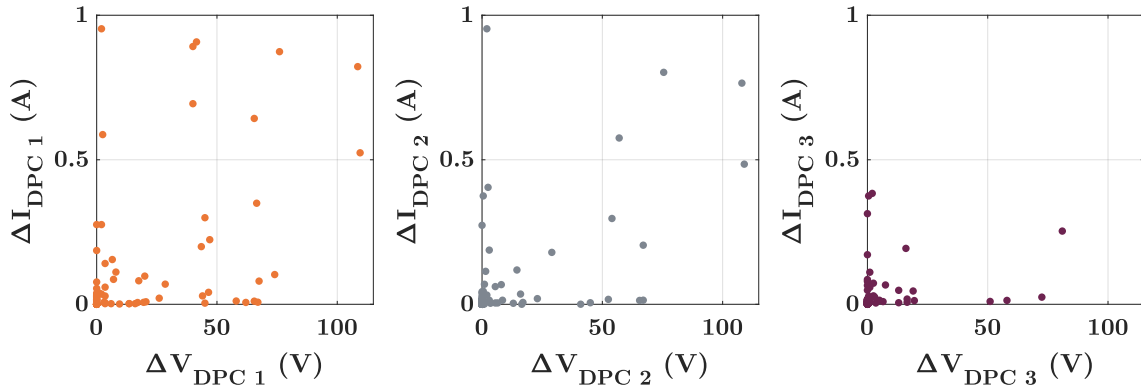


FIGURE 3.11 – Représentation des différences de courant ΔI en fonction des différences de tension ΔV pour le DPC n°1 (**gauche**), le DPC n°2 (**centre**) et le DPC n°3 (**droite**) pour l'ensemble des segments des scénarios d'irradiance (présents au tableau 2.2, p.51)

Les résultats ont été affichés sur une sous-figure pour chacun des DPC. On peut voir dans un premier temps que tous les DPC ne voient pas exactement les mêmes conditions. Si les DPC n°1 et n°2 ont des résultats relativement similaires entre eux, ce n'est pas le cas du DPC n°3. Ce dernier voit des différences de courant plus faibles que les deux autres. Ce fait est dû à la modélisation des ombrages, qui sont plus présents sur la partie basse de la chaîne (CPV n°1 et n°2) que sur le haut (CPV n°3 et n°4), notamment lors des scénarios $Sc1$ et $Sc2$ (ombrage inter-traqueur). On remarque également que la valeur maximale des différences de courant approche 1 A , alors que celle des différences tension couvrent toute

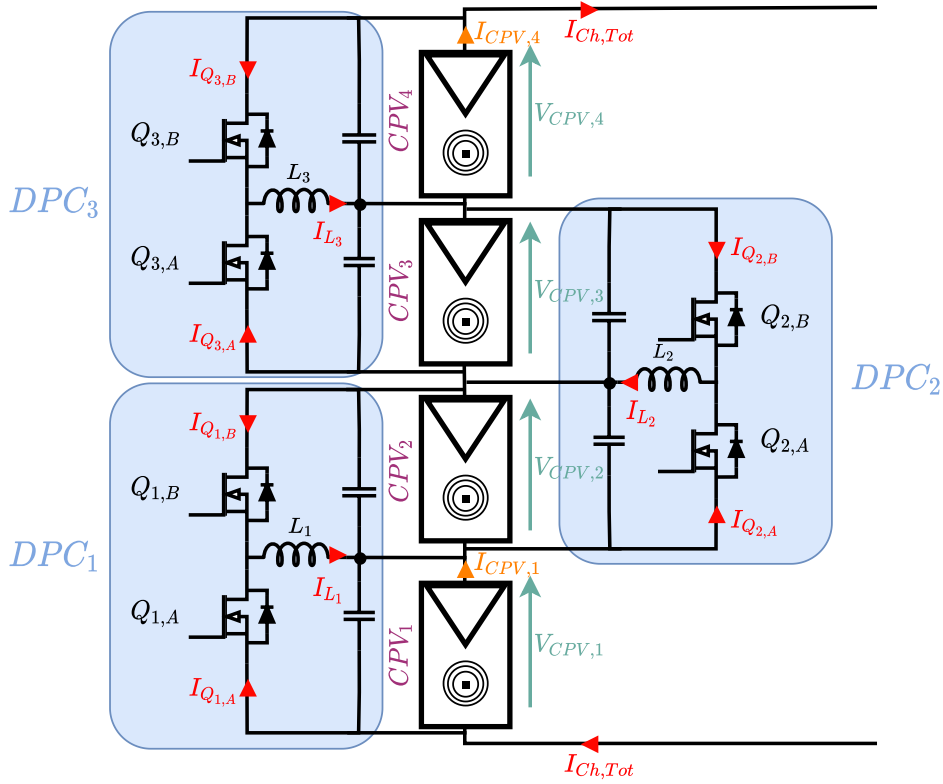


FIGURE 3.12 – Schéma électrique d'une chaîne de panneaux CPV équipée de trois DPC E2E buck-boost, et paramétrisation des tensions/courants associés

Ainsi, nous possédons toutes les équations pour caractériser le fonctionnement d'une chaîne de DPC en régime permanent. On voit immédiatement que, dans le cas d'un système non déséquilibré, le rapport cyclique des convertisseurs est de 50 %. De même, le courant moyen dans les inductances est non-nul lorsque des déséquilibres en courant interviennent entre les différents panneaux d'une chaîne. Les interdépendances des courants des bobines nous renseignent également que, même si tous les panneaux CPV possèdent des caractéristiques tension/courant identiques, sauf un, tous les DPC voient leur puissance traitée non-nulle : c'est "l'effet de chaînage". En d'autres termes, si les conditions des panneaux CPV_1 , CPV_3 et CPV_4 sont identiques, et que le panneau CPV_2 voit un ombrage, alors les trois DPC voient transiter une puissance non-nulle. L'expression de la puissance totale ainsi transitée est alors la suivante :

$$P_{DPC} = \sum_{i=1}^3 V_{CPV,i} \cdot |I_{L,i}| \quad (3.13)$$

3.2.2 Dimensionnement

Grâce à la sous-section précédente, formulant les tensions et les courants moyens en jeu dans le convertisseur, nous sommes en capacité de dimensionner les composants des buck-boosts E2E. Les trois principaux sont : les interrupteurs de puissance, l'inductance et les condensateurs.

La faible tension en jeu au niveau de la granularité d'un panneau CPV (env. 100 V) offre un large choix de technologies d'interrupteurs de puissance. Récemment, les composants

au nitrure de gallium se sont illustrés pour leur très faible résistance   l  tat passant ainsi que leur capacité parasite faible [76], [77]. Pour ces raisons, en plus de l  existence de bras de pont en 600 V, cette technologie a été choisie. Bien que leur coût soit plus élevé que les interrupteurs en silicium classiques [78], il est en décroissance constante. On peut supposer que leur prix dans un futur proche devienne compétitif avec les interrupteurs silicium, tout en conservant leurs facteurs de perte plus faibles.

Ainsi, pour effectuer le dimensionnement et les calculs de pertes, la carte dévaluation du demi-bras de pont intégré Infineon EVAL-1EDF-G1-H-GAN a été choisie (figure 3.13). Elle possède des gate drivers ainsi qu  une alimentation int  gr  e, ce qui facilite la création du prototype et réduit ainsi la durée de conception.

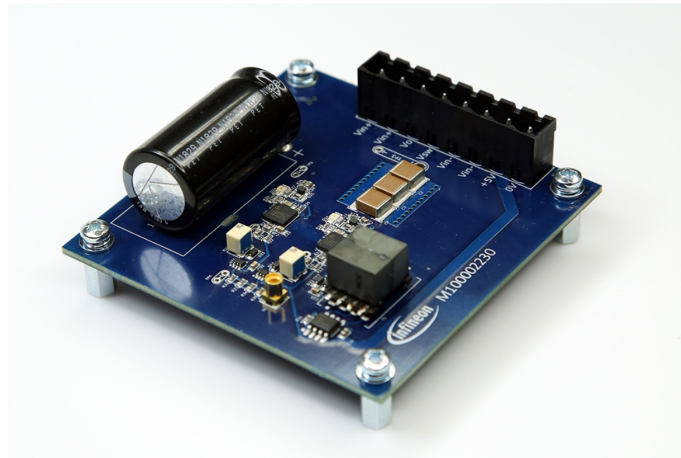


FIGURE 3.13 – Photo de la carte dévaluation du bras de pont GaN d  Infineon (INFINEON EVAL-1EDF-G1-H-GAN) (Photo du constructeur)

Il reste    déterminer les pertes associ  es    la commutation et    la conduction afin de pouvoir déterminer la fréquence de fonctionnement minimisant ces pertes. Deux points de fonctionnement ont été choisis afin de procéder    ce calcul : un courant moyen dans l  inductance de 0 A et un courant moyen de 3 A. La valeur des pertes par conduction dépend également de la valeur de l  inductance. Celle-ci déterminant la valeur crête-   crête et donc efficace du courant traversant les interrupteurs, sa valeur a un fort impact sur le résultat final des pertes. En accord avec les catalogues des fournisseurs disponibles, des valeurs entre 10 μ H et 50 μ H sont propos  es. La plage de fréquence de découpage a été choisie en accord avec l   tat de l  art sur des convertisseurs de cette puissance, entre 100 kHz et 1 MHz.

La figure 3.14 représente la somme des pertes par conduction et commutation aux deux points de fonctionnement choisis, avec les paramètres issus de la datasheet du bras de pont Infineon.

On voit que, quelle que soit la valeur d  inductance, toutes les courbes passent par un minimum de pertes en fonction de la fréquence de découpage. Plus l  inductance est faible, plus cette fréquence de découpage est forte. On peut voir également que, plus on augmente la valeur de l  inductance, plus les pertes diminuent. On peut attribuer cet effet    la diminution du courant RMS qu  implique l  augmentation de cette valeur, et ainsi la diminution des pertes par conduction associ  es (les seules faisant intervenir le produit $R_{DS,on} \times I_{L,RMS}^2$). Nous avons donc intérêt    choisir l  inductance de 50 μ H. Ce choix correspond    une fréquence de découpage d  environ 150 kHz.

Cependant, la proximité de cette fréquence de découpage avec celle choisie pour le flyback active clamp de 200 kHz (qui sera justifi  e dans le chapitre suivant) fait craindre des phénomènes de diaphonie basse fréquence [79] et ainsi des problèmes d  interf  rences

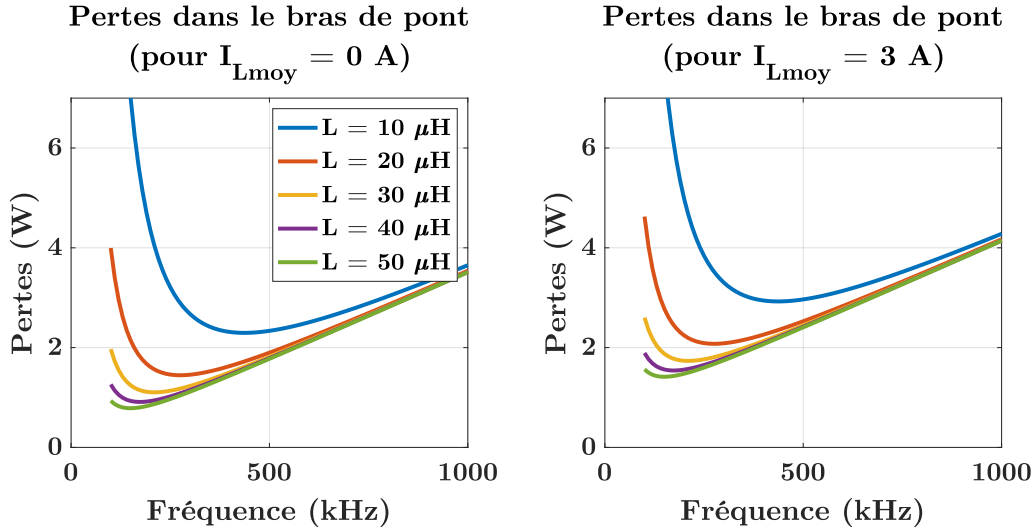


FIGURE 3.14 – Somme des pertes par conduction, commutation et de gate driver dans les transistors du DPC pour différentes fréquences de commutation et valeurs d’inductance à un courant moyen de : (gauche) 0 A, (droite) 3 A

entre les deux étages [80], [81]. Etant donné que la courbe verte ($L = 50 \mu\text{H}$) possède un plateau autour de la fréquence de découpage de 150 kHz, il est acceptable du point de vue des pertes de choisir la même valeur de 200 kHz pour les buck boost en DPC.

La référence [73] montre que les pertes principales dans cette topologie en DPC sont les pertes cuivre associées à l’inductance (R_{Cu}). Par conséquent, le choix du modèle de l’inductance a été fait dans le but de minimiser cette valeur. C’est le modèle Coilcraft DO5040H-473ML qui a été retenu, avec une résistance cuivre de 52 mΩ.

A partir de ces deux valeurs, d’inductance et de fréquence de découpage, il est possible de déterminer la valeur des condensateurs associés à chaque panneau CPV pour pouvoir obtenir une ondulation en tension inférieure à 1%. Celle-ci a été calculée pour une valeur d’environ 20 μF .

3.2.3 Modèle de simulation utilisé

Pour des raisons de temps et de coût, le prototype de DPC n’a pas pu être utilisé au-delà de tests de validation de l’architecture. Afin de valider le fonctionnement de l’étage complet, un modèle de simulation a été créé, à partir des valeurs des composants trouvées à la partie précédente. Ce modèle permet de simuler avec précision les comportements des 3 DPC, et leur interaction dans la recherche des points des MPP des panneaux CPV associés.

Le modèle utilisé est un modèle d’états continu, décrit classiquement par le système d’équations (3.14). En calculant le modèle moyen à partir des équations électriques sur les deux sous-périodes de découpage du buck-boost, on trouve que celui-ci est non-linéaire à cause de la présence du produit entre l’état et la commande. Par conséquent, ce modèle a été également linéarisé. Les matrices A_{CPV} , B_{CPV} , C_{CPV} et D_{CPV} obtenues à l’issue de cette opération sont données ci-dessous aux équations (3.15) à (3.18). On trouve également à l’équation suivante (3.19) la description des vecteurs d’état, de commande et de sortie respectivement. On peut voir que le vecteur de sortie y ne représente pas directement les tensions aux bornes des panneaux, mais leurs différences. Cette technique est proposée par [82] permettant une plus grande simplicité de fonctionnement et de contrôle.

(3.14)

(3.15)

(3.16)

(3.17)

(3.18)

(3.19)

Pour valider le modèle moyen linéarisé, une simulation a été effectuée, faisant fonctionner en parallèle ce modèle et son équivalent électronique. La simulation a été réalisée sur MATLAB/Simulink en utilisant la bibliothèque Simscape Electrical pour le circuit électronique. Le résultat pour un point de fonctionnement arbitraire dans la plage prévue est représenté à la figure 3.15. Les grandeurs affichées sont les deux premiers états du vecteur

86

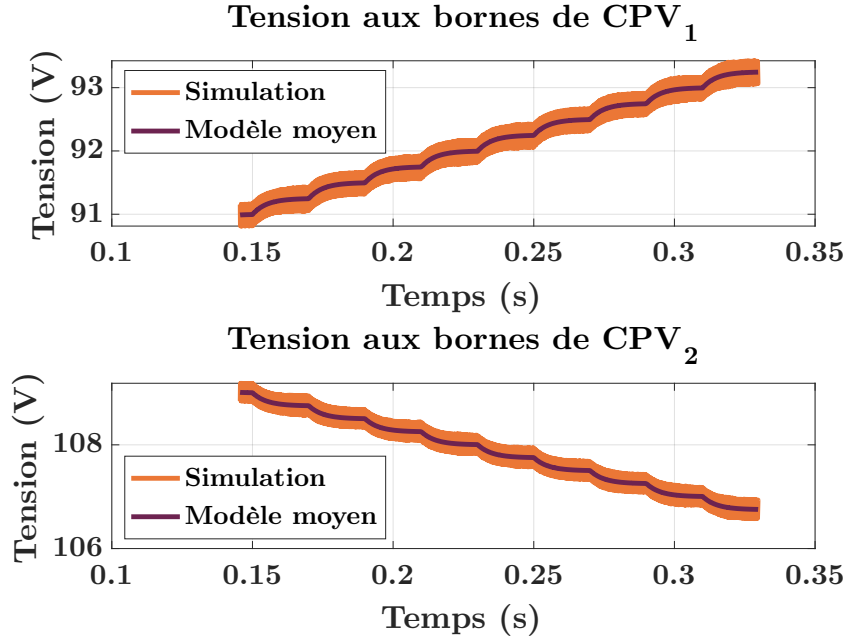


FIGURE 3.15 – Comparaison de la simulation de l’électronique de puissance et du modèle moyen pour un DPC associé aux deux panneaux CPV_1 et CPV_2 .

x en violet ($V_{CPV,1}$ et $V_{CPV,2}$), et leurs équivalents aux bornes de deux panneaux simulés. D’autres points de fonctionnement, à différents courants I_L moyens ainsi que différentes tensions de panneaux ont été testés, et tous présentent le même accord entre modèle et simulation.

Chaque DPC buck-boost est asservi par un contrôleur proportionnel-intégral (PI) simple, dont l’entrée est l’erreur de différence de tension ΔV de chaque couple de panneaux par rapport à la consigne ΔV_{ref} , et la sortie est le rapport cyclique α . La simplicité de ce contrôleur est due à la fonction de transfert elle-aussi simple, de chaque sous-système buck-boost. Ce contrôle permet néanmoins, outre un suivi de la consigne, une réjection supplémentaire du couplage présent entre les convertisseurs, et augmente de fait l’indépendance des buck-boosts dans leur fonctionnement [82].

Ce modèle complet est intégré à la modélisation des panneaux CPV proposée au chapitre 2 et à la simulation temporelle du flyback active clamp S-PPC en aval. Ce système total sera présenté au chapitre 5 avec les résultats associés.

3.3 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter en détail les différents concepts de gestion partielle de puissance que sont le DPC et le S-PPC. Ces concepts ont été introduits avec les notions d’architecture et de topologie, qui permettent de distinguer la partie traitement de la puissance (architecture) de la partie électronique de puissance (topologie). Cette présentation a été systématiquement suivie d’une étude permettant de choisir les meilleurs concepts dans le cadre d’une chaîne de quatre panneaux photovoltaïques à concentration.

Cette étude a mené au choix d’une topologie cascadée mélangeant ces deux concepts de gestion de puissance, qui revêtent chacun un intérêt particulier dans le cadre du solaire à concentration : la DPC pour l’indépendance en courant des panneaux en série et la

S-PPC pour l'indépendance en tension des chaînes. Le cahier des charges de chacun des convertisseurs est également décrit et paramétré. Pour le DPC, c'est la topologie DPC élément à élément (E2E) buck-boost qui a été choisie, et pour le S-PPC, c'est l'architecture IPOS dotée d'un flyback active clamp qui a été privilégiée.

Enfin, le dimensionnement et le modèle de simulation des DPC buck-boost ont été illustrés dans la dernière section. Nous avons choisi la technologie d'interrupteurs GaN pour permettre une augmentation du rendement de cette topologie. Le modèle moyen associé permettra de tirer des conclusions quant aux performances de l'étage total tout en permettant une simulation rapide.

A cause de sa topologie plus particulière, la deuxième partie de l'étage de conversion, le flyback active clamp fera l'objet à part entière du chapitre suivant. Son dimensionnement ayant un fort impact sur les conditions de commutation douce, et donc des pertes associées, il sera présenté en détail.

Chapitre 4

Dimensionnement et réalisation du flyback active clamp

Le chapitre précédent proposait une nouvelle topologie DC/DC basée sur la mise en cascade de DPC et d'un convertisseur en S-PPC. Le choix pour la topologie de ce dernier s'est porté sur le flyback active clamp (FBAC), pour son nombre restreint d'éléments actifs et l'isolation galvanique.

L'objectif de ce chapitre est donc de détailler le processus de dimensionnement et de réalisation d'un FBAC optimisé pour l'application de la gestion partielle de puissance, dans le contexte d'une chaîne solaire photovoltaïque à concentration. Nous allons examiner les choix critiques de dimensionnement, tels que le mode de fonctionnement, les composants clés et les matériaux magnétiques, tout en tenant compte des contraintes spécifiques de performance et de fiabilité.

Les sections suivantes aborderont successivement les critères de choix du mode de fonctionnement, le dimensionnement des interrupteurs principaux et auxiliaires, l'optimisation des inductances magnétisantes et de fuite, ainsi que les tests de validation et les modifications apportées pour pallier l'absence initiale de condition de commutation douce. En fin de chapitre, une discussion sur les résultats obtenus et les pistes d'améliorations futures sera proposée.

4.1 Choix du mode de fonctionnement et dimensionnement

4.1.1 Présentation de la topologie

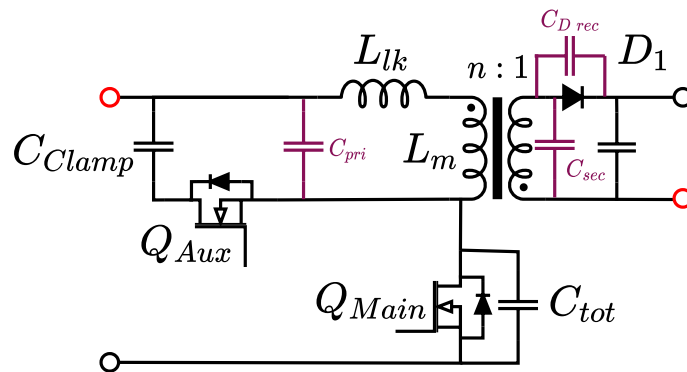


FIGURE 4.1 – Schéma électrique du flyback active clamp avec ses capacités parasites

Le flyback active clamp (FBAC) est une topologie apparue au milieu des années 1990 [83], permettant d'améliorer les défauts de la structure flyback conventionnelle. Cette dernière a comme désavantage, qu'à l'ouverture de son interrupteur principal, la surtension liée à la discontinuité de courant augmente les pertes ainsi que le vieillissement de cet interrupteur [84]. Une solution mise en avant pour ce problème a été le circuit dit de clamp passif (dit circuit « RCD » pour Résistance-Diode-Condensateur), qui permet de diminuer drastiquement cette surtension. Le flyback active clamp intervient sur la problématique liée au rendement du flyback aussi bien que celle de surtension. En venant ajouter un interrupteur ainsi qu'un condensateur qui encadrent le primaire du circuit magnétique, l'énergie perdue lors de la commutation est recyclée dans la capacité de clamp. De plus, avec un dimensionnement attentif, il est possible de garantir à l'interrupteur principal du FBAC une commutation douce à tension nulle à la fermeture (ZVS), divisant ainsi par deux ses pertes par commutation. Le but de cette section est alors de dimensionner un FBAC permettant d'atteindre ces critères d'efficacité en assurant un fonctionnement optimal sur toute sa plage de gain et de puissance demandée. Cette plage est directement issue du principe de gestion partielle, qui a été définie au chapitre précédent.

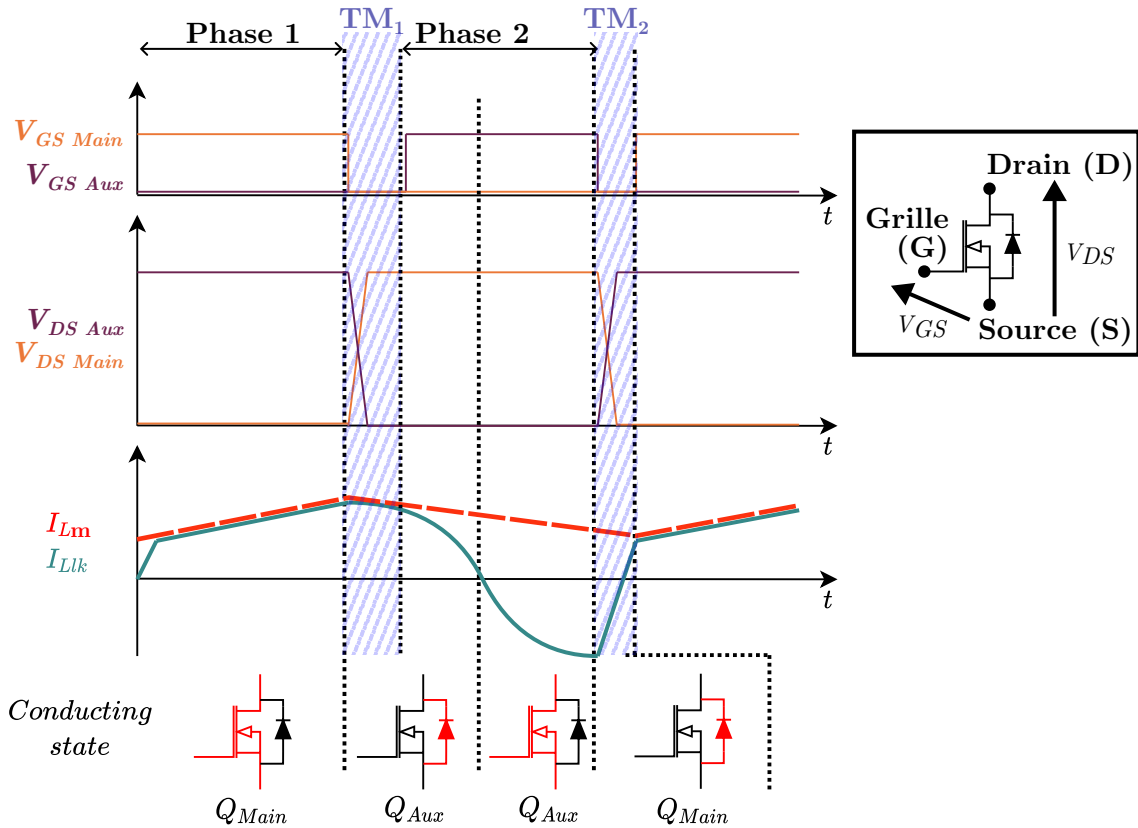


FIGURE 4.2 – Chronogramme simplifié des grandeurs principales du flyback active clamp en conduction continue (CCM). Mise en évidence des phases 1 et 2 de fonctionnement, séparées par leurs temps-morts respectifs TM_1 et TM_2 . Le bas de la figure représente en rouge les éléments conducteurs des transistors en fonction des différentes phases de fonctionnement.

Le flyback active clamp est présenté à la figure 4.1, et son fonctionnement ainsi que les chronogrammes des courant et tension idéaux se trouvent à la figure 4.2. Notons que ces figures traduisent son fonctionnement en conduction continue (CCM). Les différents

modes de fonctionnement seront détaillés dans la suite de la section. A partir de ces deux figures, on peut voir que le FBAC possède deux phases principales de fonctionnement, notées Phase 1 et Phase 2, qui sont distinguées par l'interrupteur conduisant durant la phase. En effet, la phase 1 correspond à la conduction de l'interrupteur Q_{Main} et la phase 2 à la conduction de Q_{Aux} . Chaque phase se finit par son temps-mort respectif, TM_1 et TM_2 , durant lequel aucun des interrupteur n'est commandé à la fermeture, et qui permet ainsi l'alternance de la conduction entre Q_{Main} et Q_{Aux} sans risque de court-circuit.

- **Phase n°1** : Cette phase est dédiée à la charge de l'inductance magnétisante. L'interrupteur Q_{Main} conduit (commandé par sa tension de grille $V_{GS,low}$) et Q_{Aux} est bloqué. La diode au secondaire D_1 est également bloquée et ainsi aucun courant ne circule au secondaire. Les deux inductances de fuite L_{lk} et magnétisante L_m sont en série et le courant les traversant augmente linéairement.
- **Temps-mort 1 (TM_1)** : L'interrupteur Q_{Main} est commandé à l'ouverture. La diode de corps de Q_{Aux} prend le relais du passage du courant inductif, lui permettant une commutation douce intrinsèque (ZVS).
- **Phase n°2** : Durant cette phase, l'énergie stockée dans le primaire est transférée au secondaire. La capacité de Clamp résonne avec l'inductance magnétisante. Durant la première partie de cette phase, c'est la diode de corps de Q_{Aux} qui conduit. Durant la seconde partie, c'est le transistor qui conduit. La différence des courants I_{Llk} et I_{Lm} est transmise au secondaire, ce qui met en conduction la diode D_1 .
- **Temps-mort 2 (TM_2)** : L'énergie stockée dans l'inductance de fuite, via son courant négatif, est utilisée pour contrebalancer l'énergie dans les capacités parasites de l'interrupteur Q_{Main} et ainsi permettre la commutation ZVS.

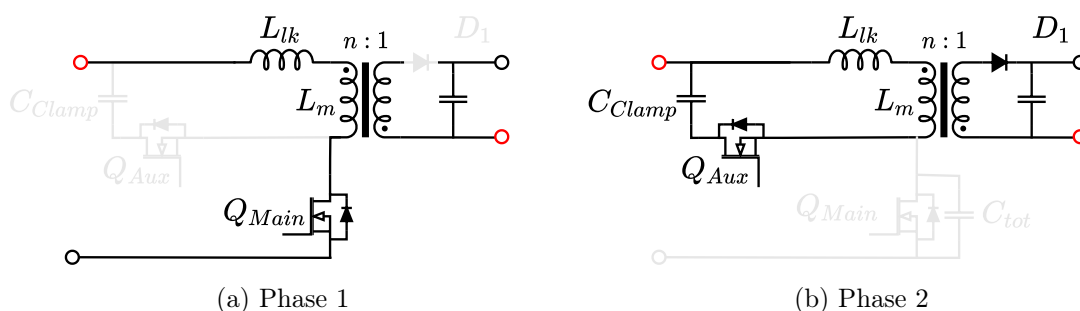


FIGURE 4.3 – Schéma de conduction du flyback active clamp lors des deux phases principales de fonctionnement : phase n°1 (a) et phase n°2 (b)

L'énergie inductive permettant la commutation ZVS peut être attribuée à une ou deux des inductances présentes sur le schéma : l'inductance de fuite (L_{lk}) et l'inductance magnétisante (L_m). L'attribution dépend du mode de fonctionnement du flyback, qui varie selon la puissance et le dimensionnement du matériau magnétique. Dans tous les cas, il faut que, à la fin de la phase n°2, le(s) courant(s) traversant ces inductances soi(en)t suffisamment négatif(s) pour assurer la commutation douce du transistor Q_{Main} . La partie suivante détaille les modes de fonctionnement disponibles lors du dimensionnement d'un flyback active clamp, ainsi que l'énergie inductive associée.

4.1.2 Figure des 4 cadrans ZCS secondaire vs Mode de conduction

Le mode de fonctionnement du FBAC se divise essentiellement selon deux variables : son mode de conduction et le type de commutation au secondaire (présence ou absence de ZCS de la diode secondaire). Les quatre cas correspondant à ces deux variables sont présentés

à la figure 4.4. Les deux modes de conduction présentés sont la conduction continue (le courant dans l'inductance magnétisante est toujours positif) et la conduction critique (ce même courant peut devenir négatif). La présence de ZCS au secondaire se traduit sur les courbes de la 2ème colonne par l'égalité en fin de phase n°2 des courants magnétisant et de fuite¹.

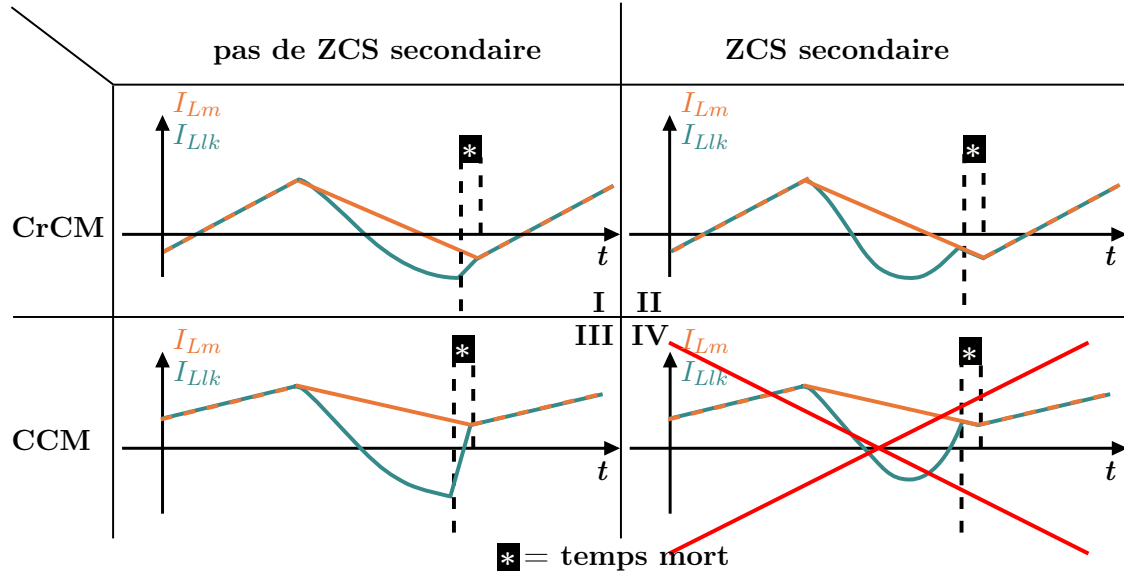


FIGURE 4.4 – Les quatre modes de fonctionnement du flyback active clamp en fonction de ses modes de conduction (CrCM, conduction critique ou CCM, conduction continue) et de la présence ou non de commutation douce pour la diode au secondaire. NB : seul le temps-mort qui nous intéresse (ZVS de Q_{Main}) est représenté.

Éliminons d'emblée le cas **IV** de la figure 4.4 correspondant à la présence de ZCS au secondaire et à un mode de conduction continu. On voit qu'à la fin de la phase n°2 de fonctionnement, aucun des courants inductifs n'est négatif, ce qui implique qu'aucun ne participe à la commutation ZVS de Q_{Main} , qui n'a donc pas lieu. Les trois autres cas (**I** à **III**) diffèrent vis-à-vis du type et du niveau d'énergie inductive stockée. Dans le cas de conduction continue et de commutation dure (**III**) seule l'inductance de fuite participe au mécanisme de commutation ZVS de Q_{Main} . Cette situation est celle présentant le moins d'énergie inductive à opposer à l'énergie capacitive parasite ($E_{C_{tot}}$). En cas de conduction critique et de commutation ZCS de la diode de rectification, on voit qu'à la fin de la phase 2 de fonctionnement, les deux courants I_{Llk} et I_{Lm} sont négatifs et égaux. Ils participent tous les deux au mécanisme de commutation douce, bien que l'énergie présente dans l'inductance magnétisante soit beaucoup plus importante que celle dans l'inductance de fuite. Enfin, dans le cas de conduction critique et toujours en l'absence de ZCS, les courants magnétisants et de fuite sont différents mais participent tous deux au mécanisme de commutation douce. De plus, le courant de fuite est supérieur en valeur absolue au courant magnétisant. C'est donc le cas où le circuit possède le plus d'énergie inductive et donc le plus de chances de proposer une commutation ZVS. Dans ces trois cas, les équations

1. NB : le terme « conduction critique » prend ici un sens différent de celui classiquement attribué en électronique de puissance. Pour n'importe quelle topologie DC/DC, il signifie le point de bascule entre conduction continue et conduction discontinue. Or, dans la littérature dédiée au FBAC, le terme « conduction critique » renvoie systématiquement au mode de conduction défini ici (inversion du courant magnétisant).

énergétiques garantissant la commutation ZVS sont alors les suivantes² :

$$\text{Cas I (CrCM \& } \emptyset \text{ ZCS)} : \frac{1}{2} L_{lk} I_{Lk}^2(t_{DT}) + \frac{1}{2} L_m I_{Lm}^2(t_{DT}) \geq E_{C_{tot}} \quad (4.1)$$

où L_{lk} est l'inductance de fuite, $I_{Lk}(t_{DT})$ le courant dans cette inductance à l'instant de commutation de Q_{Main} , L_m l'inductance magnétisante, $I_{Lm}(t_{DT})$ le courant dans l'inductance magnétisante au début de la commutation (t_{DT}) et $E_{C_{tot}}$ l'énergie totale des capacités parasites de Q_{Main} et Q_{Aux} .

$$\text{Cas II (CrCM \& ZCS)} : \frac{1}{2} (L_{lk} + L_m) I_L^2(t_{DT}) \geq E_{C_{tot}} \quad (4.2)$$

où I_L est le courant commun traversant les deux inductances (en d'autres termes, $I_L = I_{Lm} = I_{Lk}$)

$$\text{Cas III (CCM \& } \emptyset \text{ ZCS)} : \frac{1}{2} L_{lk} I_{Lk}^2(t_{DT}) \geq E_{C_{tot}} \quad (4.3)$$

La présence ou non de la commutation ZCS dans la diode secondaire est déterminée entièrement par la fréquence de résonance engendrée par le condensateur de clamp C_{clamp} et l'inductance de fuite L_{lk} . En général, c'est la valeur de C_{clamp} qui est ajustée par construction, de sorte qu'elle doit être diminuée pour que la fréquence de résonance augmente. Pour passer de la colonne "ZCS" à "non ZCS" dans la figure 4.4, la fréquence de résonance doit être supérieure à la fréquence de découpage pondérée par le rapport cyclique de fonctionnement.

Le passage de conduction continue à conduction critique dépend de deux variables : la valeur d'inductance magnétisante et la puissance transitée par le convertisseur. La valeur de cette inductance détermine directement la valeur crête du courant magnétisant (et indirectement la valeur du courant de fuite). A puissance fixe, une valeur de L_m plus faible augmentera la valeur crête du courant et lui permettra ainsi de devenir négatif. La valeur moyenne de ce courant est déterminée par la puissance d'entrée, P_{in} . Par conséquent, à valeur crête fixe (L_m fixée) c'est en diminuant la puissance que l'on passe de la conduction continue à critique. L'équation (4.4) ci-dessous résume cette double condition :

$$\frac{P_{in}}{V_{in}\alpha} - \frac{V_{in}\alpha T_s}{2 L_m} \leq 0 \iff L_m \leq \frac{V_{in}^2 \alpha^2 T_s}{2 P_{in}} \quad (4.4)$$

où P_{in} est la puissance d'entrée, V_{in} la tension d'entrée, α le rapport cyclique et T_s la période de commutation.

Dans le cahier des charges qui nous intéresse, on peut alors calculer la valeur d'inductance magnétisante minimum pour garantir la conduction continue (CCM) sur toute la plage de fonctionnement. Les résultats de ce calcul sont présents à la figure 4.5. Elle présente la valeur de l'inductance magnétisante limite entre conduction continue et critique. En dessous de la valeur indiquée, la conduction est critique, et au dessus, elle est continue. D'après la présentation des trois modes de fonctionnement disponibles sur le FBAC, celui CrCM + $\emptyset$ ZCS est le plus intéressant pour garantir la ZVS (mode **I** sur la figure 4.4). En mettant cela en lien avec la figure 4.5, on voit qu'assurer ce mode sur toute la plage de fonctionnement nécessite une inductance magnétisante très faible à puissance élevée. Or, cela implique une valeur crête-à-crête des courants traversant les inductances très élevée, et donc plus de pertes.

