

**UNIVERSITE DE GRENOBLE
INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

N° attribué par la bibliothèque

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'Université de Grenoble
délivré par l'Institut polytechnique de Grenoble**

Spécialité : « Génie Electrique »

préparée au laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab), UMR 5529

dans le cadre de l'Ecole Doctorale « ***Electrotechnique Electronique Automatique et Traitement du Signal*** »

présentée et soutenue publiquement par

Stéphane VIGHETTI

le 24 septembre 2010

Titre :

**Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau :
Choix et dimensionnement des étages de conversion**

Sous la direction de Jean-Paul Ferrieux et Yves Lembeye
EXEMPLAIRE PROVISOIRE

JURY

Mme. Corinne ALONSO
M. Alfred RUFER
M. Franck BARRUEL
M. Bertrand Rivet
M. Jean-Luc SCHANEN
M. Jean-Paul FERRIEUX
M. Yves LEMBEYE

, Rapporteur
, Rapporteur
, Examineur
, Examineur
, Examineur
, Directeur de thèse
, Co-encadrant

Table des matières

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

Chapitre I : Le Photovoltaïque et les convertisseurs statiques

1. INTRODUCTION	6
2. LE PHOTOVOLTAÏQUE	6
2.1. LA CELLULE PV	6
2.1.1. <i>L'effet photovoltaïque.....</i>	6
2.1.2. <i>Caractéristique électrique – Modélisation</i>	7
2.1.3. <i>Influence de la température et de l'éclairement</i>	9
2.2. LES TECHNOLOGIES.....	10
2.2.1. <i>Le silicium cristallin</i>	11
2.2.2. <i>Les couches minces.....</i>	12
2.2.3. <i>Cellules organiques et plastiques</i>	13
2.3. LE MODULE PV	13
2.3.1. <i>Mise en parallèle / série</i>	13
2.3.2. <i>Conception d'un module.....</i>	14
2.3.3. <i>La diode by-pass.....</i>	15
2.3.4. <i>La sécurité contre courant.....</i>	16
2.3.5. <i>Fonctionnement à puissance maximale</i>	16
2.3.6. <i>Le mismatch.....</i>	18
3. LES INSTALLATIONS PV CONNECTEES AU RESEAU DE DISTRIBUTION.....	19
3.1. LES FONCTIONS MACROSCOPIQUES	19
3.2. LES TOPOLOGIES DE CHAMPS	19
3.2.1. <i>L'onduleur central.....</i>	20
3.2.2. <i>L'onduleur « rangée »</i>	20
3.2.3. <i>Le hacheur « rangée »</i>	21
3.2.4. <i>Le hacheur modulaire parallèle</i>	22
3.2.5. <i>Le hacheur modulaire série</i>	23
3.2.6. <i>Les autres topologies</i>	23
4. LES CONVERTISSEURS POUR LE PV.....	24
4.1. LES STRUCTURES ISOLEES	25
4.1.1. <i>Les structures isolées en haute fréquence.....</i>	25
4.1.2. <i>Les structures isolées en basse fréquence.....</i>	26
4.1.3. <i>Bilan</i>	26
4.2. LES STRUCTURES NON ISOLEES	26
4.2.1. <i>Conversion mono étage</i>	27
4.2.2. <i>Deux étages</i>	28
4.2.3. <i>Bilan</i>	29
4.3. SYNTHESE	29
5. CONCLUSION	30

Chapitre II : Conception d'une topologie modulaire parallèle

1. INTRODUCTION	34
2. LE PROJET SOLUTION PV	34
2.1. LES AXES DU PROJET.....	34
2.2. LA SOLUTION PROPOSEE PAR LE PROJET SOLUTION PV.....	35
2.3. LE CAHIER DES CHARGES DU MICRO-HACHEUR.....	36
3. LES STRUCTURES ETUDIEES.....	36
3.1. LES CONDITIONS D'ETUDE	37
3.2. IDD BOOST.....	37
3.2.1. <i>La structure</i>	37
3.2.2. <i>Le rendement</i>	38
3.3. BOOST QUADRATIQUE MONO INTERRUPTEUR	39
3.3.1. <i>La structure</i>	40
3.3.2. <i>Le rendement</i>	40
3.4. DOUBLE BOOST CASCADE.....	41
3.4.1. <i>La structure</i>	41
3.4.2. <i>Le rendement</i>	42
3.5. RECAPITULATIF – CONCLUSION.....	43
4. REALISATION DU DOUBLE BOOST	44
4.1. OPTIMISATION DE LA TENSION INTERMEDIAIRE	45
4.2. ETUDE DE L'ENTRELACEMENT	46
4.3. LE PROTOTYPE.....	47
4.4. LA FONCTION MPPT.....	48
4.5. PROCEDURE DE TEST.....	49
4.6. LES AMELIORATIONS	50
4.6.1. <i>Changement du régulateur 3,3V</i>	51
4.6.2. <i>Optimisation de la résistance de grille</i>	52
4.6.3. <i>Redressement synchrone sur le Boost 1</i>	53
5. LES RESULTATS.....	54
5.1. MESURE DU RENDEMENT EUROPEEN DU PREMIERE ETAGE.....	54
5.1.1. <i>Mesure du rendement européen du premier étage</i>	54
5.1.2. <i>Mesure du rendement européen du premier étage avec redressement synchrone</i>	55
5.2. MESURE DU RENDEMENT EUROPEEN DE LA STRUCTURE COMPLETE.....	56
5.3. ESTIMATION DU RENDEMENT EUROPEEN DU SECOND ETAGE	57
6. CONCLUSION	58

Chapitre III : Optimisation d'une topologie modulaire série

1. INTRODUCTION	62
2. LA SOLUTION RETENUE.	62
2.1. PRESENTATION DE LA SOLUTION.....	63
2.1.1. <i>Caractéristiques du circuit</i>	63
2.1.2. <i>Avantages de cette solution</i>	64
2.2. LA VALIDATION DE LA SOLUTION	65
2.2.1. <i>Fonctionnement normal</i>	65
2.2.2. <i>Fonctionnement dégradé</i>	66
2.2.3. <i>Limite de fonctionnement</i>	67
3. OPTIMISATION DE LA STRUCTURE	68
3.1. LES BORNES DE L'OPTIMISATION	68
3.2. L'OUTIL CADES	69

3.3.	LES MODELES DE PERTES.....	70
3.3.1.	<i>Les semi-conducteurs</i>	71
3.3.2.	<i>Les inductances</i>	76
3.3.3.	<i>Les condensateurs</i>	77
3.4.	LES MODELES DE VOLUMES.....	77
3.4.1.	<i>Les inductances</i>	77
3.4.2.	<i>Les condensateurs</i>	77
3.4.3.	<i>Le refroidissement</i>	78
3.5.	LES RESULTATS	79
3.5.1.	<i>Maximisation du rendement Européen</i>	79
3.5.2.	<i>Minimisation du volume</i>	81
3.5.3.	<i>Vérification des résultats</i>	82
3.5.4.	<i>Influence des paramètres</i>	83
4.	INTEGRATION DE L'OMBRAGE	85
4.1.	ETUDE COMPARATIVE	85
4.1.1.	<i>Comparaison de l'impacte de l'ombrage sur deux topologies</i>	85
4.1.2.	<i>Comparaison de l'impact de 8 cellules PV ombrées</i>	86
4.2.	ETUDE COMPLETE DE L'OMBRAGE	88
4.2.1.	<i>Le programme Matlab</i>	88
4.2.2.	<i>Comparaison de l'énergie produite au cours d'une journée</i>	90
4.2.3.	<i>Etude d'un ombrage typique sur une année</i>	92
4.2.4.	<i>Etude d'un scénario « intégré au bâti » sur les différentes topologies</i>	93
5.	CONCLUSION	94

Chapitre IV : Etude, réalisation et caractérisation d'une solution d'équilibrage

1.	INTRODUCTION	99
2.	LES STRUCTURES D'EQUILIBRAGE	99
2.1.	LA PROBLEMATIQUE	99
2.2.	LES STRUCTURES ET LES APPLICATIONS	100
2.2.1.	<i>Equilibrage passif</i>	100
2.2.2.	<i>Equilibrage actif</i>	101
2.3.	LE PRINCIPE DE L'EQUILIBRAGE ACTIF	101
3.	ETUDE THEORIQUE	102
3.1.	LA STRUCTURE PROPOSEE	102
3.1.1.	<i>La structure</i>	102
3.1.2.	<i>La commande</i>	102
3.2.	GENERALISATION.....	104
3.3.	LES CONTRAINTES SUR LES COMPOSANTS	105
3.3.1.	<i>Inductance</i>	105
3.3.2.	<i>Semi-conducteurs</i>	109
3.4.	VALIDATION DU FONCTIONNEMENT ET LIMITES	111
3.4.1.	<i>A l'équilibre</i>	112
3.4.2.	<i>Mismatch</i>	113
3.4.3.	<i>Générateurs nuls</i>	115
3.5.	CALCUL DES PERTES	116
3.5.1.	<i>Inductances</i>	116
3.5.2.	<i>Semi-conducteurs</i>	121
3.5.3.	<i>Commandes</i>	123
3.6.	ALGORITHME DE MPPT	124
4.	OPTIMISATION DU NOMBRE D'EQUILIBREUR	124
4.1.	LES DIFFERENTES STRUCTURES ETUDIEES	125

4.2.	LES CAS TYPIQUES ETUDIES	125
4.2.1.	Eclairage homogène.....	127
4.2.2.	Les cas d'ombrage	128
4.3.	LES RESULTATS	129
4.3.1.	Eclairage homogène.....	129
4.3.2.	Influence de l'ombrage.....	130
4.3.3.	Influence de la mise en série	131
4.3.4.	Influence de la mise en parallèle.....	132
4.4.	ETUDE DU SYSTEME COMPLET	132
5.	EXPERIMENTATION	133
5.1.	LE PROTOTYPE	133
5.2.	MESURE DU RENDEMENT	134
5.3.	LA PROCEDURE DE TEST.....	135
5.4.	PERFORMANCE DE L'EQUILIBREUR	137
5.4.1.	Sans Ombre	137
5.4.2.	Avec un générateur ombré	138
5.4.3.	Avec deux générateurs ombrés.....	140
5.4.4.	Avec un mismatch important.....	141
5.4.5.	Influence des rapports cycliques de l'équilibre	141
5.4.6.	Bilan.....	142
6.	CONCLUSION	143
Conclusion générale.....		145
Références Bibliographiques.....		147
Annexe A : Notations des architectures PV.....		153
Annexe B : Semi-conducteurs - Double Boost cascade.....		155
Annexe C : Choix et dimensionnement des inductances.....		157
Annexe D : Organigramme de l'algorithme de MPPT.....		160
Annexe E : Simulations PSIM - Hacheur modulaire série.....		162
Annexe F : Point de fonctionnement avec ombrage.....		164
Annexe G : Généralisation du calcul des courants efficaces.....		165
Annexe H : Organigramme de MPPT de l'équilibre		166
Annexe I : Mesure du rendement de l'équilibre.....		169
Annexe J : Caractéristiques I(U) avec et sans équilibre.....		171

Introduction générale

L'énergie Photovoltaïque connaît actuellement un fort développement dans le monde et en France. Ce développement est dopé par les politiques internationales et nationales qui visent la diminution de l'utilisation des énergies fossiles selon les objectifs du protocole de Kyoto [BOB05]. Par exemple, en France, le gouvernement a mis en place plusieurs mesures pour développer l'industrie photovoltaïque. Ces aides ont pour but de rendre l'industrie du PV (PhotoVoltaïque) viable économiquement et compétitive face aux énergies fossiles. Ce panel de mesures a permis au marché du PV de connaître un développement exponentiel (cf. Figure I-1). L'explosion de l'industrie photovoltaïque est également mondiale (cf. Figure I- 2). Dans ce développement, l'Europe joue un grand rôle. La puissance installée en Europe en 2002 était inférieure à 500MWc, en 2008 elle était supérieure à 9200 MWc, soit une multiplication par 18 en 6 ans.

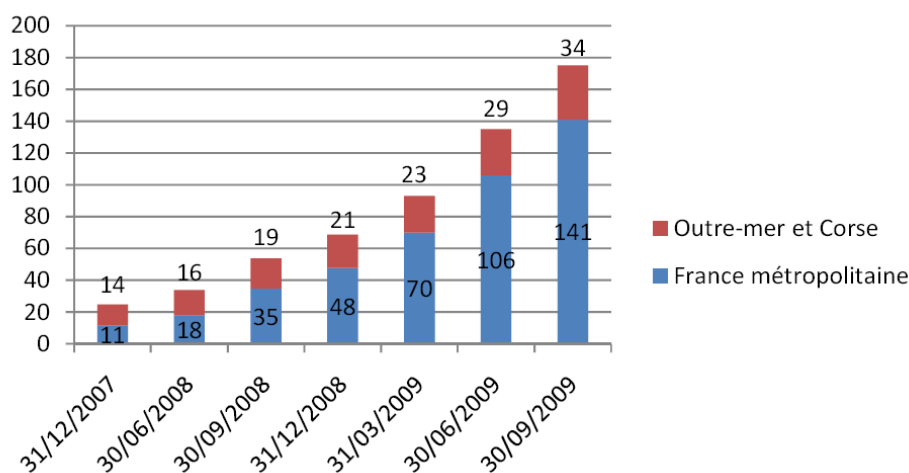


Figure I-1 : Evolution de la puissance PV connecté au réseau en France [SER09]

Alors qu'avant les années 2000 le photovoltaïque était pratiquement utilisé qu'en site isolé avec une puissance installée très faible, ces mesures ont fait exploser le photovoltaïque raccordé au réseau. Le photovoltaïque est devenu un moyen de production d'électricité au même titre que l'hydroélectricité ou l'éolien comme le montre les chiffres sur l'état du parc photovoltaïque français au 30 septembre 2009 [SER09] :

- **175 MW installés**, dont 34 MW en outre-mer et Corse,
- 30% de progression entre fin juin et fin septembre 2010,
- production annuelle : environ **190 GWh**,
- **90 %** des systèmes PV en service sont des installations de moins de 3 kWc et ces systèmes représentent la moitié de la puissance installée.

On s'aperçoit que le développement du photovoltaïque se fait essentiellement sur des installations de faibles puissances (< 3kWc) et le plus souvent intégrées au bâti. Ce développement

en zone urbaine, où les contraintes environnementales sont très fortes (ombrages portés, pollution, poussière ...) met en exergue les problèmes de production non uniforme sur le champ PV.

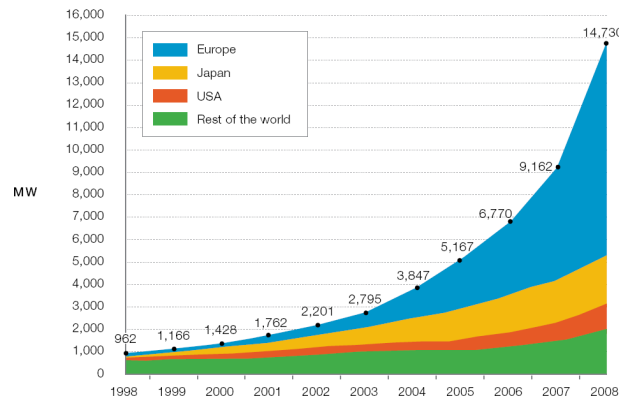


Figure I- 2 Evolution de la puissance PV installée dans le monde [EPI08]

Les topologies de champs PV utilisées hier pour des installations isolées du réseau et de faibles puissances ne sont pas adaptées à ce nouveau développement. Les puissances sont plus importantes, les problèmes d'ombrages sont mis en exergue et le temps de retour sur investissement devient capital. Dans ces conditions les topologies de champs PV doivent être modifiées pour satisfaire ces nouveaux besoins.