A forte puissance d'entrée, en l'absence d'inductance magnétisante suffisamment basse, le convertisseur fonctionne donc en mode "CCM + $\emptyset$ ZCS" (mode **III**). Le mécanisme de

2. Le signe ensemble vide " $\emptyset$ " signifie "absence de". Ainsi " $\emptyset$ ZCS" signifie "absence de ZCS".

commutation ZVS ne sera plus assuré que par l'énergie stockée dans l'inductance de fuite L_{lk} . On peut donc conceptuellement "séparer le cahier des charges en deux" entre ces deux modes de fonctionnement et assurer sur chacune des parties la commutation ZVS grâce à l'action conjointe des deux mécanismes présentés (modes **I** et **III**). On rappelle que, par construction et pour éviter l'effet de pont diviseur de tension, l'inductance de fuite doit être très faible devant celle magnétisante. Dans les faits, on retrouve des dimensionnements de l'inductance de fuite de l'ordre de 5% à 10% de L_m [83].

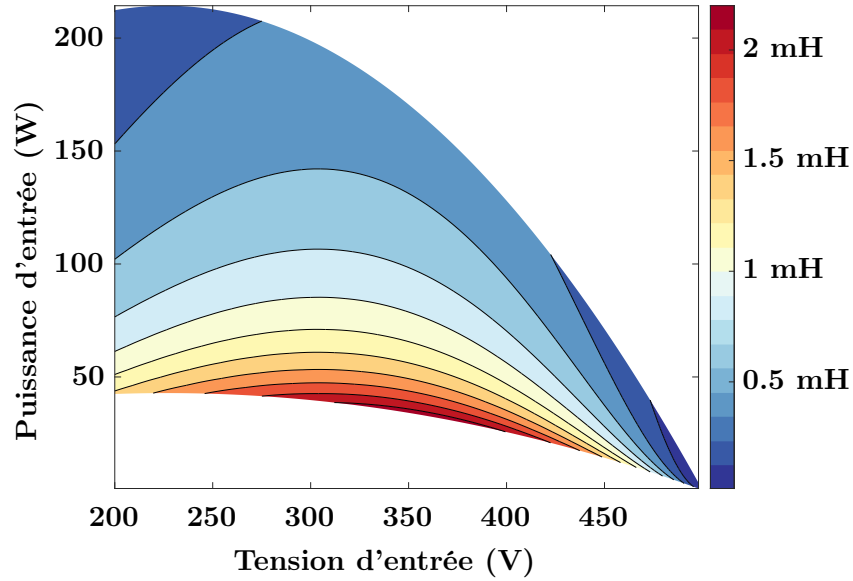


FIGURE 4.5 – Valeur maximum de l'inductance magnétisante pour obtenir la conduction continue en fonction de la tension d'entrée et de la puissance d'entrée du convertisseur FBAC pour $f_{sw} = 200$ kHz

En prenant en compte cette contrainte, nous sommes également capables d'assurer théoriquement la commutation ZVS sur toute la gamme de puissance de fonctionnement. La seule inconnue demeure dès lors la valeur de l'énergie capacitive E_{Ctot} à contrebalancer par les énergies inductives présentées dans cette section. La section suivante précise le calcul de cette grandeur E_{Ctot} et le lien qu'elle porte avec la technologie de transistor utilisé.

4.2 Dimensionnement des transistors Q_{Main} et Q_{Aux}

La sélection de la technologie des transistors repose sur un équilibre entre trois paramètres clés : la tension maximale drain-source, la résistance $R_{DS(on)}$ à l'état passant et la capacité parasite C_{oss} . Les technologies disponibles, telles que celles sur le nitrure de gallium (GaN), le carbure de silicium (SiC) ou le silicium (Si), offrent chacune une approche distincte pour gérer ce compromis.

Dans notre cas, les transistors en GaN ne remplissent pas le critère de tension drain/source. La topologie FBAC impose en effet des valeurs de tension trop grande pour cette technologie, qui est limitée à 600 V. Les composants en Si possèdent quant à eux des résistances de drain plus élevées à tension/puissance égales par rapport à ceux en SiC. De plus, leur avantage en calibre de courant n'est pas adapté à notre cahier des charges basse-tension moyenne-puissance. Il est donc nécessaire de choisir nos transistors de puissance au sein

de la technologie en SiC. Des composants de calibre 1700 V de différents fabricants ont été comparés sur la base de leurs pertes en conduction, P_{Cond} , en commutation, P_{Comm} et de driver, P_{GD} , selon les formules suivantes :

$$P_{Cond} = R_{DS(on)} \cdot I_{DS_{RMS}}^2 \quad (4.5)$$

$$P_{GD} = Q_g \cdot V_{DD} \cdot f_{sw} \quad (4.6)$$

$$P_{Comm} = C_{DS}(\Delta V_{DS}) \cdot \Delta V_{DS}^2 \cdot f_{sw} \quad (4.7)$$

La figure 4.6 montre ces pertes pour les composants choisis. Le meilleur candidat est celui du fabricant Genesic, qui était malheureusement en rupture de stock lors de ce travail. Le deuxième meilleur, le IMB1 d'Infineon a été choisi à sa place. A partir de sa datasheet, il est nécessaire de calculer l'énergie capacitive, E_{Ctot} , à contrebalancer par l'énergie inductive pour assurer la commutation ZVS. En général, cette énergie est exprimée comme étant :

$$E_{Ctot} = \frac{1}{2} C_{DS} V_{DS}^2 \quad (4.8)$$

où C_{DS} est la capacité drain/source, V_{DS} la tension drain/source.

Dans le cas d'une topologie impliquant un bras de pont (2 transistors placés en série, ce qui est le cas de Q_{Main} et Q_{Aux}), les conditions de commutation ZVS sur un interrupteur impliquent de doubler cette énergie [85]. L'explication simplifiée de ce dédoublement est que les charges de la capacité parasite doivent être extraites du transistor cible (Q_{Main}) pour être transférées dans le transistor complémentaire (Q_{Aux}). La valeur de la capacité C_{DS} est calculée à partir des éléments présents dans la datasheet, selon la formule $C_{DS} = C_{oss} - C_{rss}$.

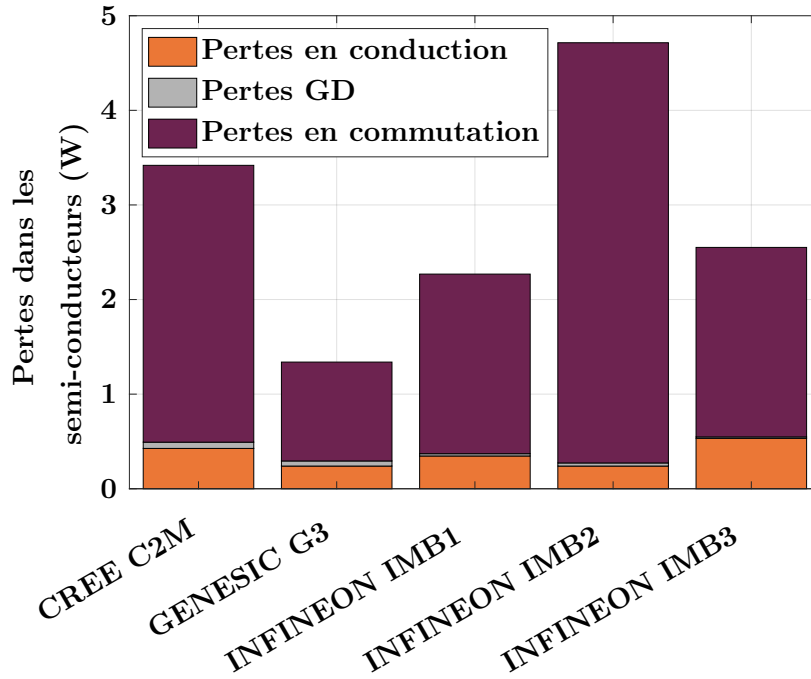


FIGURE 4.6 – Comparaison des pertes par conduction, gate driver et par commutation pour cinq modèles de MOSFETs en SiC (Carbure de Silicium), pour une fréquence de découpage $f_{sw} = 200$ kHz.

Cependant, dans la plupart des dimensionnements, la valeur de C_{oss} est prise directement à la place de C_{DS} , du fait que la capacité C_{rss} soit négligeable devant C_{oss} . Il est fondamental de noter que la valeur de C_{oss} est fortement dépendante de la tension drain/source : elle est non linéaire et décroissante. La valeur unique de C_{oss} mise en avant sur les datasheet est la valeur minimum, correspondant à une tension drain/source maximum. L'utiliser telle quelle amène nécessairement à sous-dimensionner l'énergie capacitive à extraire pour la commutation douce, mettant en péril l'existence de celle-ci.

On utilise la formule issue de [85] qui s'intéresse à déterminer précisément les énergies capacitatives pour les commutations douces. On a alors la formule :

$$E_{Ctot} = C_{Q,eq}(V_{DS}) \cdot V_{DS}^2 = \frac{\int_0^{V_{DS}} C_{oss}(v) dv}{V_{DS}} \cdot V_{DS}^2 = \int_0^{V_{DS}} C_{oss}(v) dv \cdot V_{DS} \quad (4.9)$$

où $C_{Q,eq}(V_{DS})$ est la valeur de capacité parasite corrigée prenant en compte le mouvement des charges lors de la commutation douce.

La figure 4.7 compare la valeur de C_{oss} présente dans la datasheet du transistor choisi à cette valeur corrigée $C_{Q,eq}(V_{DS})$. On voit que cette valeur dépasse systématiquement celle annoncée par le fabricant, ce qui implique une énergie de commutation supérieure à fournir.

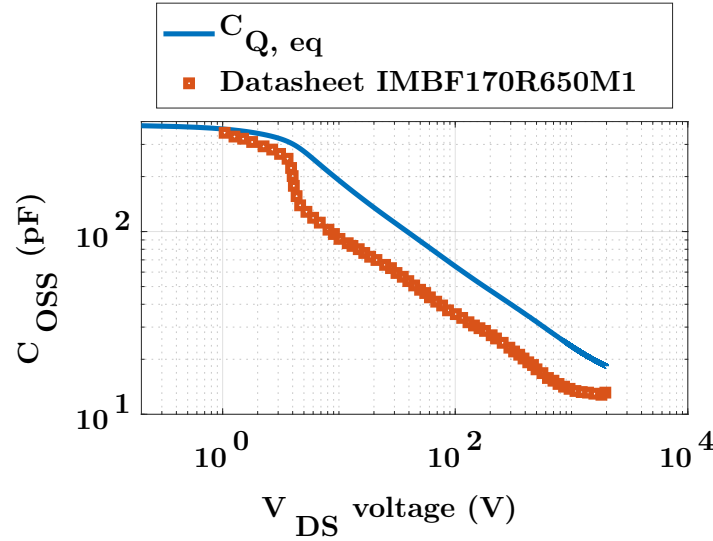


FIGURE 4.7 – Comparaison entre la valeur C_{oss} du fabricant et la valeur $C_{Q,eq}(V_{DS})$ corrigée calculée à partir de l'équation (4.9) en fonction de la tension drain/source du MOSFET en SiC Infineon IMB1

La valeur de l'énergie capacitive à absorber en fonction de la plage de fonctionnement est maintenant déterminée grâce au choix de la cellule de commutation. La suite du dimensionnement implique le choix de la fréquence de découpage ainsi que le choix du matériau magnétique au sens large. Pour cela, il est nécessaire de croiser les pertes par commutation (comme définies à l'équation (4.7)), qui augmentent avec la fréquence de découpage, avec les pertes fer de l'inductance couplée, dont le comportement fréquentiel n'est pas monotone. La sous-section suivante détaille ce processus de choix ainsi que son résultat.

4.3 Dimensionnement magnétique et inductance de fuite

Le flyback active clamp requiert un dimensionnement précis de son circuit magnétique pour fonctionner correctement. Il se comporte comme des inductances couplées, au sens que la somme des Ampères-tours présents dans ses enroulements n'est pas égale en tout temps. Cela complexifie le calcul des pertes, que ce soit dans le matériau magnétique en lui-même ou dans les résistances d'enroulements. Il est cependant toujours possible d'obtenir relativement simplement ces paramètres électriques. On cherche en effet à déterminer, outre l'inductance magnétisante et l'inductance de fuite, les capacités parasites (primaire, secondaire, et inter-enroulement) ainsi que le facteur de couplage.

4.3.1 Matériau magnétique

Nous déterminons d'abord le facteur de pertes magnétiques, au travers de l'équation de Steinmetz [86] (4.10) appliquée à la fréquence fondamentale du courant traversant le composant magnétique.

$$P_{Fer} = V_{Noy} \cdot f_{sw}^\alpha \cdot (\Delta B_{AC})^\beta \cdot (C_{T_0} - C_{T_1} \cdot T_{amb} + C_{T_2} \cdot T_{amb}^2) \quad (4.10)$$

où P_{Fer} sont les pertes fer (en W), V_{Noy} le volume du noyau magnétique (en m³), (ΔB_{AC}) la valeur crête-crête de l'induction magnétique alternative (en Wb), T_{amb} la température à l'ambiante (en K) et α , β , C_{T_0} , C_{T_1} et C_{T_2} des coefficients spécifiques au matériau, fournis par le constructeur.

En prenant pour gamme de fréquence de découpage initiale 50 kHz - 500 kHz, le matériau magnétique à utiliser est le ferrite, dont il existe plusieurs références. Nous nous sommes concentrés sur l'étude de trois de ces références, à savoir le 3F3, le 3C96 et le 3C94, en accord avec la documentation de leur fabricant FerroxCubeTM. Les pertes fer ont été étudiées pour ces trois matériaux selon l'équation (4.10) pour une température ambiante de 25 °C et les résultats sont présents sur la figure 4.8. Plus la colorimétrie est proche du jaune, et plus les pertes sont faibles. On remarque que dans les trois cas, ces pertes diminuent avec l'augmentation de la fréquence de découpage, ce qui indique que la diminution du flux ΔB_{AC}^β est dominante par rapport au facteur f_{sw}^α . La deuxième tendance notable est qu'à fréquence f_{sw} fixée, les pertes diminuent avec l'augmentation du nombre de tours N_1 . Là encore, ce phénomène est attribuable à la diminution de la variation d'induction ΔB_{AC}^β , selon la loi de Lenz-Faraday, $V = N_1 \frac{d\Phi}{dt}$.

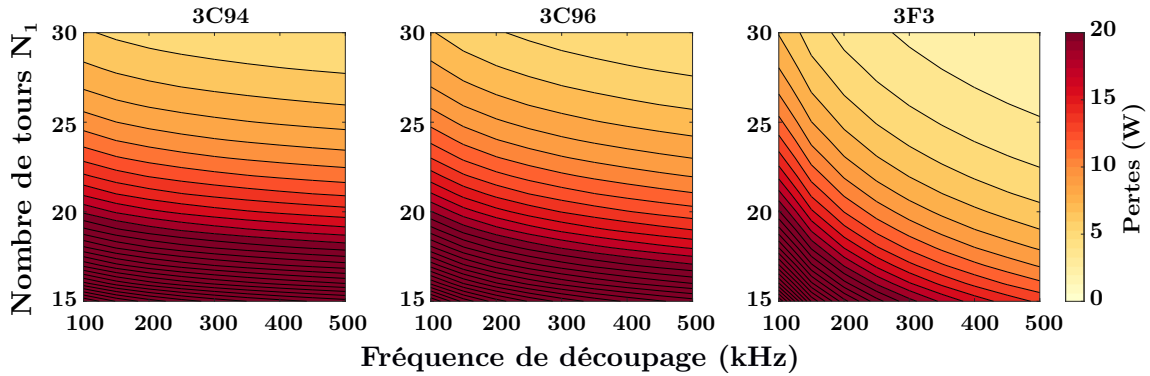


FIGURE 4.8 – Pertes fer en fonction de la fréquence de découpage f_{sw} et du nombre de tours au primaire N_1 pour trois matériaux magnétiques : 3C94 (gauche), 3C96 (centre) et 3F3 (droite). Résultats pour une tension d'entrée $V_{in} = 400$ V.

A partir de ces résultats, le 3F3 s'illustre comme le meilleur candidat, car il présente le moins de pertes fer. Ce degré de liberté étant bloqué, il reste à déterminer la fréquence de commutation ainsi que le nombre de tours au primaire. La figure 4.8 pourrait suggérer que la fréquence de découpage doit être la plus élevée possible pour diminuer les pertes. Si cela est vrai en ne prenant en compte que les pertes fer du matériau magnétique, ce n'est pas le cas pour toute la topologie DC/DC associée. En effet, les pertes par commutation des transistors Q_{Main} et Q_{Aux} augmentent avec la fréquence de découpage, comme décrites précédemment dans l'équation (4.7). Il s'agit donc de trouver un compromis entre ces deux effets. Pour cela, nous affichons la somme de ces deux pertes à la figure 4.9. On voit que pour chaque valeur d'enroulement, les courbes de pertes en fonction de f_{sw} possèdent un minimum. Celui-ci est interpolé par la courbe rouge.

Traditionnellement, le choix du nombre de tours doit également intégrer les pertes cuivre des enroulements, séparés en perte par effet de peau et pertes par proximité. Ces dernières ne peuvent pas être déterminées analytiquement dans le cas d'inductances couplées, à cause de la non nullité de la somme des Ampère-tours en tout instant. Le dimensionnement choisi repose sur un enroulement de $N_1 = 24$ tours pour le premier prototype. Les bonnes pratiques de la littérature sont appliquées afin de minimiser les pertes cuivres. Ce choix prend également en compte l'impact géométrique sur la région de commutation ZVS. La fréquence de découpage optimale est fixée à $f_{sw} = 200$ kHz.

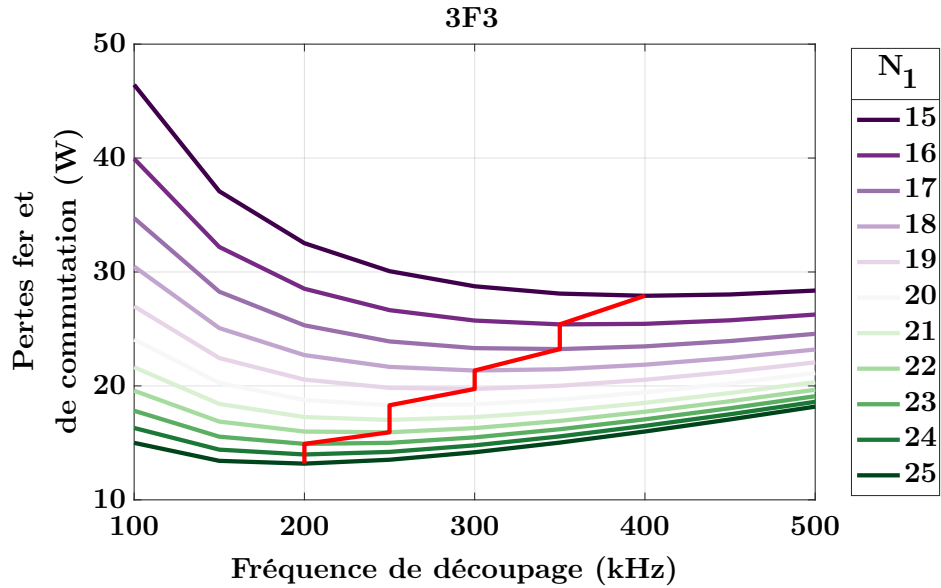


FIGURE 4.9 – Somme des pertes fer (magnétique) et de commutation (semi-conducteur) en fonction de la fréquence de découpage f_{sw} pour différents nombres de tours au primaire N_1 . La courbe rouge interpole le minimum de pertes pour différents N_1 . Résultats pour une tension d'entrée $V_{in} = 400$ V

4.3.2 Choix des valeurs d'inductances magnétisante et de fuite

Une fois la fréquence de découpage f_{sw} déterminée, il est nécessaire de fixer les valeurs d'inductances magnétisante L_m et de fuite L_{lk} . La section 4.1 détaillait les conditions nécessaires à la commutation ZVS en fonction du mode de fonctionnement du FBAC. Nous avons vu que, pour certaines fréquences, deux modes de fonctionnement se superposaient sur notre cahier des charges : le mode CrCM + $\emptyset$ ZCS et le mode CCM + $\emptyset$ ZCS. Dans

le cas CCM + $\emptyset$ ZCS, seule l'inductance de fuite porte l'énergie nécessaire à la réalisation de la commutation douce. En ajoutant la condition de fonctionnement $L_{lk} < 10\% \cdot L_m$, on peut déterminer les valeurs des deux inductances de sorte à ce que le fonctionnement en commutation ZVS couvre la plus grande partie du cahier des charges.

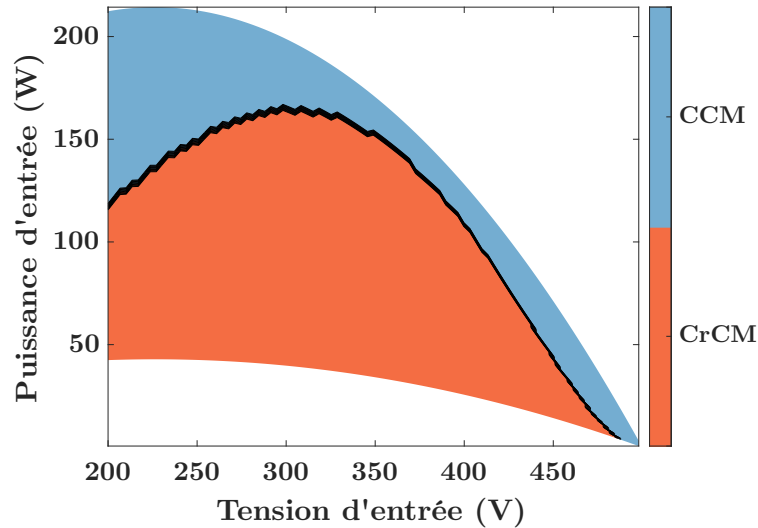


FIGURE 4.10 – Modes de conduction pour une inductance magnétisante de 420 μH en fonction de la tension et de la puissance d'entrée du convertisseur FBAC. **(Bleu)** Mode de conduction continue. **(Rouge)** Mode de conduction critique

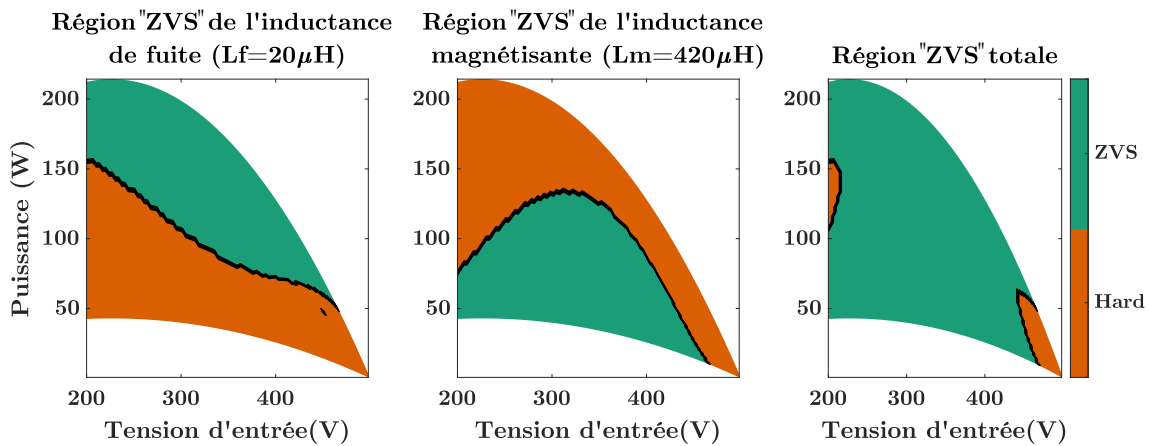


FIGURE 4.11 – Les différents modes de commutation douce : **(gauche)** contribution de l'inductance de fuite seule, **(centre)** contribution de l'inductance magnétisante seule, **(droite)** somme des contributions des inductances, zone totale de commutation ZVS atteignable. Pour $L_m = 420 \mu\text{H}$, $L_{lk} = 20 \mu\text{H}$ et $f_{sw} = 200 \text{ kHz}$

Ainsi, la valeur d'inductance magnétisante trouvée est $L_m = 420 \mu\text{H}$ et celle de fuite est $L_{lk} = 20 \mu\text{H}$. Nous nous retrouvons bien dans la situation où $L_{lk} < 10\% \cdot L_m$. La limite des différents modes de conduction CCM et CrCM pour une telle inductance magnétisante à la fréquence de $f_{sw} = 200 \text{ kHz}$ est présentée à la figure 4.10. On voit que la zone majoritaire est celle en conduction critique, et celle minoritaire est en conduction continue. La faible valeur de l'inductance de fuite comparativement à l'inductance magnétisante explique cette

différence.

Pour comprendre plus en détail la participation de chacun des mécanismes dans la réalisation de la ZVS, nous avons représenté l'effet de l'énergie de chacune des inductances sur tout le domaine de fonctionnement tension/puissance. Cette représentation se trouve à la figure 4.11, avec les valeurs L_m et L_{lk} déterminées précédemment. La partie gauche affiche la zone de commutation ZVS **uniquement** due à l'énergie inductive présente dans l'inductance de fuite. Elle suppose donc que l'énergie magnétisante est nulle. Inversement, la partie centrale postule que l'énergie portée par L_{lk} est nulle, et que seule l'énergie magnétisante participe à la commutation ZVS. Notons que cette figure centrale est très similaire à la figure 4.10 distinguant CCM et CrCM. En effet, la partie rouge dénotant la conduction critique (CrCM) est de forme et de placement très similaires à la partie verte (la zone de "ZVS") de la figure centrale 4.11. La seule différence se situe sur l'étendue de cette zone : la zone de "ZVS atteignable" est plus restreinte que la zone dictée par celle de CrCM. Si l'on considère un point dans cette zone de "différence", nous sommes donc en conduction critique mais sans commutation ZVS. Cela signifie que le courant magnétisant est négatif lors du temps-mort d'allumage de Q_{Main} , mais que l'énergie inductive magnétisante portée par ce courant est inférieure à l'énergie des capacités parasites présentes dans le convertisseur.

Cette distinction nous permet d'expliquer pourquoi la figure 4.11 à droite n'est pas la superposition stricte des deux figures à sa gauche. Elle représente la zone totale de "ZVS atteignable" sur le cahier des charges. Cette zone totale est légèrement plus large que la superposition des régions "ZVS" séparées, car les inductances énergétiquement minoritaires dans le processus de commutation contribuent au phénomène.

On remarque néanmoins que deux zones restantes identifient une commutation dure, à faible et forte tension. La partie à forte tension représente une zone de fonctionnement pour la chaîne de panneaux CPV en conditions de température très faible. Elle est donc assez transitoire, du fait du réchauffement des cellules lors du passage de courant. La partie à faible tension représente un point de fonctionnement avec beaucoup de cellules non-irradiées, et des cellules restantes moyennement irradiées. Elle peut correspondre au scénario *Sc1* et *Sc2* d'ombrage inter-traqueur à l'aube ou au crépuscule. Là encore, ces phénomènes sont transitoires.

4.3.3 Enroulements

Le choix du circuit magnétique s'est porté sur un facteur de forme type *planar* avec des enroulements imprimés sur PCB. Ces deux choix se justifient par une facilité accrue de dimensionnement, une meilleure densité de puissance, ainsi qu'une plus grande répétabilité à la construction. Le matériau magnétique ayant été déterminé à la sous-section précédente 4.3.2, il nous reste à présenter le dimensionnement des enroulements. Dans notre cas d'utilisation, ce choix technique est dicté par la volonté de minimiser les capacités parasites présentes, notamment celles au primaire (C_{Pri}), au secondaire (C_{Sec}) et celles entre primaire et secondaire (C_{ps}). En effet, le circuit magnétique étant intrinsèquement inductif, l'ajout de capacités parasites crée des résonances pouvant altérer son fonctionnement [87], [88]. Il est ainsi nécessaire que le premier pic de résonance, c'est-à-dire le premier arrivant en représentation fréquentielle, se trouve à une fréquence bien supérieure à la fréquence de découpage f_{sw} . De plus, l'ajout de capacités parasites peut se traduire en l'ajout de charges parasites à éliminer pour garantir la commutation douce.

Deux circuits imprimés bifaciaux distincts ont été utilisés pour supporter les enroulements : un PCB primaire et un PCB secondaire. L'épaisseur de cuivre utilisée est de 105 μm (3 oz/ft²), et chaque face des circuits imprimés contient la moitié des enroulements, reliés entre eux par des vias. La représentation vue de face et de dos de l'implémentation choisie

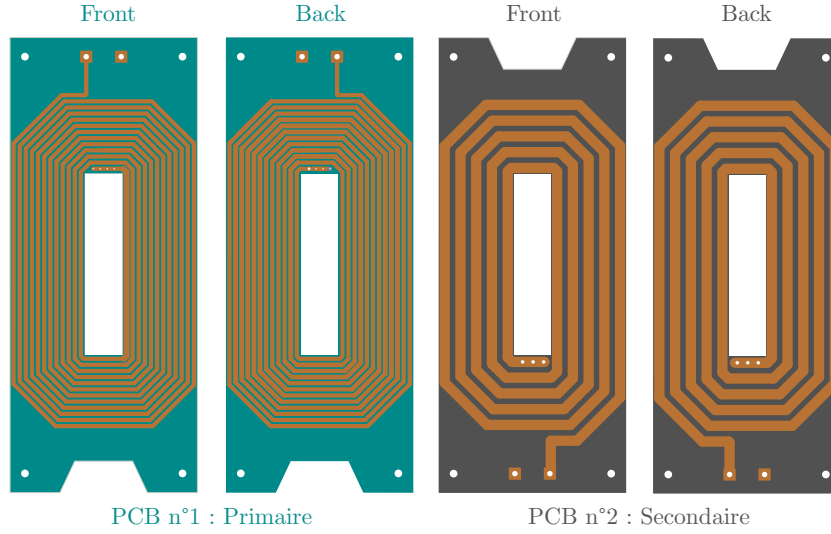


FIGURE 4.12 – Schéma des enroulements primaire (**gauche**) et secondaire (**droite**) du circuit magnétique du FBAC

est présentée à la figure 4.12. La figure 4.13a détaille la vue en coupe. On peut voir sur ces deux figures que l'agencement des enroulements est, de haut en bas : Primaire-Primaire-Secondaire-Secondaire, noté PP-SS.

Notre choix initial s'était porté sur un agencement PSPS-PSPS, également sur deux PCB de quatre couches chacun. Ce choix a été initialement fait pour minimiser la force magnéto-motrice (FMM) entre les enroulements. Cette force augmente notamment les résistances AC par effet de proximité dans les conducteurs. Cependant, en intercalant des enroulements primaires et secondaires, les conducteurs en regard augmentent drastiquement les capacités parasites, à tel point que la fréquence de résonance du circuit magnétique atteignait à peine $2 \cdot f_{sw}$. De plus, la FMM possède un lien de proportionnalité avec la valeur d'inductance de fuite L_{lk} . Comme nous l'avons montré précédemment, le fonctionnement en commutation ZVS du FBAC nécessite une certaine énergie stockée dans cette inductance, et une valeur trop faible nuit à ce mécanisme. Enfin, un agencement PP-SS comme choisi dans le second circuit magnétique permet de régler *mécaniquement* cette valeur d'inductance de fuite, en jouant sur l'espace séparant le PCB primaire du PCB secondaire. Cet effet sera détaillé dans la sous-section 4.3.4.

Le calcul des capacités parasites primaire et secondaire est présenté ci-dessous, respectivement par les équations (4.11) et (4.12), issues de [89].

$$C_{Pri} = \frac{(\frac{N_1}{2} + 1)(N_1 + 1)}{3 \cdot N_1} \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{FR4} \cdot \frac{l_{w,Pri} \cdot b_{w,Pri}}{h_{PCB}} \quad (4.11)$$

$$C_{Sec} = \frac{(\frac{N_2}{2} + 1)(N_2 + 1)}{3 \cdot N_2} \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{FR4} \cdot \frac{l_{w,Sec} \cdot b_{mw,Sec}}{h_{PCB}} \quad (4.12)$$

où N_1 est le nombre d'enroulements au primaire, N_2 au secondaire, ε_0 la perméabilité diélectrique du vide, ε_{FR4} la perméabilité diélectrique du matériau FR4 qui constitue les PCB, $l_{w,Pri/Sec}$ la longueur moyenne des enroulements primaire ou secondaire, $b_{w,Pri/Sec}$ la largeur moyenne, et h_{PCB} l'épaisseur des PCB, de valeur classique 1,6 mm.

4.3.4 Inductance de fuite

L'inductance de fuite est une grandeur importante dans le mécanisme de commutation douce du FBAC, comme décrit extensivement dans les sections précédentes. Sa valeur choisie relativement importante, de 20 μH , pose la question de rajouter ou non une inductance discrète en plus de celle naturellement présente dans le circuit magnétique. Le défi dans notre cas a été d'éviter ce coût supplémentaire en l'intégrant entièrement dans ce circuit magnétique. Pour cela, nous avons calculé l'énergie de fuite E_{lk} mise à "disposition" par la géométrie des enroulements et du matériau magnétique. La référence [89] présente une formule générique (4.13) permettant de calculer la valeur de l'inductance de fuite totale. Par un calcul détaillé à l'annexe B, nous en avons tiré une autre équation spécifique à notre topologie magnétique (4.14).

$$L_{lk} = \frac{2 \cdot E_{lk}}{I^2} = \frac{\mu_0 \sum \int_0^h H^2 \cdot l_w \cdot b_w dx}{I^2} \quad (4.13)$$

où H est l'excitation magnétique fournie par le courant I .

$$L_{lk} = \left(\frac{N_1}{2} \right)^2 \mu_0 \frac{l_w}{b_w} \left(\frac{16}{3} h_{Cu} + 2h_{PCB} + 4h_{spc} \right) \quad (4.14)$$

où N_1 est le nombre de tours au primaire, μ_0 la perméabilité du vide, l_w la longueur moyenne de l'enroulement sur une face du PCB, b_w sa largeur moyenne, h_{Cu} la hauteur de cuivre, h_{PCB} la hauteur du diélectrique du PCB (1,6 mm, standard) et h_{spc} la hauteur séparant les deux PCB.

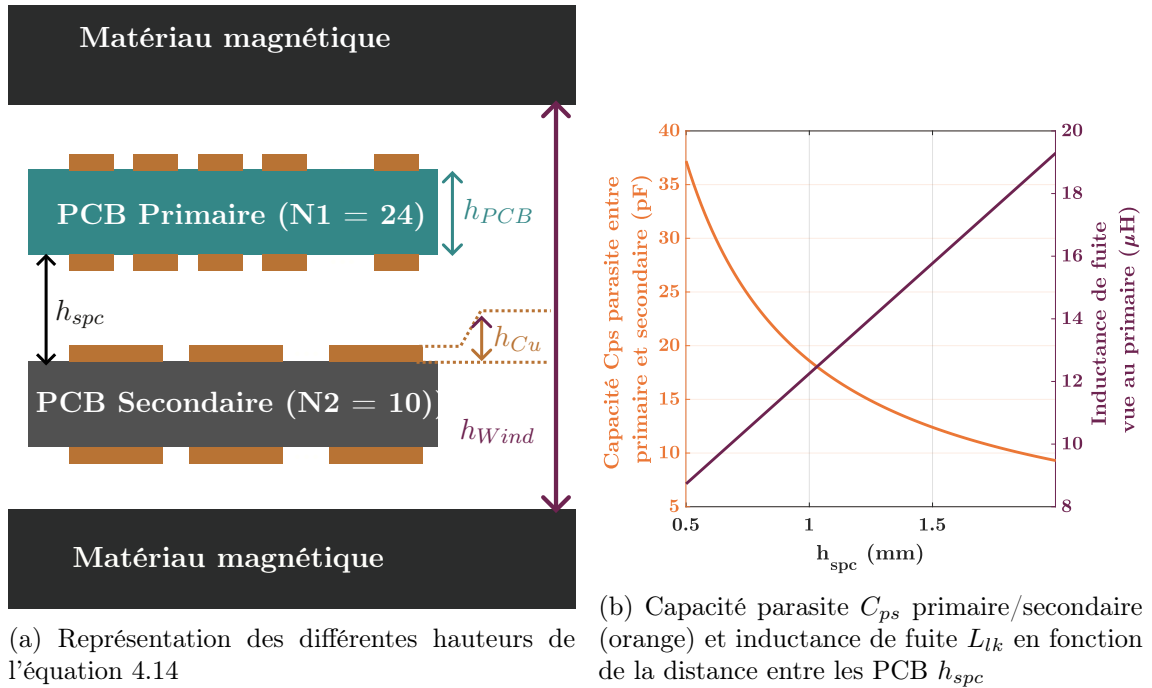


FIGURE 4.13 – Représentation de la géométrie des enroulements et du matériau magnétique en coupe (**gauche**). Grandeurs électriques L_{lk} et C_{ps} en fonction de l'écart h_{spc} (**droite**)

Selon cette équation (4.14), on observe que la valeur de l'inductance de fuite est réglable en fonction de l'écartement des deux PCB d'enroulements. Si on augmente cet espace, l'inductance augmente linéairement, et inversement. La figure suivante (4.13b) représente

la variation théorique d'inductance de fuite en fonction de cette dimension. Ainsi, avec un écart de $h_{spc} = 2 \text{ mm}$ entre le PCB primaire et secondaire, nous pouvons prétendre à une inductance de fuite proche des $20 \mu\text{H}$ posée par le cahier des charges.

De même, la grandeur h_{spc} fait également varier la capacité parasite entre primaire et secondaire, selon l'équation suivante (4.15) :

$$C_{ps} = \varepsilon_0 \cdot \frac{l_w \cdot b_w}{h_{spc}} \quad (4.15)$$

Dans notre cas, l'augmentation voulue de la valeur d'inductance de fuite L_{lk} va de pair avec la diminution de cette capacité parasite C_{ps} . Nous avons dorénavant caractérisé toutes les grandeurs d'inductance et de capacité présentes sur le circuit magnétique. Il est donc nécessaire de vérifier ces valeurs par des tests de validation à l'impédance-mètre. C'est le rôle de la sous-section 4.3.5 suivante.