Les évolutions récentes des topologies de champ PV montrent une insertion de plus en plus importante de l'électronique de puissance. En effet après « l'onduleur central », star des années 90, est apparu la topologie de champ appelée « onduleur rangée » développée par SMA qui introduit un onduleur par rangée de modules PV. L'augmentation de la fiabilité et des rendements de l'électronique de puissance permet d'envisager une discrétisation plus grande. Cette augmentation de la discrétisation de l'électronique de puissance pose la question du choix et de l'optimisation des différents étages de conversion.

Le premier chapitre va nous permettre de définir les principales caractéristiques et contraintes des générateurs PV. Ces contraintes vont nous permettre de définir les fonctionnalités requises pour ces applications et les contraintes sur le dimensionnement. Un état de l'art des différentes topologies de champs PV et des structures d'électronique de puissance dédiées à ces applications sera réalisé. Cet état de l'art fera ressortir les contraintes et les pistes d'améliorations de ces topologies et de ces convertisseurs.

Deux topologies de champ PV ressortent de ce premier chapitre. Le « hacheur modulaire parallèle » et le « hacheur modulaire série ». Ces deux topologies seront étudiées dans le chapitre II et dans le chapitre III.

Le chapitre II va présenter la conception d'un micro-hacheur destiné à la réalisation de la topologie « hacheur modulaire parallèle ». Cette solution développée au sein du Projet Solution PV a comme principale contrainte d'imposer un rapport de transformation élevé au hacheur. La réalisation d'un micro hacheur (environ 200 Watt) avec un rendement supérieur à 95% et un gain en tension très élevé pose de nombreux problèmes et l'étude de différentes structures de hacheur sans transformateur à fort rapport d'élévation sera présentée dans ce chapitre. Le double Boost cascade ressort comme la structure la plus adaptée. L'étude de la tension du bus intermédiaire et l'impact de l'entrelacement des deux étages sur le rendement permettent de présenter une structure optimale. Un prototype de cette structure a été réalisé. Les résultats et les améliorations (redressement synchrone par exemple) seront présentés dans la dernière partie de ce chapitre.

Le chapitre III présentera les avantages et les limites de la topologie « hacheur modulaire série ». La volonté de cette étude est de s'affranchir des conceptions passées et basées sur une utilisation en site isolé du PV. Cette étude présentera une optimisation à partir de l'élément de base, la cellule PV. L'optimisation visera la réalisation d'un ensemble cellule PV et électronique de puissance le plus performant possible. Les modèles de pertes et de volume nécessaires à la réalisation de cette optimisation seront présentés dans ce chapitre. Une étude de l'impact de l'ombrage sur les différentes topologies sera enfin présentée pour confirmer l'intérêt de la topologie retenue.

Les chapitres II et III vont montrer que les topologies étudiées ne permettent pas d'atteindre une discrétisation jusqu'à l'élimination des diodes by-pass. En effet les deux études montreront les limites de l'insertion de hacheurs en parallèle ou en série à une tension d'entrée de 36V (soit 72 cellules PV). L'idée qui sera présentée et réalisée dans le chapitre IV est d'insérer au sein du module PV une structure remplaçant les diodes by-pass et permettant un équilibrage des générateurs. Le principe des structures d'équilibrage sera présenté et le choix d'une structure permettant la réalisation d'un module PV intégrant un équilibreur toutes les 18 cellules sera également présentée. Une étude générale du fonctionnement de cette structure permettra ensuite d'estimer la performance de plusieurs topologies et d'en extraire la plus performante. Le prototype d'un module PV intégrant l'équilibreur sera réalisé et ses performances seront comparées à un module classique dans plusieurs scénarios de fonctionnement et d'ombrage.

Chapitre I

Le Photovoltaïque et les convertisseurs statiques

SOMMAIRE

1. INTRODUCTION	6
2. LE PHOTOVOLTAÏQUE	6
2.1. LA CELLULE PV	6
2.1.1. L'effet photovoltaïque.....	6
2.1.2. Caractéristique électrique – Modélisation	7
2.1.3. Influence de la température et de l'éclairement	9
2.2. LES TECHNOLOGIES.....	10
2.2.1. Le silicium cristallin.....	11
2.2.2. Les couches minces.....	12
2.2.3. Cellules organiques et plastiques	13
2.3. LE MODULE PV	13
2.3.1. Mise en parallèle / série	13
2.3.2. Conception d'un module.....	14
2.3.3. La diode by-pass.....	15
2.3.4. La sécurité contre courant.....	16
2.3.5. Fonctionnement à puissance maximale	16
2.3.6. Le mismatch.....	18
3. LES INSTALLATIONS PV CONNECTEES AU RESEAU DE DISTRIBUTION.....	19
3.1. LES FONCTIONS MACROSCOPIQUES	19
3.2. LES TOPOLOGIES DE CHAMPS	19
3.2.1. L'onduleur central.....	20
3.2.2. L'onduleur « rangée »	20
3.2.3. Le hacheur « rangée »	21
3.2.4. Le hacheur modulaire parallèle	22
3.2.5. Le hacheur modulaire série	23
3.2.6. Les autres topologies	23
4. LES CONVERTISSEURS POUR LE PV.....	24
4.1. LES STRUCTURES ISOLEES	25
4.1.1. Les structures isolées en haute fréquence.....	25
4.1.2. Les structures isolées en basse fréquence.....	26
4.1.3. Bilan	26
4.2. LES STRUCTURES NON ISOLEES	26
4.2.1. Conversion mono étage	27
4.2.2. Deux étages	28
4.2.3. Bilan	29
4.3. SYNTHESE	29
5. CONCLUSION	30

1. Introduction

Cent ans après la découverte de l'effet photovoltaïque par Edouard Becquerel (1839), la première cellule capable de transformer l'énergie solaire en courant électrique fut mise au point par un groupe de chercheurs américains de Bell Labs [EER01]. Resté très longtemps comme une curiosité de laboratoire, l'effet photovoltaïque a d'abord connu une utilisation dans le domaine du spatial, avant d'être utilisé comme source d'énergie en site isolé et de connaître le développement qu'on lui connaît aujourd'hui en application connectée réseau. Cette pénétration du marché s'est accompagnée d'une augmentation du rendement, 4% pour la cellule de Bell Labs près de 42% pour le record mondial.

Dans ce chapitre, nous aborderons, dans une première partie, le domaine photovoltaïque dans sa généralité. Nous développerons les caractéristiques des cellules PV et leur modélisation afin de définir leurs modes de fonctionnement. Nous étudierons ensuite leurs interconnexions et les éléments de sécurité à introduire lors de la réalisation d'un module ou d'un champ PV. La compréhension du fonctionnement d'un générateur PV nous permettra d'appréhender les impacts importants que provoque l'interconnexion de générateurs PV ayant des caractéristiques différentes (mismatch) sur la production. Nous présenterons les différentes technologies de cellules utilisées en insistant sur leurs points faibles et leurs points forts. Nous verrons qu'à l'heure actuelle le matériau historique, le silicium, reste largement le plus utilisé.

Dans la seconde partie nous présenterons les fonctionnalités et les topologies de champs PV connectés au réseau de distribution. Cette application connaissant un très grand engouement actuellement, de nombreuses topologies de champ PV seront étudiées. Nous comparerons ces différentes topologies en terme de rendement, de fonctionnalités et de robustesse.

Enfin, dans la dernière partie, nous réaliserons une étude bibliographique sur les convertisseurs dédiés aux installations PV connectées en réseau. Nous essaierons de faire ressortir de cette étude les contraintes sur ces convertisseurs pour définir les pistes d'améliorations.

2. Le photovoltaïque

2.1. La cellule PV

La cellule PV est le plus petit élément d'une installation photovoltaïque. Elle est composée de matériaux semi-conducteurs et transforme directement l'énergie lumineuse en énergie électrique. Nous allons ici présenter rapidement le fonctionnement du phénomène photovoltaïque, pour plus de précision voir [GRE06] et [BER04].

2.1.1. L'effet photovoltaïque

Le fonctionnement de la cellule PV est basé sur un phénomène physique appelé l'effet photovoltaïque. La Figure 1-1 illustre la coupe d'une cellule PV.

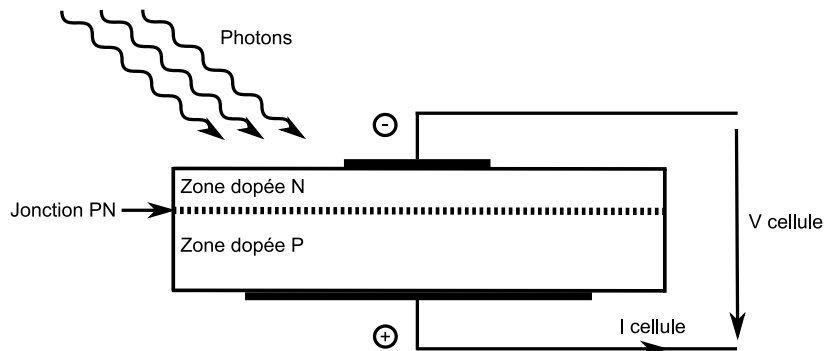


Figure 1-1 : Coupe transversale d'une cellule PV

Une cellule PV est réalisée à partir d'un matériau semi-conducteur (par exemple le silicium). Sa réalisation est comparable à une diode classique. La cellule est composée de deux différentes couches. La couche supérieure est dopée N et la couche inférieure est dopée P créant ainsi une jonction PN. Cette jonction PN crée une barrière de potentiel. Lorsque les grains de lumière (les photons) heurtent la surface de ce matériau, ils transfèrent leur énergie aux atomes de la matière. Ce gain d'énergie libère des électrons de ces atomes, créant des trous et des électrons. Ceci engendre donc une différence de potentiel entre les deux couches. Cette différence de potentiel crée un champ E qui draine les porteurs libres vers les contacts métalliques des régions P et N. Il en résulte alors un courant électrique et une différence de potentiel dans la cellule PV. Le courant et la tension fournis par une cellule PV dépendent de différents paramètres que nous allons expliciter dans la suite de l'exposé.

2.1.2. Caractéristique électrique – Modélisation

La cellule photovoltaïque possède une caractéristique $I(V)$ non linéaire (cf. Figure 1-2). La caractéristique d'une cellule photovoltaïque balaie 3 quadrants sur les 4 existants [ABE90]. Une cellule PV est un récepteur dans le quadrant 2 et dans le quadrant 4. Le fonctionnement dans ces deux quadrants est à proscrire car un risque de destruction par phénomène d'échauffement local (hot spot) est possible. Le fonctionnement dans le quadrant 1 est le fonctionnement normal, en effet dans ce cas la cellule est un générateur, elle produit donc de l'énergie. L'objectif est donc de faire travailler la cellule dans ce quadrant.

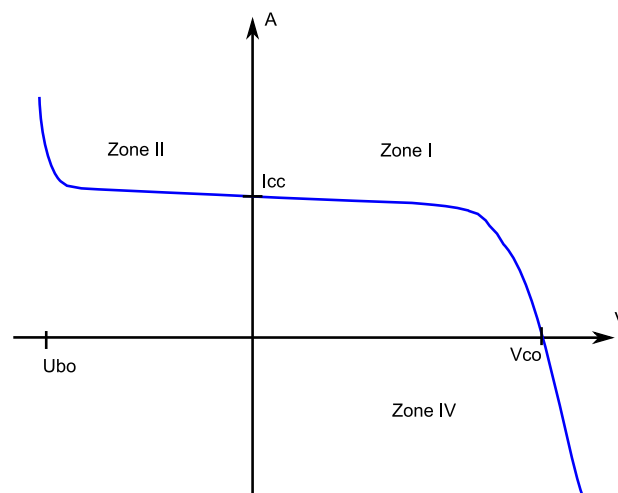


Figure 1-2 : Caractéristique I-V d'une cellule photovoltaïque [ABE90]

La tension en circuit ouvert (V_{co}) d'une cellule PV est comprise entre 0,3V et 0,7V selon le matériau utilisé, la température et son état de vieillissement. Son courant de court-circuit (I_{cc}) varie principalement selon le niveau d'éclairement et selon les technologies et les tailles de cellules (entre 5 et 8A pour le silicium cristallin). Une cellule PV peut être modélisée par les schémas présentés sur la Figure 1-3.

La Figure 1-3a modélise la cellule PV dans les 1^{er} et 4^{ème} quadrants. Pour simuler la caractéristique de la cellule dans le 2^{ème} quadrant une quatrième branche est rajoutée en parallèle (cf. Figure 1-3b). Cette branche est constituée d'un générateur de tension U_{bo} (U_{bo} tension d'avalanche) et d'une diode mise en série. Elle simule le fonctionnement de la cellule PV lorsqu'elle est polarisée en inverse.

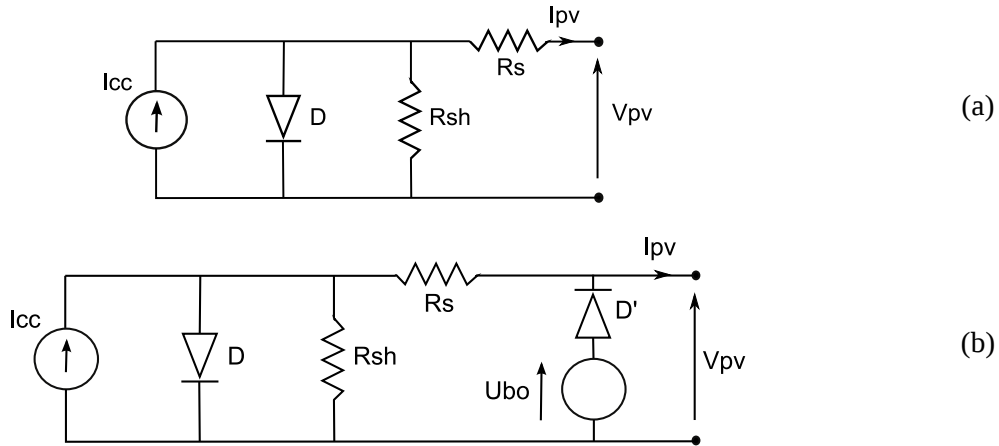


Figure 1-3 : Circuit équivalent complet d'une cellule PV [KAJ05]

Dans le cas où la cellule PV fonctionne en générateur (quadrant 1) elle produit un courant de court circuit (i_{cc}) proportionnel à l'éclairement. L'équation du courant de sortie dans la zone I (zone génératrice) en statique est :

$$I_{PV} = i_{cc} - i_0 \left[e^{\frac{V_{PV} + I_{PV} R_s}{a}} - 1 \right] - \frac{V_{PV} + I_{PV} R_s}{R_{sh}} \quad (\text{Eq. 1.1})$$

Cette expression est directement liée au circuit équivalent de la cellule dans le quadrant 1 (cf. Figure 1-3). Avec $\alpha = \frac{K.T}{e}$ où K est la constante de Boltzman ($1,381 \times 10^{-23} \text{J.K}^{-1}$), T la température de la cellule PV et e la charge de l'électron. Dans l'expression ci-dessus I_{PV} représente le courant fourni par la cellule dans le quadrant 1, V_{PV} est la tension aux bornes de cette même cellule PV, i_0 le courant de saturation et i_{cc} le courant de court-circuit de la cellule PV. La résistance série R_s illustre les différentes pertes de connectiques et de contacts et la résistance shunt R_{sh} caractérise les courants de fuite de la cellule [CAM07].

Cette modélisation statique d'une cellule PV polarisée est très simple et peut être facilement mise en œuvre dans les outils de simulation. Les limites de ce modèle sont l'absence de modélisation de la dynamique de la cellule et des phénomènes d'échauffement au sein de la cellule. Néanmoins ce modèle permet de reproduire les principaux comportements d'une cellule PV dans

les conditions réelles de fonctionnement et ses interactions avec les autres éléments du système. Un modèle dynamique est développé en [KAT02].

2.1.3. Influence de la température et de l'éclairement

La caractéristique d'une cellule PV (ou d'un générateur PV) est directement dépendante de l'éclairement et de la température. La Figure 1-4 donne l'allure générale des caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque pour différents éclairements.

Nous remarquons que, à température donnée, ici 25°C :

- le courant de court-circuit i_{cc} varie proportionnellement à l'éclairement E ,
- la tension à vide V_{co} varie peu avec l'éclairement. Elle peut être considérée comme une constante pour une installation donnée,

Les influences de ces paramètres se traduisent donc par des variations de la caractéristique utile du générateur photovoltaïque avec les conditions d'éclairement.

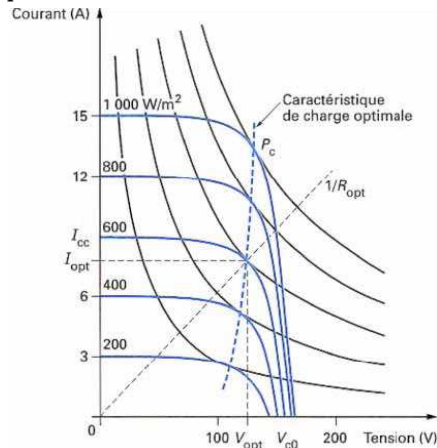


Figure 1-4 : Exemple de réseau de caractéristiques d'un générateur photovoltaïque pour différents éclairements [PRO]

La température a également une influence sur la caractéristique d'un générateur PV. La Figure 1-5 présente la variation des caractéristiques d'un générateur PV de 160W en fonction de la température à un éclairement donné. L'éclairement est ici fixé à 1000W.m⁻².

Nous remarquons qu'à éclairement donné :

- la tension à vide V_{co} décroît avec la température. Plus la température est élevée plus V_{co} est faible,
- le courant de court-circuit i_{cc} augmente avec la température. Cette hausse est nettement moins importante que la baisse de tension. L'influence de la température sur i_{cc} peut être négligée dans la majorité des cas.

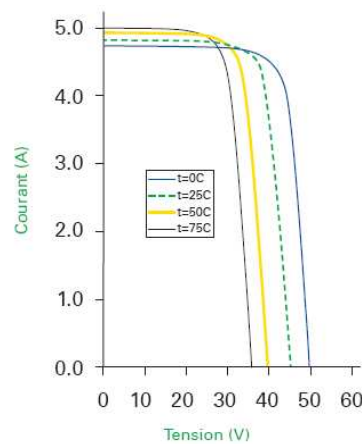


Figure 1-5 : Caractéristique d'un module multicristallin pour différentes températures (module BP Solar : BP3160N)

La température et l'éclairement sont donc les deux principaux paramètres qui vont modifier la caractéristique d'un générateur PV. Ces deux paramètres devront donc être étudiés avec soin lors de la mise en place d'une installation PV.

2.2. Les technologies

Une cellule photovoltaïque peut être réalisée avec de nombreux semi-conducteurs. En réalité il existe aujourd'hui trois principales filières technologiques : le silicium cristallin, les couches minces et les cellules organiques. Ces filières se partagent inégalement le marché comme le montre la Figure 1-6.

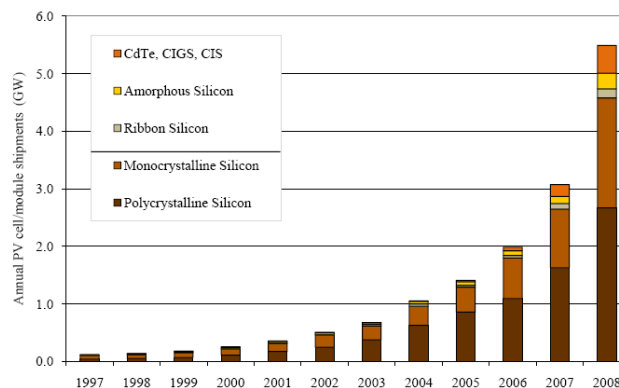


Figure 1-6 : Evolution de la production mondiale des différentes technologies de cellules PV [EER08]

Ces technologies coexistent sur le marché dans des proportions équivalentes depuis de nombreuses années malgré des prix et des rendements très différents (cf. Figure 1-6). L'augmentation des rendements focalise particulièrement l'intérêt des chercheurs.

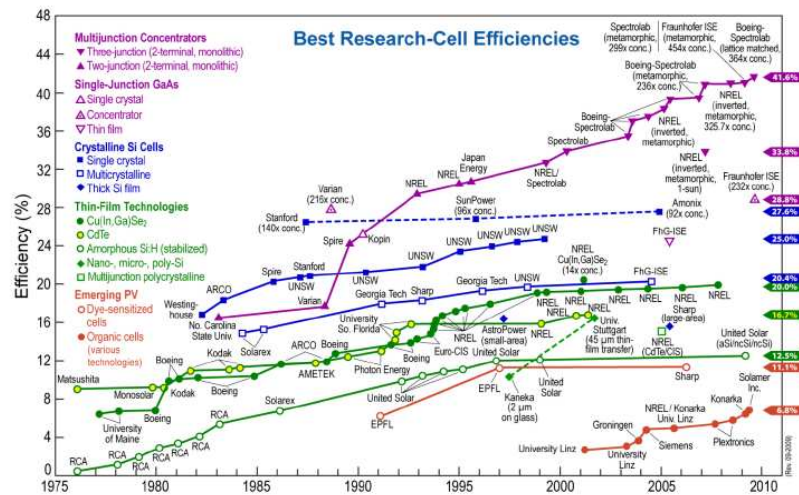


Figure 1-7 : Evolution du rendement des différentes technologies entre 1975 et 2008 [EER08]

Toutes les filières continuent de progresser de façon remarquablement continue depuis trente ans. Il n'y a pas eu de grandes ruptures dans cette progression et les nouvelles filières suivent sensiblement la même pente que les anciennes (cf. Figure 1-7). On a pu montrer que la limite théorique du rendement de la conversion énergétique se situe au-delà de 80% et n'est pas, a priori, hors d'atteinte. Les records en laboratoire le rappellent régulièrement, tel celui de 41,6% obtenu en 2008 aux USA [EER08].

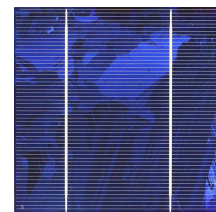
2.2.1. Le silicium cristallin

Le silicium cristallin domine le marché à plus de 80%. La fin de cette technologie gourmande en matière première est annoncée depuis de nombreuses années mais les progrès technologiques réalisés par cette filière aux cours des 10 dernières années lui ont permis de garder sa place prédominante sur le marché. Cette filière, de part de son très fort développement actuel, semble partie pour garder cette place encore quelques années. Cette filière comporte deux technologies : le silicium monocristallin et le silicium multicristallin.

Le silicium mono cristallin est difficile à obtenir. En effet, il nécessite un taux de pureté très élevé et donc plusieurs étapes de purification. Ces étapes sont délicates et donc coûteuses. Le rendement du silicium monocristallin est le plus élevé, il est compris entre 12 et 20% pour les cellules industrielles. Son coût élevé est aujourd'hui un handicap et le silicium monocristallin perd du terrain devant le silicium multicristallin.



Monocristallin



Multicristallin

Figure 1-8 : Photos de cellules monocristalline et multicristalline

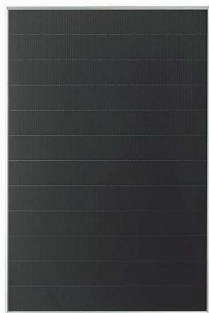
Le silicium multicristallin est devenu aujourd'hui la technologie la plus utilisée. A elle seule elle représente près de 50% du marché. Ces cellules sont obtenus par coulage de cristaux de silicium ce qui rend sa structure hétérogène (cf. Figure 1-8). Son rendement est légèrement inférieur au silicium monocristallin il est compris entre 10 et 14% selon les fabricants. En revanche sa fabrication est beaucoup plus simple, les coûts de production sont donc plus faibles.

L'un des points faibles de ces deux technologies est la quantité de matière utilisée, même si actuellement la taille des lingots et des cellules augmentent continuellement. Les lingots de silicium, mono ou multicristallin, sont sciés en tranche de 150 à 300 microns, par des scies à fils. Le diamètre du fil de découpe étant de 180 microns d'épaisseur, il entraîne une perte en matière première de près de 50%.

Notre étude se consacrera à des générateurs PV utilisant la technologie cristalline qui reste aujourd'hui la technologie dominante.

2.2.2. Les couches minces

Le principal frein au développement du photovoltaïque à très grande échelle reste encore aujourd'hui, malgré la baisse de ces dernières années, le prix trop élevé du kWc. Le kilo watt crête (kWc) est l'unité qui définit la puissance d'un générateur PV aux Conditions de Test Standard (STC) (1000W.m^{-2} et 25°C). La majorité du prix d'un générateur photovoltaïque provient du silicium et du procédé de purification. Plusieurs types de cellules photovoltaïques visant à diminuer la quantité de matière nécessaire à leur fabrication sont aujourd'hui développés et commencent à être industrialisés. Ces technologies appelées couches minces font appel à des procédés de fabrication (dépôt sur ruban) visant la diminution de l'épaisseur des cellules.



Module rigide Sharp (115Wc, $1,42\text{ m}^2$)



Module souple Unisolar (68Wc, $1,12\text{ m}^2$)

Figure 1-9 : Deux exemples de modules utilisant le Sia (Silicium amorphe)

La technologie à couche mince dont la plus mûre est le silicium amorphe (Sia) représentait en 2008 plus de 7% du marché mondial. L'avantage de cette technique est l'utilisation de substrats à bas coût. Le silicium est déposé à basse température sur un substrat en verre. De plus il est possible de déposer ces cellules sur des substrats souples (cf. Figure 1-9) et ainsi de fabriquer des cellules souples. Son prix est plus faible que les cellules cristallines ; en revanche, le rendement d'une cellule en Sia est inférieur à celui des cellules cristallines, il est d'environ 7%. L'utilisation de ce type de cellules nécessite l'utilisation d'une isolation galvanique entre les modules et le réseau. Sans cette isolation galvanique les cellules amorphes se dégradent très rapidement. La raison physique de ce phénomène reste encore obscure. Les cellules amorphes captent très bien le rayonnement diffus et sont donc moins sensibles aux variations de rayonnement direct. Ces cellules

sont donc une très bonne alternative aux cellules cristallines sur des sites soumis à des ombrages sévères.

D'autres matériaux sont également utilisés dans les filières à couches minces comme le Tellure de Cadmium (CdTe), le diséléniure de cuivre et d'indium (CIS) et de gallium (CIGS). Ces technologies possèdent de bons rendements, pouvant aller jusqu'à 19%. Malgré les potentialités de ces trois technologies, les problèmes de toxicité sur l'environnement et d'approvisionnement en matières premières qu'elles soulèvent les cloisonneront au laboratoire ou à des applications très spécifiques.

2.2.3. Cellules organiques et plastiques

Les cellules organiques (cf. Figure 1-10) sont aujourd'hui un sujet d'étude très actif et restent actuellement un sujet de laboratoire. Ces cellules comprennent deux voies : la voie des cellules « humides » et la voie des cellules polymères organiques dites aussi cellules « plastiques ». Les progrès de ces technologies sont très rapides, des records de rendement sont très fréquemment battus (actuellement près de 6%). Le principal frein à ces technologies est actuellement la stabilité de leur performances ainsi que leur durée de vie (actuellement environ 1000 heures).

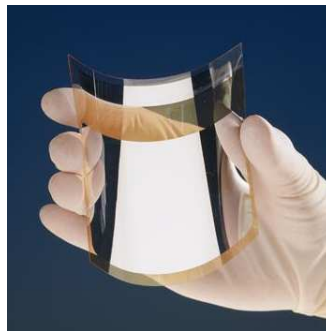


Figure 1-10 : Cellule PV organique (CEA)

Les nanosciences ouvrent cependant de nouvelles voies à leurs améliorations. Leur avenir industriel n'est pas encore établi mais ces technologies ouvriraient la voie à des modules à très bas coût, biodégradable et pouvant être intégrés à toutes formes de surface. Par exemple des encres photovoltaïques sont actuellement étudiées. Ces encres pourraient être intégrées à un très large éventail de matériaux.

2.3. Le module PV

Un module PV est le plus petit ensemble de cellules solaires interconnectées et complètement protégées contre l'environnement. Généralement il contient également des protections pour protéger les cellules PV d'un fonctionnement qui peut être destructif. Les connexions peuvent être réalisées en parallèle ou en série. Nous allons présenter le comportement de cellules PV lors de ces différentes connexions.

2.3.1. Mise en parallèle / série

Dans un groupement en série, les cellules sont traversées par le même courant et la caractéristique résultante du groupement en série est obtenue par addition des tensions à courant

donné. La caractéristique d'un groupement de n_s cellules PV identiques est présentée sur la Figure 1-11.

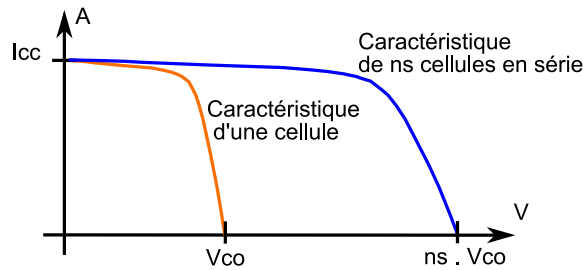


Figure 1-11 : Caractéristique d'un groupement en série de n_s cellules identiques [PRO]

Les propriétés du groupement en parallèle des cellules sont duales de celles du groupement en série. Ainsi, dans un groupement de cellules connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultante du groupement est obtenue par addition des courants à tension donnée. La caractéristique résultant d'une mise en parallèle de n_p cellule PV identiques en série est présentée sur la Figure 1-12.

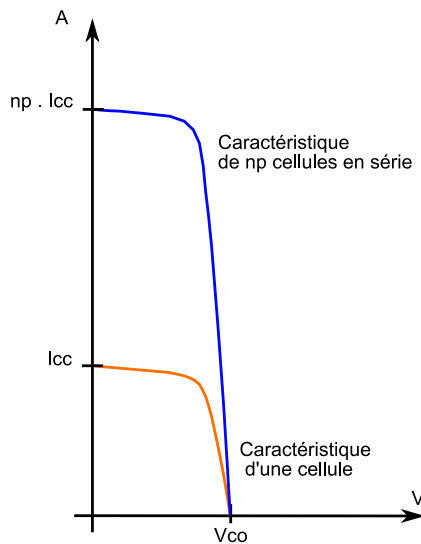


Figure 1-12 : Caractéristique d'un groupement constitué de n_p cellules identiques en parallèle [PRO]

En résumé, pour tracer la caractéristique équivalente d'un groupement de cellules PV :

- En parallèle, il faut se placer à tension donnée et sommer les courants de chaque cellule. Il faut renouveler cette opération pour toutes les tensions entre 0V et V_{co}
- En série, il faut cette fois-ci se placer à courant donné et sommer les tensions des différentes cellules à ce courant.

2.3.2. Conception d'un module

Au sein d'un module PV les cellules interconnectées sont rassemblées en bloc de x cellules et un module PV est constitué de la mise en série de a blocs et de b blocs en parallèle. Nous verrons dans la partie 2.3.3 pourquoi x est généralement égal à 18 cellules lors de la mise en série.