FIGURE 4.14 – Illustration de la réalisation complète du circuit magnétique avec ses enroulements primaire et secondaire

4.3.5 Test et validation

Pour vérifier les grandeurs dimensionnées du circuit magnétique, cinq tests ont été effectués pour caractériser leurs propriétés. Ce protocole expérimental est décrit dans [87] et [88]. Les cinq tests sont les suivants :

- Détermination de Z_0 : l'impédance-mètre est branché à l'enroulement primaire, le secondaire est en circuit ouvert.
- Détermination de Z'_0 : l'impédance-mètre est branché à l'enroulement secondaire, le primaire est en circuit ouvert.
- Détermination de Z_{cc} : l'impédance-mètre est branché à l'enroulement primaire, le secondaire est en court-circuit.
- Détermination de Z'_{cc} : l'impédance-mètre est branché à l'enroulement secondaire, le primaire est en court-circuit.
- Détermination de C_{ps} : le matériau magnétique est enlevé, les deux bornes du primaire sont court-circuitées entre elles, ainsi que les deux du secondaire. L'impédance-mètre est branché entre ces deux bornes.

La figure 4.15 ci-dessous reprend les quatre premiers tests dont les résultats pratiques sont affichés en bleu et en noir. À partir de ces quatre tests et des relations proposées par [87], il est possible de déterminer expérimentalement les valeurs de L_m , L_{lk} , R_{pri} , R_{Sec} et n . Le cinquième test permet quant à lui de déterminer C_{ps} . Ces valeurs expérimentales sont présentées au tableau 4.1. On note que, bien que la méthode utilisée puisse également

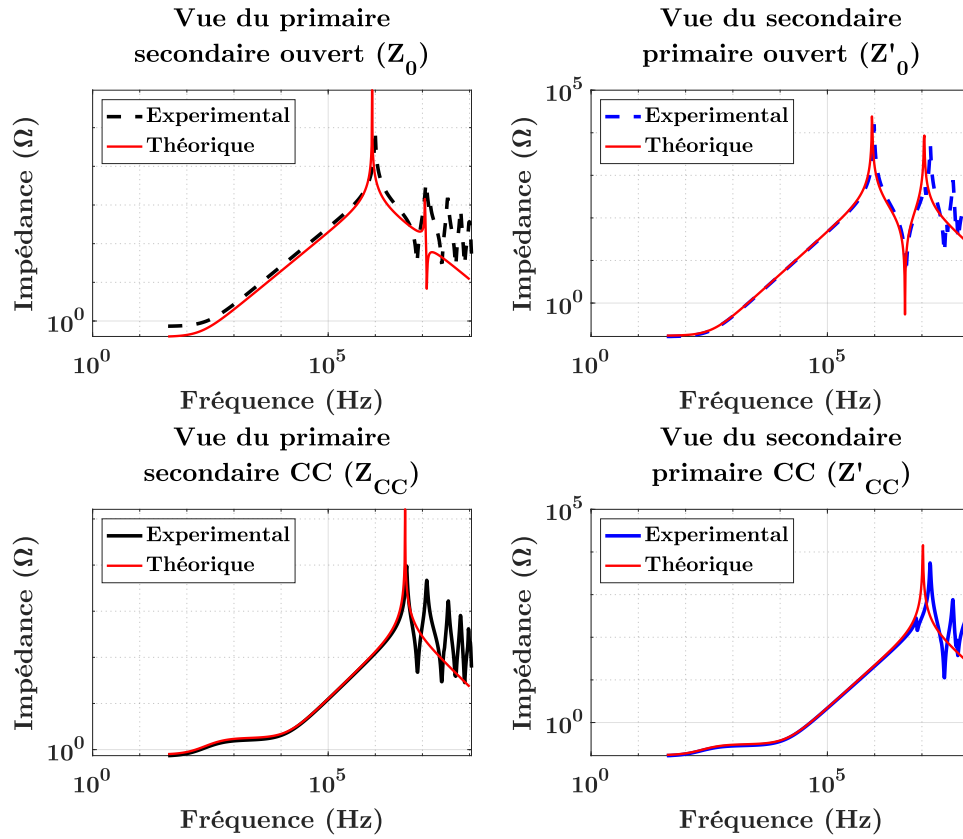


FIGURE 4.15 – Impédances en fonction de la fréquence pour le circuit magnétique du FBAC, les courbes rouges sont les résultats théoriques obtenus à partir des paramètres électriques calculés, les courbes noires et bleues sont les résultats expérimentaux. **(haut, gauche)** impédance Z_0 , **(haut, droite)** impédance Z'_0 , **(bas, gauche)** impédance Z_{CC} , **(bas, droite)** impédance Z'_{CC} .

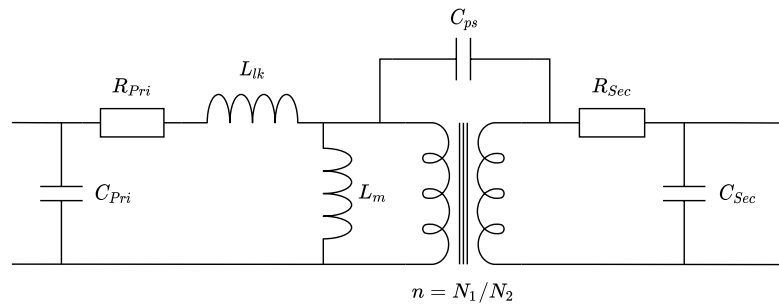


FIGURE 4.16 – Schéma équivalent complet du circuit magnétique du FBAC avec ses éléments parasites

déterminer les capacités C_{pri} et C_{Sec} , elle a tendance à leur attribuer des valeurs négatives. Si cela est correct en terme causal et énergétique, elles n'ont que peu d'intérêt dans une représentation réelle. Ainsi, nous conservons les valeurs déterminées théoriquement, (première ligne du tableau 4.1).

La figure 4.15 propose également, au travers des courbes rouges, le résultat de la simulation du schéma électrique équivalent décrit à la figure 4.16. Les valeurs utilisées pour

TABLE 4.1 – Tableau récapitulatif des valeurs théoriques et expérimentales des éléments du circuit magnétique du FBAC (figure 4.16).

	L_m	L_{lk}	C_{Pri}	C_{Sec}	C_{ps}	R_{Pri}	R_{Sec}	n
Théorie	420 μ H	19,5 μ H	66,4 pF	64,1 pF	9,6 pF	0,69 Ω	0,15 Ω	2.4
Expérimental	426,8 μ H	20,4 μ H	$\emptyset$	$\emptyset$	10,1 pF	0,78 Ω	0,17 Ω	2.43

recréer ces quatre tests sont celles théoriques. Ainsi, on peut voir un excellent accord entre la théorie et la pratique. On retrouve ici d'avantage de précision et de répétabilité lors de la confection d'un circuit magnétique planar à enroulement PCB. Enfin, cela confirme la pertinence de l'utilisation du modèle électrique de la figure 4.16 pour la réalisation de simulations précises.

Le circuit magnétique étant maintenant entièrement testé et validé, la sous-section suivante se charge de détailler la réalisation pratique du convertisseur au complet.

4.3.6 Réalisation du prototype

Un prototype de FBAC a été réalisé dans le cadre de ces travaux de thèse, afin de vérifier le dimensionnement et le comportement sur sa plage de fonctionnement. La photo de la réalisation complète peut être trouvée à la figure 4.17. On y voit, de gauche à droite, le circuit magnétique complet ; le convertisseur avec ses capacités d'entrée, sortie et de clamp, et ses deux interrupteurs ; et le gate-driver. La relative haute fréquence de fonctionnement $f_{sw} = 200$ kHz a imposé certains choix technologiques au niveau de la nature des condensateurs utilisés, de la dissipation thermique et des gate drivers. Cette sous-section esquisse sommairement les différents choix technologiques liés à la réalisation du prototype sous ces contraintes.

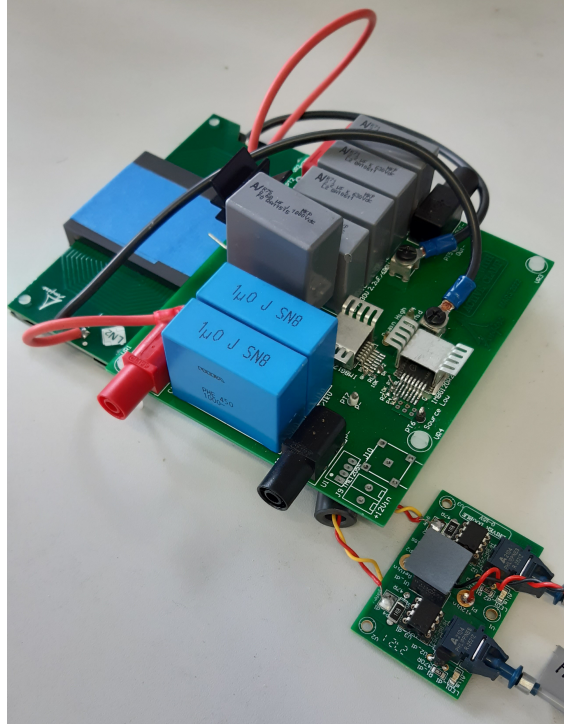


FIGURE 4.17 – Photo du prototype complet du FBAC

Au niveau des condensateurs, la double contrainte fixée par fréquence de commutation et les tensions relativement élevées nous a mené à choisir des solutions hybrides de condensateurs films et de condensateurs céramiques type NP0. Les autres technologies possédaient des capacités plus grandes (X7R Céramique, électrolytique ...), mais toutes avaient pour contrepartie des fréquences de résonance trop faibles, à cause de leur inductance de construction. Notre choix de technologie de condensateur a mené quant à lui à l'augmentation du volume de la carte, ce qui devra être repensé pour un second prototype.

Pour les gate-drivers, la transmission par fibre optique a été utilisée, minimisant ainsi au maximum les capacités et inductances parasites entre le générateur de signaux et les interrupteurs. Cette technologie a en effet pour avantage principal, outre l'isolation galvanique et la réjection de mode commun attenante, le fait d'avoir une transmission du signal très indépendante de la distance entre ses éléments. Nous verrons dans la partie suivante des modifications apportées au gate-driver pour renforcer ces effets bénéfiques.

Le tableau 4.2 fait état des composants principaux retenus pour le prototype du convertisseur. Le choix des interrupteurs ainsi que du matériau magnétique a été justifié précédemment dans ce chapitre. Concernant la diode de rectification au secondaire, d'autres technologies que celle retenue ont été testées, comme par exemple les diodes en Si Ultrafast et en Si conventionnelles. Ces dernières n'ont pas pu soutenir la fréquence de commutation importante, et les Si Ultrafast ont montré des échauffements problématiques, qui auraient menés à une refonte du système de refroidissement. Le meilleur compromis s'est donc portée sur la diode en SiC 600 V/10 A présentée dans le tableau.

TABLE 4.2 – Composants principaux du prototype

Composants	Références	Valeurs
<i>QMain, QAux</i>	Infineon IMBG170R650M1H	$V_{DSmax} = 1700 \text{ V}$, $C_{DS} = 24 \text{ pF}$
<i>Circuit magnétique</i>	E-PLT 64/10/50, Ferrite 3F3	$L_m = 420 \text{ } \mu\text{H}$, $L_{lk} = 20 \mu\text{H}$
<i>Diode</i>	Wolfspeed C3D10065A	$V_R = 600 \text{ V}$, $I_0 = 10 \text{ A}$
<i>Cclamp</i>	Kemet R75QR36804000J	$C = 0.68 \text{ } \mu\text{F}$

Comme nous l'avons vu dans la section précédente, dans une certaine partie de la plage de fonctionnement en tension/puissance le prototype fonctionne en commutation dure et à tension élevée : les pertes par commutation sont maximales sur cette zone. Ce cas de figure a nécessité l'implémentation d'un système de refroidissement efficace dimensionné pour ce cas de figure dégradé. Les pertes maximales calculées pour un MOSFET sont de 5 W. La datasheet de l'interrupteur choisi indique un fonctionnement optimal jusqu'à une température de jonction à 135 °C. Cet interrupteur étant un composant monté en surface (CMS), il est possible de dimensionner l'échange thermique au travers du PCB pour pouvoir extraire de la chaleur sur ses deux faces, à l'endroit où se trouve l'interrupteur. Ce principe est montré sur la figure 4.18 à droite. Ce travail a permis de conserver un refroidissement effectué uniquement par convection naturelle, affichant une température de jonction de 110 °C pour des pertes de 5 W.

La présentation de l'implémentation des solutions technologiques du prototype FBAC conclut cette partie sur le dimensionnement et les nombreux compromis effectués lors de celui-ci. Nous avons pris soin de détailler les éléments importants de cette topologie, que ce soit concernant le circuit magnétique, les interrupteurs, et leurs interactions avec sa capacité affichée de commutation douce.

Des vias métallisés ont été utilisés pour fournir un pont thermique optimal entre les deux faces du PCB. Leur diamètre, placement et densité ont été calculés à partir des travaux menés dans [90] et [91] pour présenter le moins de résistance thermique possible.

Leur diamètre est ainsi de 0,3 mm pour un espacement entre axes de 1 mm. Le travail de dimensionnement a inclus la modélisation thermique via un modèle quasi-statique de résistances thermiques représenté à la figure 4.18 sur la partie droite.

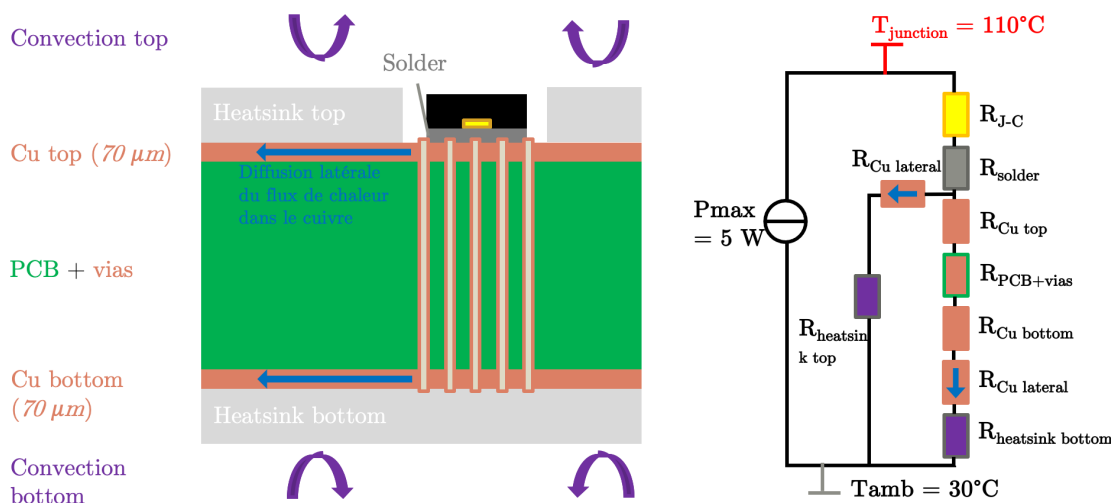


FIGURE 4.18 – Schémas simplifiés de l'extraction de la chaleur de l'interrupteur CMS sur les deux faces du PCB. **(gauche)** Vue en coupe simplifiée de la solution à deux dissipateurs. **(droite)** Schéma équivalent électrique en régime permanent des pertes et des résistances thermiques.

4.4 Notes sur l'absence de commutation douce et modifications associées

Malgré le dimensionnement minutieux de l'interaction entre énergie capacitive parasite et énergie inductive permettant de la contre-balancer, le transistor Q_{Main} n'exhibe pas toujours la propriété de commutation douce sur la plage de fonctionnement imposée. Cette section s'articule autour de la compréhension de l'implication de la commutation dure sur le transistor et les effets indésirables en termes d'interférences électro-magnétiques. Elle propose également un recul vis-à-vis de la littérature au sujet de ce type de commutation sur le FBAC. Enfin, cette section traite de la modification du fonctionnement du prototype (la réduction de la fréquence de découpage f_{sw}) pour permettre *in fine* de retrouver partiellement la commutation douce.

4.4.1 Absence de commutation douce sur la plage de fonctionnement définie

La présence de commutation ZVS peut être détectée en plaçant trois sondes de tension pour mesurer : la tension grille/source de chacun des interrupteurs ($V_{GSQ_{Main}}$ et $V_{GSQ_{Aux}}$) et la tension drain source V_{DS} de l'interrupteur en question. En centrant la prise de mesure sur le moment du temps-mort précédant l'allumage de ce dernier, on peut observer la présence ou non de commutation douce. La figure 4.19 est un exemple de sa présence

(oscillogramme du haut) et de son absence (oscillogramme du bas). Sur la figure du haut, la tension V_{DS} de Q_{Aux} est représentée en noir, et les deux tensions $V_{GS_{Q_{Main}}}$ et $V_{GS_{Q_{Aux}}}$ sont respectivement en rouge et en bleu. Le temps-mort se caractérise par le moment durant lequel aucun des deux interrupteurs n'est commandé à l'état passant, c'est-à-dire que leur tension grille/source est environ nulle. On peut voir ce temps-mort entre $0,87\mu s$ et $1\mu s$. Il y a présence de commutation douce si, dans cette fenêtre temporelle, la tension drain/source du transistor décroît à zéro, c'est-à-dire avant qu'une tension de grille croisse à nouveau.

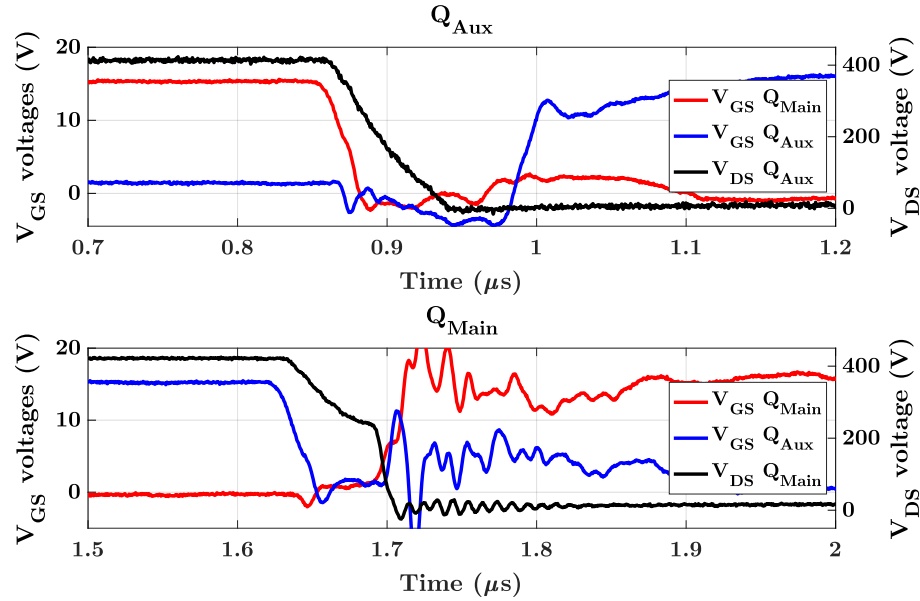


FIGURE 4.19 – Chronogrammes des tensions $V_{GS_{Q_{Main}}}$ (en rouge), $V_{GS_{Q_{Aux}}}$ (en bleu), ainsi que les tensions drain/source (en noir) correspondant au transistor Q_{Aux} en commutation douce (**haut**) et Q_{Main} en commutation dure (**bas**). Chaque chronogramme est centré temporellement autour de l'instant de commutation, afin de vérifier la nature de celle-ci.

Dans le cas de la figure 4.19 en bas, on voit que la tension $V_{DS_{Q_{Main}}}$ ne parvient pas à décroître jusqu'à zéro pendant le temps-mort. Il est à noter que des tests allongeant la durée du temps-mort ont été effectués, et celui-ci n'est pas en cause dans l'absence de mécanisme de commutation douce. Le résultat néfaste de cette présence non souhaitée de commutation dure est présent à la figure 4.20. Nous y avons représenté le courant de drain I_D du transistor étudié en fonction de sa tension $V_{DS_{Main}}$ pour deux points de fonctionnement en tension identique, mais de puissance différente. Les deux courbes représentent la trajectoire courant/tension du transistor Q_{Main} à l'allumage, depuis le point (800 V, 0 A) jusqu'au point (0 V, 3,3 A) pour la courbe violette et (0 V, 2 A) pour la orange. La courbe violette représente le cas en commutation ZVS, et la courbe orange celui sans ZVS. En cas de tension et courant positifs, le transistor est en convention récepteur, ce qui signifie que le produit courant $\times$ tension en chaque point est une puissance dissipée thermiquement. Sur la courbe violette, on voit en premier lieu une décroissance de la tension à courant négatif, ce qui correspond à l'extraction en ZVS des charges parasites du transistor. Sur la courbe orange, après une brève phase identique, le courant devient positif et des pertes sont produites. On voit donc que dans le cas de la commutation dure, des pertes supplémentaires ont lieu, ce qui produit un échauffement supérieur du transistor.

La commutation dure entraîne également dans certains cas un autre effet qui est visible

sur la trajectoire orange, qui est un sur-courant très élevé par rapport au point de fonctionnement normal du transistor. La partie suivante détaille cet effet et une des solutions possibles qui a été mise en place.

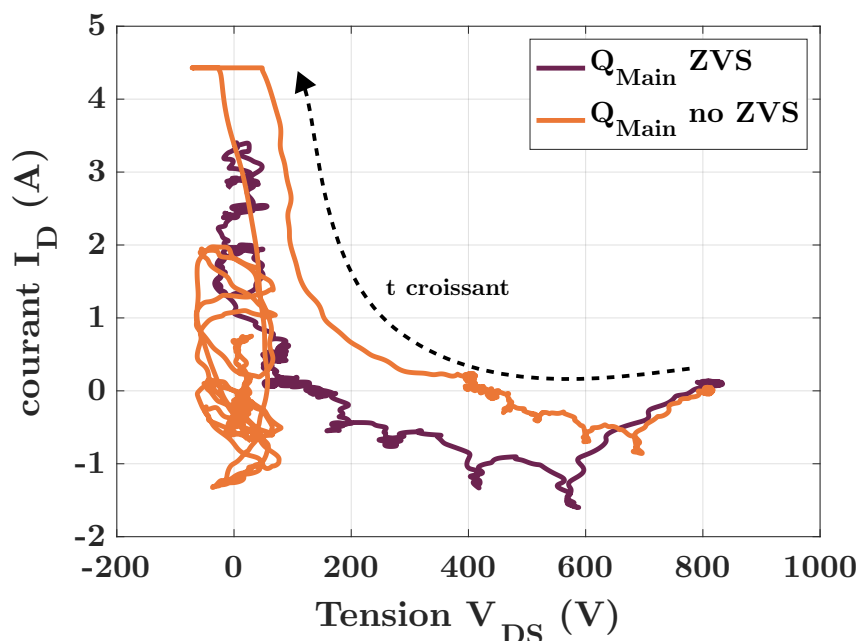


FIGURE 4.20 – Représentation de la variation transitoire du courant de drain I_{DS} en fonction de la tension drain source V_{DS} du transistor Q_{Main} pendant le temps-mort précédant son allumage. Trajectoire en commutation douce en violet, et trajectoire en commutation dure en orange.

4.4.2 Interférences électro-magnétiques liées à la commutation dure

L'absence de commutation douce implique une commutation dure lors de la mise à l'état passant du transistor Q_{Main} . Dans ce cas de figure, la décroissance de V_{DS} n'est pas le résultat d'une résonance entre les capacités parasites et les inductances présentes dans le schéma électrique. Cette résonance permet d'atténuer le cas échéant la variation de la tension V_{DS} , ce qui mathématiquement se traduit par un $d(V_{DS})/dt$ plus faible.

Au contraire, lors d'une commutation dure, la tension V_{DS} commence à décroître selon cette résonance, mais le manque d'énergie inductive ne lui permet pas d'atteindre zéro. Lorsque l'allumage de la grille survient, la commande force les charges capacitatives parasites à s'extirper de l'interface drain/source, résultant en un $d(V_{DS})/dt$ bien plus brutal. Cela peut être vu sur la figure 4.19 (bas). A $1,63 \mu s$ la tension V_{DS} (en noir) décroît selon la résonance expliquée précédemment, puis la tension de grille du MOSFET est portée au dessus du seuil de conduction par le gate-driver à environ $1,7 \mu s$. On voit qu'à partir de ce moment, la pente de V_{DS} décroît de façon abrupte jusqu'à zéro.

Ce phénomène de fort dV/dt est problématique dans le cadre d'un prototype d'électronique. Dans la pratique, du fait du tracé du circuit imprimé et du placement des différents composants, de nombreuses capacités parasites entre les pistes existent, et celles-ci sont inévitables. La présence conjointe de ces capacités et de sources de dV/dt de grande amplitude crée nécessairement la circulation de courants dit de mode commun, dont la trajectoire

ne peut être prévue à l'avance. La figure 4.21 montre l'un des chemins les plus préjudiciables que peut emprunter ce courant. Le chemin passe par les gate drivers, au travers des capacités parasites (C_{pg}) de l'isolation galvanique nécessaire au fonctionnement de la commande. Le courant passe donc par la grille du transistor. Cependant, cette grille est reliée au gate driver par l'intermédiaire d'une trace en cuivre qui possède une inductance non-nulle. Au passage du courant transitoire très élevé fréquemment et en amplitude, une chute de tension s'établit au bornes de cette inductance : la tension grille/source reçue par le transistor n'est donc plus égale à celle fournie par le gate driver. Dans certains cas, cette tension s'additionne à celle présente, et si elle dépasse la tension de commande du MOSFET (V_{thresh}), celui-ci peut s'allumer spontanément, mettant alors tout le bras de pont en court-circuit de façon transitoire, ou bien bloquer de nouveau le transistor et engendrer une oscillation structurelle.

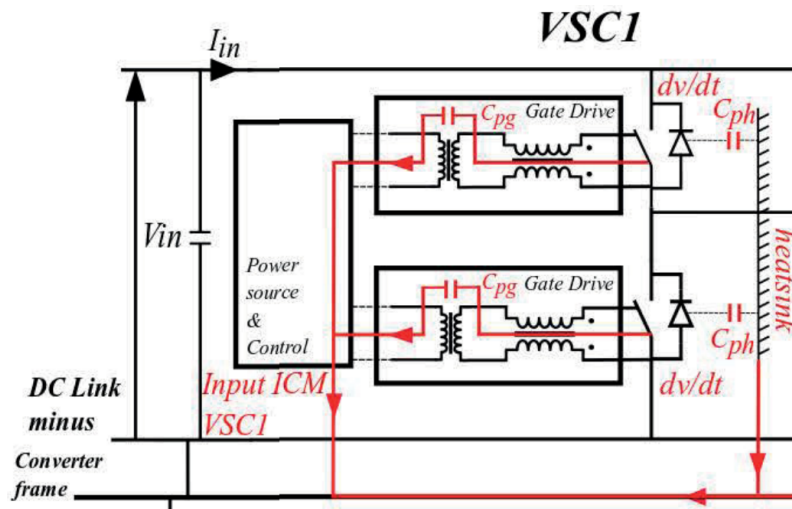


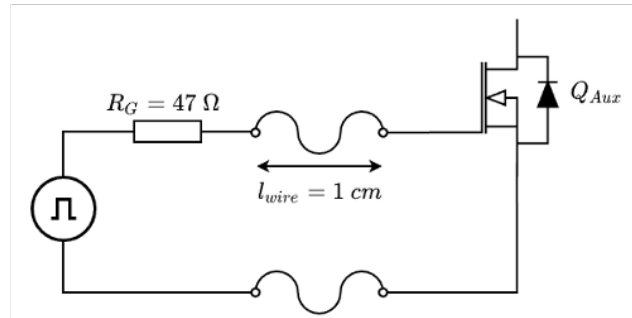
FIGURE 4.21 – Représentation schématique d'une propagation possible du courant de mode commun (en rouge) induit par la commutation dure d'un transistor pour un bras de pont générique. Figure issue de [92]

C'est ce qui se passe dans notre cas pour le FBAC. La figure 4.22b de gauche montre comment la tension $V_{GS_{Aux}}$ (en bleu), alors que le transistor Q_{Aux} vient d'être éteint, repasse au dessus de son seuil de déclenchement $V_{thresh} = 4,9\text{ V}$. Le sur-courant transitoire passe également par l'inductance de fuite, et crée une oscillation forte, ainsi que le montre la figure 4.22b de droite, en rouge. Nous avons donc non-seulement pour conséquence un échauffement de Q_{Aux} anormal et important, mais également un fonctionnement dégradé du FBAC à cause du courant traversant l'inductance de fuite. Il est à noter que l'échauffement produit étant bien au delà du dimensionnement thermique prévu, la casse du transistor concerné lors des tests a été fréquente.

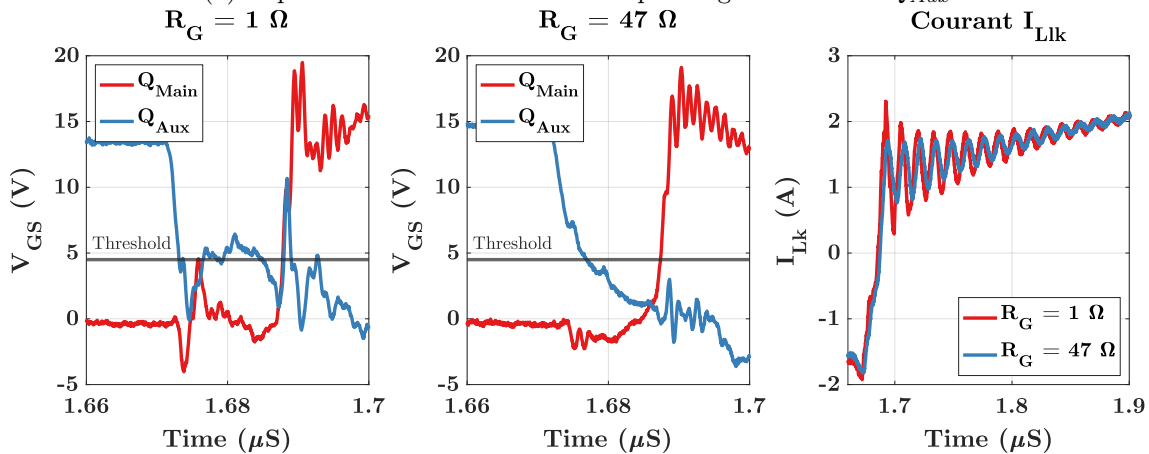
La solution choisie pour endiguer cet effet repose sur deux actions : la réduction de la distance de cuivre entre le gate-driver et la grille du MOSFET, et l'augmentation de la valeur de résistance de grille de Q_{Main} , représentée à la figure 4.22a. La première solution s'est fait en accolant la carte fille portant le circuit de commande des transistors à même la carte mère du convertisseur. La longueur de cuivre les séparant passe ainsi de 8 cm à 1 cm. Concernant l'augmentation de la valeur de la résistance de grille, celle-ci se fait en général au détriment du temps de montée de la tension $V_{GS_{Aux}}$, et donc du déclenchement à la fermeture augmentant ainsi les pertes. Cependant, dans le cas du FBAC, comme on peut le voir à la figure 4.2, le transistor Q_{Aux} possède toute la demi-période de résonance (entre

la capacité de clamp et l'inductance de fuite) pour pouvoir s'allumer. Cela représente dans le cas de notre dimensionnement plusieurs centaines de nanosecondes, ce qui est suffisant pour des valeurs raisonnables de résistance ($< 100 \Omega$). La valeur optimale a été trouvée empiriquement à 47Ω .

On peut voir le résultat de ces deux mesures conjointes sur la figure 4.22b au centre. On peut voir que la tension $V_{GS_{Aux}}$ (en bleu) durant le temps-mort ne repasse plus au delà du niveau de déclenchement du transistor : il ne s'allume plus spontanément. L'effet de l'ajout de la résistance de grille se voit également sur la qualité du courant de l'inductance de fuite (en bleu) qui est moins bruité que celui avant les modifications (rouge). La valeur maximum de l'ondulation du courant I_{Llk} est en effet plus faible.



(a) Représentation du schéma électrique du gate driver de Q_{Aux}



(b) **(gauche)** Chronogramme des tensions V_{GS} des deux transistors pour une résistance de grille de 1Ω , **(centre)** pour une résistance de 47Ω , **(droite)** Impact de la variation de la résistance de grille R_G sur la forme du courant traversant l'inductance de fuite

FIGURE 4.22 – Impact de la variation de la résistance de grille R_G sur le comportement des tensions v_{GS} et du courant I_{Llk}

Cette technique de réduction du courant de mode commun et de ses effets sur la commutation spontanée ne fonctionne que sur une certaine portion du cahier des charges, notamment à tension d'entrée réduite. Elle s'est révélée insuffisante pour les tensions d'entrée les plus élevées, et ne permet par conséquent pas des conditions pérennes pour les tests (chapitre suivant). La sous-section suivante propose de revenir aux différents dimensionnements de la zone de commutation ZVS présents dans la littérature spécifique au FBAC. La sous-section d'après permettra de mettre en place une solution plus globale à ce problème d'interférences électro-magnétiques en modifiant le point de fonctionnement du prototype, pour s'assurer en dernier lieu de la commutation douce.

4.4.3 Etudes des dimensionnements proposés dans la littérature

Lors de la phase de test du FBAC, une grande partie de la problématique a été d'identifier les raisons menant à l'absence de commutation douce sur Q_{Main} prévue sur le cahier des charges. Dans un premier temps, les formes d'ondes ont été analysées pour vérifier qu'il s'agissait du seul problème, et que ce dernier n'héritait pas d'un autre problème en amont. Une fois cette vérification faite, une campagne de tests a été menée pour vérifier expérimentalement les valeurs des énergies capacitives et inductives en jeu, au cœur du mécanisme de commutation ZVS présenté tout au long du chapitre.

Les énergies dépendent à la fois des valeurs conjoncturelles de courants/tensions mais également de valeurs structurelles telles que les capacités et les inductances. Les capacités étant très difficiles à mesurer, d'autant que certaines sont non-linéaires, une vérification des valeurs des inductances magnétisante et de fuite a été faite. Notamment, en plus de la méthode décrite dans l'une des parties précédentes basée sur [87], [88], une vérification de la phase 1 de fonctionnement du FBAC a été menée. En effet, durant cette phase, la tension de la source d'entrée V_{in} se retrouve entièrement aux bornes des inductances L_{lk} et L_m en série (le secondaire n'est traversé par aucun courant). En négligeant la chute de tension à l'état passant aux bornes de Q_{Main} , l'évolution du courant les traversant est donnée par la formule :

$$\frac{dI_{L_{lk}+L_m}}{dt} = \frac{V_{pri}}{L_{lk} + L_m} \quad (4.16)$$

où V_{pri} est la tension mesurée aux bornes de l'enroulement primaire du circuit magnétique.

On trouve une valeur de $(L_{lk} + L_m)$ identique à 1% près à la même somme déterminée précédemment par la méthode de Kéradec [87]. De même, en étudiant la tension de sortie du FBAC en phase 2, il est possible de retrouver la valeur du ratio d'inductance magnétisante sur l'inductance de fuite. Par conséquent, les valeurs d'inductances peuvent être écartées de la discrimination des défaillances du processus de commutation douce.

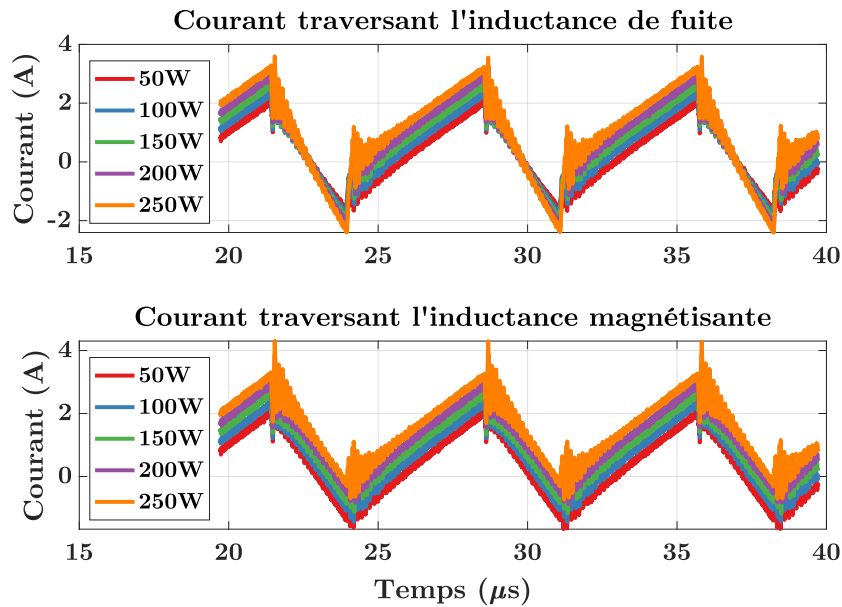


FIGURE 4.23 – Courants mesurés dans le FBAC à la fréquence de découpage $f_{sw} = 160$ kHz pour des puissances allant de 50 W à 250 W. **(haut)** Courant traversant l'inductance de fuite (mesuré), **(bas)** Courant traversant l'inductance magnétisante (reconstruit).

Une fois ces valeurs d'inductances déterminées, des tests peuvent être menés pour déterminer les valeurs expérimentales des capacités parasites présentes sur le montage. Pour cela, nous avons trouvé expérimentalement une fréquence de découpage ainsi que des points de fonctionnement appartenant à la plage de fonctionnement et qui présentaient une transition entre commutation dure et commutation douce. Nous avons donc choisi la fréquence $f_{sw} = 160$ kHz et différentes puissances (50 W, 100 W, 150 W, 200 W, 250 W) au point $V_{in} = 300$ V et $V_{out} = 200$ V. Le courant dans l'inductance de fuite ainsi que la tension drain/source aux bornes de Q_{Main} ont été mesurées. Dans ces points de fonctionnement choisis, le convertisseur est en CrCM (conduction critique), l'inductance magnétisante participe donc à la commutation douce. Pour mesurer le courant la traversant, nous avons donc rajouté une sonde de courant au secondaire. Les courbes pour les courants magnétisants sont donc calculés à partir de la différence du courant de l'inductance de fuite et celui de sortie. On retrouve la mesure de ces courants inductifs à la figure 4.23. La mesure de la tension $V_{DS_{Q_{main}}}$ durant le temps-mort est visible à la figure 4.24 sur la gauche. Cette figure permet, entre autres, de déterminer visuellement la présence ou l'absence de commutation douce. Si la valeur de la tension est à peu près nulle avant la fin du temps-mort (ici, à 24,13 μ s), alors la commutation ZVS est confirmée.