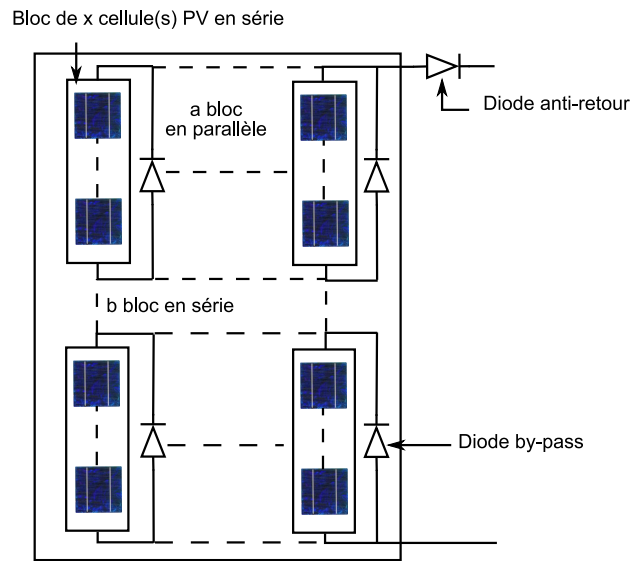


Figure 1-13 : Schéma d'un module photovoltaïque

La conception d'un module PV repose encore aujourd'hui sur des raisons historiques. A l'origine, l'énergie solaire était réservée aux applications en sites isolés. La tension de fonctionnement de ces installations était donc imposée par la tension des batteries utilisées pour stocker l'énergie. Ces systèmes fonctionnant avec des batteries au plomb, leurs tensions étaient de 12, 24V ou 48V. Cette raison historique explique que la quasi-totalité des modules existants aujourd'hui aient encore une tension de sortie de 12 ou 24V.

Les modules étant conçus pour pouvoir fonctionner sur ces systèmes, ils ne sont en réalité qu'une mise en série de cellules pour obtenir la tension désirée, 36 cellules pour 12V ($b=2$) et 72 cellules pour 24V ($b=4$). Aujourd'hui, très peu d'études remettent ou ont remis en cause cette conception historique qui se retrouve non optimisée pour le fonctionnement connecté au réseau.

La conception d'un module photovoltaïque impose de s'assurer que les composants de ce dernier ne risquent pas d'être détruit au cours d'un fonctionnement dans les quadrants 2 et 4. Dans ces zones les cellules PV fonctionnent en récepteurs et des risques de destruction existent. Pour se protéger de ces risques deux types de protection sont mis en place dans les installations photovoltaïques : la diode by-pass et la sécurité contre courant.

En [NAR03] et en [PIC10] de nouvelles architectures de modules sont présentées pour limiter les impacts des ombrages, mais ces solutions ne sont pas développées industriellement.

2.3.3. La diode by-pass

Nous avons vu qu'il est possible, par exemple sous l'effet d'un ombrage ou de la chaleur que toutes les cellules placées en série n'aient pas les mêmes caractéristiques, créant ainsi des déséquilibres. Lors d'un assemblage de cellules PV en série, il est nécessaire de mettre une diode de by-pass pour empêcher le fonctionnement dans la zone II (en inverse) d'une cellule ombrée et ainsi empêcher la destruction de celle-ci. Pour empêcher cette destruction, la tension inverse vue par la cellule ne doit pas dépasser U_{bo} (environ 12V, aussi appelé tension d'avalanche). Pour que cette condition soit vérifiée, une diode by-pass doit être mise en parallèle au maximum toutes les 20 cellules [HER97] pour les technologies silicium. Dans les faits, pour des raisons de simplicité de réalisation, une diode de by-pass est placée en parallèle de chaque groupe de 18 cellules constituant

le module. Deux diodes de by-pass sont nécessaires pour un module 12V, 4 pour un 24V et ainsi de suite.

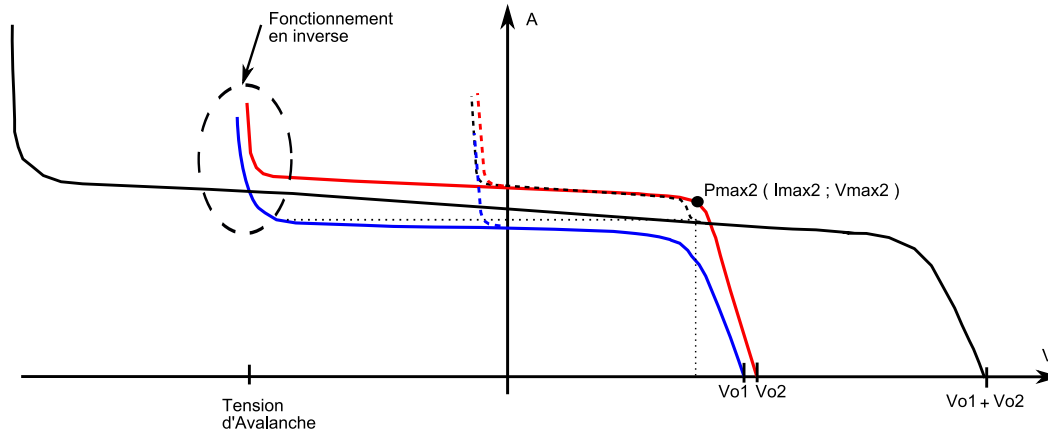


Figure 1-14 : Caractéristiques de générateurs PV avec ou sans diode by-pass

La courbe bleue est la caractéristique d'un bloc de 18 cellules PV connectées en série. La courbe rouge est elle aussi la caractéristique d'un bloc de 18 cellules PV connectées en série mais ayant un éclairage plus élevé. Le bloc ayant la caractéristique bleue est soumis à un éclairage plus faible, son courant de court-circuit est donc plus faible. Si ces deux blocs sont connectés en série sans protection (courbe noire) et que la charge impose aux générateurs PV de fonctionner au point P_{max2} alors la cellule mal éclairée (en bleu) va fonctionner en inverse et risque la destruction si la tension à ses bornes s'approche de la tension d'avalanche. Pour éviter ce risque, des diodes by-pass sont classiquement mises toutes les 18 cellules PV pour s'assurer qu'aucune cellule, quelles que soient les conditions, ne puisse fonctionner proche de sa tension d'avalanche.

En présence de diodes de by-pass les caractéristiques des générateurs PV deviennent les caractéristiques en pointillées.

2.3.4. La sécurité contre courant

Lors d'un assemblage de cellules PV en parallèle, un deuxième phénomène néfaste à la production photovoltaïque intervient lorsque la tension d'une cellule dépasse sa tension à vide. Dans ce cas, la cellule va fonctionner dans la zone 4 (cf. Figure 1-2) et va absorber du courant afin de compenser cette augmentation de tension. Les cellules ensoleillées vont donc débite dans les cellules ombrées. L'utilisation d'une diode contre-courant (aussi appelée diode série) ou d'un fusible (cf. [WIL97] et [WIL98]) dans une chaîne de cellules permet d'éviter leur dégradation (cf. Figure 1-13). Cette protection est nécessaire si une branche de générateurs PV n'est pas en mesure de supporter le courant total débité par les autres branches mises en parallèle. Pour le silicium cristallin le problème apparaît à partir de 4 branches en parallèle. Dans le cas de l'utilisation d'un fusible, ce dernier doit être dimensionné à $I_{max} = I_{sc} \times 1,25$. Dans le cas de l'utilisation d'une diode, celle-ci sera responsable d'une perte de puissance produite proportionnelle à la chute de tension qu'elle occasionne.

2.3.5. Fonctionnement à puissance maximale

Nous avons vu qu'une cellule ou un groupement de cellule présente une caractéristique $I(V)$ (courbe rouge) non linéaire. La caractéristique $P(V)$ peut être également tracée (courbe bleue).

Cette caractéristique met en évidence un point de puissance maximale. Si la droite noire représente la caractéristique d'une charge résistive, lors d'une connexion du générateur PV à cette charge résistive, c'est l'intersection des caractéristiques $I(V)$ du générateur PV et de la charge qui définira le point de fonctionnement.

Si la connexion entre le générateur PV et la charge se fait directement, alors le point de fonctionnement du générateur PV ne pourra pas être piloté. C'est la charge, en fonction de son impédance qui déterminera le point de fonctionnement et le générateur PV ne pourra pas fonctionner à son point de puissance maximale (MPP).

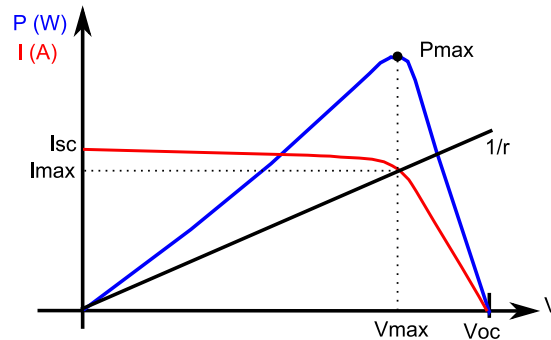


Figure 1-15 : Caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ d'un générateur PV

Dans les applications connectées au réseau, la livraison de la totalité de la puissance disponible au niveau du générateur PV est une volonté très forte. La présence de convertisseur (DC/DC ou/et DC/AC) permet la mise en place d'algorithmes de recherche de point de puissance maximal (en anglais : Maximal Power Point Tracker, MPPT). Ces algorithmes vont modifier l'impédance équivalente du convertisseur pour s'assurer que le générateur PV fonctionne à sa puissance maximale. De nombreux travaux ont été et sont menés sur l'amélioration de ces algorithmes [XIA04], [PAT08], [FAN08], [FEM09] et [PAS06].

Le critère principal d'un MPPT est la distance moyenne entre le point de fonctionnement qu'il impose au système et le point réel de puissance maximale. Cette distance devra être minimisée.

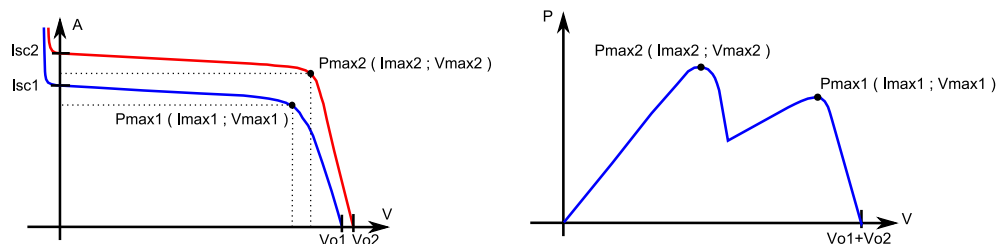


Figure 1-16 : Caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ de deux générateurs PV connectés en série

La problématique principale de la recherche du point de puissance maximal d'un générateur PV est l'apparition de maximums locaux qui perturbent très fortement le fonctionnement de l'algorithme (cf. Figure 1-16). Ces maximums locaux apparaissent lorsque le générateur est composé de cellules PV ayant des caractéristiques différentes (présence d'ombrages par exemple). En conséquence plus le MPPT sera réalisé sur un nombre de cellules PV faibles plus ce MPPT sera efficace.

2.3.6. Le mismatch

Dans la partie 2.3.1, nous avons étudié l'interconnexion de cellules ayant des caractéristiques identiques. Cette étude est purement théorique car en réalité dans un système PV chaque cellule PV possède sa propre caractéristique. Ces différences de caractéristiques sont communément appelées mismatch. Nous définirons ici deux types de mismatches :

- Le mismatch structurel
- Le mismatch fonctionnel

L'origine du mismatch structurel découle du fait que deux cellules identiques (même technologie, même procédé de fabrication, même constructeur, même série) soumises aux mêmes conditions de fonctionnement auront des caractéristiques différentes. En effet les constructeurs garantissent une dispersion des caractéristiques de leurs cellules PV à $\pm 3\%$, ou $\pm 5\%$ voire même -5% / $+10\%$. Cette dispersion occasionne lors de la mise en série ou en parallèle des ces cellules des pertes par mismatch structurel. En effet le point maximal de puissance de l'ensemble n'est pas la somme des points de puissance maximale de chaque cellule. Ces pertes par mismatch sont structurelles à l'installation et sont présentes quel que soit le fonctionnement. En puissance ces pertes sont faibles, comprises entre 1% et 10% ([CHA95] et [NOR09]), mais ces pertes ayant lieu en permanence, l'énergie perdue sur la durée de vie de l'installation peut être très importante.

Le mismatch fonctionnel est, quant à lui, dû à des conditions de fonctionnement des cellules PV différentes, ombrages partiel, point chaud.... Ces pertes peuvent être très importantes [NOR09]. Par exemple, dans [KOB01], les auteurs montrent que 3% de la surface d'un module ombrée entraîne une perte de puissance de plus de 50%. Ces différences de conditions de fonctionnement n'auront pas les mêmes conséquences selon le type d'interconnexion et l'importance de la différence de conditions de fonctionnement des cellules.

Dans un groupement de cellules PV placées en série le courant circulant dans toutes les cellules PV est identique. Ce courant étant très dépendant de l'éclairement, il en résulte une déformation de la caractéristique I-V du groupe de cellules (cf. Figure 1-16). Cette déformation a deux effets. Le premier effet est la diminution de la puissance disponible ; la cellule la plus faible impose son point de fonctionnement ou bien elle est by-passée. De plus, cette déformation peut empêcher la recherche du point de fonctionnement maximisant la puissance produite (MPPT) en restant bloqué sur un maximum local et non sur le point de puissance maximale. Une répartition non uniforme de l'irradiation solaire a des conséquences importantes sur l'énergie produite lors d'une mise en série de cellules. Les cellules ayant un éclairement plus faible vont pénaliser l'ensemble des cellules connectées en série. En revanche une différence de température aura elle que peu d'impact sur des cellules mises en série. La cellule la plus faible n'induit que très peu de pertes de puissance dans les autres cellules car la température influence faiblement le courant de la cellule.

En revanche dans un groupement parallèle, ce sont les tensions aux bornes des cellules qui doivent être identiques. La tension variant très peu en fonction de l'irradiation solaire, la mise en parallèle de cellules PV éclairées différemment n'a que peu d'impact sur la tension de fonctionnement. Le courant du groupement en parallèle de cellules PV sera la somme des courants de chaque cellule. L'ombrage est donc moins critique dans le cas d'une mise en parallèle que lors d'une mise en série. En revanche ce sont les différences de température qui vont occasionner des

hétérogénéités au niveau des tensions optimales des modules et donc des pertes lors d'une mise en parallèle.

Quel que soit le type d'interconnexion entre les cellules, l'assemblage de cellules PV provoque donc des pertes par mismatch. Ces pertes peuvent être très importantes si les conditions sur les cellules sont différentes mais elles existent même si les conditions sont identiques sur tout le champ PV.

3. Les installations PV connectées au réseau de distribution

L'énergie PV est utilisée dans deux domaines d'applications : le PV en site isolé et le PV connecté au réseau. Ces deux applications ont des fonctions et mettent en œuvre des chaînes de conversion très différentes. Dans la suite, nous allons présenter plus particulièrement les fonctions et les topologies de champs PV connectés au réseau. Nous appelons « champ PV » un ensemble de modules.

3.1. Les fonctions macroscopiques

Ayant comme but final la production d'énergie, une installation photovoltaïque nécessite la mise en place d'une chaîne de conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique basée sur l'effet photovoltaïque. Quelle que soit son architecture, cette chaîne de conversion peut se décomposer en plusieurs sous-systèmes délimités selon leurs fonctionnalités. Un premier aperçu d'un schéma conceptuel des systèmes photovoltaïques connectés au réseau, identifiant les principaux sous-systèmes fonctionnels et leurs fonctions générales, est donné à Figure 1-17.

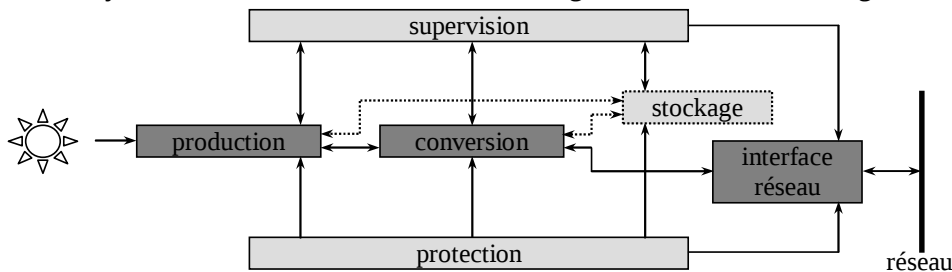


Figure 1-17 : Fonctionnalités générales des systèmes photovoltaïques connectés au réseau [BRA09]

On peut identifier des fonctions de bases – production, conversion, interface réseau – représentées par des cases grises foncées – des fonctions auxiliaires – protection, supervision et stockage, dont les cases portent la couleur gris clair. Les fonctions de base sont associées au système proprement dit de production d'énergie (elles apparaissent dans toutes les configurations de systèmes photovoltaïques), tandis que les fonctions auxiliaires aident au bon fonctionnement du système de base et sont présentées en [PIC10]. Par exemple l'anti-îlotage évite à la centrale PV de fonctionner lorsque le réseau n'est plus présent et évite la création d'un réseau local.

3.2. Les topologies de champs

Nous allons présenter dans la suite les architectures de champs PV permettant la connexion au réseau de distribution, en s'intéressant principalement à la fonction de base « conversion ». Nous garderons évidemment à l'esprit qu'une installation PV devra également intégrer les autres

fonctions présentées ci-dessus. Une grande diversité de topologies de champs PV existe, nous présenterons uniquement les plus utilisées et les plus intéressantes.

3.2.1. L'onduleur central

La topologie la plus ancienne et la plus classique est composée d'un seul onduleur réalisant l'interface entre le réseau et le champ photovoltaïque, où des chaînes de modules (ou "string") sont connectées en parallèle (cf. Figure 1-18). Ce montage est généralement utilisé pour des installations de grandes puissances (20-400 kW [PRO]) dans lesquelles des protections anti-retour de courant sont implantées par rangée.

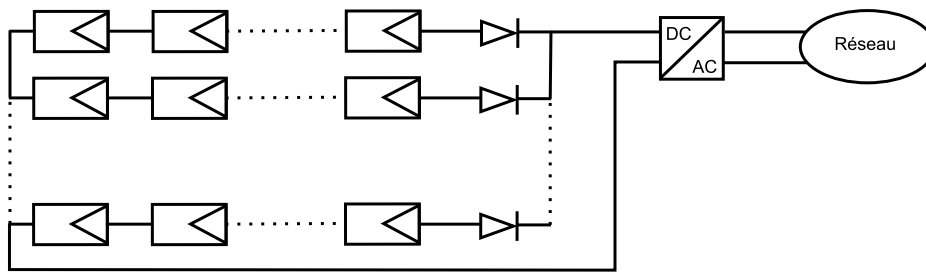


Figure 1-18 : La topologie « Onduleur Central » [ABE04]

L'avantage de la topologie « onduleur central » est sa simplicité de mise en œuvre : un seul onduleur connecté au champ photovoltaïque est nécessaire. De plus, l'onduleur central demande un faible coût d'investissement tout en permettant une maintenance simple. La simplicité du montage permet également un meilleur rendement de la conversion de la tension. En effet, la mise en série de plusieurs modules permet d'obtenir un rapport de transformation faible, ce qui augmente le rendement du convertisseur.

Par contre, ce montage présente plusieurs défauts [BAC06] :

- pertes de conversion solaire (un seul MPPT pour un ensemble de modules)
- pertes et risques électriques dans le câblage DC
- aucune évolutivité
- aucune continuité de service en cas de panne de l'onduleur

Malgré les nombreux défauts de cette configuration, cette solution reste très employée dans les centrales PV au sol de forte puissance.

3.2.2. L'onduleur « rangée »

L'une des topologies les plus employée actuellement est celle de l'onduleur rangée (cf. Figure 1-19), qui consiste à implanter un onduleur au bout de chaque chaîne. Les onduleurs sont ensuite connectés en parallèle au réseau électrique, ce qui nécessite une coordination entre les onduleurs (du type maître - esclaves) pour proscrire le fonctionnement en îlotage et éviter les échanges de puissance entre les onduleurs.

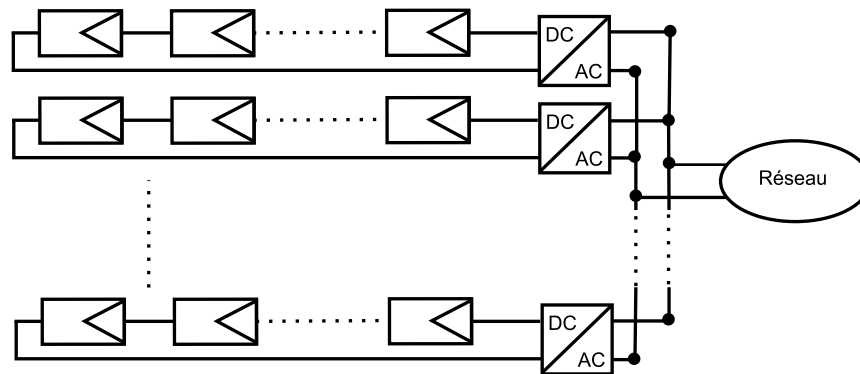


Figure 1-19 : La topologie « Onduleur rangée » [BAC06]

La topologie « onduleur rangée » permet d'améliorer le contrôle de la puissance disponible par string grâce au MPPT de chaque onduleur. De plus, la continuité de service est accrue car la panne d'un convertisseur n'entraîne pas l'arrêt total de l'installation. Enfin, cette architecture est évolutive puisque chaque string constitue un sous ensemble indépendant. Dans le cas d'augmentation de puissance de l'installation, seul la connexion AC est à remplacer.

Une comparaison de la structure onduleur "rangée" et onduleur "central", menée par des chercheurs italiens [MAS07], a permis de montrer que ces deux assemblages sont semblables, en ce qui concerne les pertes dans l'électronique de puissance et dans les câbles. D'après l'étude menée, dans les deux cas l'énergie perdue compte pour environ 10% de l'énergie totale produite, la structure centralisée étant légèrement moins dissipative. En revanche, dans le cas d'ombrage du système PV, l'architecture centralisée produit 12% de moins d'énergie que la structure rangée. En conclusion, l'étude montre que l'onduleur rangée a un rendement global (qui prend en compte les pertes ainsi que le nombre de jours ensoleillés et ombragés) plus performant de 1,5%.

Cependant, il subsiste des pertes par couplage série des modules au sein d'un même string. Le rendement des onduleurs reste variable en fonction de la puissance fournie par la chaîne photovoltaïque (mauvais rendement de l'onduleur à faible puissance des modules).

Une évolution dénommée « Team concept » de l'onduleur rangée est proposée dans [MYR03]. Cette évolution consiste à introduire des sectionneurs en aval des onduleurs. Les onduleurs ayant de faibles rendements à faible puissance d'entrée, cette structure propose de modifier le nombre d'onduleurs utilisés pour effectuer la conversion en fonction de la puissance fournie par le champ PV. Ainsi, les onduleurs fonctionnent proche de leur puissance nominale et donc proche de la zone de rendement optimal. Cette évolution permettrait de gagner au moins 4% d'énergie par an par rapport à la structure classique selon [MYR03].

3.2.3. Le hacheur « rangée »

L'utilisation de plusieurs étages de conversion peut améliorer le rendement de conversion et la fiabilité du système, selon [BAE05], en dissociant les fonctionnalités de l'onduleur. Souvent présenté comme une solution intermédiaire entre l'onduleur "central" et de l'onduleur "rangée", le hacheur "rangée", aussi appelé convertisseur multi-string, utilise un hacheur en bout de chaque string du système PV (cf. Figure 1-20).

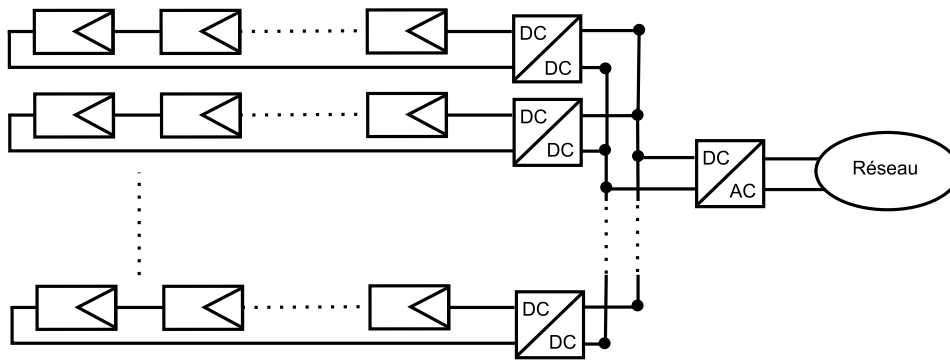


Figure 1-20 : La topologie « Hacheur rangée »

Le bus continu à l'avantage d'intégrer facilement un élément de stockage. De plus, l'utilisation d'un seul onduleur comme interface avec le réseau permet de réduire le nombre d'interactions entre le réseau et l'installation PV. La participation de l'installation aux services systèmes est donc facilitée. Le MPPT se fait pour chaque string, ce qui limite l'influence des modules entre eux [IEA01].

Le montage reste évolutif, mais la continuité de service n'est pas assurée en cas de panne de l'onduleur. Par rapport à l'onduleur "rangée", les coûts seront probablement réduits car chaque hacheur n'a pas besoin d'intégrer les fonctionnalités de mesure et de surveillance de la tension et du courant réseau, le contrôle commande de la partie alternative et la détection de courant continu résiduel sur le réseau [BAE05], [MEI01] et [MEI00].

3.2.4. Le hacheur modulaire parallèle

Une évolution de la topologie hacheur « rangée » est la topologie hacheur modulaire parallèle présentée sur la Figure 1-21. Le hacheur n'est plus connecté à une chaîne de modules PV mais directement à la sortie du module PV. Cette évolution garde tous les avantages du hacheur « rangée », tout en augmentant le niveau de discrétisation du MPPT. Ainsi ce n'est plus une chaîne de modules PV qui fonctionne à son MPPT mais chaque module PV. Un gain de productivité est donc à attendre par rapport au hacheur « rangée ». De plus, cette discrétisation plus importante permet une surveillance (monitoring) plus fine et une détection des défauts plus rapide.

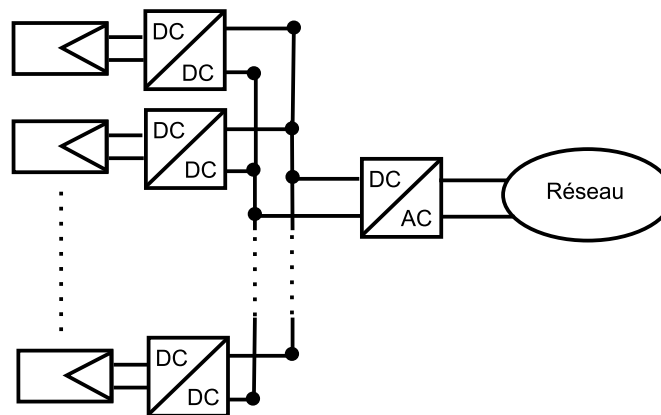


Figure 1-21 : La topologie « hacheur modulaire parallèle »

Le principal point dur de cette structure est le grand rapport d'élévation entre la tension de sortie du module PV et la tension nécessaire à l'injection sur le réseau de distribution. En effet, pour un hacheur non isolé plus le rapport d'élévation est élevé plus les pertes sont importantes. Lorsque ce rapport est trop important (>8 en général), il est nécessaire d'avoir recours à des structures isolées ou à des cascades de convertisseurs. Dans le cas présent, le rapport d'élévation nécessaire est proche de 10, ce qui limite le rendement du hacheur et pénalise cette topologie.

Le chapitre II est consacré à l'étude de cette topologie et à la réalisation d'un prototype sans isolation permettant d'obtenir un rendement compétitif.

3.2.5. Le hacheur modulaire série

Une des solutions pour diminuer le rapport d'élévation des hacheurs nécessaires à la topologie hacheur modulaire parallèle est de mettre la sortie des hacheurs en série. Ainsi le rapport d'élévation est d'autant diminué que le nombre de hacheurs en série est augmenté. Cette topologie dénommée hacheur modulaire série est présentée sur la Figure 1-22.

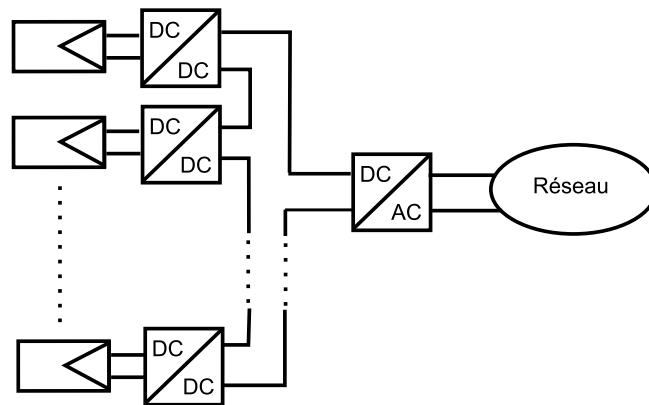


Figure 1-22 : La topologie « hacheur modulaire série » [ROM06]

Cette topologie garde tous les avantages de la topologie précédente tout en diminuant le rapport d'élévation des hacheurs et permet ainsi d'augmenter le rendement. En revanche, la mise en série des hacheurs implique une dépendance des points de fonctionnement des uns par rapport aux autres et complexifie les lois de commandes et le dimensionnement de la structure.

Le Chapitre III sera consacré à l'étude et à l'optimisation de cette structure.

3.2.6. Les autres topologies

D'autres concepts plus ou moins viables actuellement sont développés dans la bibliographie par exemple : l'onduleur modulaire [EMP09], l'onduleur cellulaire, le hacheur cellulaire, la matrice de connexions ...

Les convertisseurs cellulaires [MAR94] permettent de contrôler chaque cellule PV. La production, l'efficacité et le monitoring du champ PV sont ainsi améliorés. Les principaux freins sont la complexité importante de l'installation et un rapport d'élévation de tension entre la sortie de la cellule (environ 0,6V) et le réseau de distribution (environ 300V) très élevée qui condamne aujourd'hui ces solutions.

La matrice de connexion permet de reconfigurer le champ PV pour coupler les modules PV de même caractéristique [VEL05] et [EHW10]. La production PV est ainsi augmentée et chaque

module fonctionne au plus près de son point de puissance maximale. Les handicaps de cette topologie sont la connectique en courant continu et un algorithme de mise en place très complexe.

Avec l'apparition du PV intégré au bâti, les problématiques d'ombrages sont de plus en plus fréquentes. La tendance actuelle pour les installations connectées au réseau de puissance inférieure à 10 kWc est à une discrétisation de plus en plus importante de l'électronique de puissance sur le champ PV. L'onduleur central était couramment utilisé dans les années 90 et les années 2000 ont vu l'émergence de l'onduleur rangée et du hacheur rangée. Les prochaines années semblent promises aux topologies hacheur « série » et hacheur « rangée » et d'autres topologies encore plus discrétisées pourraient prendre le relais par la suite.

4. Les convertisseurs pour le PV

L'électronique de puissance est au cœur du système PV et peut avoir des impacts très importants sur le productible, la sécurité et sur la qualité de l'énergie produite. C'est l'électronique de puissance qui réalise l'interface entre les différents éléments du système. Comme dit plus haut, plusieurs concepts d'architecture de champs coexistent selon la puissance et selon les technologies disponibles et sont rappelées Figure 1-23. Ces architectures de champs vont influencer fortement la conception de l'électronique de puissance.