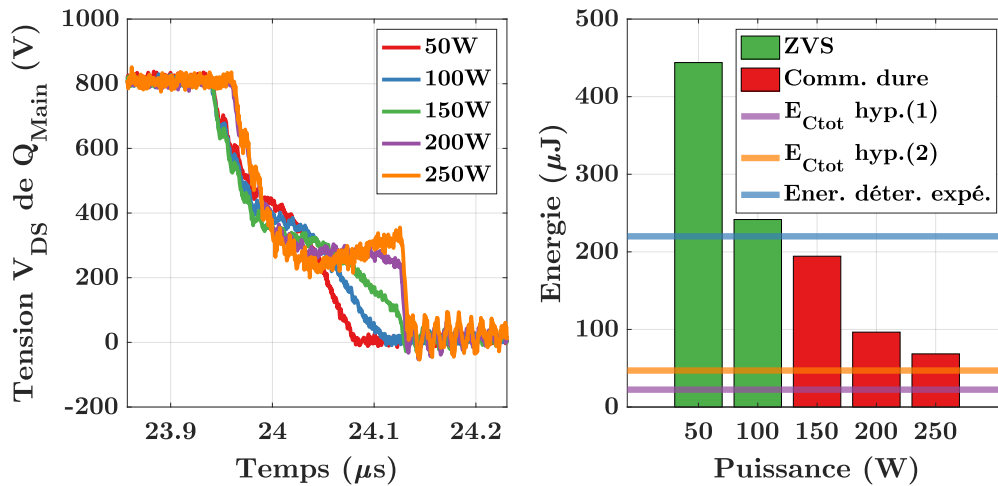


FIGURE 4.24 – **(gauche)** Tensions V_{DS} aux bornes du transistor Q_{Main} à la fréquence de découpage $f_{sw} = 160$ kHz pour des puissances allant de 50 W à 250 W. **(droite)** Énergies inductives totales (magnétisante et de fuite) pour les 5 puissances testées. En vert, les tests concluant à une commutation ZVS, en rouge à une commutation dure. Les lignes horizontales décrivent les énergies capacitives théoriques pour différentes hypothèses.

A partir de ces relevés, les valeurs des deux courants ainsi que la tension drain/source ont été mesurées à l'instant précédent le temps-mort de l'allumage de Q_{Main} . Les valeurs de courant mènent à l'énergie inductive totale ($E_{ind,tot}$) par la formule :

$$E_{ind,tot} = \frac{1}{2} L_{lk} I_{Llk}^2(t_{DT}) + \frac{1}{2} L_m I_{Lm}^2(t_{DT}) \quad (4.17)$$

Cette énergie est représentée pour les différentes puissances testées sur la figure 4.24 sur la droite. Sur cette figure, on peut voir que chaque barre représente cette énergie de commutation portée par les inductances. Le code couleur sur les barres indique la présence ou non de commutation ZVS, respectivement en vert ou en rouge. On voit que la limite d'énergie entre commutation douce et dure (représentée par la courbe constante horizontale

bleue) se situe à environ 220 μJ . Nous la comparons à deux valeurs d'énergie capacitive minimale (violet) et maximale (orange) trouvée dans la littérature, notées sur la légende respectivement hypothèse 1 et hypothèse 2. Ces valeurs d'énergie capacitive dépendent des capacités parasites (contenues dans $C_{parasit}$) dont les formules sont les suivantes :

$$\textbf{Hypothèse 1 : } C_{parasit,1} = 2 \cdot C_{Q,eq}(V_{DS}) \quad (4.18)$$

$$\textbf{Hypothèse 2 : } C_{parasit,2} = 2 \cdot C_{Q,eq}(V_{DS}) + C_{pri} + \frac{C_{sec}}{n^2} + \frac{C_{D,rec}}{n^2} \quad (4.19)$$

où $C_{Q,eq}(V_{DS})$ est la capacité parasite des MOSFET telle que calculée à l'équation (4.9), C_{pri} est la capacité parasite de l'enroulement primaire, C_{sec} est la capacité parasite de l'enroulement secondaire, $C_{D,rec}$ est la capacité parasite de la diode de redressement au secondaire du FBAC et n le rapport d'enroulement N_1/N_2 . L'hypothèse 2 (issue de [93], [94]) propose d'inclure dans la condition de commutation ZVS la quasi-totalité des capacités parasites.

Les hypothèses 1 et 2 conduisent respectivement à des valeurs d'énergie de commutation de 22 μJ (pour $C_{parasit,1} = 70 \text{ pF}$) et de 47 μJ (pour $C_{parasit,1} = 147 \text{ pF}$). C'est bien inférieur à la valeur empirique séparant commutation dure et douce établie à 220 μJ . Dans les faits, cette énergie empirique correspond à une capacité parasite équivalente totale de 687 pF, quasiment 10 fois supérieure à l'hypothèse 1, qui est la plus répandue dans la littérature ([83], [95]-[100]). Il est à noter que, de par la nature de la détermination indirecte de cette capacité équivalente, les incertitudes l'accompagnant sont très élevées. De plus, la littérature citée pour l'hypothèse 1 utilise souvent la valeur de C_{oss} directement, sans tenir compte explicitement de sa non-linéarité. Seules les références [101]-[105] utilisent l'hypothèse 1 en tenant compte de la non-linéarité de la jonction drain-source des interrupteurs.

Un autre test en conduction continue (CCM) a été mené, de même nature que le précédent, afin de ne relier cette valeur de capacité qu'à une seule mesure (en CCM, l'énergie inductive pour la commutation ZVS ne provient que de l'inductance de fuite seule, donc seul son courant est à mesurer). Une valeur de capacité équivalente totale de $E_{C,tot} = 343 \text{ pF}$ a été trouvée. Elle est plus faible que par la méthode bâtie sur le cas de conduction critique, cependant elle reste cinq fois plus élevée que la valeur de l'hypothèse 1, et bien plus élevée que celle de l'hypothèse 2.

Dans l'idée de sommation de l'ensemble des capacités parasites de l'hypothèse 2, la capacité entre les pistes de drain et de source du PCB a été calculée par éléments finis. Une valeur très faible de 1,83 pF a été trouvée, ce qui ne peut expliquer les différences énoncées précédemment.

Il est à noter que la différence déjà présente entre les hypothèses 1 et 2 au niveau de l'énergie capacitive parasite, passant du simple au double, est étonnante et non traitée par la littérature, alors que le mécanisme de commutation ZVS est fondamental dans le dimensionnement du FBAC. De même, plusieurs articles proposent des versions intermédiaires entre l'hypothèse 1 et 2, qui n'incluent qu'une partie des capacités parasites [106]-[108] en plus de la capacité C_{oss} . De plus, à la connaissance des auteurs, aucun article ne fait référence ni à un tel écart entre théorie et pratique, ni à des difficultés ou des mises en garde lors de la réalisation d'un prototype. Des travaux supplémentaires seront à mener pour expliquer le défaut de commutation douce. En attendant, afin d'éviter l'excès de pertes lié aussi bien à l'absence de commutation douce qu'aux problèmes d'interférences causés par la commutation dure, la sous-section suivante propose une altération des conditions de fonctionnement du FBAC au vu des problèmes décrits dans la présente sous-section.

4.4.4 Choix d'altération du fonctionnement pour garantir la commutation ZVS

Afin de pouvoir proposer des résultats expérimentaux reliant nos travaux sur le CPV à ceux menés sur l'électronique de puissance, des compromis quant au dimensionnement du FBAC ont été effectués. Pour les raisons évoquées précédemment, et pour conserver le prototype du FBAC réalisé, le choix de garantir coûte que coûte la commutation douce a été fait. Pour cela, l'objectif est d'augmenter l'énergie inductive à l'instant de commutation pour pouvoir contre-balancer la présence excessive de charges capacitives.

Les tests n'ayant confirmé que l'influence de l'énergie inductive magnétisante dans ce processus, la conduction critique est une nécessité dans la reformulation du cahier des charges. Ainsi, on peut écarter l'éventualité d'augmenter l'inductance magnétisante : celle-ci mènerait à une réduction de la zone de conduction critique au profit de la conduction continue, ce que nous ne souhaitons pas. Seules deux pistes sont envisageables dans la pratique pour augmenter l'énergie inductive qui nous intéresse : réduire la fréquence de découpage ou réduire la valeur d'inductance magnétisante. Même si cette dernière peut paraître contre-intuitive, il est nécessaire de rappeler que l'énergie inductive évolue selon le carré du courant traversant l'inductance, et seulement linéairement avec la valeur L_m . Cette méthode n'a cependant pas été retenue à cause du circuit magnétique choisi. En effet, pour permettre de réaliser $420 \mu\text{H}$, un entrefer conséquent (1 mm) a été pratiqué sur le gabarit EPLT 64/10/50. Pour diminuer encore cette valeur d'inductance, il serait nécessaire d'augmenter encore l'entrefer, ce qui n'est pas conseillé par le constructeur Ferroxcube, à cause de l'ajout de pertes supplémentaires au voisinage de l'entrefer.

Il ne nous reste que la solution de réduire la fréquence de découpage. À partir de la valeur de capacité parasite totale estimée à la sous-section précédente de $C_{\text{parasit},2} = 687 \text{ pF}$, des tests ont permis de déterminer la fréquence maximale garantissant la commutation ZVS sur la zone tension/puissance présentée dans ce chapitre. La fréquence de $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$ a été choisie. La figure 4.25 reprend l'affichage utilisé à la figure 4.11 pour cette nouvelle fréquence de découpage.

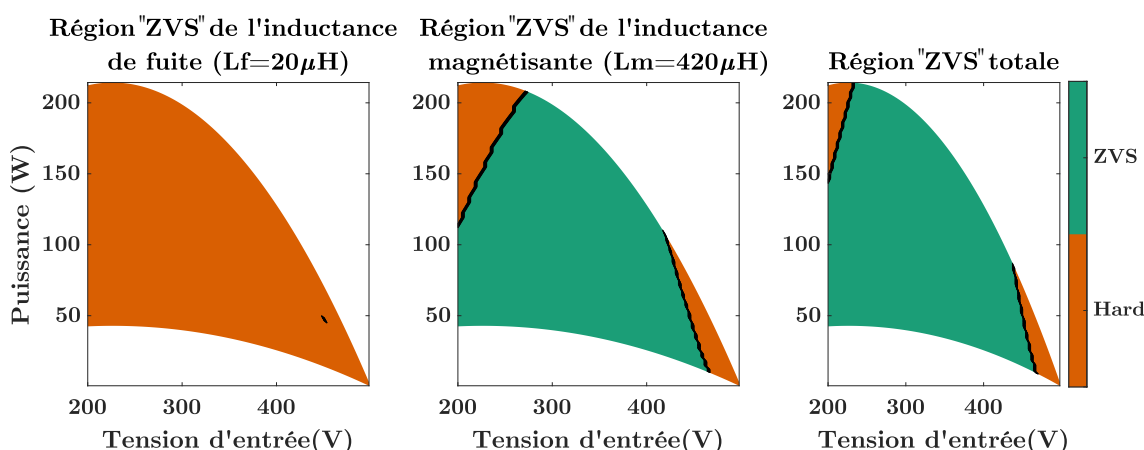


FIGURE 4.25 – Les différents mécanismes de commutation douce : (**gauche**) contribution de l'inductance de fuite seule, (**centre**) contribution de l'inductance magnétisante seule, (**droite**) somme des contributions des inductances, zone totale de commutation ZVS atteignable. Valeur prises pour $L_m = 420 \mu\text{H}$, $L_{lk} = 20 \mu\text{H}$ et $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$.

On voit en premier lieu sur cette figure que l'inductance de fuite seule ne participe plus au mécanisme de commutation douce. Elle permet uniquement de venir en support de

l'énergie stockée par l'inductance magnétisante, et ainsi d'augmenter légèrement l'aire avec commutation ZVS atteignable par celle-ci. Il est visible également que la zone atteignable est plus faible que le dimensionnement initial.

Des tests ont été menés pour s'assurer que le dimensionnement de la capacité de clamp soit toujours valable pour cette nouvelle fréquence. De même, nous nous sommes assurés que le matériau magnétique travaillait toujours en zone linéaire et ne parvenait pas à saturation. Le chapitre suivant présentera donc les mesures de rendement et les tests effectués à cette nouvelle fréquence.

4.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre en lumière les défis et solutions associés au dimensionnement et à la réalisation du flyback active clamp (FBAC). Nous avons d'abord examiné les différentes options de dimensionnement, notamment le choix des composants clés comme les interrupteurs Q_{Main} et Q_{Aux} , ainsi que les matériaux magnétiques appropriés pour assurer une commutation douce (ZVS) et minimiser les pertes par commutation. Il permet une analyse et une synthèse de la littérature sur le sujet, en éclaircissant notamment le point sur des modes de fonctionnement et les compromis associés.

Nous avons ensuite abordé la problématique de l'absence de commutation douce initialement constatée sur la plage de fonctionnement prévue et non traitée par la littérature. Les analyses des formes d'ondes et les tests expérimentaux ont permis d'identifier les valeurs critiques d'énergie inductive nécessaires pour assurer la commutation ZVS. Les ajustements apportés, tels que la réduction de la fréquence de découpage à 100 kHz et l'optimisation des valeurs d'inductance magnétisante et de fuite, ont démontré leur efficacité en améliorant la performance globale du FBAC.

Les résultats obtenus montrent que l'inductance de fuite seule ne suffit pas à garantir une commutation douce. Cependant, en augmentant légèrement l'aire de commutation ZVS grâce à la contribution de l'inductance magnétisante, il a été possible d'obtenir des performances satisfaisantes. Les tests ont également confirmé que le dimensionnement de la capacité de clamp reste valable pour cette nouvelle fréquence, et que le matériau magnétique fonctionne toujours en zone linéaire sans saturation.

Les études menées sur les différentes configurations de commutation et les mécanismes de pertes ont permis de valider les choix de dimensionnement et de proposer des améliorations pertinentes. En particulier, l'intégration complète de l'inductance de fuite dans le circuit magnétique sans avoir recours à des composants supplémentaires a été une avancée notable.

En résumé, ce chapitre a posé les bases solides pour la mise en œuvre efficace du FBAC, en alliant des analyses théoriques rigoureuses à des validations expérimentales détaillées. Le chapitre suivant prendra la suite de ces travaux en mettant en lumière l'application de cette topologie en cascade avec la topologie DPC présentée dans le chapitre précédent. Les scénarios d'irradiance proposés au chapitre 2 seront utilisés comme configuration de test pour vérifier le comportement de l'étage de conversion complet ainsi que son rendement.

Chapitre 5

Résultats de simulation et expérimentaux

Ce dernier chapitre vise à modéliser et comparer deux configurations de conversion en termes de performances face aux scénarios d'ombrage décrits au chapitre 2. On entend ici par performance, le gain de puissance pour chaque segment d'une solution par rapport à l'autre. Les deux configurations étudiées sont :

- Celle de référence basée sur un **onduleur centralisé**, couramment utilisé dans les parcs solaires à concentration, où la conversion s'effectue au niveau de l'ensemble des chaînes d'un traqueur. L'onduleur est responsable de la conversion DC/AC ainsi que de la MPPT.
- Celle développée dans ce document, reposant sur une **conversion cascadée avec gestion partielle de puissance** au niveau de chaque panneau grâce à deux convertisseurs DC/DC, équipés chacun d'un algorithme de MPPT.

L'installation utilisée pour comparer ces deux configurations se compose de deux chaînes de panneaux en parallèle, chaque chaîne étant constituée de quatre panneaux en série. Afin d'obtenir les performances des configurations, nous avons besoin de qualifier et de quantifier leur comportement électrique face aux différents ombrages. Le chapitre 2 nous a fourni un outil pour obtenir les courbes $I(V)$ associées aux cas d'ombrage que nous étudions. De par la granularité de conversion différente entre les deux configurations testées, le point de fonctionnement choisi par chacune sera distinct sur chacun des segments simulés. Nous devons donc, grâce à des modélisations pertinentes, trouver ces points de fonctionnement pour chaque configuration.

La première section de ce chapitre présente les méthodes de modélisation retenues. Étant donné la grande disparité entre les constantes de temps de l'électronique de puissance, celles de l'algorithme de MPPT et celles des ombrages, le choix de séparer les différents éléments du montage a été choisi. Cette section détaille ainsi la simulation de l'ensemble panneaux CPV et DPC d'une part, puis la simulation du flyback active clamp (FBAC) en S-PPC d'autre part. Pour valider plus en profondeur cette dernière, des mesures de rendement du FBAC ont été effectuées sur toute sa plage de fonctionnement. Ces mesures nous permettent de lier les points de fonctionnement obtenus en simulation, à un rendement réel issue du prototype. A la fin de cette première section, nous aurons donc accès à toutes les données pertinentes des deux configurations sur l'ensemble des segments modélisés : leur point de fonctionnement $I(V)$, leur puissance transitée, leur rendement et leurs grandeurs électriques internes.

La deuxième section présente les résultats et les analyses issus de ces données. Elle est

découpée en quatre sous-sections traitant respectivement des scénarios suivants : l'ombrage inter-traqueur (*Sc1* et *Sc2*), l'impact de la température (*Sc3* et *Sc4*), les ombrages hétérogènes (*Sc5* et *Sc6*) et le désalignement des panneaux (*Sc7*). La fin de la deuxième section est dédiée à la mise en commun de toutes les remarques intermédiaires faites à chaque scénario, et permettant de dresser le portrait des forces et des faiblesses de la solution développée.

5.1 Présentation de la modélisation des configurations testées

Cette partie a pour but de présenter les modélisations utilisées pour la configuration d'onduleur centralisé ainsi que celles d'étages cascades à gestion partielle de puissance. La configuration à onduleur centralisé est simulée par un système relativement simple, où les panneaux sont mis en série au sein des chaînes, puis ces deux chaînes sont mises en parallèle. La simulation complète est détaillée à la première sous-section 5.1.1. Notons que les pertes de l'onduleur ne sont pas modélisées. En effet, comme cet onduleur est également présent dans la seconde configuration, à l'identique, nous n'avons pas besoin de comparer des pertes égales entre les deux configurations. Les résultats de simulation serviront de base de comparaison à la configuration à gestion partielle de puissance.

La configuration cascadiée à gestion partielle de puissance est plus complexe à modéliser. La différence conséquente d'ordre de grandeur entre les pas de temps de l'électronique de puissance (quelques centaines de nanosecondes) et celle de la variation des motifs d'ombrage (quelques secondes) oblige théoriquement à des simulations coûteuses numériquement en termes de mémoire et de vitesse sur la machine de calcul. Nous avons donc choisi de séparer la modélisation de l'étage complet en deux parties :

- Simulation #A : Panneaux CPV et étage des buck-boost en DPC. Les DPC sont représentés par leur modèle moyen.
- Simulation #B : Étage du flyback active clamp en PPC, qui est une simulation temporelle.

Cette configuration a été créée et dimensionnée pour, à conditions identiques, extraire plus de puissance que la configuration de référence à onduleur centralisé. Cependant, l'ajout de l'électronique de puissance supplémentaire requis amène des pertes supplémentaires, qu'il faut quantifier pour pouvoir les retrancher des gains en puissance. Les niveaux de développement des prototypes étant différents entre les DPC buck-boost et le S-PPC flyback active clamp, deux approches distinctes ont été choisies pour quantifier les pertes. Pour le DPC, les pertes sont simulées à partir des caractéristiques présentes dans les datasheet des composants appliquées aux grandeurs électriques simulées. Pour le S-PPC, le prototype fonctionnel nous permet de mesurer directement son rendement sur la totalité de sa plage de fonctionnement. Ces approches complémentaires de simulation et de mesure sont résumées à la figure 5.1.

5.1.1 Le système onduleur centralisé et double chaîne

Cette sous-section est dédiée à la modélisation du système actuel (dit à onduleur centralisé), appliqué à notre installation de test : deux chaînes en parallèle composées chacune de quatre panneaux CPV en série. La partie gauche de la figure 5.2 illustre cette configuration. Dans le système réel, le bus DC de l'onduleur est équipé d'un banc de condensateur représenté par la capacité équivalente C_{Bus} sur le schéma. La partie AC avale de l'onduleur, qui injecte la puissance des panneaux sur le réseau électrique, est supposée parfaite. Cela signifie que toute la puissance à l'entrée DC de l'onduleur est injectée instantanément et

sans perte à la partie AC. Les données fournies par le constructeur de l'onduleur (Huawei) ne nous permettent pas de définir une valeur pour la capacité C_{Bus} . Cependant, dans la littérature, le bus DC de l'onduleur est très souvent décrit comme une source de tension continue parfaite [27], [82], [109]. Ce comportement est soit explicitement décrit, soit plus fréquemment déduit de l'absence de modélisation claire de l'onduleur. En retenant cette modélisation, nous pouvons nous passer du banc de capacité C_{Bus} .

Ainsi, sur la partie de droite de la figure 5.2, nous trouvons le système équivalent à la configuration de STACE tel qu'il a été implémenté dans *Matlab/Simulink*. Du fait du comportement idéal de l'onduleur, une simulation sur *Simulink* n'est pas nécessaire. Il est possible de simuler un tel système uniquement à partir des équations de mise en série et mise en parallèle de panneaux telles que décrites au chapitre 2, implémentées dans un script *Matlab*.

Pour la modélisation des panneaux, nous retrouvons les tables de données (LUT ou Look Up Table) contenant les courbes $I(V)$ des panneaux décrites en fonction de l'irradiance reçue et de la température. Elles sont mathématiquement mises en séries dans le script. Le bus DC reliant les deux chaînes en parallèle, modélisé par la source de tension contrôlée, est équipé d'un algorithme de MPPT. Il est supposé capable de trouver le

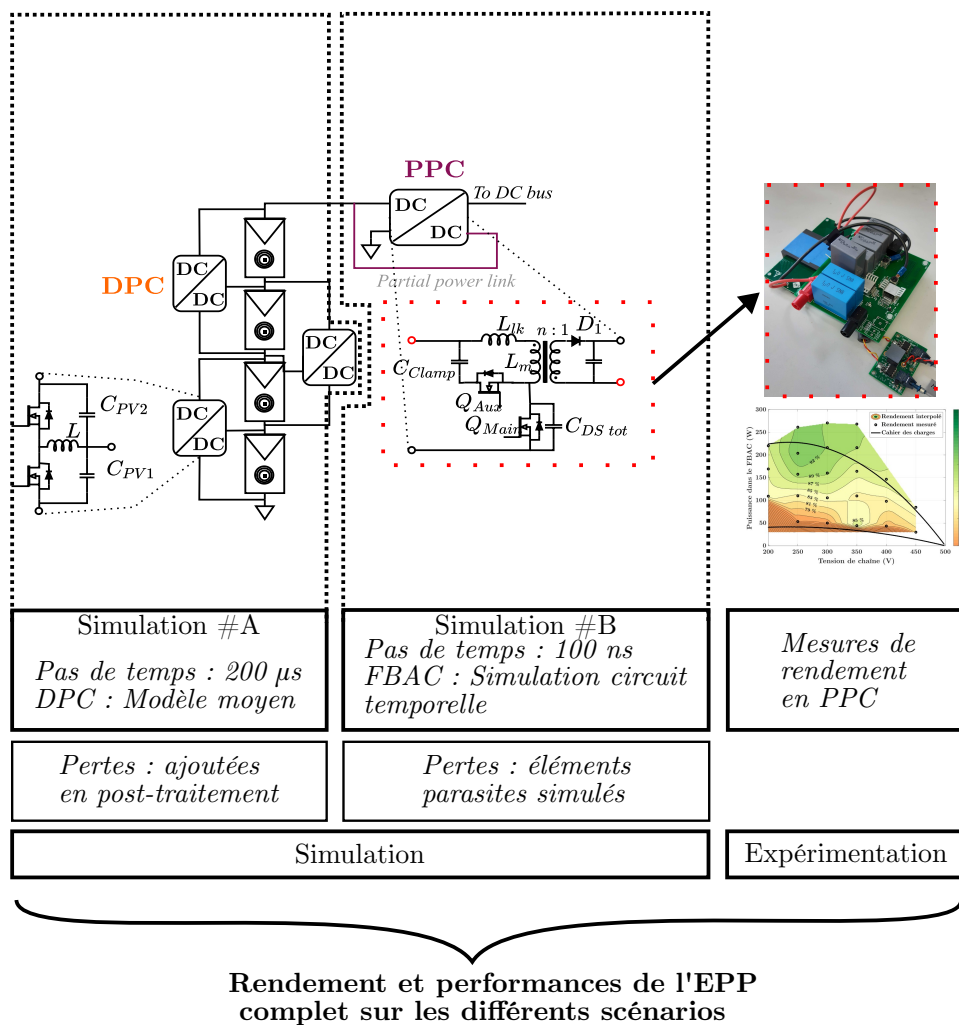


FIGURE 5.1 – Diagramme des travaux de simulations et de mesures effectués pour cette partie

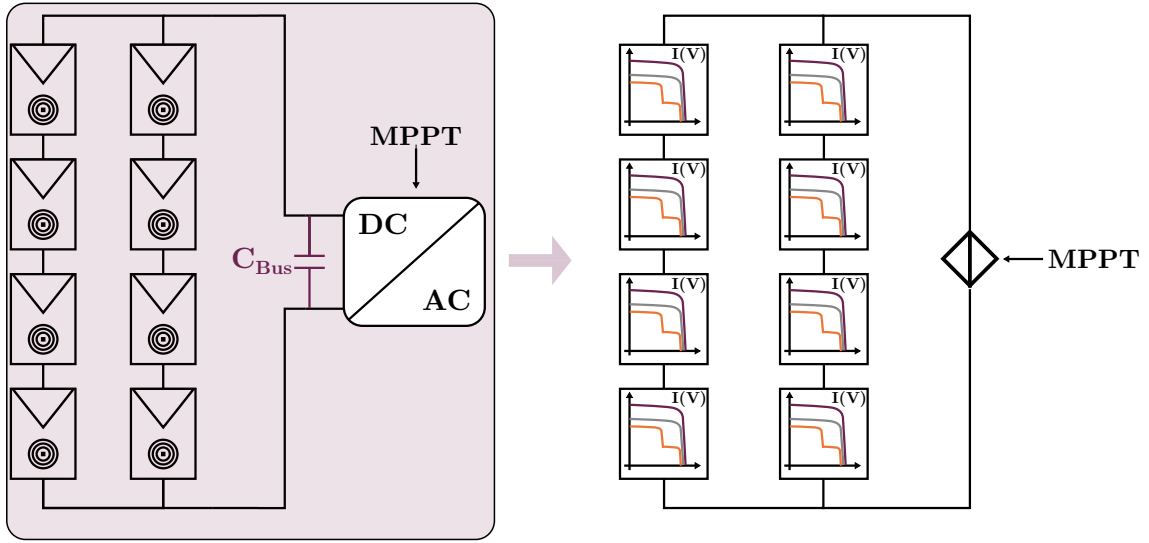


FIGURE 5.2 – Représentation électrique du système simplifié à onduleur centralisé STACE, associé à deux chaînes en parallèle et sa modélisation utilisée en simulation

point de MPP quelle que soit la configuration. Ainsi, les erreurs de MPPT dues au choix d'un maximum de puissance local et non global sont négligées. Les nombreuses hypothèses d'idéalité associées à la simulation du système actuel permettent de s'affranchir de l'implémentation spécifique à la solution de STACE et de la comparer de façon générique à celle développée dans ce manuscrit.

L'algorithme utilisé pour extraire les résultats de ce système a été appliqué aux scénarios *Sc1* à *Sc7*, et se trouveront à la section 5.2. La section suivante (5.1.2) présente la modélisation utilisée pour décrire notre solution d'étage cascadié à gestion partielle de puissance.

5.1.2 Simulation #A : Les panneaux CPV et les buck-boost DPC

Le principe de cette simulation est décrit à la figure 5.3. On peut voir que les deux chaînes de quatre panneaux, associées chacune à trois buck-boost DPC sont simulées indépendamment. Cela est dû au fait que chaque chaîne est équipée d'un FBAC en PPC qui permet de rendre leur tension indépendante l'une de l'autre, et de garder la tension de bus DC de l'onduleur fixe. Les blocs représentant les DPC sont, conformément à la modélisation du chapitre 3, des modèles moyens. Un algorithme de MPPT fonctionnant à la fréquence de $f_{MPPT, DPC} = 100 \text{ Hz}$ permet de chercher le point de puissance maximum de chaque panneau de la chaîne. Cet algorithme donne une référence en tension qui est transmise à un correcteur intégral qui traduit l'ordre en variation de rapport cyclique pour chacun des buck-boost.

Il est important de noter que **cette simulation héberge deux algorithmes de MPPT distincts : celui pour la chaîne (qui est la référence du FBAC) et celui pour les panneaux (référence des DPC)**. Le premier est celui représenté dans la figure 5.3, et le second celui du schéma bloc 5.4.

Le détail de l'ensemble correcteur, MPPT et modèle moyen est donné à la figure 5.4. Détaillons le fonctionnement de ce schéma complet. A l'initialisation, la tension de chaîne V_{Ch1} est définie et appliquée aux panneaux en supposant qu'elle se répartisse de façon égale entre eux. Ainsi, chaque panneau voit un quart de la tension de chaîne. Les différences de

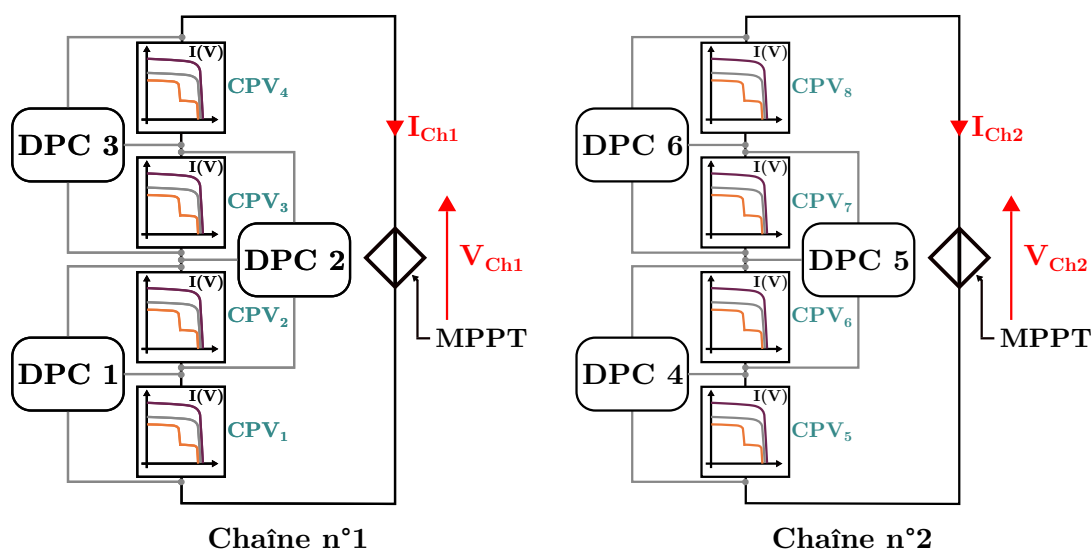


FIGURE 5.3 – Schéma simplifié des deux chaînes et de l'étage à gestion partielle de puissance DPC + S-PPC utilisé pour la simulation #A

tension en sortie de l'algorithme de MPPT sont donc mises à zéro, et il enregistre les valeurs de tension/courant des panneaux. Cette information correspond à l'initialisation du correcteur intégral et du modèle moyen des DPC. Lors de l'appel de la MPPT au coup d'horloge suivant, l'algorithme détermine le sens de variation de ΔV de chaque DPC et le transmet à sa sortie, sous la forme des références $\Delta V_{n,Ref}$. De ces références est soustrait l'état actuel des ΔV pour obtenir l'erreur qui sera transmise au correcteur intégral. Ce dernier traduit les consignes de tension en rapport cyclique pour chacun des DPC : α_1 , α_2 et α_3 .

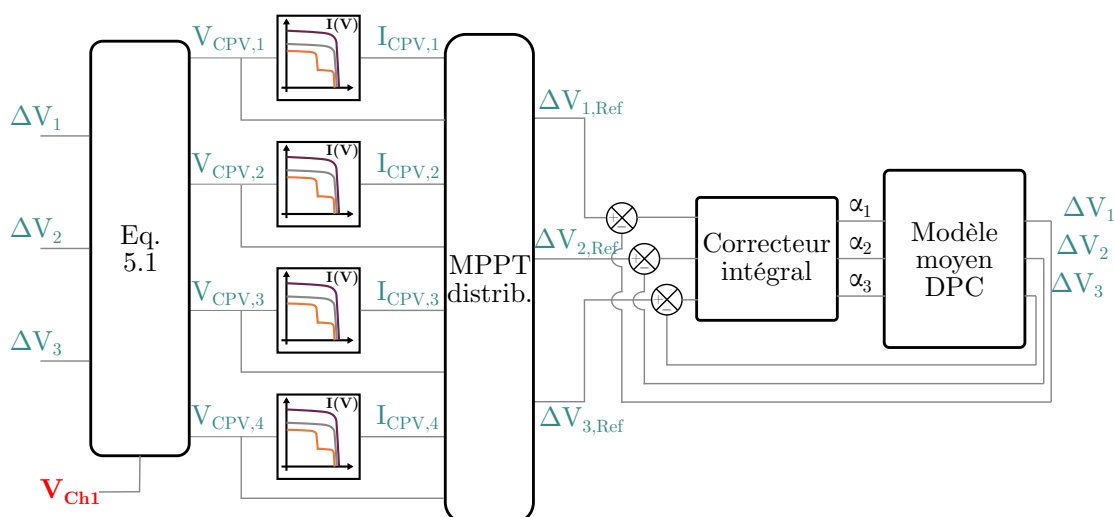


FIGURE 5.4 – Schéma de la simulation simplifiée de l'étage DPC

Le modèle moyen prend en entrée ces informations de rapport cyclique et calcule l'état de son vecteur de sortie, correspondant à ΔV_n . Enfin, ces informations sont envoyées au bloc le plus à gauche "Eq 5.1" qui transforme ces informations différentielles en valeur

absolue de tension de panneaux, selon l'équation suivante (5.1).

$$V_{CPV,n} = \frac{V_{ch,x} + \sum_{i=1}^{n-1} i \cdot \Delta V_i}{n} \quad (5.1)$$

où $V_{CPV,n}$ est la tension du n -ième panneau CPV, $V_{ch,x}$ la tension de la chaîne n° x ($x = 1$ ou 2), et ΔV_i la différence de tension $V_{CPV,i+1} - V_{CPV,i}$ imposée par le i -ème DPC.

Ces tensions sont lues par les tables de données pour en déduire le courant de chaque panneau, et le cycle de calcul recommence. L'algorithme de MPPT du FBAC faisant varier régulièrement la tension de chaîne totale, l'équation (5.1) tient compte de cette valeur changeante. À partir de la tension de chaîne totale V_{Ch1} et des puissances produites par chaque panneau, on peut calculer le courant total I_{Ch1} fourni par la chaîne en question. Les différents paramètres utilisés pour mener à bien cette simulation #A sont résumés dans le tableau 5.1.

TABLE 5.1 – Tableau récapitulatif des paramètres de contrôle utilisés pour la simulation #A

Paramètres	Valeur
Fréquence MPPT - DPC ($f_{MPPT,DPC}$)	100 Hz
Fréquence MPPT - FBAC ($f_{MPPT,FBAC}$)	5 Hz
Gain intégral du correcteur DPC ($K_{i,DPC}$)	$\frac{1}{10}$
Incrément/décroissement de référence tension MPPT _{DPC} ($\delta\Delta V$)	2 V
Incrément/décroissement de référence de tension MPPT _{FBAC} (ΔV)	5 V

À partir de ces valeurs, les scénarios ont été simulés et les résultats extraits. La figure 5.5 présente les tensions aux bornes des quatre panneaux d'une chaîne ainsi que la tension totale de la chaîne pour tous les segments du scénario *Sc1* (ombrage inter-traqueur homogène). Sur chacun des graphiques, est représentée en couleur la tension de l'élément correspondant et en noir la référence théorique de la MPPT. On peut voir un très bon accord entre cette référence théorique et la tension prise par chaque panneau. Cependant, lors de saut de tension de MPP de référence, l'effet conjoint de l'algorithme de MPPT de chaîne et des DPC met un certain temps à s'établir. Cet effet est visible à 13 s sur la tension $V_{CPV,2}$ en vert. Le saut de tension de MPP entre deux segments de scénario est supérieur à 60 V. Le système met environ 6 s à remonter jusqu'au bon niveau de tension (environ 110 V). Ce phénomène réapparaît une deuxième fois à $t = 60$ s.

On peut noter que c'est uniquement dans les cas de variations importantes de tension que le système n'arrive pas à converger immédiatement vers la bonne valeur. Ces variations sont un stigmate de la méthode de simulation choisie (changement brutal des conditions de courant/tension entre deux segments). De fait, ce comportement n'est pas réaliste et les transitions sont plus progressives dans la réalité. Pour les autres segments, c'est également lors de transition de tension de MPP des panneaux supérieure à 50 V que l'on observe ce phénomène. Ainsi, hormis ces cas spécifiques, la convergence systématique de chaque panneau vers sa tension de MPP confirme la complémentarité des deux algorithmes de

MPPT. Cela confirme également l'absence de besoin de communication entre les deux algorithmes.

À partir des résultats de cette simulation #A, il est possible de déduire les tensions aux bornes des interrupteurs de puissance. De même, les courants RMS les traversant ainsi que celui traversant l'inductance de puissance ont pu être déterminés. Ces données nous permettent de calculer une image des pertes principales dans l'étage des DPC pour tous les segments simulés. Ces résultats seront intégrés à la partie 5.2 pour en déduire l'efficacité globale de l'étage total.

De cette simulation sont extraits les courants et tensions de chaînes, respectivement I_{Ch1} , I_{Ch2} , V_{Ch1} et V_{Ch2} , qui seront nécessaires pour la simulation #B, présentée à la sous-section suivante.