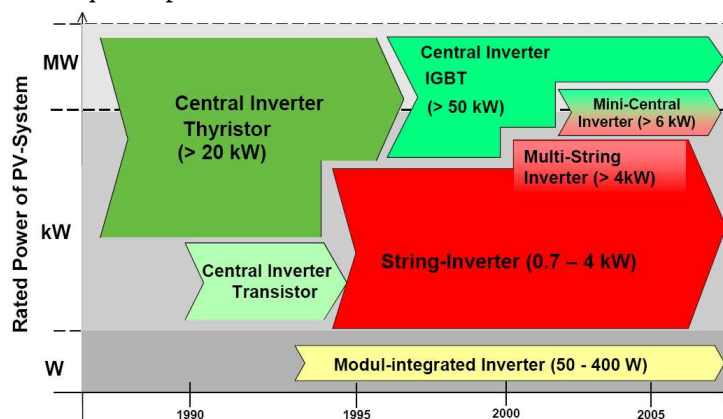


Figure 1-23 : Les différentes architectures de champ en fonction de la puissance et leur évolution au cours du temps [ENG06]

Les structures d'électronique de puissance dédiées au photovoltaïque sont nombreuses, plusieurs critères permettent de les classer en différents groupes [ENG06], [ABE04], [MYR03] et [BAE05]. La première caractéristique d'une chaîne de convertisseurs est la présence ou non d'une isolation galvanique entre les modules et le réseau. Cette isolation peut se faire à haute fréquence ou à la fréquence du réseau. La seconde caractéristique différenciant les chaînes de conversion est le nombre d'étages. Deux types de conversion sont possibles, soit la conversion du courant continu en courant alternatif se fait en une seule étape, soit un étage de conversion DC/DC est nécessaire pour augmenter la tension avant de la transformer en tension alternative. La dernière caractéristique d'une chaîne de conversion est son nombre de phases, mono ou triphasé.

Les principaux problèmes auxquels l'électronique de puissance doit faire face sont : la puissance fluctuante côté continu (pour les installation monophasées), la maximisation du productible en cas d'ensoleillement non homogène (problème d'ombrage par exemple), la fiabilité

(utilisation de condensateurs électrolytiques ayant de piètres performances au vieillissement lorsqu'ils sont contraints thermiquement) et le rendement.

4.1. Les structures isolées

Les structures isolées se décomposent en deux groupes, soit l'isolation galvanique est située au sein de l'étage de conversion DC/DC sous la forme d'un transformateur haute fréquence (> 1 kHz) soit elle est située sur la sortie alternative sous la forme d'un transformateur basse fréquence (fréquence du réseau : 50-60 Hz).

4.1.1. Les structures isolées en haute fréquence

Une isolation en haute fréquence présente l'avantage de diminuer la taille et le poids du transformateur et des éléments de filtrage, en contrepartie, elle demande une meilleure maîtrise des pertes dans le convertisseur. Deux types de structures sont présentés ici.

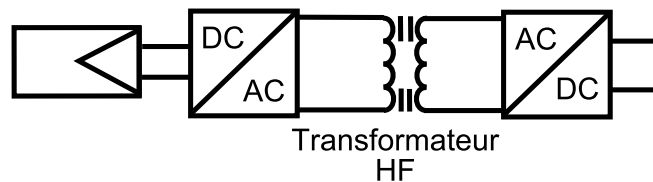


Figure 1-24 : Schéma bloc d'une chaîne de conversion avec un transformateur haute fréquence
[BAE05]

Alimentation à découpage à commutation dure

L'utilisation d'un transformateur haute fréquence permet d'augmenter le rapport d'élévation du convertisseur DC/DC. Ces structures sont donc intéressantes dans des topologies de champ PV ayant peu de module PV en série à l'entrée de chaque convertisseur DC/DC (champs hacheur modulaire parallèle ou onduleur modulaire). La puissance des convertisseurs dans ces topologies est de quelques centaines de Watts. Les alimentations à découpage isolées mises en œuvre et étudiées dans ces systèmes PV sont principalement des structures de type flyback. On peut le constater dans certains articles généralistes retraçant les différentes possibilités d'architectures et de topologies (cf. par exemple [ABE90]). Le flyback permet d'obtenir de bons rendements avec une structure robuste et éprouvée. On trouve également quelques études dont la structure de base est un flyback sur laquelle des évolutions sont apportées afin d'améliorer un point sensible et problématique des systèmes PV. Par exemple, on retrouve dans chaque installation en entrée des étages DC/DC une ou plusieurs capacités de fortes valeurs, ce qui nécessite l'utilisation de la technologie électrolytique. Malgré ces fortes valeurs de capacités, ce type de technologie présente une faible durée de vie.

L'article [TOS06] montre notamment une solution permettant de s'affranchir d'une technologie électrolytique pour la capacité du bus continu en entrée du convertisseur DC/DC (application 100W monophasé).

Pour des convertisseurs de plus grande puissance (quelques kWatt) un très grand nombre de structures sont étudiées et utilisées. Nous ne nous intéressons pas dans cette étude à ces convertisseurs qui sont utilisés dans des topologies de type onduleur central ou onduleur rangée qui ne font pas partie de notre étude.

Les structures résonantes

Lors des fonctionnements à haute fréquence des convertisseurs, les pertes par commutations deviennent importantes et il est donc intéressant de les diminuer en ayant recours à la résonance. Ceci est particulièrement intéressant dans le cas des convertisseurs isolés car la présence de l'inductance de fuite du transformateur peut alors être utilisée pour réaliser l'inductance du circuit résonant.

L'avantage principal d'un tel convertisseur est le mécanisme de commutation de chacun de ses interrupteurs qui est parfaitement défini. Ainsi, chaque élément actif possède une commutation commandée et une commutation spontanée. Dans ces conditions, les pertes par commutation sont extrêmement réduites et les convertisseurs à résonance sont aptes à fonctionner à des fréquences très élevées, et ce sans trop affecter le rendement, tout en procurant une réduction du poids et du volume des éléments réactifs (inductances, transformateur, condensateurs). De même, les formes de courant sont quasi-sinusoïdales, ce qui engendre de faibles perturbations électromagnétiques et diminue les contraintes sur le transformateur [CHA93] [ITO96].

4.1.2. Les structures isolées en basse fréquence

Une autre possibilité est de placer le transformateur en aval du convertisseur DC/AC. Ce transformateur travaille alors à la fréquence du réseau. Cette solution, si elle est très simple, n'en est pas moins pénalisante. En effet, le prix, le volume et la taille sont supérieurs à un transformateur à haute fréquence. Il est à noter que peu de recherches sont effectuées sur le transformateur de ligne spécialement pour les applications PV en raison de sa similitude avec les applications classiques.

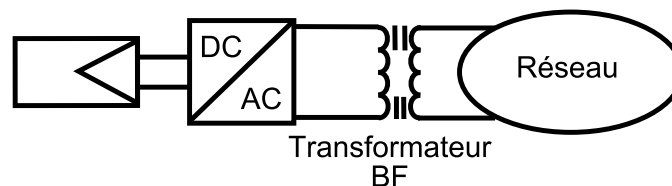


Figure 1-25 : Schéma bloc d'une chaîne de conversion avec un transformateur de ligne [BAE05]

4.1.3. Bilan

Les structures isolées permettent d'obtenir des rapports d'élévation plus élevés que les structures non isolées. On les retrouvera donc généralement dans les chaînes de conversion nécessitant une forte élévation de tension. De plus, l'isolation galvanique permet de résoudre certains problèmes de sécurité (capacité parasite terre/module).

4.2. Les structures non isolées

Un grand nombre d'études concernent également des structures non isolées. Les structures rencontrées ne sortent pas du cadre classique, on retrouve principalement des hacheurs parallèles (Boost), des hacheurs séries (buck) et également sur des hacheurs à stockage inductif (buck-boost) et des hacheurs à stockage capacitif (Cuk). On distingue deux types d'architectures : les applications mono étage où la conversion est directement DC/AC et des applications à deux étages une première conversion en DC/DC et une seconde en DC/AC.

4.2.1. Conversion mono étage

La conversion se fait en une seule étape, il n'y a pas d'étape d'amplification de la tension. Il faut donc que la tension du champ PV soit suffisante pour que l'onduleur puisse reconstituer la tension du réseau. Dans cette configuration le convertisseur doit assurer toutes les fonctions demandées par une application PV raccordées au réseau (MPPT, anti-îlotage...).

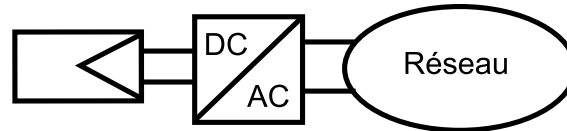


Figure 1-26 : Schéma bloc d'une chaîne de conversion mono étage non isolée [BAE05]

Un très grand nombre de topologies de chaînes de conversion mono étage non isolées existent. Ces topologies peuvent être classées en quatre groupes présentés ci-après.

Les « hacheurs intégrés » :

Un nombre important d'articles traite de convertisseurs pouvant être classés dans la catégorie des « hacheurs intégrés ». La base de ces topologies reste bien connue, comme le Boost et le buck-boost, dans lesquelles est intégrée la conversion DC/AC afin d'avoir une sortie connectée sur le réseau. Dans ce contexte plusieurs articles récents se démarquent.

Par exemple, l'article [NOB99] présente un buck-boost chopper circuit (cf. Figure 1-27). Cette structure pose le problème du taux d'utilisation de l'énergie solaire. En effet chaque champ PV ne « fonctionne » que pendant la moitié d'une période de la puissance AC. L'insertion des capacités C_1 et C_2 permet de limiter l'influence de ce problème sur le rendement. Pour le prototype présenté, une capacité de $500\mu\text{F}$, permet d'augmenter le taux d'utilisation de l'énergie PV à 96%.

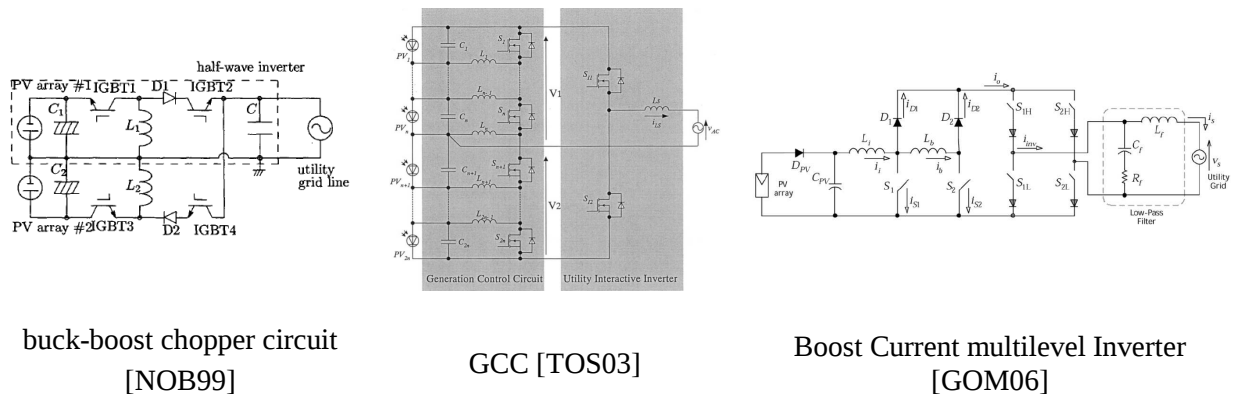


Figure 1-27 : Trois exemples de structures utilisant des « hacheurs intégrés »

L'article [TOS03] propose un circuit nommé « Generation Control Circuit » (GCC). Cette théorie montre la robustesse de l'installation en cas d'ombrage partiel. En effet, le convertisseur est capable de faire fonctionner l'ensemble des générateurs PV à leur MPP. Le GCC convertisseur ne transite pas toute la puissance mais uniquement les différences de puissance entre les générateurs PV, le rendement n'est donc pas trop dégradé. Cette solution semble donc séduisante mais des résultats pratiques manquent à cette étude pour la valider.

L'article [GOM06] met en œuvre un double Boost Current multilevel Inverter, cette solution permet d'avoir plusieurs niveaux de courant en sortie : I , $I/2$, 0 , $-I/2$ et $-I$. Les besoins de filtrage sont donc diminués par une qualité du courant sinusoïdal améliorée (en limitant les harmoniques).

Ces topologies possèdent un potentiel intéressant mais beaucoup de problèmes technologiques restent à résoudre.

L'onduleur trois niveaux

L'utilisation d'un onduleur trois niveaux sans transformateur est une solution raisonnable pour la connexion au réseau d'une installation de faible puissance, ici 2,5kW [HIN98]. La plupart des onduleurs PV commerciaux sont basés sur un transformateur et sur plusieurs étages de conversion. Pour réduire le degré de complexité, cette structure omet le transformateur et utilise un seul étage de conversion. Les pertes, la taille et le prix sont donc réduits.

Le champ solaire est découpé en deux parties. Le point milieu du champ est connecté à la terre ainsi la capacité parasite entre les modules et la terre est éliminée. Le courant de fuite étant fortement diminué, on peut s'affranchir de l'isolation galvanique. De plus, l'onduleur à trois niveaux diminue le contenu harmonique comparé à une structure classique, ainsi le filtre de sortie est plus petit.

L'onduleur HERIC [MYR03][XIA06]

Dû à la répartition de l'énergie solaire, les convertisseurs utilisés dans les applications PV sont amenés à fonctionner la plupart du temps en dessous des conditions nominales. Une nouvelle topologie d'onduleur appelée « Highly Efficient and Reliable Inverter Concept » (HERIC) permet d'augmenter le rendement aux points non nominaux. Ce type d'onduleur est utilisé dans les champs de type onduleur string et sa puissance est d'environ 3kW.

Pour une utilisation à 20% de la puissance nominale le gain de rendement est de 3-4% par rapport à un onduleur classique. Le rendement maximum de ce convertisseur est de 98%.

L'onduleur triphasé [BUR09]

Un système photovoltaïque monophasé présente une puissance fluctuante (100 Hz) en sortie alors que l'entrée est une source continue constante. Un élément de stockage de puissance est donc nécessaire pour faire le tampon entre l'entrée et la sortie, ce qui réduit la durée de vie et la fiabilité de l'ensemble du système.

Un moyen de s'affranchir de ce problème est de connecter le système photovoltaïque en triphasé. Un système photovoltaïque triphasé demande une puissance instantanée en entrée constante, il n'est plus nécessaire d'avoir des éléments de stockage ce qui diminue le coût, augmente la fiabilité et la durée de vie du système.

4.2.2. Deux étages

La conversion peut également être réalisée en deux étapes, une première conversion DC/DC puis une conversion DC/AC [XIA06]. Dans cette configuration, le convertisseur DC/DC a généralement le rôle d'augmenter la tension pour que l'onduleur puisse fabriquer un courant sinusoïdal à la tension du réseau. Les convertisseurs sont reliés par un bus DC. Les fonctions demandées par les applications PV peuvent ici être réparties entre les deux convertisseurs.

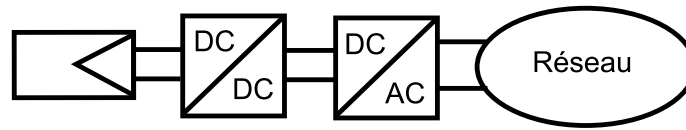


Figure 1-28 : Schéma bloc d'une chaîne de conversion à deux étages [BAE05]

Le hacheur parallèle (type Boost)

On s'aperçoit que le convertisseur Boost est le sujet de nombreuses réflexions et ressort le plus fréquemment dans la littérature pour une conversion DC/DC. En effet en prenant en compte les caractéristiques des différents convertisseurs DC/DC, le Boost, de part sa simplicité, son faible coût et son rendement élevé, est la structure retenue pour réaliser la plupart des convertisseurs DC/DC photovoltaïques. On note également quelques structures dérivées du Boost [BEL07] [BEN07].

L'association de convertisseurs

L'association de convertisseurs (cf.3.2.4 et 3.2.5) a amené de nombreuses études. Ceci peut se vérifier par le grand nombre d'articles traitant du sujet. L'espoir premier de ces associations est de limiter les pertes de rendement lors de phénomènes d'ombrage, en rendant les modules plus indépendants les uns des autres [ROM06], [WAL04], [WAL07] et [UTS07].

Le concept du convertisseur cellule

Dans le but de diminuer l'impact d'un ensoleillement non homogène sur le productible, une tendance observée dans la bibliographie est de rapprocher le convertisseur de la cellule photovoltaïque. Cette discrétisation pouvant aller jusqu'au concept de convertisseur cellulaire (cf. 3.2.6). La difficulté principale de cette topologie est le développement d'un hacheur avec un bon rendement alors que les niveaux de tension et de courant ne sont pas du tout favorables.

4.2.3. Bilan

Une meilleure efficacité, un poids, un volume et un prix plus faibles pour l'ensemble sont possibles dans le cas où l'isolation galvanique est supprimée. Ces structures sans transformateur offrent tous les avantages mentionnés ci-dessus mais quelques problèmes de sécurité sont causés par les capacités parasites entre les panneaux PV et la terre notamment. Les problèmes de sécurité sont en Europe effacés par des normes permettant de s'affranchir de cette isolation. L'isolation galvanique est nécessaire uniquement dans le cas d'une installation en couche mince.

4.3.Synthèse

Après un large balayage bibliographique, nous avons pu constater que les systèmes PV faisaient l'objet de nombreuses réflexions. Concernant cette partie, à savoir les convertisseurs, les études sont diverses et variées. La volonté directrice de chacune des publications rencontrées est la volonté de faire progresser les convertisseurs pour les systèmes PV.

Les études s'attachent donc à contrer les différents problèmes que l'on peut rencontrer dans ce type d'installation et qui peuvent être résolus, du moins minimisés, par de l'électronique de puissance.

Les applications monophasées vont être sujettes à davantage de problèmes qu'une installation triphasée dans le sens où la puissance fluctuante devra être gérée côté continu de manière à ne pas détériorer les modules photovoltaïques. Les contraintes directrices de chacune des études sont logiquement le rendement des systèmes, ainsi que leur fiabilité et leur robustesse. Compte tenu de la présence de capacités parasites entre les modules et la terre (dans un contexte monophasé non isolé) la puissance fluctuante amène des courants de fuites qui peuvent être dangereux pour l'utilisateur et les modules.

On peut noter également un problème redondant et extrêmement contraignant en terme de durée de vie du système qui est l'obligation d'utiliser des capacités de fortes valeurs pour assurer le bus continu. Ce bus continu implique l'obligation d'utiliser des capacités électrolytiques. Cette technologie présente une faible durée de vie, qui est davantage réduite dans les systèmes PV dans la mesure où ces capacités sont très sensibles à la température. En dehors d'un effort technologique en cours pour l'élaboration de capacités plus robustes, peu d'études d'électronique de puissance viennent traiter ce problème.

L'environnement de ces systèmes PV étant relativement contraignant, dans la mesure où ceux-ci sont situés à l'extérieur, sujets à toutes les contraintes météorologiques, les solutions doivent être robustes mécaniquement mais également permettre de maximiser le productible. En effet, la puissance produite dépendant de l'ensoleillement et de son homogénéité, nous avons intérêt de nous affranchir de tout problème venant perturber l'installation.

Le point principal qui ressort de cette étude bibliographique est l'ombrage, que cela soit des nuages ou un élément propre au site de l'installation (immeuble, arbre, câble, salissure...). Suivant l'architecture et l'électronique de puissance mises en œuvre, les pertes de puissance peuvent être importantes et avoir un impact direct sur le rendement. Pour contrer ce problème, une tendance actuelle consiste à rendre indépendant des groupes de modules entre eux en utilisant le principe d'association de convertisseurs au sein du champ PV. Cette technique permet en effet de minimiser les incidents sur la production qui peuvent être causés par un ombrage partiel de l'installation. Cette voie est la piste prédominante de ces dernières années. Ensuite, plusieurs discussions traitent du convertisseur DC/DC à utiliser. Dans les versions non isolées, plusieurs choix sont possibles mais le Boost demeure la référence car il est élévateur, ce qui est indispensable pour une utilisation connectée au réseau, et présente de bonnes performances en terme de rendement. Cette tendance viserait même à être appliquée par module en multipliant les micro-convertisseurs afin de rendre les points de fonctionnement des modules indépendants les uns des autres. Le principe peut également être appliqué avec un convertisseur isolé lorsque le cahier des charges demande une isolation galvanique du système (Silicium amorphe). Dans ce cas l'alimentation à découpage Flyback reste le convertisseur le plus étudié.

5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les enjeux et les développements actuels du photovoltaïque. Nous avons ensuite présenté le fonctionnement d'une cellule en expliquant brièvement le phénomène photovoltaïque. Nous avons vu que la cellule PV présente une caractéristique $I(U)$ non linéaire et qu'elle peut être modélisée par un circuit électrique simple.

Nous avons présenté l'influence des différents paramètres extérieurs sur cette caractéristique. Le courant de court-circuit évolue principalement avec l'éclairement et la tension à vide avec la température. L'interconnexion de cellules PV en série ou en parallèle pose plusieurs problèmes de déséquilibre qui sont très pénalisants si les cellules n'ont pas le même point de fonctionnement.

Nous avons présenté les différentes technologies de cellules actuellement sur le marché et en cours de développement, et malgré la fin du silicium annoncée depuis de nombreuses années, ce dernier garde une grande longueur d'avance sur les autres technologies.

Nous avons ensuite présenté les différentes topologies de champs PV utilisées ou étudiées pour la connexion d'une centrale PV sur le réseau de distribution. Ces comparaisons montrent qu'actuellement la tendance forte est de discrétiser de plus en plus l'électronique de puissance pour assurer le fonctionnement d'un plus grand nombre de cellules PV à leur point de puissance maximale.

Enfin, nous avons procédé à une étude bibliographique des convertisseurs dédiés au photovoltaïque. Nous avons classé ces convertisseurs en 2 grande familles : les convertisseurs isolés et les convertisseurs non isolés. La tendance actuelle est l'abandon de l'isolation galvanique coûteuse en poids, en rendement et en prix et qui n'est pas une obligation sur les installations PV (sauf pour les installations à base de silicium amorphe). Nous avons fait ressortir les problématiques principales de ces convertisseurs et les contraintes liées au photovoltaïque

Nous voyons donc que la problématique essentielle du photovoltaïque est de faire fonctionner le plus grand nombre de cellules PV à leur point de puissance maximale. Nous allons donc, dans les chapitres suivants, travailler sur les deux structures qui semblent avoir le plus de potentiel : le « hacheur modulaire parallèle » et le « hacheur modulaire série » avec la volonté de se rapprocher au plus près de l'élément de base, la cellule photovoltaïque.

Chapitre II

Conception d'une topologie modulaire parallèle

SOMMAIRE

1. INTRODUCTION	34
2. LE PROJET SOLUTION PV	34
2.1. LES AXES DU PROJET	34
2.2. LA SOLUTION PROPOSEE PAR LE PROJET SOLUTION PV	35
2.3. LE CAHIER DES CHARGES DU MICRO-HACHEUR	36
3. LES STRUCTURES ETUDIEES	36
3.1. LES CONDITIONS D'ETUDE.....	37
3.2. IDD BOOST	37
3.2.1. <i>La structure</i>	37
3.2.2. <i>Le rendement</i>	38
3.3. BOOST QUADRATIQUE MONO INTERRUPTEUR.....	39
3.3.1. <i>La structure</i>	40
3.3.2. <i>Le rendement</i>	40
3.4. DOUBLE BOOST CASCADE	41
3.4.1. <i>La structure</i>	41
3.4.2. <i>Le rendement</i>	42
3.5. RECAPITULATIF – CONCLUSION	43
4. REALISATION DU DOUBLE BOOST	44
4.1. OPTIMISATION DE LA TENSION INTERMEDIAIRE	45
4.2. ETUDE DE L'ENTRELACEMENT	46
4.3. LE PROTOTYPE	47
4.4. LA FONCTION MPPT	48
4.5. PROCEDURE DE TEST	49
4.6. LES AMELIORATIONS.....	50
4.6.1. <i>Changement du régulateur 3,3V</i>	51
4.6.2. <i>Optimisation de la résistance de grille</i>	52
4.6.3. <i>Redressement synchrone sur le Boost 1</i>	53
5. LES RESULTATS	54
5.1. MESURE DU RENDEMENT EUROPEEN DU PREMIERE ETAGE	54
5.1.1. <i>Mesure du rendement européen du premier étage</i>	54
5.1.2. <i>Mesure du rendement européen du premier étage avec redressement synchrone</i>	55
5.2. MESURE DU RENDEMENT EUROPEEN DE LA STRUCTURE COMPLETE	56
5.3. ESTIMATION DU RENDEMENT EUROPEEN DU SECOND ETAGE.....	57
6. CONCLUSION	58

1. Introduction

Cette thèse s'est inscrite au sein du projet Solution PV. Ce projet, labellisé par le pôle de compétitivité TENERDIS regroupe des universitaires et des industriels de la filière photovoltaïque : de la conception de cellules PV à l'exploitation réseau en passant par l'installation et le dimensionnement.

Le projet a pour ambition de redimensionner et d'optimiser les architectures des chaînes de conversion de l'énergie, la supervision et le pilotage depuis le module PV jusqu'au raccordement réseau. Après une longue phase de bibliographie et de retour d'expérience, les membres du projet ont décidé de développer une solution basée sur la topologie modulaire parallèle. Les avantages et les limites de cette solution sont présentés dans la première partie de ce chapitre. Le choix de cette topologie a comme principale contrainte d'imposer un rapport de transformation élevé au hacheur. En effet le gain en tension du convertisseur DC/DC est compris entre 11 et 22 selon le type de module PV mis en entrée.

Le laboratoire G2Elab a eu en charge la conception de ce micro hacheur (environ 200 Watt) qui doit posséder un rendement supérieur à 95% avec un gain en tension très élevé. L'obtention de ce rendement pour une structure de faible puissance et possédant un important rapport d'élévation était le principal challenge de cette étude.

Trois structures de hacheur sans transformateur à fort rapport d'élévation sont étudiées dans ce chapitre. Le rendement de ces trois structures et les contraintes sur la commande sont estimés dans la deuxième partie. Cette comparaison montre que la structure ayant le plus grand potentiel et pouvant répondre au cahier des charges est le double Boost cascade.

L'étude du double Boost cascade a permis de définir la tension optimale du bus intermédiaire et d'étudier l'impact de l'entrelacement de l'étage d'entrée sur le rendement.

Un prototype de cette structure a été réalisé en intégrant une commande numérique de MPPT. Une étude thermique nous a permis de mettre en avant les zones de pertes et de procéder à différentes améliorations. Le redressement synchrone du premier étage a été réalisé et les gains apportés par cette modification ont été mesurés.

Dans la dernière partie les mesures du rendement maximal et du rendement européen de la structure selon les différentes configurations sont présentées.

2. Le projet solution PV

Le projet s'articule autour de 9 partenaires, 6 industriels (Schneider Electric, PhotoWatt, Tenesol, GEG, H3C, Saft) et 3 laboratoires (CEA – INES, INPG G2LAB, INPG GSCOP).

2.1. Les axes du projet

Le projet Solution PV est construit autour de trois principaux axes :

- Solution PV est un projet industriel destiné au développement d'une nouvelle offre de produits et de services pour les installations PV raccordées au réseau basse tension. Il doit permettre aux industriels français une percée sur le marché PV avec des solutions professionnelles, y compris pour les onduleurs PV.

- Solution PV est un projet innovant qui ambitionne d'accroître la productivité et la rentabilité des installations PV afin de les rendre plus attractives pour les investisseurs. Il doit

permettre aux installations PV d'atteindre un niveau élevé de fiabilité et de disponibilité. Il devrait également relancer l'attrait pour les installations PV intégrées aux bâtiments en permettant un accroissement significatif de leur performance.

- Solution PV est un projet orienté système focalisé sur les principales limitations des installations photovoltaïques qui sont des obstacles à l'intégration et au déploiement de cette technologie dans les bâtiments. Le coût des installations photovoltaïques reste encore un frein important à leur développement. Dans ce contexte, il est donc important qu'une installation puisse produire le maximum d'énergie possible et cela pendant le plus longtemps possible.

2.2. La solution proposée par le projet Solution PV

Après une longue étude bibliographique et un état de l'art sur les installations photovoltaïques et sur leurs problèmes de fonctionnement, l'ensemble des partenaires du projet ont comparé les différentes topologies de champ PV. Différents critères de notations ont été définis (cf. Annexe A). Suite à cette comparaison la topologie ayant le plus grand potentiel pour résoudre les problématiques levées par le retour d'expérience est la topologie « hacheur modulaire parallèle ». Cette topologie est présentée sur la Figure 2-1.

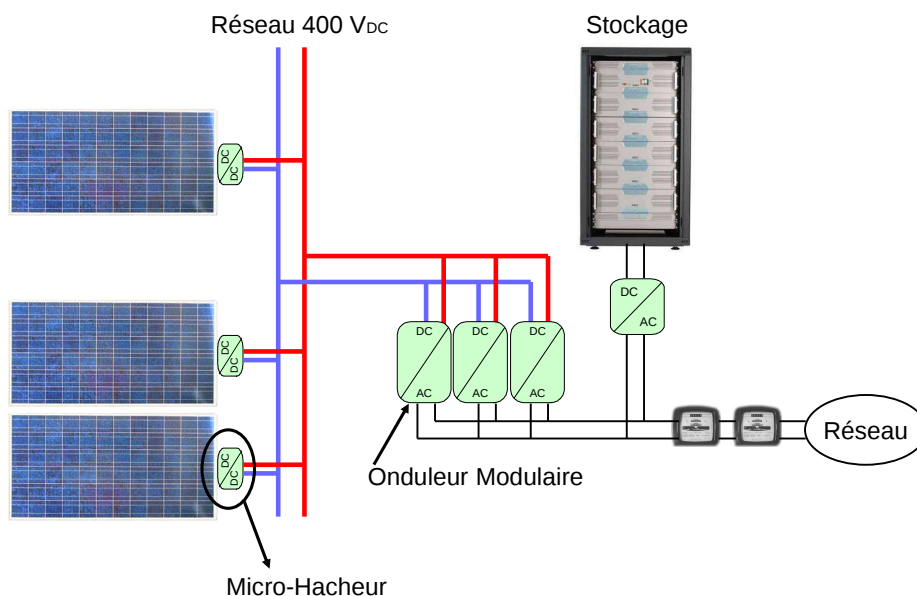


Figure 2-1 : Schéma de la solution proposée par Solution PV

Cette topologie a l'avantage de réaliser un MPPT sur chaque module PV grâce au micro-hacheur. Les impacts des différents ombrages, du mismatch et d'une orientation différente sont donc annulés. Cette topologie permet aussi de faciliter le monitoring, l'évolutivité du champ PV et le remplacement des modules. Cette architecture est plus sûre qu'une architecture classique car une coupure très basse tension est possible à la sortie du module, le risque d'incendie est donc fortement diminué. L'onduleur modulaire permet de rajouter un étage de redondance et ainsi renforcer le nœud de fiabilité qu'il représente. Le stockage est ici une option facultative en fonction du lieu d'emplacement et de la robustesse du réseau de distribution. La tension du bus DC est fixée à 400V pour permettre à l'onduleur de reconstituer la tension du réseau.

Le principal point dur de cette architecture est la réalisation d'un micro-hacheur possédant un très bon rendement alors que son élévation de tension est élevée (x 20).

Les sous-ensembles étant développés par des partenaires différents, il est nécessaire d'avoir une approche cohérente des entrées/sorties de chaque sous-ensemble afin d'assurer le bon fonctionnement général du système.

Le rôle du G2Elab au sein de ce projet fût de concevoir le micro-hacheur capable d'élever la tension du panneau jusqu'à la tension du bus 400V.