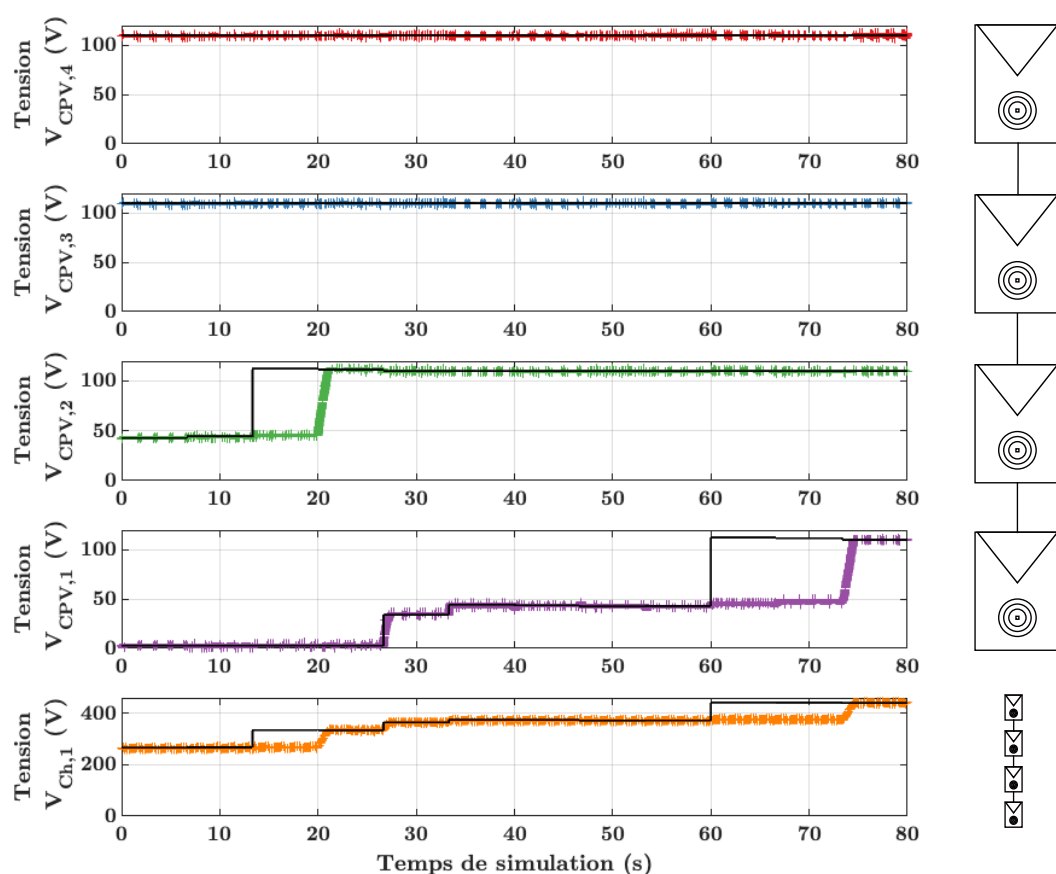


FIGURE 5.5 – Tensions aux bornes des panneaux et de la chaîne n°1 obtenues par la simulation #A pour le scénario *Sc1*. Les courbes en noir sont les références de tension à atteindre pour chaque segment.

5.1.3 Simulation #B : Le S-PPC flyback active clamp

Les tensions et courants de chaînes pour chaque segment représentent des résultats intermédiaires. Ils servent de base à cette sous-section pour en déduire les points de fonctionnement du FBAC. Comme présenté au chapitre 3, le développement avancé du prototype du FBAC permet de l'utiliser pour en obtenir des courbes de rendement. La première

partie de cette sous-section détaille le mode opératoire suivi pour mesurer ces points de rendements. Ces points discrets sont ensuite interpolés pour couvrir l'ensemble de la plage de fonctionnement prévue. Nous avons dès lors un outil analogue à une fonction mathématique, prenant en entrée la tension et la puissance de fonctionnement du FBAC, et présentant en sortie son rendement correspondant. Puis, par le biais d'un calcul supplémentaire, le rendement du sous-étage S-PPC en entier est déduit.

La simulation #B sert à fournir l'entrée de cette fonction qui relie tension/puissance au rendement. Elle prend en entrée les résultats intermédiaires cités plus haut, simule la réaction d'électronique de puissance dans le cadre du paradigme de gestion partielle de puissance, et fournit le comportement du convertisseur sur ces points de fonctionnement. L'ensemble simulation #B d'une part et les mesures de rendement d'autre part nous permet de quantifier la puissance extraite des deux chaînes CPV de notre installation, qui sera, pour chaque segment, comparée à la puissance extraite dans la configuration à onduleur centralisé.

Les mesures de rendement du flyback active clamp

Cette sous-section est dédiée à la description de la méthode pour la mesure du rendement du flyback active clamp. Comme nous l'avons vu précédemment, la puissance transitée par le flyback en S-PPC dépend du gain en tension total de l'installation. Le choix a été fait de mesurer le rendement du convertisseur en gestion classique de puissance, mais avec les couples tension/puissance issus du cahier des charges de gestion partielle de puissance.

En d'autres termes, le lien PPC reliant l'entrée positive à la sortie négative du convertisseur n'a pas été branché. Pour émuler la gestion partielle de puissance, une résistance de charge a été branchée directement en sortie du convertisseur, et adaptée à la plage de fonctionnement à puissance partielle. Cela permet d'éviter l'addition de la tension de la sortie à celle de l'entrée, et donc d'utiliser une charge dont la tension nominale est plus faible. Ce branchement est détaillé à la figure 5.6. Pour calculer le rendement, il est nécessaire de placer des sondes de courant et de tension à la fois en entrée et en sortie du convertisseur. On obtient ainsi les grandeurs d'entrée $I_{in,FBAC,expe}$, $V_{in,FBAC,expe}$ et de sortie $I_{out,FBAC,expe}$, $V_{out,FBAC,expe}$.

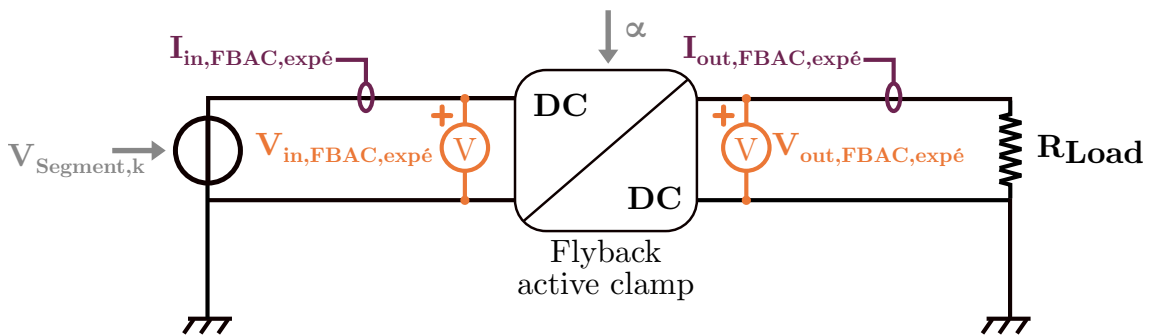


FIGURE 5.6 – Montage expérimental pour tester le rendement du flyback active clamp sur sa plage de fonctionnement à gestion partielle de puissance

À partir de ces grandeurs, nous pouvons déterminer le rendement par la formule suivante :

$$\eta = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T I_{out,FBAC,expe}(t) \times V_{out,FBAC,expe}(t) \cdot dt}{\frac{1}{T} \int_0^T I_{in,FBAC,expe}(t) \times V_{in,FBAC,expe}(t) \cdot dt} \quad (5.2)$$

Ce rendement est calculé pour différentes valeurs de tension et de puissance. Vingt-trois mesures ont été réalisées pour des tensions de chaîne allant de 200 V à 450 V par pas de 50 V pour des puissances de 50 W à 250 W par pas de 50 W représentant ainsi la totalité de la plage de fonctionnement du convertisseur. La figure 5.7 présente ces mesures de rendement sur le cahier des charges en gestion partielle de puissance (représenté par la surface entre les deux courbes en trait plein). Les couples tension/puissance auxquels ont été effectuées les mesures sont représentés par des points noirs. Pour plus de lisibilité, la valeur de rendement associée à chaque point de mesure n'a pas été affichée sur cette figure. L'annexe précédemment citée contient le tableau des mesures à ces points. À partir de ceux-ci, le rendement global a été interpolé pour permettre d'attribuer une valeur de rendement à n'importe quel point de fonctionnement. Des courbes iso-rendements sont visibles, avec leur valeur associée. Sur la majorité de la plage de fonctionnement, on peut voir que le rendement dépasse les 75 %, avec un pic à 93 % à puissance maximale. Il est important de rappeler que ces valeurs de rendement ne traduisent que l'efficacité du convertisseur en lui-même, et non celle de l'étage S-PPC global. Pour obtenir l'efficacité de celui-ci, nous utilisons la formule (5.3) traduisant le lien entre la puissance partielle gérée et la puissance totale de la chaîne.

$$\eta_{installation} = \frac{P_{Partiel} \cdot (\eta_{conv} - 1) + P_{Total}}{P_{Total}} \quad (5.3)$$

où $\eta_{installation}$ est le rendement de l'étage S-PPC, $P_{Partiel}$ est la puissance transitée dans le FBAC, η_{conv} le rendement du convertisseur FBAC et P_{total} la puissance totale produite par la chaîne CPV.

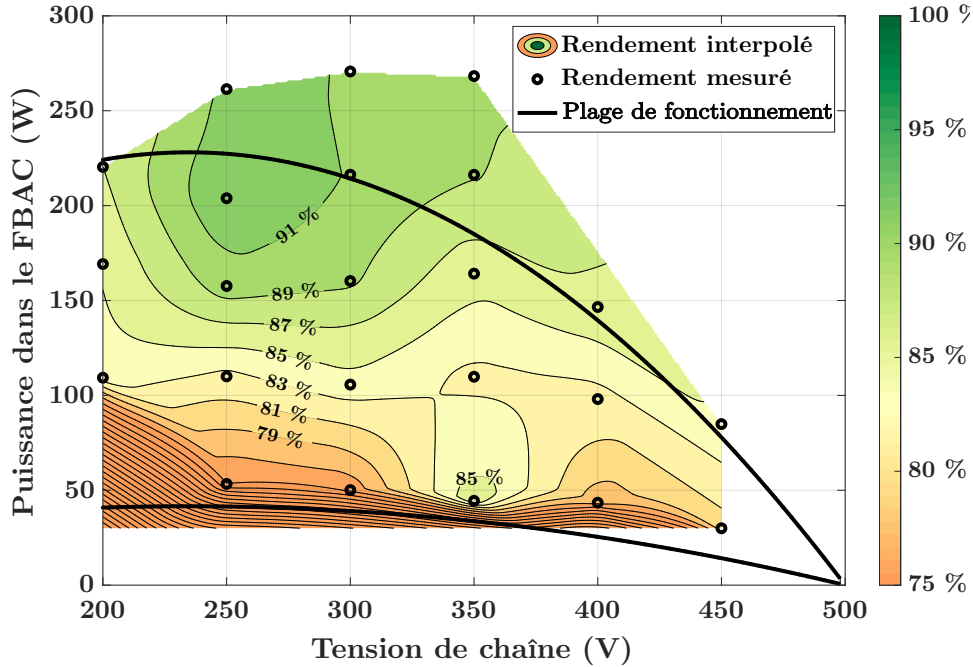


FIGURE 5.7 – Diagramme de niveau des rendements du flyback active clamp sur la plage de fonctionnement de gestion partielle de puissance. Les points représentent les coordonnées où les points de rendement ont été mesurés, le reste des points de rendement est interpolé. Les limites de la plage de fonctionnement CPV sont tracées en noir.

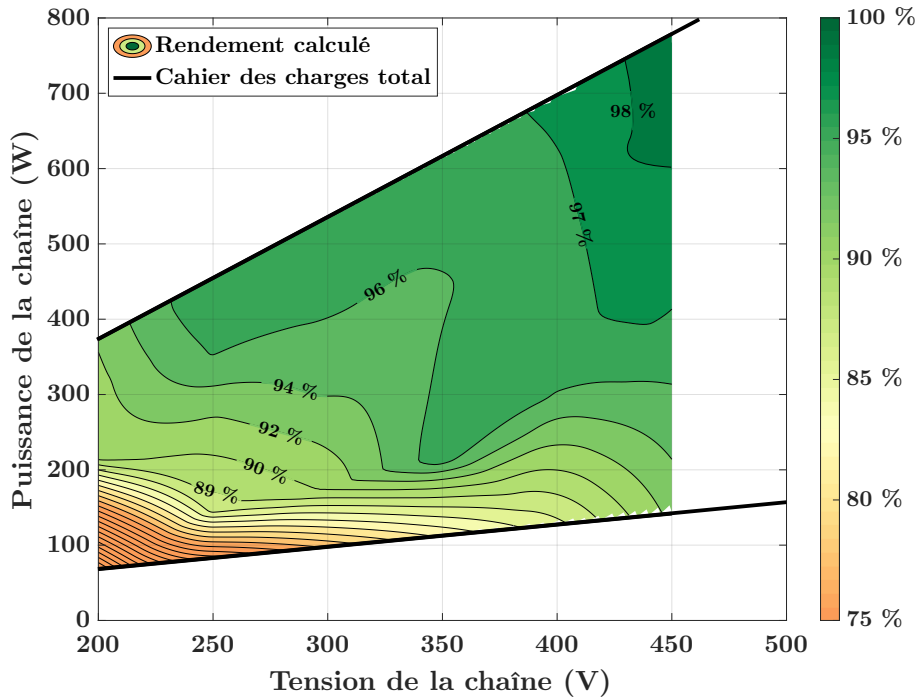


FIGURE 5.8 – Diagramme de niveau des rendements de l'étage S-PPC complet, obtenu à partir de la figure 5.7 (Les deux figures partagent la même colorimétrie)

Ce faisant, on obtient la courbe de rendement total sur l'installation à la figure 5.8. Pour faciliter la comparaison entre les figures 5.7 et 5.8, la colorimétrie est la même sur les deux. La figure 5.8 affiche donc le rendement total de l'étage S-PPC. On voit en premier lieu que le rendement est bien meilleur que celui affiché précédemment (figure 5.7). Ce fait est dû intrinsèquement au phénomène de gestion partielle de puissance. En effet, la différence de puissance entre les deux figures tient à la puissance directement transmise entre la chaîne et le bus DC. En d'autres termes, cette puissance ne subit aucune perte. Ainsi, le rendement affiché à la figure 5.7 ne s'applique qu'à la fraction de puissance gérée par le convertisseur, qui dépend du gain en tension de l'installation. Plus ce gain est faible (c'est-à-dire, plus la tension de chaîne est proche de la tension de bus $V_{DC,Bus} = 500$ V), plus la fraction de puissance effectivement traitée par le convertisseur est faible. Cette explication vient soutenir l'observation de la figure 5.8 qui montre que plus la tension est élevée, meilleur est le rendement. De même, cela permet de comprendre, toujours à tension élevée, comment on peut passer d'un rendement de 80 % pour le convertisseur à un rendement de 97 % pour l'installation complète, étant donné que le convertisseur ne traite qu'environ 10 % de la puissance totale de la chaîne.

Ainsi, on obtient un rendement moyen de l'installation d'environ 92 %. Celui-ci est diminué par les faibles rendements se trouvant à faible tension et faible puissance (partie en bas à gauche de la figure 5.8). On peut cependant noter que cette zone est très rarement atteinte dans les cas pratiques d'irradiance d'une chaîne. En effet, si l'on prend les cas répertoriés par nos différents scénarios (figure 5.11), ces points de fonctionnement ne sont atteints que très rarement au scénario *Sc2*. Ils correspondent à des irradiances très faibles (entre 200 W/m^2 et 300 W/m^2) avec une majorité de cellules totalement non-irradiées. Cette fourchette d'irradiance est celle vue immédiatement au moment de la mise en fonction (ou à l'arrêt) des traqueurs à l'aube (ou au crépuscule).

Avec la simulation #A et les tests de rendement de la deuxième partie de l'étage (le FBAC en S-PPC), nous pouvons dorénavant utiliser la simulation #B pour calculer les points de fonctionnement de l'étage S-PPC.

La simulation #B

La simulation #B reprend les courants et les tensions de chaque chaîne calculés par la simulation #A pour les utiliser en entrée du FBAC en S-PPC. Son schéma équivalent est montré à la figure 5.9. Là encore, à cause des temps de calculs, des capacités de mémoires mises en jeu et grâce à l'indépendance des deux chaînes, chaque chaîne est simulée séparément.

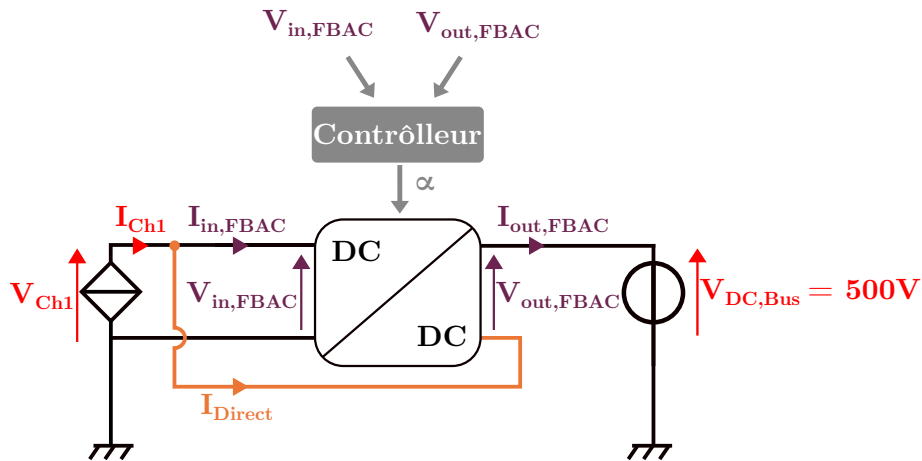


FIGURE 5.9 – Schéma électrique simplifié et grandeurs associées du flyback active clamp branché en gestion partielle de puissance (IPOS) tel qu'implémenté dans la simulation #B

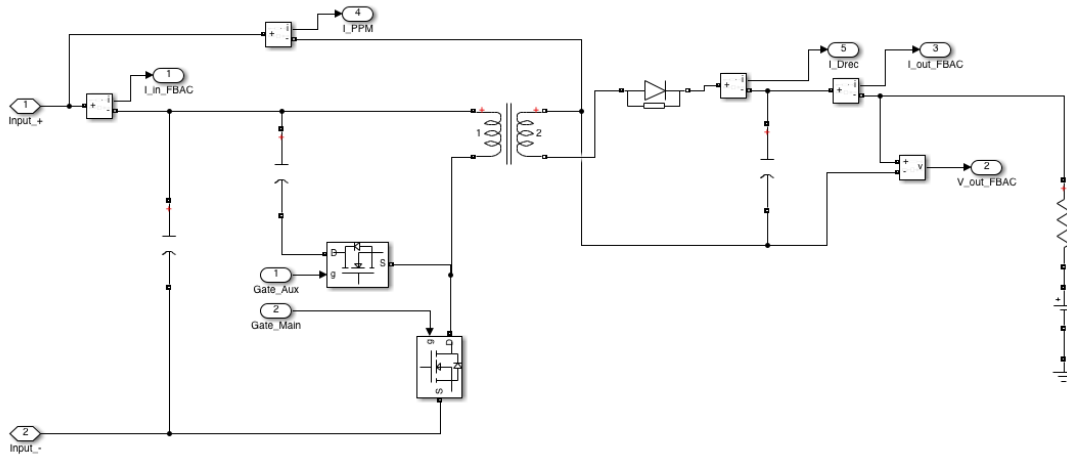
L'onduleur est représenté, comme sur la simulation du système onduleur centralisé, par une source de tension parfaite fonctionnant cette fois-ci à la tension fixe de 500 V. Le bloc DC/DC intégrant le FBAC en S-PPC représenté dans la simulation est montré à la figure 5.10. A son entrée est branchée une source de courant constant parfaite représentant la chaîne de panneaux CPV étudiée (la chaîne n°1 ou n°2 selon la simulation). Sa valeur de courant dépend de la valeur du courant de chaîne I_{Chx} considéré pour chaque segment.

La tension de cette source de courant doit donc être fixée par le convertisseur lui-même. Pour cela, un algorithme de contrôle (représenté par le rectangle gris sur la figure 5.9) a été implémenté (issu de [110], [111]). Il prend comme entrées la référence de tension du point de fonctionnement de la chaîne considérée, et la tension d'entrée simulée du FBAC. Sa sortie est le rapport cyclique α qui est fourni au FBAC.

Le convertisseur FBAC en S-PPC est simulé en utilisant des modèles de composants plus réalistes intégrant :

- les éléments résistifs du transformateur (R_{pri} et R_{sec}) ;
- la chute de potentiel de la diode intrinsèque des interrupteurs Q_{Aux} et Q_{Main} ;
- la résistance $R_{DS, on}$ des interrupteurs Q_{Aux} et Q_{Main} ;
- la résistance de conduction de la diode de redressement au secondaire ;
- la chute de tension à l'état passant de la diode de redressement au secondaire.

Ce choix a été fait de manière que les points de fonctionnement obtenus à la sortie de la simulation #B s'approchent le plus du comportement réel du FBAC. Cependant, on ne cherchera pas à comparer son rendement entre la simulation et la mesure. Il aurait


 FIGURE 5.10 – Schéma *Simulink* du flyback active clamp en gestion partielle de puissance

constitué une sécurité au moment de la simulation si les mesures de rendement du FBAC n'avaient pas pu être effectuées. Nous avons donc décrit tous les éléments principaux de la simulation, intéressons-nous maintenant à son fonctionnement.

Nous avons opté pour une partie pré-simulée afin de rendre plus rapide l'obtention des résultats sur chaque segment, grâce à l'outil Snapshot de *Simulink*. Ce dernier est capable d'enregistrer les différentes valeurs des variables d'état et grandeurs électriques présentes dans un modèle à un instant t puis de les recharger, pour qu'une simulation suivante puisse partir de ces résultats. Nous avons donc lancé une pré-simulation de 500 ms avec une tension de chaîne $V_{in,FBAC} = 300$ V et $V_{out,FBAC} = 200$ V, sous un courant $I_{in,FBAC} = 0,5$ A. Ce point de fonctionnement a été choisi comme un point approximativement médian de la plage de fonctionnement. La durée d'une demi-seconde permet au modèle de passer les régimes transitoires à la fois de l'électronique de puissance et du contrôle associé. L'état de fin du système à l'issue de cette pré-simulation est enregistré.

Cet état de fin sert de point de départ pour chacune des simulations des segments. Elles sont initialisées avec les données de courant de chaîne fournies par la simulation A. La tension de chaîne correspondante est fournie comme référence au contrôleur, qui agit sur le rapport cyclique du convertisseur afin de le placer au point de fonctionnement requis. Chaque simulation dure 800 ms avec un pas de temps de 100 ns. Nous enregistrons au bout de ces 800 ms la puissance transitée par le FBAC, sa tension et son courant d'entrée, et la puissance transitée en directe dans le lien PPC.

À partir de ces simulations, nous obtenons les résultats représentés à la figure 5.11. Ils affichent, le couple tension d'entrée/puissance d'entrée du convertisseur FBAC pour chaque segment des sept scénarios présentés dans ce travail. Deux sous-figures ont été utilisées pour faciliter la lecture des points de fonctionnement. Sur chaque sous-figure, la plage de fonctionnement initiale est représentée en traits noirs épais. Le rendement mesuré puis interpolé décrit à la section précédente est rajouté pour pouvoir visualiser le lien complet entre simulation et tests réels. Nous obtenons ainsi les résultats de la partie suivante 5.2.

Pour rappel, la plage de fonctionnement de gestion partielle de puissance a été dimensionnée avec un rendement théorique du convertisseur de 100 % (voir chapitre 3). On peut noter un léger dépassement en puissance par rapport à ce cahier des charges, notamment au scénario Sc5. La raison la plus probable est que pour contrebalancer la présence d'éléments parasites du FBAC, le contrôle doit ordonner au convertisseur d'injecter plus de puissance en entrée que ce qui est prévu par le cas sans perte.

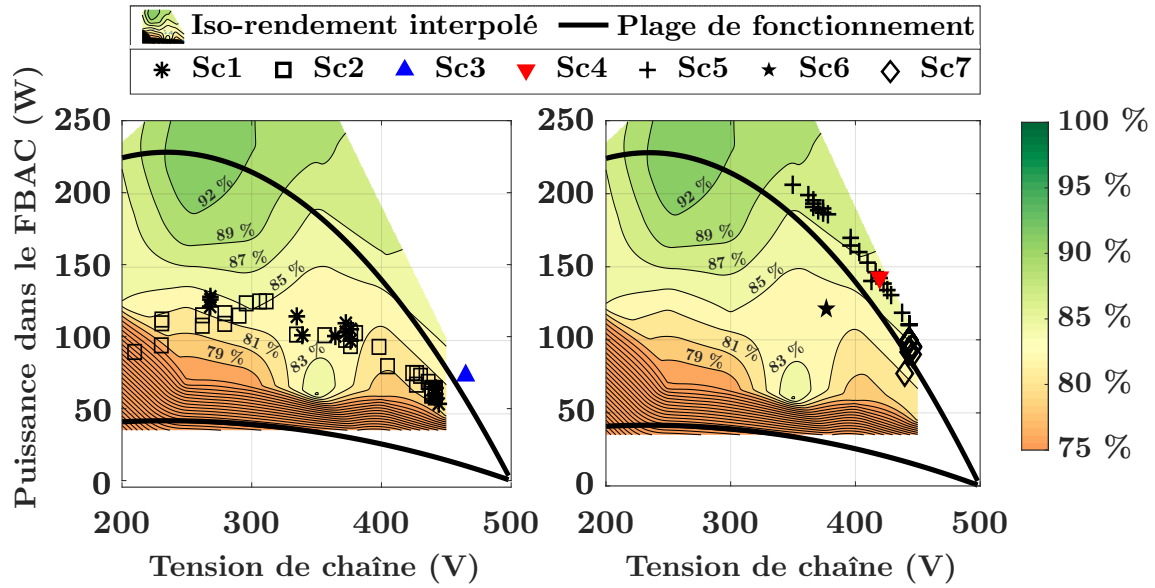


FIGURE 5.11 – Points de fonctionnement du flyback active clamp en tension/puissance pour tous les segments des différents scénarios étudiés : **(gauche)** *Sc1*, *Sc2* et *Sc3*; **(droite)** *Sc4*, *Sc5*, *Sc6* et *Sc7*. Le rendement mesuré interpolé ainsi que la plage de fonctionnement sont représentés.

5.2 Résultats

Cette section présente dans chacune de ses sous-parties, les résultats des scénarios d'irradiance. La comparaison se faisant systématiquement entre la solution à onduleur centralisé et notre étage à gestion partielle de puissance. Le premier cas sera noté "ond. centr." et le second "EPP" (pour Etage à Puissance Partielle) pour chaque grandeur présentée dans les figures de cette section. L'EPP est constitué de deux sous-étages : le sous-étage DPC comprenant les buck-boosts DPC, et le sous-étage S-PPC, constitué du FBAC en S-PPC.

5.2.1 Scénarios *Sc1* et *Sc2* : ombrages inter-traqueurs

Scénario *Sc1* : ombrage homogène

Scénario *Sc2* : ombrage hétérogène

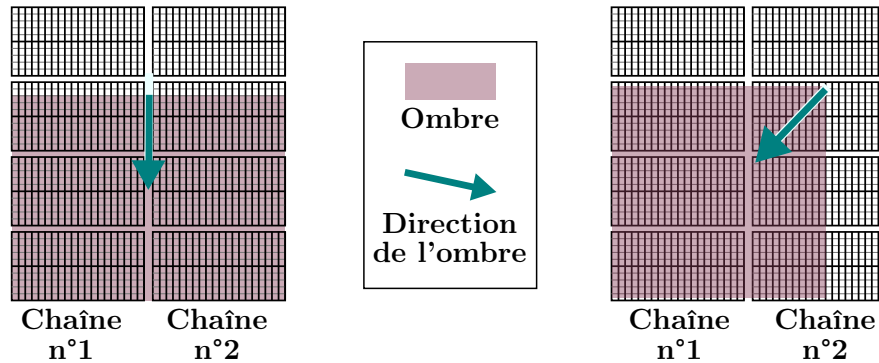


FIGURE 5.12 – Représentation de l'ombrage présent aux scénarios *Sc1* et *Sc2* sur la configuration de test à deux chaînes. L'ombrage est représenté en violet, et sa direction durant le scénario est indiquée par la flèche.

Les scénarios *Sc1* “ombrage inter-traqueur homogène” et *Sc2* “ombrage inter-traqueur hétérogène” proposent la modélisation de l’ombrage porté d’un traqueur sur un autre à l’aube ou au crépuscule. A ces instants, où le soleil est “bas” dans le ciel, les ombres des traqueurs sont de tailles importantes et atteignent les traqueurs environnants. Dans les faits, c’est un ombrage à l’aube qui a été choisi, où l’irradiance globale augmente et le motif d’ombrage diminue en surface en fonction du temps. Un ombrage au crépuscule serait exactement équivalent à inverser l’ordre des segments dans chacun des deux scénarios. Une illustration de la forme d’ombrage des deux scénarios est proposée à la figure 5.12.

Dans un premier temps, les résultats du scénario *Sc1* correspondant à un ombrage équivalent sur chaque chaîne sont présentés. A cause de cette équivalence, seules les grandeurs électriques de rendement et de tension pour une seule chaîne sont affichées. On gardera à l’esprit que l’autre chaîne possède les mêmes caractéristiques. Pour la puissance, c’est la somme des deux chaînes qui est affichée, afin de pouvoir la comparer à la solution d’onduleur centralisé.

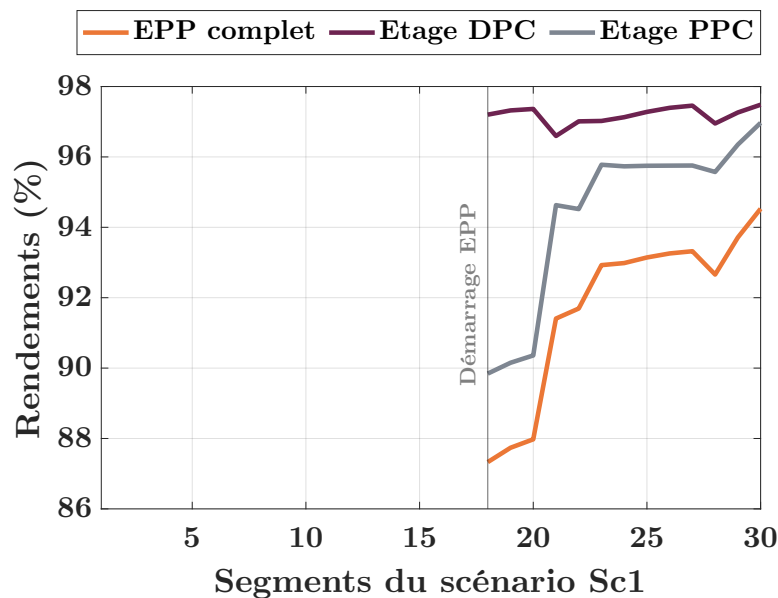


FIGURE 5.13 – Courbes des rendements de l’EPP complet (orange), du sous-étage DPC (violet) et du sous-étage PPC (gris) pour les différents segments du scénario *Sc1*. La ligne verticale indique l’instant de démarrage de l’étage complet.

La figure 5.13 affiche le résultat de rendement de l’étage DC/DC ajouté pour une chaîne. Les rendements de chaque étage (DPC et PPC) sont tracés, ainsi que le rendement global de ces deux étages cascades, calculé à partir de la multiplication de leur rendement respectif. On voit tout d’abord que l’étage EPP démarre relativement tard dans le scénario, au segment n°18. La raison d’un démarrage tardif est l’attente d’une tension de MPP de chaîne supérieure à 200 V, qui constitue la tension minimum admissible en entrée de l’étage PPC. Dès le démarrage, l’étage DPC montre un excellent rendement de 97%, et qui reste dans la fourchette 96 - 98% durant tout le scénario. L’étage PPC quant à lui démarre autour de 90 % de rendement et augmente progressivement jusqu’à atteindre 97% au dernier segment (n°30). Ainsi, le rendement total est pénalisé par cet étage PPC et adopte lui aussi le même profil d’augmentation au cours du scénario, pour atteindre un peu plus de 94 %.

On affiche donc les résultats totaux de ce scénario à la figure 5.14 en tension (haut) puissance (milieu) et gain de puissance (bas). Ce dernier est défini comme la différence entre la puissance de l'étage EPP et la puissance de l'étage onduleur centralisé. Notons que, même si la tension et la puissance de l'étage ond. centr. sont représentés avant le démarrage de l'EPP, c'est uniquement dans un but d'affichage. En effet, nous considérons pour tous les scénarios que ces deux étages démarrent au même instant, d'où l'absence de gain de puissance à la sous-figure du bas avant l'éclairement du segment n°18.

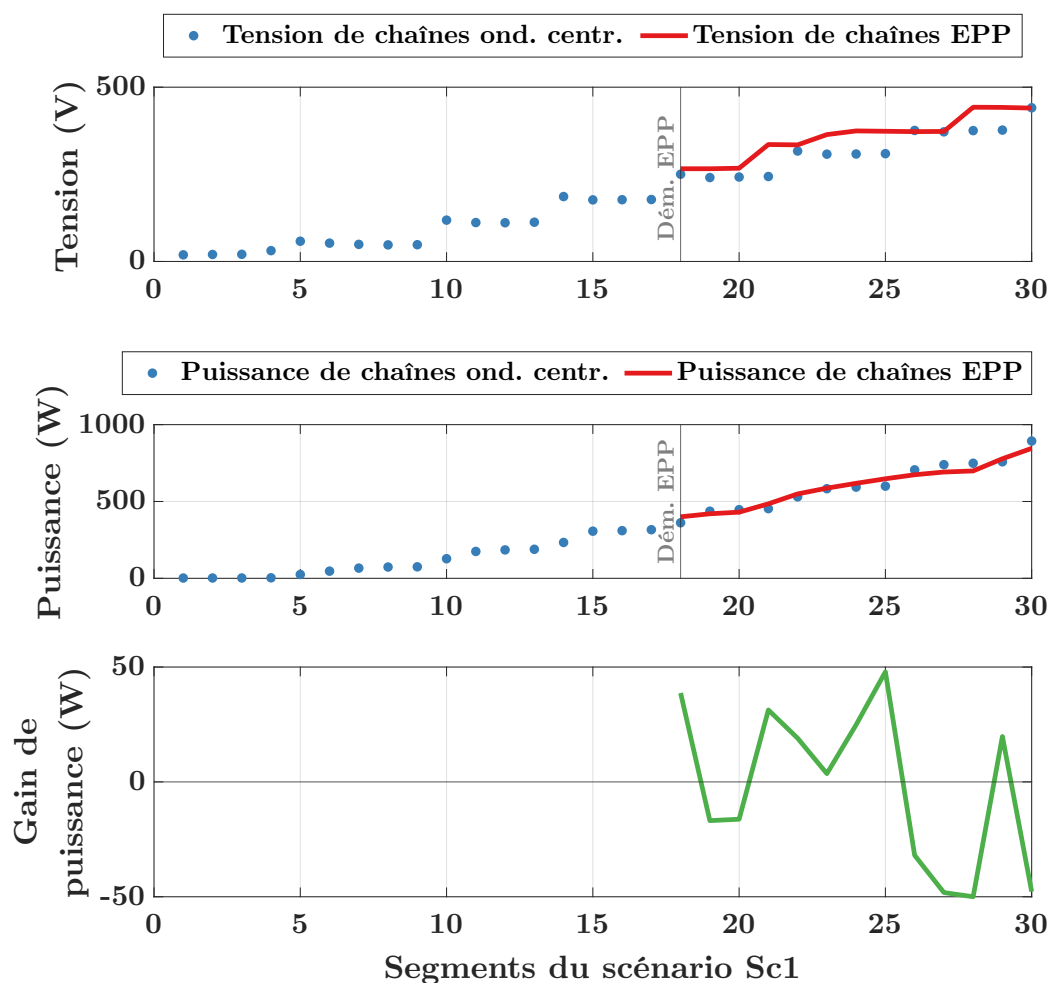


FIGURE 5.14 – Courbes des tensions (**haut**) puissances (**milieu**) et gain de puissance (**bas**) de l'étage de référence (ond. centr.) et l'EPP pour les segments du scénario *Sc1*.

La sous-figure du haut montre la comparaison entre la tension aux bornes d'une chaîne entre l'étage à onduleur centralisé (notre référence) et notre étage EPP. La tension de MPP choisie par l'étage EPP est systématiquement supérieure ou égale à celle choisie par la référence. Cela s'explique par l'ajout des DPC permettant de rendre le courant des panneaux CPV indépendant les uns des autres au sein d'une chaîne. Cette indépendance permet au panneau subissant le front de l'ombre (la limite entre la zone ombragée et non ombragée), d'exploiter la rangée de cellule d'irradiance intermédiaire du front et de ne pas la bypasser comme dans la référence. Malheureusement, comme on peut le voir sur la sous-figure du milieu, le gain en puissance brute offert par cette stratégie se voit contrebalancé

par les pertes de l'électronique de puissance, qui le rend assez peu rentable. La sous-figure du bas indique le gain en puissance dans ce scénario. Une valeur positive indique un gain en puissance à la faveur de l'étage EPP, et une valeur négative, un gain en puissance favorable à la solution à onduleur centralisé. La moyenne de ce gain sur tout le scénario est de -25 W . Cette valeur représente donc un désavantage faible de l'étage EPP, donc un manque d'intérêt de son utilisation pour ce cas de figure.

Dans le scénario *Sc2*, l'ombrage hétérogène crée des différences de tension de MPP entre les deux chaînes. On représentera donc les différentes courbes de résultats en fonction de chaque chaîne. Cette différence de tension implique d'avoir un démarrage différé des étages EPP, car le seuil de tension de 200 V va être atteint pour des segments différents. On peut voir ces deux démarrages à la figure 5.15. L'étage associé à la chaîne n°1 démarre au segment n°7, et celui associé à la chaîne n°2 démarre au segment n°14. Entre ces deux segments, seul l'étage EPP n°2 fonctionne par conséquent.

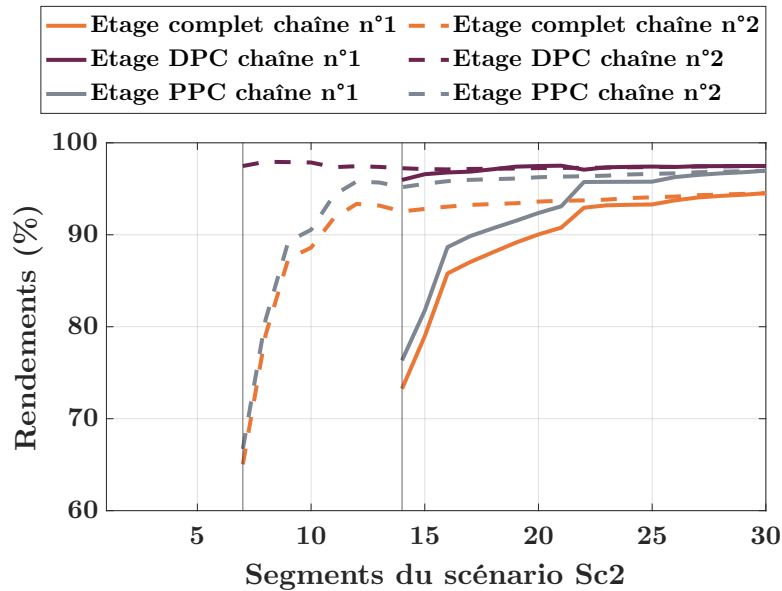


FIGURE 5.15 – Courbes des rendements de l'EPP complet (orange), du sous-étage DPC (violet) et du sous-étage PPC (gris) de la chaîne n°1 (trait plein) et n°2 (tirets) pour les différents segments du scénario *Sc2*. Les lignes verticales indiquent les instants de démarrage des étages complets.

Comme au scénario *Sc1*, on peut voir que le rendement total de chaque étage est dicté par le rendement du convertisseur le plus faible. Dans les deux cas, c'est l'étage PPC qui tient ce rôle. A l'allumage de chaque étage, le fonctionnement à faible tension et faible puissance est préjudiciable pour ce convertisseur, qui possède un rendement inférieur à 80% (en gris, trait plein et tirets). Au cours du scénario, ce rendement augmente drastiquement pour atteindre environ 96% . Le rendement des étages DPC est supérieur à 95% sur la totalité du scénario.

Comme montré à la figure 5.16, entre le démarrage des deux étages (entre les segments n°7 et n°14), la puissance est équivalente au cas de référence, dans lequel une seule chaîne produit (la n°2, celle moins ombragée). Les deux étages comparés proposent donc le même point de fonctionnement en tension et le même point de puissance au rendement près. On peut voir cette différence de puissance transitée entre les deux cas à la sous-figure du bas, qui montre durant ces segments un gain négatif, dû uniquement aux pertes de l'EPP.

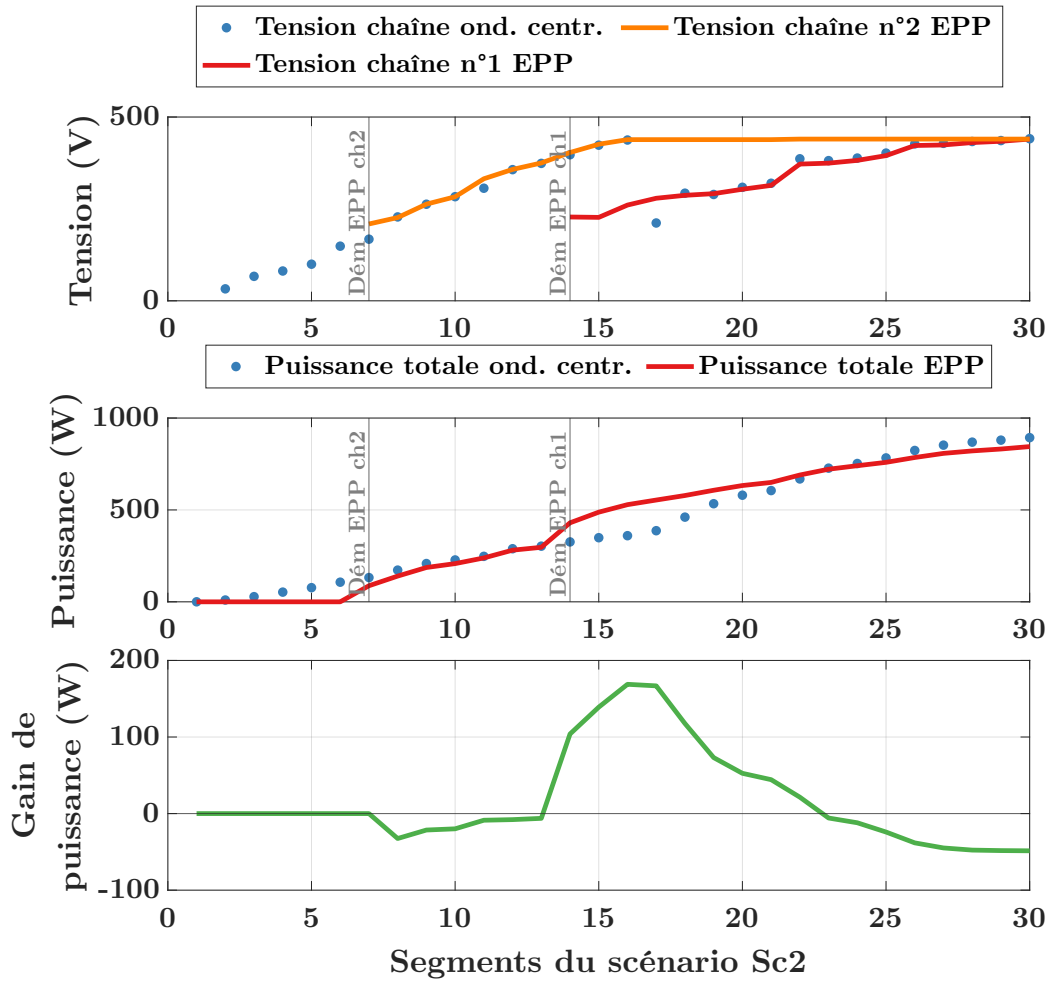


FIGURE 5.16 – Courbes des tensions (**haut**) puissances (**milieu**) et gain de puissance (**bas**) de l'étage de référence (ond. centr.) et l'EPP pour les segments du scénario *Sc2*.

Au démarrage de l'étage EPP1 au segment n°14, on peut voir un pic de gain de puissance qui dure jusqu'au segment n°22. Ce gain de puissance est causé par l'indépendance en tension des deux chaînes dans le cas de notre solution. En effet, la chaîne n°2 peut produire à tension plus élevée que la n°1, étant donné qu'elle possède toute une rangée de cellules irradiées. À partir du segment n°16, l'ombrage n'est plus présent sur la chaîne n°2, d'où sa tension de MPP qui est fixe et maximale. Dans le cas de l'onduleur centralisé, on voit qu'à partir de ce segment, le choix est fait de diminuer la tension pour maximiser la tension de la chaîne n°1 qui est encore ombragée, perdant ainsi de la puissance sur la chaîne n°2.

Au segment n°22, les puissances produites par l'EPP et la référence se croisent. Par conséquent, à ce point, le supplément de puissance permis par l'indépendance des chaînes est équivalent aux pertes de l'étage. Au-delà de ce segment, le rendement de l'étage n'est pas suffisant pour tirer parti de la puissance supplémentaire qui pourrait être théoriquement gagnée. Le gain de puissance sur cette zone est donc négatif. Au total cependant, le gain de puissance moyen de l'étage EPP est de 85 W sur ce scénario. Cela nous confirme qu'en cas d'ombrage hétérogène entre les chaînes, l'ajout de l'étage S-PPC révèle tout son potentiel, en permettant l'indépendance des tensions aux bornes des différentes chaînes.

Les scénarios *Sc1* et *Sc2* proposent des modélisations complémentaires du phénomène d'ombrage inter-traqueur ayant cours deux fois par jour sur la plupart des traqueurs d'un champ solaire. Ainsi, en associant les résultats des deux scénarios, il est possible de faire deux remarques sur l'implémentation de notre étage sur un traqueur réel.

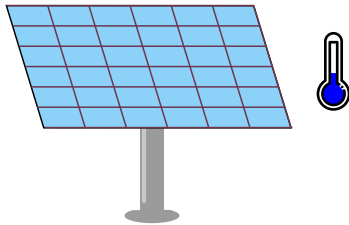
Premièrement, à un instant donné, le nombre de chaînes voyant un ombrage homogène, équivalent au scénario *Sc1* est plus important que les chaînes voyant un ombrage hétérogène. Ce fait est dû à la forme rectangulaire de l'ombrage inter-traqueur, dont un seul côté le rend hétérogène d'un point de vue des panneaux. Le nombre maximum de chaînes percevant le scénario *Sc2* est donc de deux.

À ce fait, s'ajoute une lecture énergétique des résultats proposés précédemment. La fin de l'ombrage et une irradiance uniforme (segment n°30) peut être supposé maintenue en l'absence de variation météorologique. Ainsi, le gain de puissance négatif de notre étage peut être transformé en pertes d'énergie si son fonctionnement est maintenu dans le temps. On voit que l'étage EPP propose d'autant plus d'avantages que la situation entre les chaînes est hétérogène. C'est une piste de réflexion qui sera évoquée dans la sous-section traitant de l'ensemble des résultats de simulation (5.2.5).

5.2.2 Scénarios *Sc3* et *Sc4* : impact de la température

Les scénarios *Sc3* et *Sc4* modélisent les deux chaînes sous irradiance pleine (1000 W/m^2) à température respectivement basse et haute. Le chapitre 2 indique les valeurs de températures de -10°C et 85°C .

**Scénario *Sc3* : pleine irradiance
faible température**



**Scénario *Sc4* : pleine irradiance
forte température**

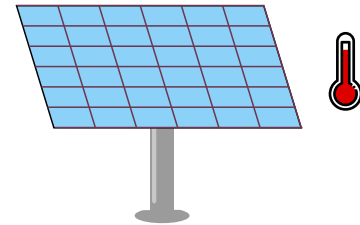


FIGURE 5.17 – Représentation schématique des conditions de température du scénario *Sc3* (gauche) et *Sc4* (droite)

Ces scénarios ont été dimensionnés pour valider le sous-étage S-PPC contenant le flyback active clamp en connexion IPOS. Par conséquent, les sous-étages DPC sont désactivés, étant donné que les panneaux voient tous des conditions d'irradiance identiques. Les résultats de fonctionnement de l'étage PPC pour les deux conditions de tests sont affichés au tableau 5.2. Il contient : la tension de MPP de chaque chaîne, le rapport cyclique du flyback active clamp, ainsi que le rendement du sous-étage PPC complet. On peut voir que le scénario *Sc4*, décrivant un profil de température élevé, fait fonctionner le convertisseur à l'intérieur de la plage de fonctionnement prévue. Son rapport cyclique est supérieur à la limite basse fixée au chapitre 4, à 0,2.

Le scénario *Sc3* quant à lui dépasse cette limite de fonctionnement imposée par le cahier des charges. La raison est qu'à faible température, la tension de fonctionnement des panneaux CPV augmentent. La tension au point de MPP pour une chaîne passe ainsi de 440 V à 463,8 V. D'après le fonctionnement du branchement IPOS, la tension d'entrée du convertisseur (= de la chaîne) est ajoutée à sa tension de sortie. Dans le cas de température

froide, la tension de sortie doit être plus fortement diminuée à cause de l'augmentation de la tension d'entrée. Donc, le gain en tension du convertisseur FBAC doit être exceptionnellement faible.

TABLE 5.2 – Tableau des grandeurs électriques de l'étage PPC pour les scénarios *Sc3* et *Sc4*

Paramètres	<i>Sc3</i> , conditions froides	<i>Sc4</i> , conditions chaudes
Tension de MPP de chaîne	463,8 V	417 V
Rapport cyclique du flyback active clamp (α_{FBAC})	0,17	0,33
Rendement étage PPC (η_{PPC})	98 %	97,3 %

Le rapport d'enroulement du convertisseur étant fixé, c'est le rapport cyclique qui doit diminuer pour permettre au gain de tension d'être suffisamment faible. Dans le cas du scénario *Sc3*, ce rapport cyclique atteint 0,17. Grâce à la simulation #B, nous savons que ce régime peut être maintenu par le convertisseur sans risquer de casse ni de défauts de fonctionnement majeurs. On peut noter que dans la pratique, ces conditions thermiques et météorologiques ont de faibles chances d'être maintenues sur de longues périodes. C'est pour cela que nous n'avons pas modifié le cahier des charges pour inclure ce point de fonctionnement, en préférant privilégier les tensions minimales, synonymes d'ombrage.

Premièrement, les cellules qui présentent la température limite du scénario *Sc3* le font à l'allumage du traqueur, lorsqu'il sort de sa pause nocturne. Par conséquent, toutes les cellules des panneaux ne sont pas irradiées, car le motif d'ombrage présent est celui analysé aux scénarios *Sc1* et *Sc2*. Deuxièmement, la température basse présentée doit être vue par les cellules triples jonctions en elles-mêmes pour que la tension de MPP augmente. Or, à cause de la présence d'une résistance série équivalente R_s dans le schéma 5 paramètres, présenté au chapitre 2 (p.40), toute "production" de courant entraîne l'augmentation de température de la cellule. La résistance en question étant de $1,749 \Omega$ (voir tableau 2.3, p. 61), et le courant traversé à pleine irradiance étant de 1,80 A, la puissance thermique au sein d'une cellule de 36 mm^2 est de l'ordre de 5 W. Par conséquent, le fonctionnement à température minimale dure quelques secondes avant de revenir à des températures plus proches des conditions CSOC [7]. Les résultats de simulation dans ces conditions permettent de confirmer cependant que l'étage à puissance partielle ajouté peut soutenir ponctuellement ces fonctionnements à température limite.

5.2.3 Scénarios *Sc5* et *Sc6* : ombrages hétérogènes

Le scénario *Sc5* décrit l'impact d'un ombrage linéaire sur le fonctionnement électrique des deux chaînes (figure 5.18, gauche). Dans ce scénario, la tension des deux chaînes est toujours supérieure au seuil de déclenchement de l'étage, qui est de 200 V. Tous les segments sont donc exploités, et il n'est pas nécessaire d'indiquer un démarrage de l'étage, qui fonctionne dès le segment n°1. La figure 5.19 indique le rendement des deux étages et de leurs deux sous-étages respectifs. Le fonctionnement global du système à forte puissance (voir figure 5.11) permet à l'étage de PPC de fonctionner à fort rendement. Ce dernier est en effet supérieur à 95,5 % sur tout le scénario.

Scénario *Sc5* : ombrage linéaire

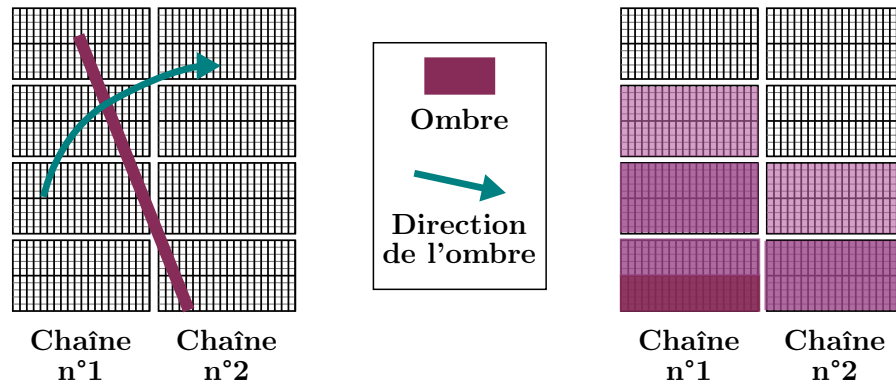
Scénario *Sc6* : ombrage irrégulier


FIGURE 5.18 – Représentation de l'ombrage présent aux scénarios *Sc5* et *Sc6* sur la configuration de test à deux chaînes. L'ombrage est représenté en niveau de violet, et sa direction durant le scénario est indiqué par la flèche.

Pour les deux chaînes, le minimum de rendement de ce sous-étage a lieu lorsque l'ombrage sur la chaîne correspondante est maximum. On voit donc que l'ombrage linéaire commence par s'étendre sur la chaîne n°1 (segments n°4 à n°8) avant de passer sur la deuxième chaîne à partir du segment n°9. Les étages DPC fonctionnent eux toujours à un rendement autour de 98,5 %, comme on peut le voir à la figure 5.19. Leur fort rendement est dû à la faible différence de courant traitée liée à la faible différence d'ombrage entre les panneaux. Le rendement global de l'installation dépasse les 94,5 % sur tout le scénario.

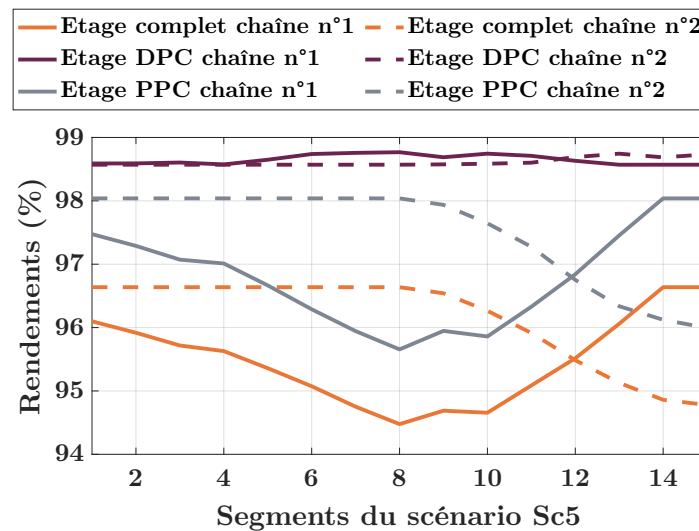


FIGURE 5.19 – Courbes des rendements de l'EPP complet (orange), du sous-étage DPC (violet) et du sous-étage PPC (gris) de la chaîne n°1 (trait plein) et n°2 (tirets) pour les différents segments du scénario *Sc5*

La figure 5.20 montre les grandeurs de tension, puissance et gain de puissance et les compare entre le cas de référence (onduleur centralisé) et celui possédant l'étage à gestion partielle de puissance. Sur la sous-figure du haut, nous retrouvons le déroulement de l'ombrage évoqué à la figure 5.19. Jusqu'au segment n°9, la tension de la chaîne n°2 (en orange)

est maintenue par le convertisseur PPC à la tension maximale d'environ 440 V correspondant à l'absence d'ombrage sur la chaîne. Au-delà, la tension est diminuée progressivement à mesure que la surface d'ombrage s'étend. Au contraire, la tension de la chaîne n°1 augmente à partir de ce segment, jusqu'à retrouver la valeur de tension maximale évoquée précédemment.

Le gain de puissance nous fournit la confirmation d'une hypothèse établie aux scénarios *Sc1* et *Sc2*. On peut voir sur la sous-figure du bas que ce gain de puissance de l'EPP possède deux régions où il est positif : du segment n°6 à 11, et du n°13 à 15. Pour le reste, il est négatif, avec des valeurs de quelques dizaines de Watt proches des valeurs négatives obtenues dans le cas des autres scénarios. Ces deux régions positives coïncident avec les différences d'ombrage maximales entre les deux chaînes. Les régions de gain négatif ont lieu lorsque l'ombrage est soit trop faible sur une seule chaîne (segment n°1 à n°4), soit lorsque le choix fait par les MPPT des deux chaînes est proche de celui que ferait la MPPT de l'onduleur centralisé. Dans ce dernier cas, cela signifie que l'ombrage est relativement homogène sur les deux chaînes. La perte de puissance par rapport à la référence est alors due aux pertes dans l'électronique de puissance, qui se soustraient à une puissance exploitée proche entre l'étage à onduleur central et l'EPP.

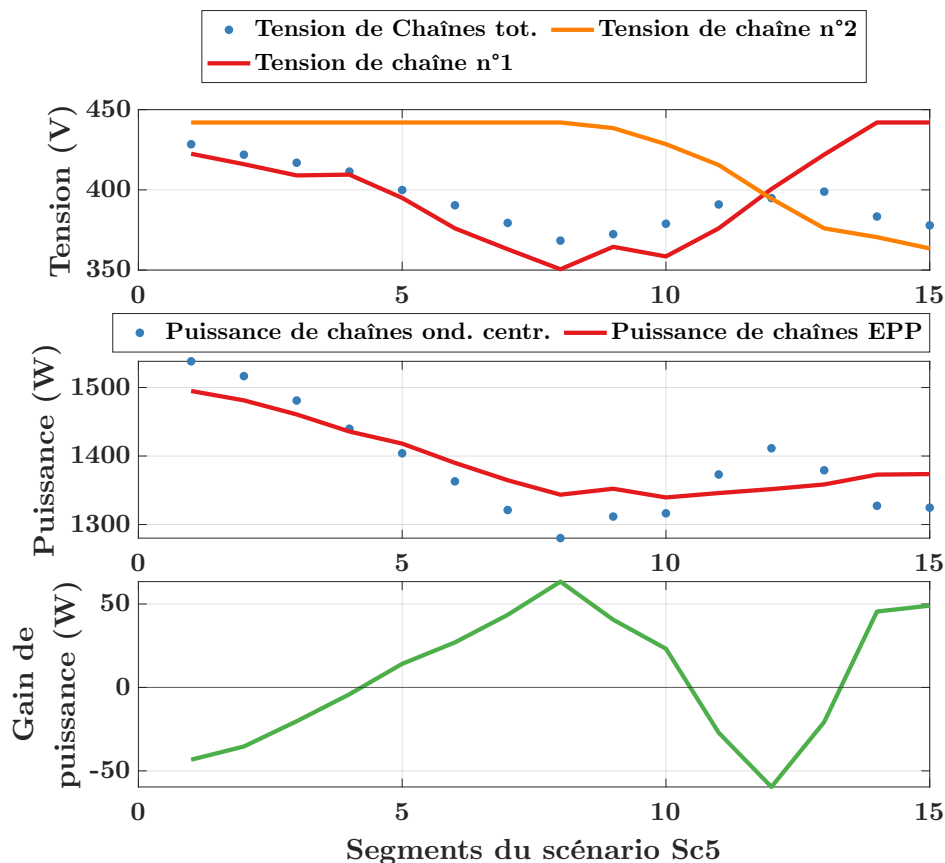


FIGURE 5.20 – Courbes des tensions (**haut**) puissances (**milieu**) et gain de puissance (**bas**) de l'étage de référence (ond. centr.) et l'EPP pour les segments du scénario *Sc5*

Par conséquent, l'étage à gestion partielle de puissance proposé atteint son utilité maximale dans des situations de fortes différences d'irradiance entre les chaînes. Notamment,

cette irradiance doit avoir un impact sur la tension du point de maximum de puissance plus que sur le courant. En cas de situations homogènes d'ombrage, on voit que le gain de puissance est négatif, ce qui n'est pas une conséquence souhaitée.

En outre, dans ce cas d'ombrage où chaque cellule voit soit une luminosité non-nulle, soit une irradiance nulle, l'étage DPC joue un rôle peu important. En effet, les DPC ont une utilité intrinsèque lorsque les panneaux doivent fonctionner à des courants différents. Ici, les cellules illuminées fonctionnent toutes au même courant, et celles qui ne sont pas irradiées seront bypassées. Il existe cependant un troisième cas, celui de cellules au bord de l'ombrage, qui voient une irradiance plus faible que la luminosité ambiante. Leur courant est donc plus faible que les cellules plus éloignées de l'ombrage linéaire. Cependant, elles sont peu nombreuses, et dans les simulations, l'algorithme de MPPT associé au DPC ne décide jamais de faire fonctionner tout un panneau à un courant dégradé.

Comme nous l'avons vu dans les scénarios précédents, l'EPP ajouté montre son avantage principal en gain de rendement énergétique dans les cas de déséquilibre important entre les chaînes. Le scénario *Sc6* (figure 5.18 à droite) illustre un ombrage générique de test dans ces cas de conditions très différentes d'irradiance. C'est un scénario qui ne contient qu'un seul segment, la représentation des résultats associés est par conséquent faite par le biais du tableau 5.3, à la place de figures. Ce tableau compare différentes grandeurs de tension et de puissance entre le système de référence (onduleur centralisé) et l'EPP. Les deux premières lignes présentent la tension des chaînes, ainsi que la somme de leur puissance dans ce premier cas de référence. Les lignes du dessous offrent des détails supplémentaires en rendement pour le second cas.

TABLE 5.3 – Tableau récapitulatif des résultats de l'étage à onduleur centralisé et de l'EPP pour le scénario *Sc6*

Paramètres	Valeurs	
Onduleur Centralisé		
Tension des chaînes (ond. centr.)	320 V	
Puissance des chaînes (ond. centr.)	630 W	
Etage à gestion de puissance partielle		
	Chaîne n°1	Chaîne n°2
Rendement DPC η_{DPC}	97,6 %	98,0 %
Rendement PPC η_{PPC}	95,8 %	97,7 %
Rendement total η_{EPP}	93,5 %	95,8 %
Tension de chaîne	374,5 V	439 V
Puissance de chaîne	398,3 W	577,7 W
Gain de puissance	346 W	

La première remarque que l'on peut faire est au niveau des différentes tensions présentées dans le tableau. Jusqu'ici, la tension de chaîne choisie par l'onduleur centralisé était généralement égale à l'une des deux tensions de MPP des chaînes. Ici, la tension de chaîne est très inférieure à celle de la chaîne n°1 ou n°2. Ceci s'explique par le fort écart d'irradiance entre les deux chaînes, qui se traduit par une courbe de puissance globale en

fonction de la tension contenant de nombreux maxima locaux. Certains panneaux, du fait de la mise en parallèle, ne sont pas placés au maximum local de chaque chaîne. La solution d'onduleur centralisé dans ce cas présente ainsi un désavantage intrinsèque, et une perte de puissance qui ne peut pas être compensée par un algorithme de MPPT plus performant.

Cette remarque sur les différences de tension peut être expliquée par l'action des DPC. Ces derniers, en permettant aux panneaux de fonctionner à des courants différents, permettent de se placer à leur point de MPP. Vues du convertisseur PPC aval, les courbes $I(V)$ apparaissent alors plus "lisses", sans la présence de ces maxima locaux. Cet effet est représenté sur les figures 5.21.

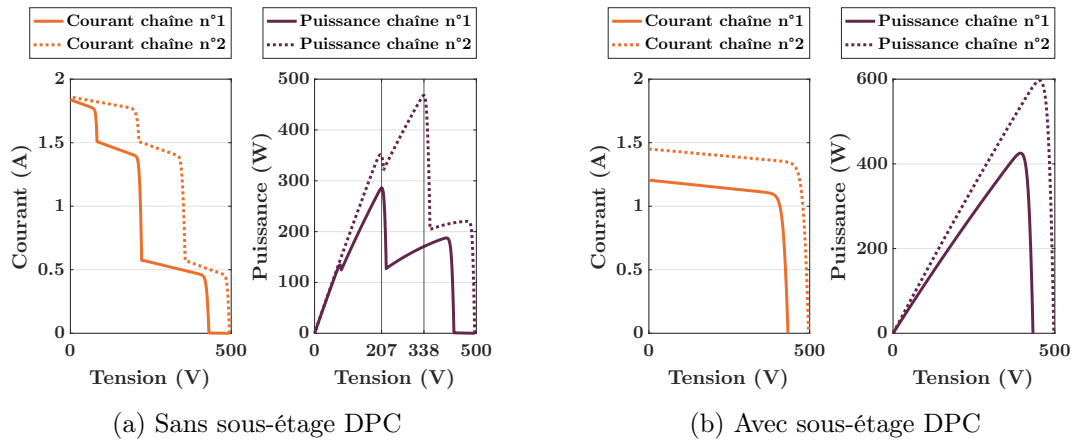


FIGURE 5.21 – Courbes $I(V)$ (orange) et $P(V)$ (violet) de la chaîne n°1 (trait plein) et de la chaîne n°2 (tirets) durant le scénario $Sc6$

Sur les figures de gauche (5.21a), on peut voir les courbes $I(V)$ (en orange) et $P(V)$ (en violet) pour les chaînes n°1 (trait plein) et n°2 (tirets) en l'absence de l'étage DPC pour le scénario $Sc6$. La figure de droite (5.21b) reprend les mêmes codes de représentation pour le cas où les chaînes contiennent l'étage S-PPC. Il est important de préciser que les figures de droite sont obtenues en considérant que l'algorithme de MPPT distribué utilisé par les DPC a convergé vers une valeur pour chacun des points. En d'autres termes, ce n'est pas le simple ajout de l'électronique des DPC qui possède l'effet mis en avant ici, mais bien la combinaison de l'électronique **et** du contrôle associé. De plus, ces derniers sont supposés parfaits et sans pertes dans notre représentation.

Ainsi, chaque abscisse de la courbe $I(V)$ représente la somme de la tension des panneaux, autrement dit la tension de chaîne. Cependant, contrairement au cas de référence, cette tension ne se divise pas de façon égale entre chaque panneau. L'algorithme de MPPT détermine la répartition de ces tensions maximisant la puissance totale. Les courants fournis par chaque module étant alors différents dans ce scénario, les DPC voient transiter un courant moyen non-nul dans leur inductance, de sorte que le courant de chaîne soit égal au rapport de la puissance des panneaux sur la somme de leur tension.

De fait, en augmentant incrémentalement la tension pour obtenir toute la courbe $I(V)$, l'étage DPC maintient chaque panneau dans la zone de "source de courant" de sa propre courbe $I(V)$. Lorsque le "coude" d'un panneau partiellement ombragé est atteint, il est maintenu à ce point de fonctionnement, et l'augmentation de tension de chaîne est répercutée sur les autres panneaux plus irradiés. Cela explique l'augmentation sans discontinuité de la puissance sur la courbe $P(V)$ à tension croissante. Au-delà de la puissance maximale totale, les panneaux fonctionnent sur la partie "source de tension" de leur caractéristique,

et la courbe $P(V)$ décroît.

La deuxième remarque que l'on peut faire à partir du tableau 5.3 concerne le fort gain de puissance lié à l'ajout de l'EPP. Contrairement aux scénarios précédents, et même si ce gain est diminué par les pertes de l'électronique de puissance, il représente une augmentation de plus de 50 % de la puissance par rapport à celle du cas de référence. On peut conclure qu'en cas de différence forte de conditions d'irradiance entre les différentes chaînes, l'étage ajouté possède un réel impact positif sur l'énergie produite par l'installation CPV.

5.2.4 Scénario Sc7 : impact du désalignement des panneaux

Le scénario *Sc7* modélise l'impact d'un angle de désalignement aléatoire sur chaque panneau des deux chaînes. Ce phénomène intervient progressivement par le biais des déformations structurelles des fixations des panneaux sur le traqueur qui les supporte. Nous avons vu au chapitre 2 que l'existence d'un angle, même faible, par rapport à la direction de l'irradiance pouvait réduire drastiquement l'efficacité photo-électrique de l'installation.

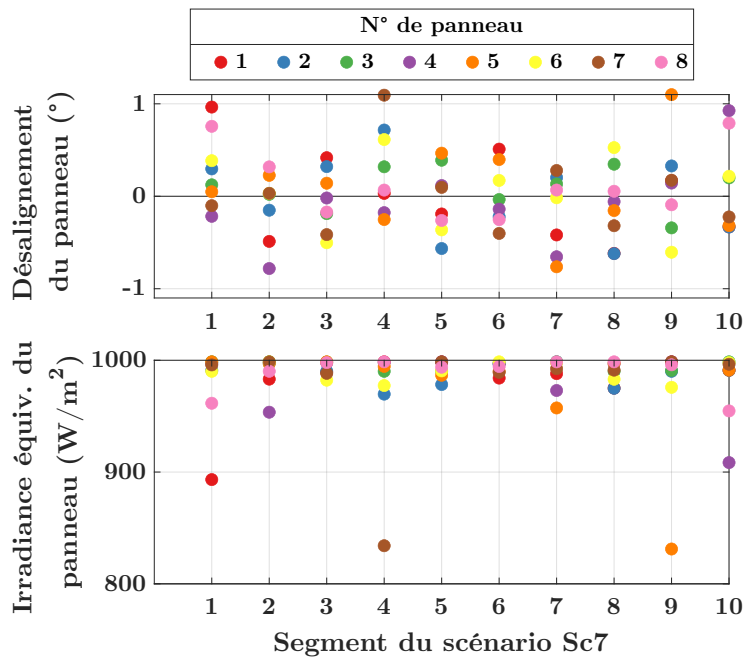


FIGURE 5.22 – Représentation de l'angle de désalignement aléatoire des panneaux par rapport à la direction de la DNI (**haut**) et l'irradiance équivalente perçue par les panneaux (**bas**), en fonction des segments du scénario *Sc7*

Nous avons modélisé les conséquences de cet angle comme un facteur de diminution de l'irradiance vue par le panneau, et ainsi la réduction de son courant fourni. Les désalignements ont été générés aléatoirement à partir d'une loi normale de moyenne nulle et d'écart-type de $0,8^\circ$ pour chaque module. La figure 5.22 présente les angles de désalignement des panneaux des deux chaînes et l'impact équivalent en irradiance en fonction des segments du scénario *Sc7*. Chaque couleur de point représente un même panneau. Pour ce scénario, les différents segments sont indépendants les uns aux autres, et décrivent chacun une situation issue d'un tirage aléatoire. Les paramètres de ce tirage créent une différence

d'angle assez faible (inférieure à $0,5^\circ$), hormis sur quelques segments, comme le n°1, le n°4 et le n°9.

Comme pour les scénarios précédents, nous affichons en premier lieu la courbe des rendements des sous-étages et de l'EPP complet, ici à la figure 5.23. On peut voir les excellents rendements à l'œuvre, et ce quel que soit le segment considéré : l'étage DPC est stable, autour de 98.5 % et l'étage PPC autour de 98 %. Ainsi, le rendement de l'EPP total est étroitement centré autour de la valeur de 96.5 % pour les deux chaînes.

On observe de légères inflexions du rendement global dans les segments mentionnés précédemment, où la différence d'angle d'un panneau est significative. L'analyse de leur origine permet d'attribuer ces baisses à l'étage DPC. La différence d'angle engendre une variation de courant entre les panneaux, qui se répercute par une augmentation des courants moyens dans les inductances des DPC de la chaîne correspondante, donc une augmentation des pertes. Par exemple, pour le segment n°4, le panneau n°7 (en marron sur la figure 5.22) présente un angle de désalignement d'environ $1,2^\circ$, correspondant à une irradiance reçue de 830 W/m^2 . Ce panneau, appartenant à la chaîne n°2, provoque une légère diminution du rendement de l'étage DPC de cette chaîne. En revanche, le rendement des DPC de la chaîne n°1 reste stable pour ce segment.

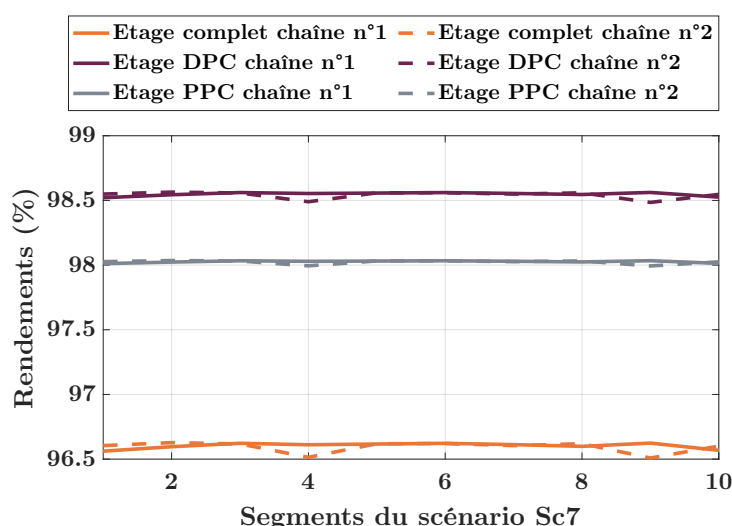


FIGURE 5.23 – Courbes des rendements de l'EPP complet (orange), du sous-étage DPC (violet) et du sous-étage PPC (gris) de la chaîne n°1 (trait plein) et n°2 (tirets) pour les différents segments du scénario *Sc7*

La figure 5.24 présente ensuite les tensions, puissances et gain de puissance entre la solution à onduleur centralisé et celle d'EPP. Remarquons en premier lieu que, concernant la tension, ces deux solutions présentent deux comportements très différents : là où la tension de MPP de l'étage de référence varie, celle de l'EPP reste constante sur tout le scénario. Cette variation de tension au premier abord aléatoire peut être interprétée comme une conséquence de la mise en série de modules aux courants très similaires, mais non identiques. Pour simplifier, cette mise en série entraîne une variation dans la forme du coude de la courbe $I(V)$ totale de la chaîne. Le point de MPP a tendance dans ce cas à intervenir légèrement plus haut en tension que si les panneaux étaient illuminés de façon uniforme. C'est pour cela que la tension totale dans le cas de l'onduleur centralisé est légèrement supérieure au cas d'irradiance constante vue dans certains des scénarios précédents, et égale à 440 V.

En introduisant les étages DPC et PPC, cet effet disparaît. Tous les panneaux, malgré leurs plateaux de courant situés à des valeurs différentes, ont dans les faits leurs points de MPP placés à la même tension. On peut expliquer cela par le fait que la variation d'irradiance est suffisamment faible (quel que soit le scénario, même ceux où des dispersions supérieures au degré sont présentes) pour que la variation de la tension de MPP en fonction de l'irradiance (vue à la partie 2.1.4 du chapitre 2) soit négligeable.

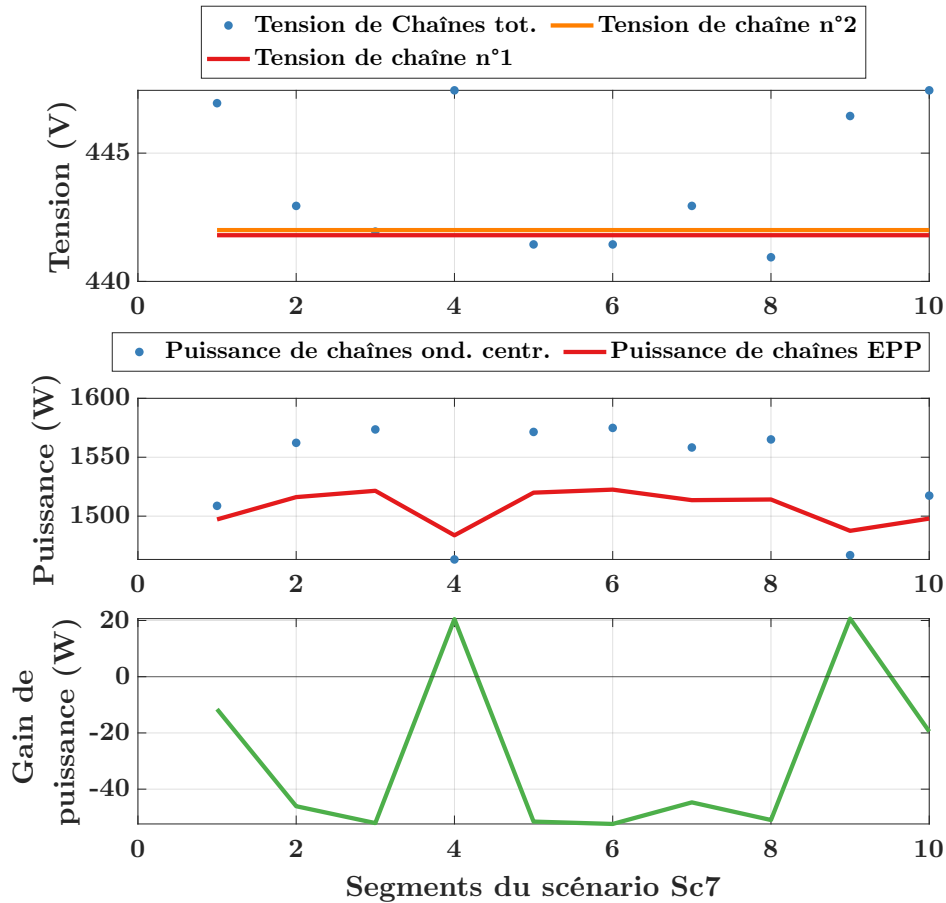


FIGURE 5.24 – Courbes de tension (**haut**), puissance (**milieu**) et gain de puissance (**bas**) de l'étage de référence (ond. centr.) et l'EPP pour les segments du scénario *Sc7*.

L'analyse en puissance et gain de puissance sur ce scénario reste similaire à celles faites dans les scénarios précédents. On voit que globalement, l'ajout de l'étage à gestion partielle de puissance diminue le gain de puissance sur la plupart des scénarios proposés. Cela est dû à un faible désalignement des panneaux, dont la différence de puissance engendrée est là encore surpassée par les pertes de l'électronique de puissance. Les exceptions que constituent les segments n°4 et n°9 nous montrent cependant les situations dans lesquelles l'étage peut proposer un réel intérêt. Ces segments possèdent un panneau très désaxé par rapport à la direction de l'irradiance directe. Dans le cas de référence à onduleur centralisé, cela implique que tous les panneaux doivent fonctionner à un courant plus faible que celui qu'ils sont capables de fournir. Dans ces cas, la déviation de courants permis par l'étage DPC notamment a pour conséquence un gain de puissance positif.

Le gain de puissance négatif sur les autres segments représente cependant une borne maximale des pertes causées par l'ajout de l'EPP. En effet, l'hypothèse sous-jacente aux

valeurs de puissance atteintes par l'étage à onduleur central est que cet étage est capable de se placer exactement au point de tension de MPP. Or, comme nous l'avons vu, seuls quelques volts séparent les tensions des différents segments. Cela implique que l'incrément/décroissement de tension de son l'algorithme de MPPT est suffisamment réduit pour atteindre ces valeurs, et ne pas les considérer toutes équivalentes. Dans ce cas, la puissance fournie par cet étage de référence se retrouverait dégradée par rapport aux valeurs présentées ici.

Enfin, le comportement en tension des EPP nous indique que, si l'onduleur aval prenait en charge l'asservissement de sa tension DC à la valeur trouvée de 440 V, il serait possible dans ce cas de bypasser entièrement l'étage PPC. Ce dernier étant responsable de la plus grande fraction de pertes dans les EPP, cela permettrait de réduire les défauts de gain de puissance discutés précédemment.

5.2.5 Discussion sur les résultats

Les résultats des simulations effectuées montrent des variations notables dans les performances du système en fonction des scénarios d'irradiance et d'ombrage. L'ajout de l'Étage à Puissance Partielle (EPP) a permis une gestion plus fine des déséquilibres entre les deux chaînes photovoltaïques à concentration, surtout dans les scénarios où les conditions d'irradiance sont hétérogènes.

Premièrement, l'EPP a démontré son utilité dans les cas de fortes disparités d'irradiance entre chaînes, où il permet de maintenir des tensions plus proches des points de puissance maximum (MPP). Cela est particulièrement visible dans les scénarios où un ombrage partiel affecte une chaîne de panneaux, entraînant des tensions de chaîne inégales. Ces scénarios démontrant un gain de puissance positif sont *Sc2*, *Sc6* et *Sc7* durant certains segments. Dans ces cas, le découplage de courant permis par l'étage DPC se révèle avantageux, en minimisant les pertes de puissance dues aux déséquilibres d'irradiance.

Les rendements de l'électronique de puissance se sont révélés être très bons, malgré notamment les modifications sur la fréquence de découpage du FBAC pour le rendre fonctionnel. La figure 5.25 représente les rendements des sous-étages DPC, PPC ainsi que de l'étage complet en fonction de l'ensemble des segments des scénarios présentés. Hormis les pics transitoires à rendements faibles, causés par les faibles puissances transitées lors du début des scénarios *Sc1* et *Sc2*, nous voyons une moyenne globale de l'étage complet supérieure à 93 %.

Concernant l'étage S-PPC, le flyback active clamp montre de très bonnes performances globales. Malgré la faible utilisation de cette topologie à ce niveau de tension et de puissance, les niveaux de rendement permis par son branchement en PPC montrent la viabilité d'une telle architecture. De plus, son utilisation est particulièrement pertinente dans le cadre du solaire à concentration. La figure 5.26 montre la proportion de puissance K_{pr} par rapport à la puissance totale de la chaîne à laquelle il est associé. La valeur maximum approche les 50 % dans les cas d'utilisation les plus intensifs. Cela nous indique que par le biais du branchement PPC nous avons réussi à diminuer de moitié la puissance transitant dans le convertisseur de chaîne. Par conséquent, le convertisseur est réduit en puissance et en taille par rapport à son équivalent pleine puissance (FPP). De plus, les niveaux de rendement qu'il présente sur l'ensemble des segments nécessiteraient une topologie bien plus complexe et coûteuse, de type dual active bridge, pour être égalés sur le même cahier des charges. Par ces deux aspects, nous pouvons conclure à la diminution drastique des coûts de la solution, à rendement et granularité égaux, par rapport aux standards de l'électronique de puissance dans le domaine.

Cependant, malgré ces avantages en situation de déséquilibre, l'ajout de l'EPP entraîne

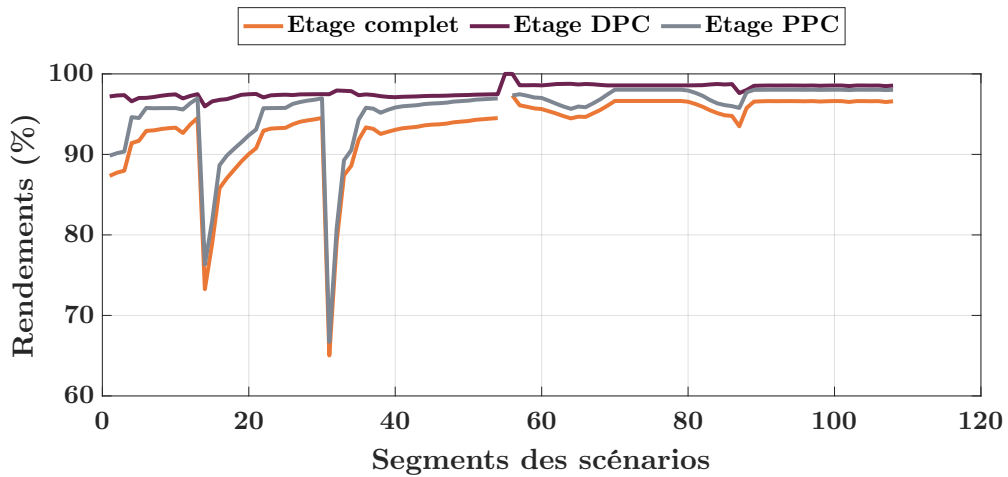


FIGURE 5.25 – Courbes de rendement des étages de conversion en fonction de l'ensemble des segments présents dans les scénarios.

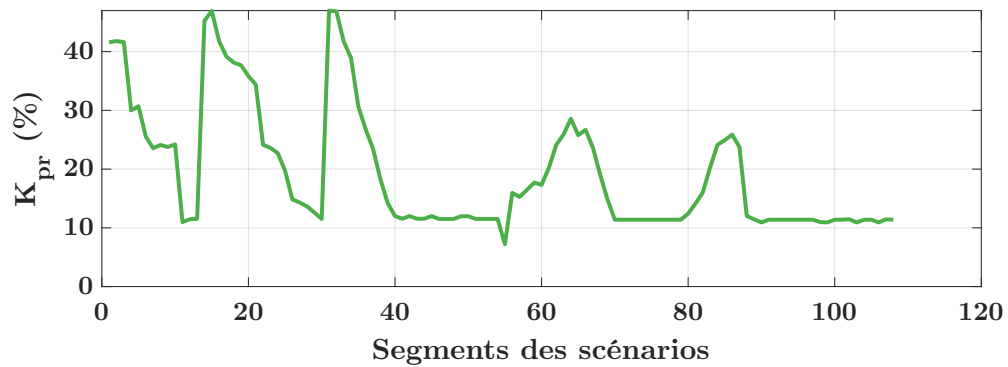


FIGURE 5.26 – Courbe du facteur de puissance (K_{pr}) du convertisseur du sous-étage PPC en fonction de l'ensemble des segments présents dans les scénarios

parfois une perte de puissance dans les scénarios où les conditions d'irradiance sont homogènes. Dans ces cas, les pertes électroniques dues à l'EPP surpassent les gains potentiels, ce qui aboutit à un rendement global légèrement inférieur comparé à l'onduleur centralisé traditionnel. On peut voir ce phénomène aux scénarios *Sc1*, *Sc3*, *Sc4* et *Sc5*. Il est renforcé par la structure de l'EPP, qui est plus sensible aux variations de tension dans les conditions uniformes d'ombrage.

Cette problématique ouvre la voie à une réflexion plus globale autour d'un des points forts des architectures à gestion partielle de puissance, qu'elles soient de type DPC ou S-PPC. Elles présentent une capacité de déconnectabilité qui a été évoquée durant la présentation de certains résultats. Pour les DPC, lorsque qu'aucun ordre de commutation n'est envoyé aux interrupteurs de puissance, la chaîne restaure la connexion série de ses panneaux. De même, pour le PPC constitué d'un FBAC, l'ouverture des interrupteurs est équivalente à la mise en série de la chaîne avec le secondaire du convertisseur. En l'absence de commutation (donc en courant continu), sa diode de redressement conduit et le secondaire du transformateur, équivalent à une inductance, se comporte comme un fil. La chaîne est alors branchée directement sur le bus DC de l'onduleur.

Ainsi, avec un moyen de communication centralisé entre les sous-étages DPC, les sous-

étages PPC et l'onduleur centralisé, il est possible d'imaginer des modes de fonctionnement hybrides. Ceux-ci impliqueraient, pour certains scénarios, que l'onduleur ne fasse pas fonctionner son bus DC à tension fixe, mais en mode MPPT, ce qui est le cas actuellement. Par exemple, en présence d'ombrages homogènes ou d'absence d'ombrage, il serait possible de faire fonctionner le bus DC à la tension de MPP des chaînes, et désactiver de ce fait les étage PPC, qui créent des pertes à cause de leur fonctionnement. Le maintien des étages DPC permettrait de conserver l'efficacité de l'algorithme centralisé de MPPT en proposant des courbes $I(V)$ de chaque chaîne sans maximum local.

À l'inverse, dans le cas journalier des ombrages inter-traqueur ($Sc1$ et $Sc2$), la déconnexion des DPC permet d'économiser leurs pertes, qui surpassent leur gain de fonctionnement. La communication centralisée permettrait aux étages de conversion de "tester" les conditions d'irradiance et d'ombrage à intervalle de temps régulier pour en déduire leur nécessité ou non de fonctionnement. Enfin, il est utile de préciser que les pénalités de l'EPP liées aux pertes de l'électronique de puissance dans les scénarios homogènes ont également lieu avec les architectures de conversion classiques à gestion de puissance complète. Cependant, il est impossible de bypasser ces étages dans ce cas-ci. La déconnectabilité permet donc d'appuyer l'intérêt des sous-étages présentés dans ces travaux.

5.3 Conclusion

Ce chapitre finalise l'évaluation de la topologie DC/DC cascadée avec gestion partielle de puissance (EPP) en la soumettant à des scénarios diversifiés d'irradiance et d'ombrage. Les étapes initiales de modélisation, ainsi que la mise en œuvre des simulations, ont permis d'établir un cadre pratique pour tester les performances du système en condition réelle. La modélisation détaillée des panneaux photovoltaïques à concentration (CPV), associée aux scénarios d'irradiance hétérogène, a été essentielle pour comprendre les réponses de chaque chaîne face aux variations d'éclairement et pour concevoir les simulations de l'étage complet de conversion, incluant l'étage Flyback Active Clamp en PPC. Ce découpage en blocs de simulation a été déterminant pour gérer les différentes échelles de temps de l'électronique de puissance et des algorithmes MPPT.

Les simulations ont mis en évidence les bénéfices de l'EPP dans les configurations où les irradiances sont inégalement distribuées entre les chaînes de panneaux. En permettant un contrôle indépendant des tensions de chaîne via les DPC, cette topologie optimise le rendement énergétique en maintenant chaque chaîne à son point de puissance maximale, même en cas d'ombrages partiels ou de désalignements. Le convertisseur Flyback Active Clamp, dimensionné en mode PPC, a montré des rendements satisfaisants dans les segments à haute irradiance, validant ainsi sa pertinence dans le cadre d'une gestion partielle de puissance.

Néanmoins, l'analyse des résultats a révélé certaines limitations dans les scénarios d'irradiance homogène. Dans ces cas, les pertes de puissance induites par l'électronique de conversion surpassent les gains en rendement, ce qui place l'EPP en retrait par rapport à la solution centralisée. Ces observations soulignent le potentiel d'optimisation du système, notamment par l'intégration d'un mode de bypass pour l'étage PPC ou DPC lorsque les chaînes présentent des irradiances similaires. De telles adaptations permettraient de limiter les pertes dans ces conditions et d'accroître la flexibilité de la solution EPP.

Pour des applications futures, l'optimisation des algorithmes de contrôle, couplée à une adaptation dynamique du S-PPC, pourraient renforcer l'efficacité et la résilience du système, en s'adaptant en temps réel et précisément aux variations réelles d'irradiance.

Conclusion

Les travaux présentés dans cette thèse se sont inscrits dans un effort global visant à améliorer l'efficacité énergétique et économique des systèmes photovoltaïques à concentration (CPV) en s'appuyant sur des nouvelles solutions d'électronique de puissance. Le CPV, bien que prometteur grâce à ses rendements potentiellement élevés, est confronté à des limitations importantes dues aux pertes par ombrage, aux désalignements et aux contraintes liées aux interconnexions électriques. Cette thèse a exploré des stratégies techniques pour relever ces défis, en concentrant les efforts sur la granularité de conversion au niveau des panneaux et sur la conception de convertisseurs DC/DC à gestion partielle de puissance. Cette conclusion se présente sous la forme d'un résumé des travaux effectués, de leurs limites, ainsi que des perspectives pour ce champ de recherche.

Résumé des travaux présentés et des outils développés

- **Comparaison technico-économique des solutions DC/DC et état de l'art :** Une méthodologie a été développée pour comparer les étages de conversion DC/DC en termes d'efficacité énergétique et de rentabilité économique. Ce cadre offre un outil d'aide à la décision pour choisir les configurations optimales dans un contexte industriel.
- **Modélisation dynamique des panneaux CPV :** Un outil de simulation a été conçu pour générer les courbes $I(V)$ des panneaux en fonction de différentes conditions d'irradiance et de température. Cet outil intègre les effets des ombrages complexes et les variations thermiques, offrant une base solide pour simuler et optimiser les systèmes CPV.
- **Conception et dimensionnement d'un étage DC/DC cascadié :** Un convertisseur DC/DC cascadié à gestion partielle de puissance a été dimensionné et optimisé pour atteindre un rendement maximal supérieur à 90 %, tout en préservant la déconnectabilité de l'étage et son intérêt économique. Nous avons mis en lumière les choix et défis associés à ses architectures S-PPC et DPC, et leurs topologies respectives du flyback active clamp et du buck-boost.
- **Réalisation expérimentale d'un flyback active clamp :** Un prototype fonctionnel de flyback active clamp (FBAC) a été conçu et testé, dépassant les performances de l'état de l'art en termes de tension et de puissance, tout en répondant aux contraintes spécifiques des applications CPV. La conception spécifique et la validation de son circuit magnétique, notamment son inductance de fuite intégrée et réglable, ont été présentées.
- **Résultats de simulation et comparaison avec l'état de l'art :** Les simulations ont confirmé certains gains énergétiques et économiques offerts par la solution proposée par rapport à celle actuellement utilisée dans l'industrie (onduleur centralisé à la granularité multi-chaînes).

Limites des travaux

Malgré ces contributions, certains aspects méritent d'être approfondis :

- **Hypothèses du modèle technico-économique** : Le modèle technico-économique repose sur des hypothèses simplificatrices, notamment des approximations linéaires qui pourraient être raffinées pour refléter des comportements plus complexes. De plus, la méthode du calcul des coûts des pièces d'électronique de puissance n'est basée que sur un faible nombre de références, et peut présenter des variations importantes dans la réalité.
- **Validation du DPC buck-boost** : L'étage DPC (Differential Partial Conversion) n'a pas été testé expérimentalement, limitant la validation des performances prédites par les simulations. Outre les mesures de rendements réels, il est nécessaire de réaliser l'étage DPC complet pour permettre de caractériser la communication inter-DPC, très discutée dans la littérature associée.
- **Filtrage et CEM inter-étage** : Les questions relatives au filtrage et à la compatibilité électromagnétique (CEM) des sous-étages ont été traitées en appliquant de "bonnes pratiques", sans une étude exhaustive de leurs impacts. Les effets de diaphonie d'une part, et l'injection de fréquences parasites sur le réseau DC d'autre part n'ont pas été quantifiés.
- **Performances de l'étage complet** : Le comportement de l'étage proposé en cas d'ombrage homogène ou faiblement hétérogène présente des performances inférieures à la solution actuellement mise en place. La partie suivante détaille les perspectives et les pistes d'amélioration possibles.

Perspectives et pistes d'amélioration

En lien avec les limites précédemment décrites, plusieurs directions de recherche peuvent être envisagées pour prolonger ce travail :

- **Conditions de commutation ZVS et capacités parasites** : Une modélisation approfondie des capacités parasites du FBAC pourrait améliorer la compréhension des phénomènes de commutation, avec des implications directes sur les performances de la topologie. Il est nécessaire de parvenir à une modélisation plus précise de l'énergie capacitive en jeu, qui est centrale dans le dimensionnement des inductances du FBAC.
- **Communication entre sous-étages et onduleur** : L'amélioration des stratégies de communication pourrait réduire l'impact des ombrages homogènes ou faiblement hétérogènes, augmentant ainsi le rendement global des installations CPV. Ces stratégies pourraient rendre possible notamment la déconnexion d'un sous-étage pour annuler ses pertes d'électronique de puissance, mais nécessite l'adaptation des convertisseurs restants.
- **Intégration pratique** : L'implémentation des solutions proposées dans les installations CPV actuelles reste à étudier pour en évaluer les implications techniques, logistiques et économiques.
- **Deuxième version du prototype FBAC** : L'utilisation de matériaux magnétiques réduits et une refonte des circuits de gate-driver pourraient diminuer les pertes et améliorer l'intégration du FBAC dans des systèmes industriels.

- **Algorithme de MPPT pour les DPC :** Le développement d'un algorithme de MPPT non linéaire (type PSO - Particle Swarm Observation) et distribué pour l'étage DPC pourrait offrir des gains de puissances intéressants, mais présente des enjeux complexes en termes de conception et de mise en œuvre.
- **Réalisation de l'ACV de l'étage proposé :** Le gain en énergie de l'EPP doit équilibrer à minima le coût environnemental et énergétique de sa fabrication. Il est nécessaire de réaliser une analyse de cycle de vie (ACV), en complément des travaux sur l'électronique de puissance, pour permettre d'étudier plus en détail la viabilité d'une telle solution.

Annexe A

Calcul des ombrages inter-traqueurs pour les scénarios $Sc1$ & $Sc2$

A l'aube, lorsque les traqueurs sortent de leur position de repos (panneaux placés à l'horizontale), ils s'alignent sur le soleil rasant. Les ombres générées à cet instant sont très étendues, du fait du soleil proche de l'horizon. On se retrouve alors dans la situation où les traqueurs les plus à l'est projettent leur ombre sur ceux plus à l'ouest : on appelle ce phénomène l'ombrage inter-traqueur. De façon symétrique, ceux les plus à l'ouest ombragent ceux à l'est au crépuscule. Cette problématique est au centre de nombreux travaux, et le point de départ des efforts pour la minimiser est le placement des traqueurs les uns par rapports aux autres, ainsi que référencé dans [25]. Dans ces travaux, on trouve que la solution la plus simple est d'écarter les traqueurs les uns des autres. Cependant, cela ne fait que réduire le problème, sans l'annuler, et la dispersion des traqueurs augmente la surface de terrain nécessaire et ainsi le coût initial de l'installation.

Par conséquent, cette problématique est intrinsèque aux centrales CPV à base de traqueur, et représente un poste de perte relativement important et systématique [25], [28]. La diminution de granularité permettant de contourner certains de ces mécanismes de pertes par ombrage partiel, il est donc nécessaire de modéliser la forme de ces ombrages en fonction du temps.

En d'autres termes, l'intérêt de cette modélisation est d'obtenir la largeur $L_S(t)$ et la hauteur $M_S(t)$ de l'ombre portée sur le traqueur ombragé en fonction du temps. De plus, il est nécessaire de définir un critère d'existence d'une telle ombre $\beta(t)$. Par analyse géométrique, on obtient :

$$\begin{cases} L_s(t) &= L - |x \cdot \cos \Psi_s(t) - y \cdot \sin \Psi_s(t)| \\ M_s(t) &= M + [x \cdot \sin \Psi_s(t) + y \cdot \cos \Psi_s(t)] \cdot \sin \gamma_s \end{cases} \quad (A.1)$$

$$\beta(t) = -[x \cdot \sin \Psi_s(t) + y \cdot \cos \Psi_s(t)] \cdot \cos \gamma_s \begin{cases} > 0 & \text{si ombrage} \\ < 0 & \text{si absence d'ombrage} \end{cases} \quad (A.2)$$

où L est la largeur d'un traqueur (en m), M sa hauteur (en m), Ψ_s l'azimuth (en °), γ_s l'élévation (en °), x la distance entre les centres de gravité des deux traqueurs selon l'axe est-ouest (en m), d_1 cette même distance sur l'axe normal à la direction des rayons solaires dans le plan de l'azimuth (en m), et d_2 dans le plan de l'élévation (en m).

D'après les données fournies par STACE et la localisation géographique des traqueurs du 3iT de Sherbrooke, on peut prendre comme données $L = 14,4$ m, $M = 7,2$ m, $x = 20$ m et $y = 10$ m.

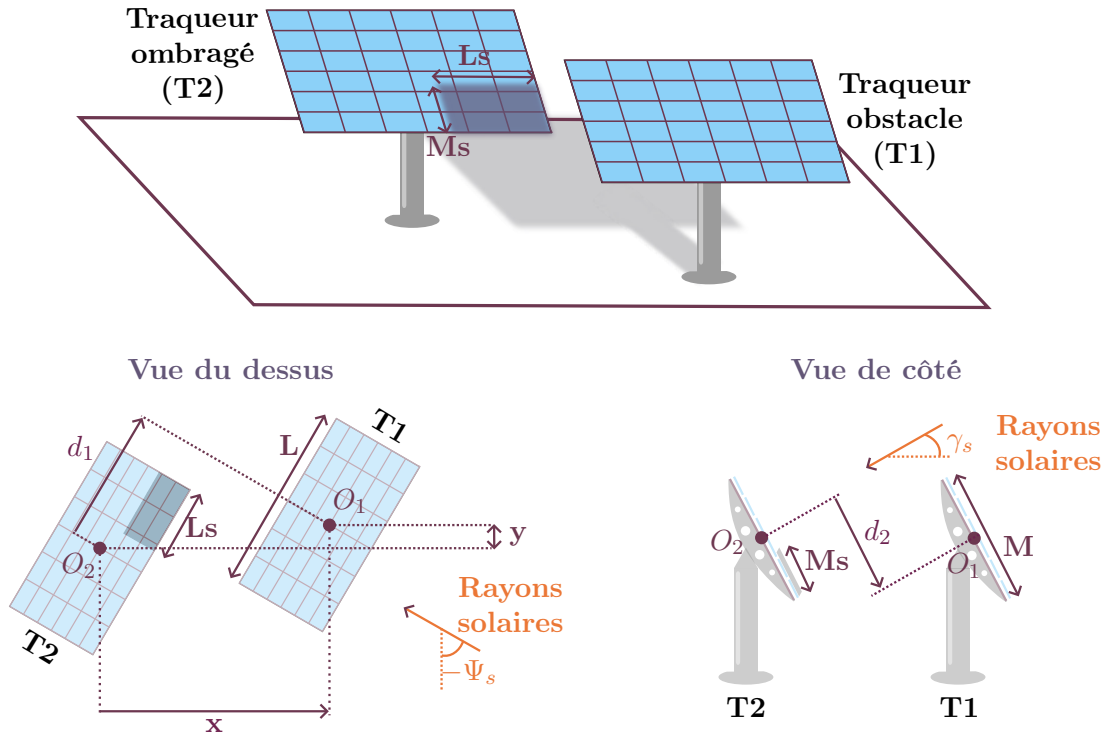


FIGURE A.1 – Paramétrisation du problème d'ombrage inter-traqueur avec T1 le traqueur obstacle et T2 le traqueur ombragé. La figure est adaptée de [30]

Les équations A.1 et A.2 décrivent donc la forme de l'ombrage créant une DNI nulle sur la surface concernée. Le reste de la surface active voit une DNI croissante correspondant au lever du soleil. Sa variation a été directement prise sur le site du 3iT, au solstice du 21 juin 2020. Les données d'azimut et d'élévation sont également prises pour le même site à la même date. Nous pouvons retrouver les résultats de l'ombrage ainsi que cette variation de DNI sur la figure A.2. Le facteur binaire $\beta(t)$ a été directement multiplié à L_S et M_S pour tenir compte de l'existence ou non de l'ombrage.

La largeur variable de l'ombre L_S peut créer une hétérogénéité d'ombrage sur deux modules de test différents. En effet, on se retrouve avec deux cas différents pour le même scénario : soit l'ombre sur les deux chaînes est exactement similaire, soit un effet de bord fait qu'une chaîne n'est que partiellement ombragée dans la direction de L_S . Ce cas nécessite d'être traité également, car il produit une tension de MPP différente entre les deux chaînes. Le scénario $Sc1$ sera donc celui en cas d'ombrage identique sur chacune des chaînes, et $Sc2$ celui d'un ombrage hétérogène entre les deux.

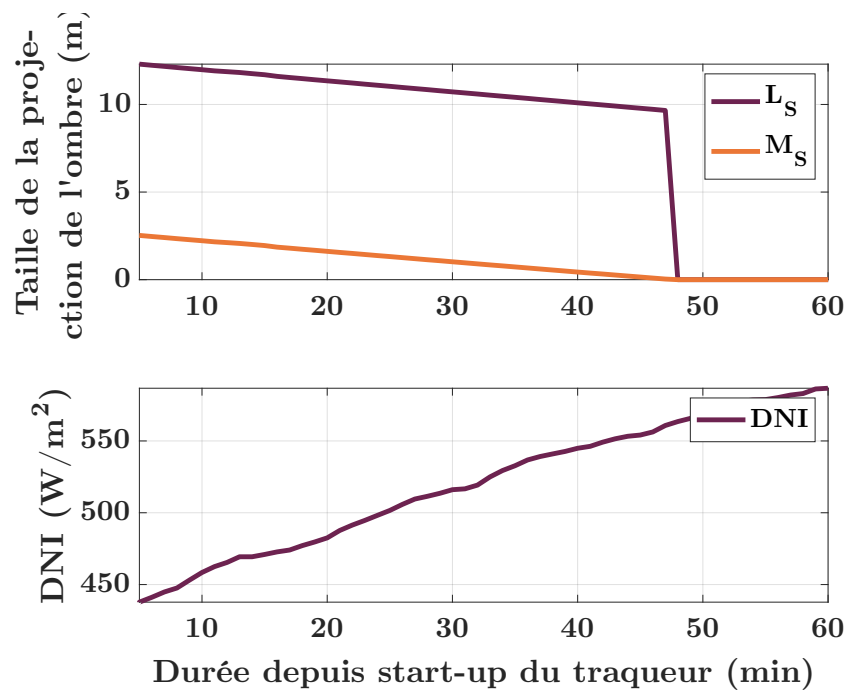


FIGURE A.2 – Variation de l'ombrage présente sur le traqueur T2 à l'aube en fonction du temps (**haut**), et variation de la DNI sur cette même période (**bas**)

Annexe B

Calcul de l'inductance de fuite du circuit magnétique du flyback active clamp

Le calcul de l'inductance de fuite intrinsèque au circuit magnétique utilisé dans le convertisseur FBAC est détaillé dans cette annexe. La méthode est dérivée de l'article [REF ouyang] pour un matériau magnétique planar à enroulements PCB. On détermine dans un premier temps le « chemin de fuite », qui désigne les trajectoires empruntées par les flux magnétiques qui ne sont pas confinés dans le circuit magnétique principal, c'est-à-dire le noyau. Ces flux "fuitent" dans des régions telles que l'air, les couches d'enroulements ou les matériaux isolants situés entre les enroulements. L'origine du chemin de fuite réside dans le fait que le flux magnétique généré par les courants dans les enroulements primaire et secondaire devrait idéalement se coupler parfaitement à travers le noyau. Toutefois, la disposition physique des enroulements et des matériaux isolants empêche un confinement total, ce qui conduit une partie de ce flux à s'échapper et à suivre des trajets alternatifs.

Les chemins de fuite se manifestent principalement dans les couches d'enroulements, les isolants entre ces couches et dans l'air autour du transformateur. Ces flux de fuite ne participent pas au couplage magnétique entre les enroulements primaire et secondaire, ce qui donne lieu à une inductance de fuite. C'est cette dernière dont on veut déterminer la valeur, qui est nécessaire pour quantifier l'énergie inductive permettant la commutation douce du FBAC.

La méthode proposée requiert donc la définition dans un premier temps de ce chemin de fuite. La figure B.1 représente le chemin (flèche noire) sur la fenêtre d'enroulement équivalente du noyau magnétique utilisé dans ce travail. Le long de ce chemin, on calcule la force magnéto-motrice FMM , qui est la somme des Ampère-tours. A partir de cette FMM , on peut en déduire le champ d'excitation magnétique H_{lk} en la divisant par la longueur d'enroulement. Enfin, il est possible de déterminer l'énergie magnétique de fuite en utilisant la formule :

$$E_{lk} = \frac{\mu_0}{2} \sum \int_0^h H_{lk}^2 \cdot l_w \cdot b_w \cdot dx \quad (B.1)$$

où μ_0 désigne la perméabilité du vide, H_{lk} est l'excitation magnétique de fuite, l_w représente la longueur équivalente des spires, b_w leur largeur équivalente, h correspond à l'épaisseur des couches successives traversées par le chemin, et dx est l'élément différentiel dans la direction perpendiculaire à l'épaisseur.

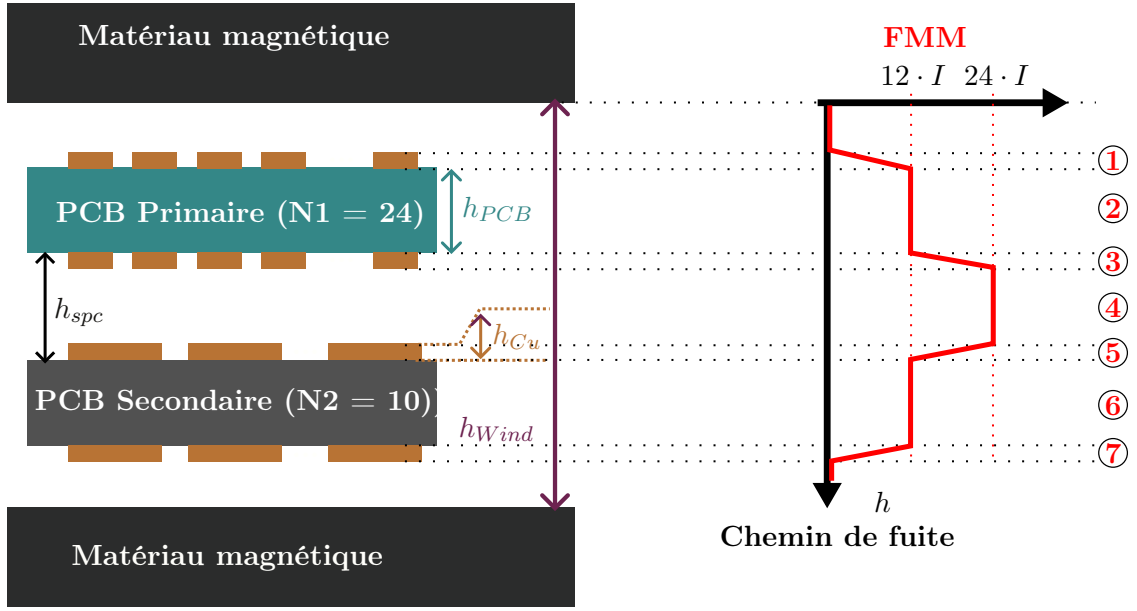


FIGURE B.1 – **(Gauche)** Géométrie des enroulements du circuit magnétique, avec les paramètres de hauteurs associés. **(Droite)** Représentation de la force magnéto-motrice (FMM) équivalente le long du chemin de fuite.

En omettant les segments du chemin de fuite où la force magnéto-motrice est nulle (au début et à la fin), on peut distinguer 7 zones où la FMM prend différentes valeurs. Le table B.1 reprend les résultats de la FMM , de l'excitation magnétique H_i et de l'énergie de fuite $E_{lk\ i}$ pour chaque couche.

TABLE B.1

Couche n°	$FMM(h)$	$H_i(x) = \frac{FMM(x)}{l_{path}}$	$E_{lk\ i} = \frac{\mu_0}{2} \int_0^{h_i} H_i^2(x) \cdot l_w \cdot b_w dx$
1	$\frac{12 \cdot I \cdot x}{h_{cu}}$	$\frac{12 \cdot I \cdot x}{b_w h_{cu}}$	$\frac{\mu_0}{2} l_w b_w \left(\frac{12 \cdot I}{b_w} \right)^2 \cdot \frac{h_{cu}}{3}$
2	$12 \cdot I$	$\frac{12 \cdot I}{b_w}$	$\frac{\mu_0}{2} l_w b_w \left(\frac{12 \cdot I}{b_w} \right)^2 \cdot h_{PCB}$
3	$12 \cdot I + \frac{12 \cdot I \cdot x}{h_{cu}}$	$\frac{12 \cdot I}{b_w} + \frac{12 \cdot I \cdot x}{b_w h_{cu}}$	$\frac{\mu_0}{2} l_w b_w \left(\frac{12 \cdot I}{b_w} \right)^2 \cdot \frac{7 \cdot h_{cu}}{3}$
4	$24 \cdot I$	$\frac{24 \cdot I}{b_w}$	$\frac{\mu_0}{2} l_w b_w \left(\frac{24 \cdot I}{b_w} \right)^2 \cdot h_{spc}$
5	$24 \cdot I - \frac{12 \cdot I \cdot x}{h_{cu}}$	$\frac{24 \cdot I}{b_w} - \frac{12 \cdot I \cdot x}{b_w h_{cu}}$	$\frac{\mu_0}{2} l_w b_w \left(\frac{12 \cdot I}{b_w} \right)^2 \cdot \frac{7 \cdot h_{cu}}{3}$
6	$12 \cdot I$	$\frac{12 \cdot I}{b_w}$	$\frac{\mu_0}{2} l_w b_w \left(\frac{12 \cdot I}{b_w} \right)^2 \cdot h_{PCB}$
7	$12 \cdot I - \frac{12 \cdot I \cdot x}{h_{cu}}$	$\frac{12 \cdot I}{b_w} - \frac{12 \cdot I \cdot x}{b_w h_{cu}}$	$\frac{\mu_0}{2} l_w b_w \left(\frac{12 \cdot I}{b_w} \right)^2 \cdot \frac{h_{cu}}{3}$

En sommant toutes ces énergies, on obtient l'énergie totale de fuite sur l'intégralité du circuit magnétique à l'équation suivante B.2 :

$$E_{lk} = \sum_{i=1}^7 E_{lk,i} = \frac{\mu_0}{2} \cdot l_w \cdot b_w \left(\frac{12 \cdot I}{b_w} \right)^2 \left(\frac{16 \cdot h_{cu}}{3} + 2 \cdot h_{FR4} + 4 \cdot h_{spc} \right) \quad (B.2)$$

Pour retrouver la valeur équivalente à l'inductance de fuite totale, et enlever la dépen-

dance de l'équation au courant traversant les enroulements, on pose :

$$E_{lk} = \frac{1}{2} \cdot L_{lk} \cdot I^2 \quad (\text{B.3})$$

On obtient alors l'expression de l'inductance de fuite :

$$L_{lk} = 144\mu_0 \cdot \frac{l_w}{b_w} \left(\frac{16 \cdot h_{Cu}}{3} + 2 \cdot h_{FR4} + 4 \cdot h_{spc} \right) \quad (\text{B.4})$$

Annexe C

Photo du montage pour le calcul de rendement du FBAC

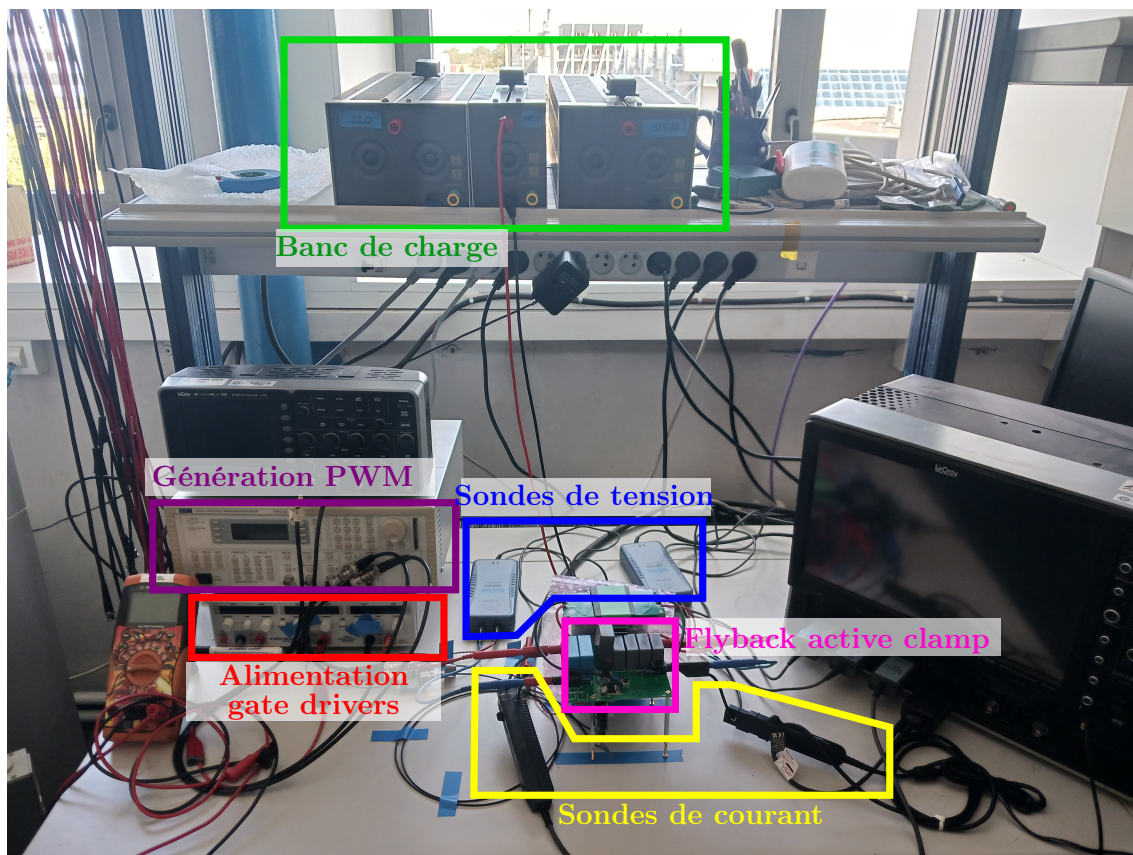


FIGURE C.1 – Photo et détail du montage de test pour le calcul de rendement du flyback active clamp

TABLE C.1 – Tableau des mesures de rendement effectuées pour le flyback active clamp en fonction de la puissance théorique et de la tension. Les puissances entre parenthèses sont les puissances d'entrée réelles mesurées. Le signe "/" indique que le rendement n'a pas été mesuré à ce point.

Tension / Puissance	200 V	250 V	300 V	350 V	400 V	450 V
50 W	/	(58 W) 75.5 %	(55 W) 76.1 %	(49 W) 87.0 %	(48 W) 78.1 %	(35 W) 80.6 %
100 W	(114 W) 84.5 %	(115 W) 82.8 %	(110 W) 84.7 %	(114 W) 82.8 %	(103 W) 82.6 %	(90 W) 85.0 %
150 W	(174 W) 85.6 %	(162 W) 90.3 %	(165 W) 89.6 %	(169 W) 85.9 %	(151 W) 86.8 %	/
200 W	(225 W) 87.3%	(208 W) 93.2 %	(221 W) 91.2 %	(221 W) 89.4 %	/	/
250 W	/	(266 W) 91.7 %	(275 W) 91.1 %	(273 W) 89.9 %	/	/

Bibliographie

- [1] C. général au développement durable (CGDD), *DATALAB - Bilan environnemental de la France - Edition 2022*.
- [2] S. GHOSH et R. YADAV, "Future of photovoltaic technologies : a comprehensive review," *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, t. 47, p. 101 410, oct. 2021, ISSN : 22131388. DOI : 10.1016/j.seta.2021.101410.
- [3] D. YANG, H. LATCHMAN, D. TINGLING et A. A. AMARSINGH, "Design and Return on Investment Analysis of Residential Solar Photovoltaic Systems," *IEEE Potentials*, t. 34, n° 4, p. 11-17, juill. 2015, ISSN : 0278-6648. DOI : 10.1109/MPOT.2013.2284602.
- [4] A. JÄGER-WALDAU, "Snapshot of photovoltaics," *EPJ Photovoltaics*, t. 12, p. 2, 2021, ISSN : 2105-0716. DOI : 10.1051/epjpv/2021002.
- [5] W. SHOCKLEY et H. J. QUEISSER, "Detailed balance limit of efficiency of p - n junction solar cells," *Journal of Applied Physics*, t. 32, n° 3, p. 510-519, 1^{er} mars 1961, ISSN : 0021-8979, 1089-7550. DOI : 10.1063/1.1736034.
- [6] M. A. GREEN, *Solar cells : operating principles, technology, and system applications* (Prentice-Hall series in solid state physical electronics 4201 Literaturangaben). Englewood Cliffs : Prentice-Hall, 1982, 274 p., ISBN : 978-0-13-822270-3.
- [7] C. ALGORA et I. REY-STOLLE, éd., *Handbook of concentrator photovoltaic technology*, Hoboken : John Wiley & Sons Inc, 2016, 1 p., ISBN : 978-1-118-75564-8.
- [8] M. BOSI et C. PELOSI, "The potential of III-v semiconductors as terrestrial photovoltaic devices," *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, t. 15, n° 1, p. 51-68, jan. 2007, ISSN : 1062-7995, 1099-159X. DOI : 10.1002/pip.715.
- [9] M. PATEL et A. K. KARAMALIDIS, "Germanium : a review of its US demand, uses, resources, chemistry, and separation technologies," *Separation and Purification Technology*, t. 275, p. 118 981, nov. 2021, ISSN : 13835866. DOI : 10.1016/j.seppur.2021.118981.
- [10] I. M. PETERS, C. D. RODRÍGUEZ GALLEGOS, L. LÜER, J. A. HAUCH et C. J. BRABEC, "Practical limits of multijunction solar cells," *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, t. 31, n° 10, p. 1006-1015, oct. 2023, ISSN : 1062-7995, 1099-159X. DOI : 10.1002/pip.3705.
- [11] T. GERSTMAIER, T. ZECH, M. RÖTTGER, C. BRAUN et A. GOMBERT, "Large-scale and long-term CPV power plant field results," **presented at 11TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONCENTRATOR PHOTOVOLTAIC SYSTEMS : CPV-11**, Aix-les-Bains, France, 2015, p. 030 002. DOI : 10.1063/1.4931506.

-
- [12] A. J. KINFACK LEOGA, A. RITOU, M. BLANCHARD et al., "Outdoor Characterization of Solar Cells With Microstructured Antireflective Coating in a Concentrator Photovoltaic Monomodule," *IEEE Journal of Photovoltaics*, t. 13, n° 5, p. 736-739, sept. 2023, ISSN : 2156-3381, 2156-3403. DOI : 10.1109/JPHOTOV.2023.3295498.
- [13] P. J. PÉREZ-HIGUERAS, F. M. ALMONACID, P. M. RODRIGO et E. F. FERNÁNDEZ, "Optimum sizing of the inverter for maximizing the energy yield in state-of-the-art high-concentrator photovoltaic systems," *Solar Energy*, t. 171, p. 728-739, sept. 2018, ISSN : 0038092X. DOI : 10.1016/j.solener.2018.07.013.
- [14] S. P. PHILIPPS, A. W. BETT, K. HOROWITZ et S. KURTZ, "Current status of concentrator photovoltaic (CPV) technology," NREL/TP-5J00-65130, 1351597, 1^{er} déc. 2015, NREL/TP-5J00-65 130, 1 351 597. DOI : 10.2172/1351597.
- [15] A. BEN OR et J. APPELBAUM, "Dependence of multi-junction solar cells parameters on concentration and temperature," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, t. 130, p. 234-240, nov. 2014, ISSN : 09270248. DOI : 10.1016/j.solmat.2014.07.010.
- [16] A. BEN OR et J. APPELBAUM, "Estimation of multi-junction solar cell parameters," *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, t. 21, n° 4, p. 713-723, juin 2013, ISSN : 1062-7995, 1099-159X. DOI : 10.1002/pip.2158.
- [17] H. BAIG, K. C. HEASMAN et T. K. MALLICK, "Non-uniform illumination in concentrating solar cells," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, t. 16, n° 8, p. 5890-5909, oct. 2012, ISSN : 13640321. DOI : 10.1016/j.rser.2012.06.020.
- [18] M. A. STEINER, J. F. GEISZ, D. J. FRIEDMAN, W. J. OLAVARRIA, A. DUDA et T. E. MORIARTY, "Temperature-dependent measurements of an inverted metamorphic multijunction (IMM) solar cell," in *2011 37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, Seattle, WA, USA : IEEE, juin 2011, p. 002 527-002 532, ISBN : 978-1-4244-9965-6. DOI : 10.1109/PVSC.2011.6186461.
- [19] M. MUSSARD, "Solar energy under cold climatic conditions : a review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, t. 74, p. 733-745, juill. 2017, ISSN : 13640321. DOI : 10.1016/j.rser.2017.03.009.
- [20] R. TRIPATHI, G. N. TIWARI et T. S. BHATTI, "Electrical energy and power generation from three different photovoltaic module technology in composite climate condition : a comparative study," in *Innovations in Electrical and Electronic Engineering*, M. N. FAVORSKAYA, S. MEKHILEF, R. K. PANDEY et N. SINGH, éd., t. 661, Series Title : Lecture Notes in Electrical Engineering, Singapore : Springer Singapore, 2021, p. 237-246. DOI : 10.1007/978-981-15-4692-1_18.
- [21] N. XU, J. JI, W. SUN, W. HUANG et Z. JIN, "Electrical and thermal performance analysis for a highly concentrating photovoltaic/thermal system," *International Journal of Photoenergy*, t. 2015, p. 1-10, 2015, ISSN : 1110-662X, 1687-529X. DOI : 10.1155/2015/537538.
- [22] Y. A. ALAMRI, I. ALBAIK, S. MAHMOUD, R. AL-DADAH et M. A. ISMAIL, "Integration of concentrated multi-junction solar cells with small-scale organic rankine cycle," *Energy Conversion and Management*, t. 239, p. 114 235, juill. 2021, ISSN : 01968904. DOI : 10.1016/j.enconman.2021.114235.
- [23] S. KOURO, J. I. LEON, D. VINNIKOV et L. G. FRANQUELO, "Grid-Connected Photovoltaic Systems : An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, t. 9, n° 1, p. 47-61, mars 2015, ISSN : 1932-4529. DOI : 10.1109/MIE.2014.2376976.

- [24] M. MAO, L. CUI, Q. ZHANG, K. GUO, L. ZHOU et H. HUANG, "Classification and summarization of solar photovoltaic MPPT techniques : a review based on traditional and intelligent control strategies," *Energy Reports*, t. 6, p. 1312-1327, nov. 2020, ISSN : 23524847. DOI : 10.1016/j.egy.2020.05.013.
- [25] P. RODRIGO, "Balancing the shading impact in utility-scale dual-axis tracking concentrator photovoltaic power plants," *Energy*, t. 210, p. 118 490, nov. 2020, ISSN : 03605442. DOI : 10.1016/j.energy.2020.118490.
- [26] Y. S. KIM, S.-M. KANG et R. WINSTON, "Modeling of a concentrating photovoltaic system for optimum land use," *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, t. 21, n° 2, p. 240-249, mars 2013, ISSN : 1062-7995, 1099-159X. DOI : 10.1002/pip.1176.
- [27] S. POSHTKOUHI, A. BISWAS et O. TRESCASES, "DC-DC converter for high granularity, sub-string MPPT in photovoltaic applications using a virtual-parallel connection," in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, USA : IEEE, fév. 2012, p. 86-92, ISBN : 978-1-4577-1216-6. DOI : 10.1109/APEC.2012.6165802.
- [28] P. RODRIGO, D. TALAVERA, E. FERNÁNDEZ, F. ALMONACID et P. PÉREZ-HIGUERAS, "Optimum capacity of the inverters in concentrator photovoltaic power plants with emphasis on shading impact," *Energy*, t. 187, p. 115 964, nov. 2019, ISSN : 03605442. DOI : 10.1016/j.energy.2019.115964.
- [29] J. A. FLORES et P. R. RIVERA, "Single-Phase Grid-Connected MicroInverter for Low Power Photovoltaic Residential Applications," in *2022 IEEE ANDESCON*, Barranquilla, Colombia : IEEE, 16 nov. 2022, p. 1-6, ISBN : 978-1-66548-854-9. DOI : 10.1109/ANDESCON56260.2022.9989682.
- [30] P. RODRIGO, R. VELÁZQUEZ, E. F. FERNÁNDEZ, F. ALMONACID et P. PÉREZ-HIGUERAS, "Analysis of electrical mismatches in high-concentrator photovoltaic power plants with distributed inverter configurations," *Energy*, t. 107, p. 374-387, juill. 2016, ISSN : 03605442. DOI : 10.1016/j.energy.2016.04.039.
- [31] P. PÉREZ-HIGUERAS et E. F. FERNÁNDEZ, éd., *High Concentrator Photovoltaics : Fundamentals, Engineering and Power Plants*, 1st ed. 2015, Green Energy and Technology, Cham : Springer International Publishing : Imprint : Springer, 2015, 1 p., ISBN : 978-3-319-15039-0. DOI : 10.1007/978-3-319-15039-0.
- [32] P. RODRIGO, S. GUTIÉRREZ, R. VELÁZQUEZ, E. F. FERNÁNDEZ, F. ALMONACID et P. PÉREZ-HIGUERAS, "A methodology for the electrical characterization of shaded high concentrator photovoltaic modules," *Energy*, t. 89, p. 768-777, sept. 2015, ISSN : 03605442. DOI : 10.1016/j.energy.2015.05.143.
- [33] P. CAMAIL, C. MARTIN, B. ALLARD, C. JOUBERT, M. DARNON et J. P. TROVAO, "Application of DC/DC Partial Power Conversion to Concentrator Photovoltaics," in *IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Brussels, Belgium : IEEE, 17 oct. 2022, p. 1-6, ISBN : 978-1-66548-025-3. DOI : 10.1109/IECON49645.2022.9968818.
- [34] E. F. FERNÁNDEZ, J. P. FERRER-RODRÍGUEZ, F. ALMONACID et P. PÉREZ-HIGUERAS, "Current-voltage dynamics of multi-junction CPV modules under different irradiance levels," *Solar Energy*, t. 155, p. 39-50, oct. 2017, ISSN : 0038092X. DOI : 10.1016/j.solener.2017.06.012.

-
- [35] D. J. WRIGHT, S. BADRUDDIN et C. ROBERTSON-GILLIS, "Micro-Tracked CPV Can Be Cost Competitive With PV in Behind-The-Meter Applications With Demand Charges," *Frontiers in Energy Research*, t. 6, p. 97, 25 sept. 2018, ISSN : 2296-598X. DOI : 10.3389/fenrg.2018.00097.
 - [36] E. VARTIAINEN, G. MASSON, C. BREYER, D. MOSER et E. ROMÁN MEDINA, "Impact of weighted average cost of capital, capital expenditure, and other parameters on future utility-scale PV levelised cost of electricity," *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, t. 28, n° 6, p. 439-453, juin 2020, ISSN : 1062-7995, 1099-159X. DOI : 10.1002/pip.3189.
 - [37] D. TALAVERA, P. PÉREZ-HIGUERAS, J. RUÍZ-ARIAS et E. FERNÁNDEZ, "Levelised cost of electricity in high concentrated photovoltaic grid connected systems : spatial analysis of spain," *Applied Energy*, t. 151, p. 49-59, août 2015, ISSN : 03062619. DOI : 10.1016/j.apenergy.2015.04.072.
 - [38] K. MOHAMMADI, S. KHANMOHAMMADI, H. KHORASANIZADEH et K. POWELL, "Development of high concentration photovoltaics (HCPV) power plants in the US southwest : economic assessment and sensitivity analysis," *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, t. 42, p. 100873, déc. 2020, ISSN : 22131388. DOI : 10.1016/j.seta.2020.100873.
 - [39] F. H. AGHDAM et M. ABAPOUR, "Reliability and Cost Analysis of Multistage Boost Converters Connected to PV Panels," *IEEE Journal of Photovoltaics*, t. 6, n° 4, p. 981-989, juill. 2016, ISSN : 2156-3381, 2156-3403. DOI : 10.1109/JPHOTOV.2016.2566885.
 - [40] V. VOSSOS, D. GERBER, Y. BENNANI, R. BROWN et C. MARNAY, "Techno-economic analysis of DC power distribution in commercial buildings," *Applied Energy*, t. 230, p. 663-678, nov. 2018, ISSN : 03062619. DOI : 10.1016/j.apenergy.2018.08.069.
 - [41] R. ALONSO, A. PEREDA, E. BILBAO, J. A. CORTAJARENA, I. VIDAURRAZAGA et E. ROMÁN, "Design and analysis of performance of a DC power optimizer for HCPV systems within CPVMatch project," **presented at 14TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONCENTRATOR PHOTOVOLTAIC SYSTEMS (CPV-14)**, Puertollano, Spain, 2018, p. 050001. DOI : 10.1063/1.5053522.
 - [42] H. ZHANG, K. MARTYNOV et D. J. PERREAULT, "A CMOS-Based Energy Harvesting Approach for Laterally Arrayed Multibandgap Concentrated Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 35, n° 9, p. 9320-9331, sept. 2020, ISSN : 0885-8993, 1941-0107. DOI : 10.1109/TPEL.2020.2970053.
 - [43] E. F. FERNÁNDEZ, F. ALMONACID, J. RUIZ-ARIAS et A. SORIA-MOYA, "Analysis of the spectral variations on the performance of high concentrator photovoltaic modules operating under different real climate conditions," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, t. 127, p. 179-187, août 2014, ISSN : 09270248. DOI : 10.1016/j.solmat.2014.04.026.
 - [44] T. TALBERT, F. THIERY, D. GACHON, O. FRUCHIER, T. MARTIRE et M. PETIT, "Modelling a redefined architecture for concentrated photovoltaic power plant," in *2019 5th International Conference on Event-Based Control, Communication, and Signal Processing (EBCCSP)*, Vienna, Austria : IEEE, mai 2019, p. 1-6, ISBN : 978-1-72812-322-6. DOI : 10.1109/EBCCSP.2019.8836730.

- [45] M. S. ZAMAN, Y. WEN, R. FERNANDES et al., "A Cell-Level Differential Power Processing IC for Concentrating-PV Systems With Bidirectional Hysteretic Current-Mode Control and Closed-Loop Frequency Regulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 30, n° 12, p. 7230-7244, déc. 2015, ISSN : 0885-8993, 1941-0107. DOI : 10.1109/TPEL.2015.2395813.
- [46] J. W. ZAPATA, S. KOURO, G. CARRASCO, H. RENAUDINEAU et T. A. MEYNARD, "Analysis of Partial Power DC-DC Converters for Two-Stage Photovoltaic Systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, t. 7, n° 1, p. 591-603, mars 2019, ISSN : 2168-6777, 2168-6785. DOI : 10.1109/JESTPE.2018.2842638.
- [47] SEUNG-HO BAEK, SOON-RYUNG LEE et CHUNG-YUEN WON, "A novel phase shedding control algorithm considering maximum efficiency for 3-phase interleaved boost converter," in *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Busan, South Korea : IEEE, juin 2016, p. 427-431, ISBN : 978-1-5090-1272-5. DOI : 10.1109/ITEC-AP.2016.7512991.
- [48] K. NEUHAUS, C. ALONSO, L. GLADYSZ, A. DELAMARRE, K. WATANABE et M. SUGIYAMA, "Solar to Hydrogen Conversion using Concentrated Multi-junction Photovoltaics and Distributed Micro-Converter Architecture," in *2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Paris : IEEE, oct. 2018, p. 744-747, ISBN : 978-1-5386-5982-3. DOI : 10.1109/ICRERA.2018.8566763.
- [49] J. ANZOLA, I. AIZPURU, A. A. ROMERO et al., "Review of Architectures Based on Partial Power Processing for DC-DC Applications," *IEEE Access*, t. 8, p. 103 405-103 418, 2020, ISSN : 2169-3536. DOI : 10.1109/ACCESS.2020.2999062.
- [50] P. RODRIGO, S. GUTIÉRREZ et L. A. GUERRERO, "Shading in high-concentrator photovoltaic power plants," in *High Concentrator Photovoltaics*, P. PÉREZ-HIGUERAS et E. F. FERNÁNDEZ, éd., Series Title : Green Energy and Technology, Cham : Springer International Publishing, 2015, p. 177-208, ISBN : 978-3-319-15038-3 978-3-319-15039-0. DOI : 10.1007/978-3-319-15039-0_7.
- [51] F. ALMONACID, P. RODRIGO et E. F. FERNÁNDEZ, "Determination of the current-voltage characteristics of concentrator systems by using different adapted conventional techniques," *Energy*, t. 101, p. 146-160, avr. 2016, ISSN : 03605442. DOI : 10.1016/j.energy.2016.01.082.
- [52] E. F. FERNÁNDEZ, J. MONTES-ROMERO, J. de la CASA, P. RODRIGO et F. ALMONACID, "Comparative study of methods for the extraction of concentrator photovoltaic module parameters," *Solar Energy*, t. 137, p. 413-423, nov. 2016, ISSN : 0038092X. DOI : 10.1016/j.solener.2016.08.046.
- [53] A. JAIN, "Exact analytical solutions of the parameters of real solar cells using lambert w-function," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, t. 81, n° 2, p. 269-277, 6 fév. 2004, ISSN : 09270248. DOI : 10.1016/j.solmat.2003.11.018.
- [54] H. TIAN, F. MANCILLA-DAVID, K. ELLIS, E. MULJADI et P. JENKINS, "A cell-to-module-to-array detailed model for photovoltaic panels," *Solar Energy*, t. 86, n° 9, p. 2695-2706, sept. 2012, ISSN : 0038092X. DOI : 10.1016/j.solener.2012.06.004.
- [55] A. LUQUE, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*, 2nd ed, avec la coll. de S. HEGEDUS. New York : John Wiley & Sons, Incorporated, 2011, 1 p., ISBN : 978-0-470-72169-8 978-0-470-97466-7.

- [56] F. KHAN, S.-H. BAEK et J. H. KIM, "Intensity dependency of photovoltaic cell parameters under high illumination conditions : an analysis," *Applied Energy*, t. 133, p. 356-362, nov. 2014, ISSN : 03062619. DOI : 10.1016/j.apenergy.2014.07.107.
- [57] I. GARCÍA, M. VICTORIA et I. ANTÓN, "Temperature effects on CPV solar cells, optics and modules," in *Handbook of Concentrator Photovoltaic Technology*, C. ALGORA et I. REY-STOLLE, éd., 1^{re} éd., Wiley, 15 avr. 2016, p. 245-292, ISBN : 978-1-118-47296-5 978-1-118-75565-5. DOI : 10.1002/9781118755655.ch05.
- [58] G. S. KINSEY, P. HEBERT, K. E. BARBOUR, D. D. KRUT, H. L. COTAL et R. A. SHERIF, "Concentrator multijunction solar cell characteristics under variable intensity and temperature," *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, t. 16, n° 6, p. 503-508, sept. 2008, ISSN : 1062-7995, 1099-159X. DOI : 10.1002/pip.834.
- [59] K. NISHIOKA, T. TAKAMOTO, T. AGUI, M. KANEIWA, Y. URAOKA et T. FUYUKI, "Annual output estimation of concentrator photovoltaic systems using high-efficiency InGaP/InGaAs/ge triple-junction solar cells based on experimental solar cell's characteristics and field-test meteorological data," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, t. 90, n° 1, p. 57-67, jan. 2006, ISSN : 09270248. DOI : 10.1016/j.solmat.2005.01.011.
- [60] E. DÍAZ-DORADO, A. SUÁREZ-GARCÍA, C. J. CARRILLO et J. CIDRÁS, "Optimal distribution for photovoltaic solar trackers to minimize power losses caused by shadows," *Renewable Energy*, t. 36, n° 6, p. 1826-1835, juin 2011, ISSN : 09601481. DOI : 10.1016/j.renene.2010.12.002.
- [61] Z. ALQAISI et Y. MAHMOUD, "Comprehensive Study of Partially Shaded PV Modules With Overlapping Diodes," *IEEE Access*, t. 7, p. 172 665-172 675, 2019, ISSN : 2169-3536. DOI : 10.1109/ACCESS.2019.2956916.
- [62] N. ANANI et H. IBRAHIM, "Performance evaluation of analytical methods for parameters extraction of photovoltaic generators," *Energies*, t. 13, n° 18, p. 4825, 15 sept. 2020, ISSN : 1996-1073. DOI : 10.3390/en13184825.
- [63] Y. S. KIM et R. WINSTON, "Power conversion in concentrating photovoltaic systems : central, string, and micro-inverters : power conversion in CPV systems," *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, t. 22, n° 9, p. 984-992, sept. 2014, ISSN : 10627995. DOI : 10.1002/pip.2317.
- [64] I. S. HERMENEAN, I. VISA, A. DUTA et D. V. DIACONESCU, "MODELING TEMPERATURE VARIATION IN a CPV SYSTEM," *Environmental Engineering and Management Journal*, t. 10, n° 2, p. 263-269, 2011, ISSN : 1582-9596, 1843-3707. DOI : 10.30638/eemj.2011.039.
- [65] D. FRIEDMAN, "Modelling of tandem cell temperature coefficients," in *Conference Record of the Twenty Fifth IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 1996*, Washington, DC, USA : IEEE, 1996, p. 89-92, ISBN : 978-0-7803-3166-2. DOI : 10.1109/PVSC.1996.563954.
- [66] M. HASAN et S. PARIDA, "An overview of solar photovoltaic panel modeling based on analytical and experimental viewpoint," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, t. 60, p. 75-83, juill. 2016, ISSN : 13640321. DOI : 10.1016/j.rser.2016.01.087.
- [67] S. R. PENDEM et S. MIKKILI, "Modeling, simulation and performance analysis of solar PV array configurations (series, series-parallel and honey-comb) to extract maximum power under partial shading conditions," *Energy Reports*, t. 4, p. 274-287, nov. 2018, ISSN : 23524847. DOI : 10.1016/j.egyr.2018.03.003.

-
- [68] J. PHANG, D. CHAN et J. PHILLIPS, "Accurate analytical method for the extraction of solar cell model parameters," *Electronics Letters*, t. 20, n° 10, p. 406, 1984, ISSN : 00135194. DOI : 10.1049/e1:19840281.
 - [69] L. E. PEÑARANDA CHENCHE, O. S. HERNANDEZ MENDOZA et E. P. BANDARRA FILHO, "Comparison of four methods for parameter estimation of mono- and multi-junction photovoltaic devices using experimental data," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, t. 81, p. 2823-2838, jan. 2018, ISSN : 13640321. DOI : 10.1016/j.rser.2017.06.089.
 - [70] P. S. SHENOY, K. A. KIM et P. T. KREIN, "Comparative analysis of differential power conversion architectures and controls for solar photovoltaics," in *2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Kyoto, Japan : IEEE, juin 2012, p. 1-7, ISBN : 978-1-4244-9373-9 978-1-4244-9372-2 978-1-4244-9371-5. DOI : 10.1109/COMPEL.2012.6251782.
 - [71] P. S. SHENOY, K. A. KIM, B. B. JOHNSON et P. T. KREIN, "Differential Power Processing for Increased Energy Production and Reliability of Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 28, n° 6, p. 2968-2979, juin 2013, ISSN : 0885-8993, 1941-0107. DOI : 10.1109/TPEL.2012.2211082.
 - [72] O. KHAN et W. XIAO, "Review and qualitative analysis of submodule-level distributed power electronic solutions in PV power systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, t. 76, p. 516-528, sept. 2017, ISSN : 13640321. DOI : 10.1016/j.rser.2017.03.073.
 - [73] L. LIN, J. ZHANG et S. SHAO, "Differential Power Processing Architecture With Virtual Port Connected in Series and MPPT in Submodule Level," *IEEE Access*, t. 8, p. 137897-137909, 2020, ISSN : 2169-3536. DOI : 10.1109/ACCESS.2020.3010229.
 - [74] J. R. R. ZIENTARSKI, M. L. D. S. MARTINS, J. R. PINHEIRO et H. L. HEY, "Series-Connected Partial-Power Converters Applied to PV Systems : A Design Approach Based on Step-Up/Down Voltage Regulation Range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 33, n° 9, p. 7622-7633, sept. 2018, ISSN : 0885-8993, 1941-0107. DOI : 10.1109/TPEL.2017.2765928.
 - [75] N. QUENTIN, *Alimentation à découpage hautes performances pour l'aéronautique*, Thèse, 2016.
 - [76] P. PALMER, X. ZHANG, E. SHELTON, T. ZHANG et J. ZHANG, "An experimental comparison of GaN, SiC and Si switching power devices," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing : IEEE, oct. 2017, p. 780-785, ISBN : 978-1-5386-1127-2. DOI : 10.1109/IECON.2017.8216135.
 - [77] S. K. PULLABHATLA, P. B. BOBBA et S. YADLAPALLI, "Comparison of GAN, SIC, SI Technology for High Frequency and High Efficiency Inverters," *E3S Web of Conferences*, t. 184, S. TUMMALA, S. KOSARAJU, P. BOBBA et S. SINGH, éd., p. 01012, 2020, ISSN : 2267-1242. DOI : 10.1051/e3sconf/202018401012.
 - [78] H. J. LIN, P. L. CHEN, G. FAN, Y. WANG et B. H. MA, "Assembly Challenge and Solution for GaN on Si substrate," in *2019 14th International Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT)*, Taipei, Taiwan : IEEE, oct. 2019, p. 128-130, ISBN : 978-1-72816-070-2. DOI : 10.1109/IMPACT47228.2019.9024969.

-
- [79] X. YUE, D. BOROYEVICH, F. C. LEE, F. CHEN, R. BURGOS et F. ZHUO, "Beat Frequency Oscillation Analysis for Power Electronic Converters in DC Nanogrid Based on Crossed Frequency Output Impedance Matrix Model," *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 33, n° 4, p. 3052-3064, avr. 2018, ISSN : 0885-8993, 1941-0107. DOI : 10.1109/TPEL.2017.2710101.
- [80] C. CHENG, F. XIE, B. ZHANG, D. QIU, W. XIAO et H. JI, "Modeling and Nonlinear Dynamic Analysis of Cascaded DC-DC Converter Systems Based on Simplified Discrete Mapping," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 70, n° 6, p. 5830-5839, juin 2023, ISSN : 0278-0046, 1557-9948. DOI : 10.1109/TIE.2022.3192684.
- [81] H. JI, F. XIE, Y. CHEN et B. ZHANG, "Small-Step Discretization Method for Modeling and Stability Analysis of Cascaded DC-DC Converters With Considering Different Switching Frequencies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 37, n° 8, p. 8855-8872, août 2022, ISSN : 0885-8993, 1941-0107. DOI : 10.1109/TPEL.2022.3155740.
- [82] C. SCHAEF et J. T. STAUTH, "Multilevel Power Point Tracking for Partial Power Processing Photovoltaic Converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, t. 2, n° 4, p. 859-869, déc. 2014, ISSN : 2168-6777, 2168-6785. DOI : 10.1109/JESTPE.2014.2332952.
- [83] R. WATSON, F. LEE et G. HUA, "Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters," in *Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference - PESC'94*, Taipei, Taiwan : IEEE, 1994, p. 909-916, ISBN : 978-0-7803-1859-5. DOI : 10.1109/PESC.1994.373787.
- [84] B.-R. LIN, C.-E. HUANG, K. HUANG et D. WANG, "Design and implementation of zero-voltage-switching flyback converter with synchronous rectifier," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, t. 153, n° 3, p. 420, 2006, ISSN : 13502352. DOI : 10.1049/ip-epa:20050490.
- [85] M. KASPER, R. BURKAT, F. DEBOY et J. KOLAR, "ZVS of Power MOSFETs Revisited," *IEEE Transactions on Power Electronics*, p. 1-1, 2016, ISSN : 0885-8993, 1941-0107. DOI : 10.1109/TPEL.2016.2574998.
- [86] C. P. STEINMETZ, "On the Law of Hysteresis," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, t. IX, n° 1, p. 1-64, jan. 1892, ISSN : 0096-3860. DOI : 10.1109/T-AIEE.1892.5570437.
- [87] J.-P. KERADEC, "Transformateurs HF à enroulements - Schémas à constantes localisées," *Conversion de l'énergie électrique*, fév. 2008. DOI : 10.51257/a-v1-d3058.
- [88] J.-P. KERADEC, "Transformateurs HF à enroulements - Identification expérimentale," *Conversion de l'énergie électrique*, fév. 2009. DOI : 10.51257/a-v1-d3059.
- [89] Z. OUYANG, O. C. THOMSEN et M. A. E. ANDERSEN, "Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 59, n° 7, p. 2800-2810, juill. 2012, ISSN : 0278-0046, 1557-9948. DOI : 10.1109/TIE.2010.2046005.
- [90] Y. KOITO, Y. KUBO et T. TOMIMURA, "Numerical Analysis of Printed Circuit Board with Thermal Vias : Heat Transfer Characteristics under Nonisothermal Boundary Conditions," *Journal of Electronics Cooling and Thermal Control*, t. 03, n° 4, p. 136-143, 2013, ISSN : 2162-6162, 2162-6170. DOI : 10.4236/jectc.2013.34015.

-
- [91] R. LI, "Optimization of thermal via design parameters based on an analytical thermal resistance model," in *ITherm'98. Sixth Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (Cat. No.98CH36208)*, Seattle, WA, USA : IEEE, 1998, p. 475-480, ISBN : 978-0-7803-4475-4. DOI : 10.1109/ITHERM.1998.689605.
 - [92] H. GERAMIRAD, F. MOREL, P. DWORAKOWSKI et al., "Experimental EMI study of a 3-phase 100kW 1200V Dual Active Bridge Converter using SiC MOSFETs," in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, Lyon, France : IEEE, sept. 2020, p. 1-10, ISBN : 978-90-75815-36-8. DOI : 10.23919/EPE20ECCEurope43536.2020.9215666.
 - [93] J. HU, B. WEN, R. BURGOS et Y. KANG, "Design of a Wide-Input-Voltage PCB-Embedded Transformer Based Active-Clamp Flyback Converter Considering Permeability Degradation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 36, n° 9, p. 10 355-10 365, sept. 2021, ISSN : 0885-8993, 1941-0107. DOI : 10.1109/TPEL.2021.3064536.
 - [94] S. TANG, J. XI et L. HE, "A GaN-based MHz active clamp flyback converter with adaptive dual edge dead time modulation for AC-DC adapters," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing : IEEE, oct. 2017, p. 546-553, ISBN : 978-1-5386-1127-2. DOI : 10.1109/IECON.2017.8216096.
 - [95] A. BAKKALI, P. ALOU, J. OLIVER et J. COBOS, "Average modeling and analysis of a Flyback with Active Clamp topology based on a very simple transformer," in *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, ISSN : 1048-2334, Anaheim, CA, USA : IEEE, fév. 2007, p. 500-506, ISBN : 978-1-4244-0713-2. DOI : 10.1109/APEX.2007.357560.
 - [96] BOR-REN LIN, HUANN-KENG CHIANG, KAO-CHENG CHEN et DAVID WANG, "Analysis, design and implementation of an active clamp flyback converter," in *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, t. 1, Kuala Lumpur, Malaysia : IEEE, 2005, p. 424-429, ISBN : 978-0-7803-9296-0. DOI : 10.1109/PEDS.2005.1619724.
 - [97] J.-J. LEE, J.-Y. WU, M.-W. LEE et al., "An Active Resonant Circuit with the Dynamic Resonant Period Control Technique for Fast Zero Voltage Switching in GaN-Based Active Clamp Flyback Converters," in *2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Sapporo, Japan : IEEE, mai 2019, p. 1-4, ISBN : 978-1-72810-397-6. DOI : 10.1109/ISCAS.2019.8702318.
 - [98] T. N. T. TRAN, H.-Y. XU et J.-M. WANG, "Development of Active-Clamp Flyback Converter for Improving Light-Load Efficiency," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, t. 12, n° 3, p. 2456-2469, juin 2024, ISSN : 2168-6777, 2168-6785. DOI : 10.1109/JESTPE.2024.3387549.
 - [99] S. XU, Q. QIAN, R. SHI et al., "Sampled-Data Modeling for PCM and ZVS Controlled Critical Conduction Mode (CrCM) Active Clamp Flyback (ACF) Converter at Variable Switching Frequency," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, t. 67, n° 10, p. 3588-3600, oct. 2020, ISSN : 1549-8328, 1558-0806. DOI : 10.1109/TCSI.2020.2993256.
 - [100] R. PERRIN, "La commutation douce : le cas du convertisseur Flyback," *Conversion de l'énergie électrique*, nov. 2017. DOI : 10.51257/a-v1-d3078.

-
- [101] M. CHEN, S. XU, L. HUANG, W. SUN et L. SHI, "A Novel Digital Control Method of Primary-Side Regulated Flyback With Active Clamping Technique," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, t. 68, n° 2, p. 950-962, fév. 2021, ISSN : 1549-8328, 1558-0806. DOI : 10.1109/TCSI.2020.3039550.
- [102] P.-H. LIU, "Design consideration of active clamp flyback converter with highly non-linear junction capacitance," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, San Antonio, TX, USA : IEEE, mars 2018, p. 783-790, ISBN : 978-1-5386-1180-7. DOI : 10.1109/APEC.2018.8341101.
- [103] R. PERRIN, N. QUENTIN, B. ALLARD, C. MARTIN et M. ALI, "High-Temperature GaN Active-Clamp Flyback Converter With Resonant Operation Mode," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, t. 4, n° 3, p. 1077-1085, sept. 2016, ISSN : 2168-6777, 2168-6785. DOI : 10.1109/JESTPE.2016.2544346.
- [104] Q. QIAN, S. XU, S. XU et al., "High Precision Primary Side Regulation Constant Voltage Control Method for Primary and Secondary Resonant Active Clamp Flyback Converter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, t. 10, n° 6, p. 6985-6999, déc. 2022, ISSN : 2168-6777, 2168-6785. DOI : 10.1109/JESTPE.2022.3181809.
- [105] D. VRACAR et P. V. PEJOVIC, "Active-Clamp Flyback Converter as Auxiliary Power-Supply of an 800 V Inductive-Charging System for Electric Vehicles," *IEEE Access*, t. 10, p. 38 254-38 271, 2022, ISSN : 2169-3536. DOI : 10.1109/ACCESS.2022.3165059.
- [106] S. GAO, H. SONG, Y. WANG, R. XU et D. XU, "A Secondary-Resonance MHz Active-Clamp Flyback Converter With Partial Power Processing," *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. 58, n° 6, p. 7988-7997, nov. 2022, ISSN : 0093-9994, 1939-9367. DOI : 10.1109/TIA.2022.3194868.
- [107] T. TAO, Q. QIAN, Q. YE, S. MAO et S. XU, "Digital PWM Control Active Clamp Flyback Converter with Adaptive Period Modulation," in *2020 21st International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT)*, Guangzhou, China : IEEE, août 2020, p. 1-5, ISBN : 978-1-72816-826-5. DOI : 10.1109/ICEPT50128.2020.9202897.
- [108] L. XUE et J. ZHANG, "Highly Efficient Secondary-Resonant Active Clamp Flyback Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 65, n° 2, p. 1235-1243, fév. 2018, ISSN : 0278-0046, 1557-9948. DOI : 10.1109/TIE.2017.2733451.
- [109] S. R. PENDEM, S. MIKKILI et P. K. BONTAGORLA, "PV Distributed-MPP Tracking : Total-Cross-Tied Configuration of String-Integrated-Converters to Extract the Maximum Power Under Various PSCs," *IEEE Systems Journal*, t. 14, n° 1, p. 1046-1057, mars 2020, ISSN : 1932-8184, 1937-9234, 2373-7816. DOI : 10.1109/JSYST.2019.2919768.
- [110] S. XU, Q. QIAN, B. REN et Q. LIU, "An Accurate Small Signal Modeling and Control Loop Design of Active Clamp Flyback Converter," in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, Busan, Korea (South) : IEEE, mai 2019, p. 3259-3264, ISBN : 978-89-5708-313-0. DOI : 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8797022.

- [111] S. XU, Q. QIAN, T. TAO, S. LU et W. SUN, “Small Signal Modeling and Control Loop Design of Critical Conduction Mode Active Clamp Flyback Converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 36, n° 6, p. 7250-7263, juin 2021, ISSN : 0885-8993, 1941-0107. DOI : 10.1109/TPEL.2020.3040451.