2.3. Le cahier des charges du micro-hacheur

Le micro-hacheur effectue l'interface entre la sortie du module PV et le bus DC. La solution développée doit s'adapter au module photovoltaïque cristallin du marché actuel. Les modules actuels sont généralement composés de 36 cellules (18 V) ou 72 cellules PV en série (36 V). Les deux dimensions de cellules les plus répandues sont des cellules de 125x125 (5 pouces) ou 150x150 (6 pouces). Le micro-hacheur devra donc être capable de fonctionner aux différents cahiers des charges présentés dans le Tableau 2-1.

	36 cellules	72 cellules
wafer 125 x 125	17V / 5A / 85 W	36 V / 5A / 180W
wafer 150 x 150	17V / 6,5A / 111 W	36 V / 6,5A / 234W

Tableau 2-1 : Entrées nominales du micro-hacheur

Le micro-hacheur va devoir supporter une tension d'entrée comprise entre 16V et 60V. Le courant d'entrée maximal qu'il devra supporter sera de 7 A. Le micro-hacheur sera dimensionné pour 280W. La tension de sortie nominale est de 400V et la tension maximale de sortie est de 450V. La tension du bus DC est régulée par l'onduleur. Les hacheurs n'ont donc pas à réguler leur tension de sortie en fonctionnement normal.

L'un des points les plus critiques du cahier des charges fournit par le projet est le rendement. En effet les objectifs de rendement sont très élevés pour une puissance faible et un très grand gain de tension. L'objectif du projet est d'avoir un hacheur dont le rendement maximal dépasse les 95%. L'obtention de ce rendement élevé sera le principal objectif de cette étude.

Le micro-hacheur doit pouvoir être intégré à l'arrière du module PV. Cette contrainte impose d'avoir un convertisseur peu épais. En effet l'épaisseur disponible à l'arrière des modules est limitée à 35 mm. En revanche il n'y a pas ou très peu de contrainte en largeur et en longueur.

Le positionnement des micro-hacheurs à l'arrière des modules PV impose de très fortes contraintes thermiques au convertisseur. Selon les campagnes de mesures de température effectuées par l'INES sur une année, le convertisseur devra fonctionner entre -20°C et +75°C avec une température de fonctionnement typique comprise entre 50°C et 60°C.

Le micro-hacheur va devoir également intégrer deux fonctions principales. Le micro-hacheur doit être capable en fonctionnement normal d'effectuer le MPPT sur le module où il est connecté. La sortie du micro-hacheur ne doit pas dépasser les 450V. En fonctionnement dégradé (problème sur l'onduleur) le micro-hacheur doit donc être capable de ne plus effectuer le MPPT si la tension maximale est atteinte. Le micro hacheur doit alors passer en régulation pour limiter la puissance injectée sur le bus DC et ainsi ne pas détruire l'onduleur.

3. Les structures étudiées

Nous allons dans cette partie comparer trois différentes structures de convertisseurs DC/DC. Le rendement de la structure étant le point le plus important dans cette étude, la

comparaison sera donc essentiellement faite sur ce point. Malgré le gain en tension très important que doit permettre le hacheur, le projet a choisi de ne pas intégrer de transformateur. Ce choix a été fait car l'utilisation d'une isolation galvanique risque de pénaliser le rendement, augmente le poids et le volume ainsi que la complexité de la structure. Le choix de ces structures s'est fait sur leur aptitude à avoir un rapport d'élévation élevé et un bon rendement. La thèse [GAU92] nous a permis d'identifier trois structures. Les structures que nous allons étudier dans cette partie sont :

- IDD Boost [VIET06]
- Boost quadratique mono interrupteur [GAU92]
- Double-Boost cascade

3.1. Les conditions d'étude

Pour réaliser une comparaison significative, toutes les structures vont être étudiées avec le même cahier des charges. Nous avons décidé de prendre le cahier des charges le plus sévère. L'étude va donc être réalisée au point nominal avec une tension d'entrée de 17 V et un courant de 7 A. La tension de sortie sera elle fixée à 400 V. Pour élargir cette étude, les tensions d'entrée et de sortie seront modifiées pour étudier l'impact de leurs variations et ainsi définir la flexibilité de la structure. La fréquence de découpage des structures sera identique et égale à 50kHz. Cette fréquence permet à ce niveau de puissance de limiter la taille des circuits magnétiques tout en limitant les pertes au sein des semi-conducteurs. La comparaison va être faite au niveau du rendement des structures. Le dimensionnement des différentes structures et des différents composants est effectué de manière équivalente pour toutes les structures : les composants sont choisis pour respecter le cahier des charges sans surdimensionnement. L'estimation du rendement sera basée sur le modèle de pertes des semi-conducteurs présenté dans le chapitre III (cf. 3.3.1). Pour les inductances, un modèle simplifié sera utilisé pour calculer les pertes. Les pertes vont être estimées à l'aide d'une résistance série qui est dépendante de la valeur de l'inductance. Les simulations des structures sont effectuées avec le logiciel PSIM. Il faut noter que dans l'estimation des pertes, les pertes de la commande et des interfaces de mesures nécessaires à la commande ne sont pas prises en compte.

3.2. IDD Boost

La première structure que nous allons étudier est l'IDD Boost (ou double Boost dual entrelacé), elle est présentée sur la Figure 2-1. Cette structure présentée dans la thèse [VIET06] permet de réduire le courant moyen dans les inductances et réduit la tension de dimensionnement des interrupteurs. L'intérêt principal de cette structure est un gain en tension plus important que pour un Boost classique avec le même rapport cyclique.

3.2.1. La structure

La structure se compose de deux Boosts dont les entrées sont communes mais dont les sorties sont séparées par la charge. Pour un fonctionnement entrelacé les interrupteurs sont commandés avec un décalage de $T/2$. La tension de sortie de chaque Boost peut donc être déterminée de façon classique.

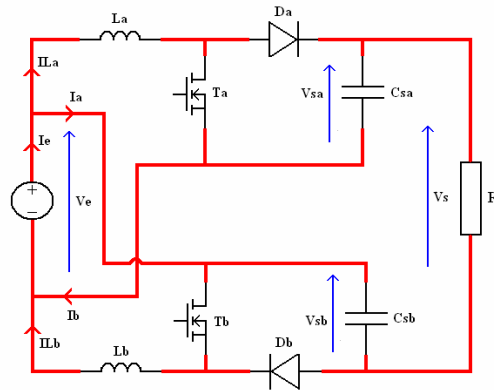


Figure 2-2 : IDD Boost – Double Boost dual entrelacé

Les tensions de sortie peuvent donc s'écrire sous la forme suivante :

$$V_{sa} = V_{sb} = \frac{V_e}{1 - \alpha} \quad (\text{Eq. 2.1})$$

On peut déterminer la tension de sortie en étudiant la maille de sortie

$$V_s = V_{sa} - V_e + V_{sb} \quad (\text{Eq. 2.2}) \quad \text{on a donc } V_s = V_e \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \quad (\text{Eq. 2.3}).$$

On s'aperçoit donc que pour un même rapport cyclique, l'IDD Boost possédera un plus grand gain de tension qu'un Boost classique (cf. Eq. 3.1.). Ceci est un avantage certain pour notre application qui demande un gain de tension très élevé.

Le rapport cyclique des deux interrupteurs peut être déduit avec l'équation suivante :

$$\alpha = \frac{V_s - V_e}{V_s + V_e} \quad (\text{Eq. 2.4})$$

Les valeurs du rapport cyclique de la structure sont présentées dans le Tableau 2-2 pour différentes tensions d'entrée. Nous avons décidé d'étudier comme valeur minimum la tension de 9 V qui permet d'évaluer les performances des structures sur de très faibles tensions d'entrée.

		Valeurs			
		min	typique	max	
Tension d'entrée	Ve	9	17	36	V
Tension de sortie	Vs	X	400	450	V
Rapport cyclique (Vs = 400 V)	α	X	0,91	0,83	

Tableau 2-2 : Rapport cyclique en fonction de Ve

On peut constater que pour des valeurs de tension d'entrée faible, le rapport cyclique de la commande doit être très élevé pour satisfaire les conditions de fonctionnement. Ceci peut fortement limiter la souplesse de fonctionnement de la structure et impacter fortement le rendement. Par exemple avec une tension d'entrée de 9 V, la structure n'est plus capable d'assurer la tension de 400V en sortie.

3.2.2. Le rendement

Pour évaluer le rendement, nous avons utilisé le logiciel PSIM. Le logiciel nous a permis de simuler le fonctionnement de la structure pour plusieurs cahiers des charges et de calculer les pertes à l'aide des modèles définis en 3.1.

Nous avons calculé le rendement de la structure avec une tension fixe de 400V en sortie et pour différentes tensions d'entrée. Nous avons fait varier la tension d'entrée de 9 à 48 V. Les résultats sont présentés dans le Tableau 2-3.

Ve	9	12	17	25	36	48	V
Rend = f(Ve)	X	88,89	91,61	93,52	95,36	96,05	%

Tableau 2-3 : Rendement en fonction de la tension d'entrée pour Vs = 400 V

Le gain en tension très important pénalise fortement le rendement de cette structure. Le rendement est directement lié à la tension d'entrée, plus la tension d'entrée augmente et plus le rendement augmente. Il est de seulement 88,89% avec une tension d'entrée de 12 V. Avec 48 V en entrée le rendement atteint plus de 96%.

Vs	300	325	350	375	400	425	450	V
Rend = f(Vs)	93,26	92,9	92,5	92,07	91,61	91,21	90,84	%

Tableau 2-4 : Rendement en fonction de la tension de sortie pour Ve = 17V

Lorsque l'on fait varier la tension du bus DC en gardant la tension d'entrée fixe les mêmes conclusions peuvent être tirées. Lorsque l'on diminue le gain en tension on augmente le rendement.

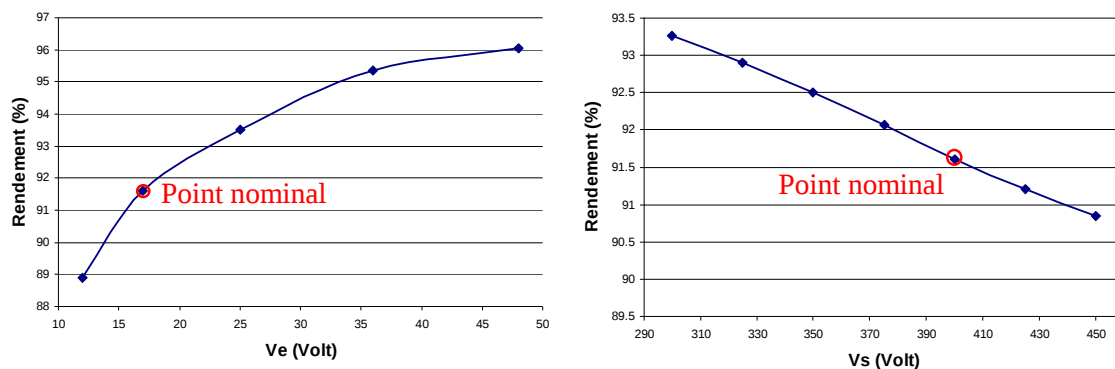


Figure 2-3 : Rendement du IDD Boost en fonction de Vs et Ve

Au point nominal (Ve=17V et Vs=400V) le rendement de la structure est de 91,61% avec un gain en tension de 23. Ce gain en tension est trop important pour cette structure et pénalise fortement le rendement. En observant la Figure 2-3, on peut noter que l'augmentation de Ve (donc la diminution du gain en tension) permet une augmentation rapide du rendement. Pour que cette structure soit intéressante le gain en tension ne devrait pas dépasser 10 (Ve=40 et Vs=400V), le rendement serait ainsi supérieur à 96%. Le cahier des charges imposé par le projet est trop contraignant pour cette structure et les objectifs de rendement ne seront jamais atteints.

3.3. Boost quadratique mono interrupteur

La deuxième structure que nous allons étudier est une structure originale, le Boost quadratique mono interrupteur. Cette structure est présentée dans une thèse étudiant un très grand nombre de structures de convertisseurs DC/DC sans isolation à rapport d'élévation élevé [GAU92]. Le schéma de cette structure est présenté sur la Figure 2-4.

3.3.1. La structure

Cette structure présente le grand avantage d'avoir un seul interrupteur à commander tout en permettant, lorsque le Mosfet est fermé, de stocker de l'énergie dans deux inductances. Lorsque le Mosfet est ouvert l'énergie stockée est transférée vers la charge. Cette structure permet donc d'avoir un gain de tension plus élevé qu'un Boost classique.

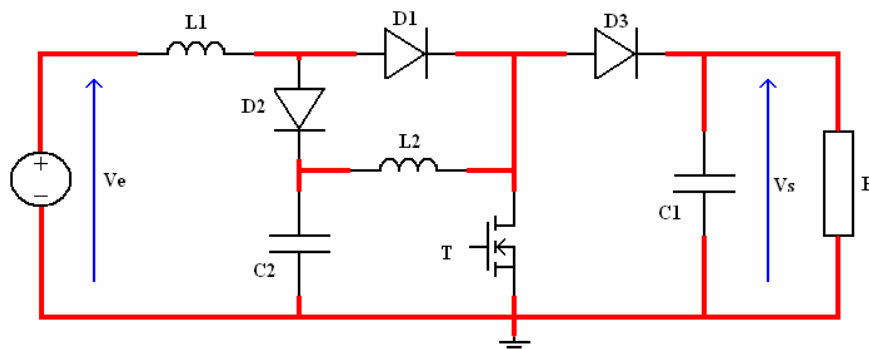


Figure 2-4 : Boost quadratique mono interrupteur

Le gain de tension peut s'écrire de la forme suivante : $\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(1-\alpha)^2}$ (Eq. 2.5.). Le gain en tension par rapport à un Boost est donc fortement augmenté à rapport cyclique donné.

Le rapport cyclique de l'interrupteur peut donc s'écrire : $\alpha = 1 - \sqrt{\frac{V_e}{V_s}}$ (Eq. 2.6.)

Les valeurs des rapports cycliques pour les différents points de fonctionnement sont présentées dans le Tableau 2-5. On peut noter que les rapports cycliques sont plus faibles que pour la structure précédente. Cette structure semble donc plus adaptée à une élévation importante de la tension.

		Valeurs			
		min	typique	Max	
Tension d'entrée	V_e	9	17	36	V
Tension de sortie	V_s	400	400	450	V
Rapport cyclique ($V_s = 400V$)	α	0,85	0,79	0,77	

Tableau 2-5 : Rapport cyclique en fonction de V_e

Même avec une tension de 9V en entrée le rapport cyclique reste inférieur à 0,9 est devrait théoriquement permettre à la structure d'être plus performante avec des tensions faibles en entrée.

3.3.2. Le rendement

Les simulations et les estimations de rendements effectuées à l'aide de PSIM ne vont pas confirmer les conclusions théoriques. En effet lorsque la tension de sortie est fixée à 400V, le rendement au point nominal n'est que de 81,23% et chute à 64,64% avec une tension d'entrée de 12V (cf. Tableau 2-6).

V_e	9	12	17	25	36	48	V
Rend = f(V_e)	X	64,64	81,23	89,36	93,45	95,35	%

Tableau 2-6 : Rendement en fonction de la tension d'entrée pour $V_s = 400 V$

Pour une tension d'entrée de 9V, il n'est pas possible d'obtenir 400V à la sortie du montage. Lorsque que le rapport cyclique augmente, les pertes par conduction dans les éléments de puissance notamment les diodes deviennent très importantes et le rendement se dégrade fortement.

Vs	300	325	350	375	400	425	450	V
Rend = f(Vs)	86,00	85,02	83,84	82,6	81,23	79,9	78,35	%

Tableau 2-7 : Rendement en fonction de la tension de sortie pour $V_e = 17V$

Pour une tension d'entrée de 17V, la variation de la tension de sortie ne permet pas de gain significatif du rendement. Même en diminuant la tension de sortie à 300V le rendement atteint seulement 86%.

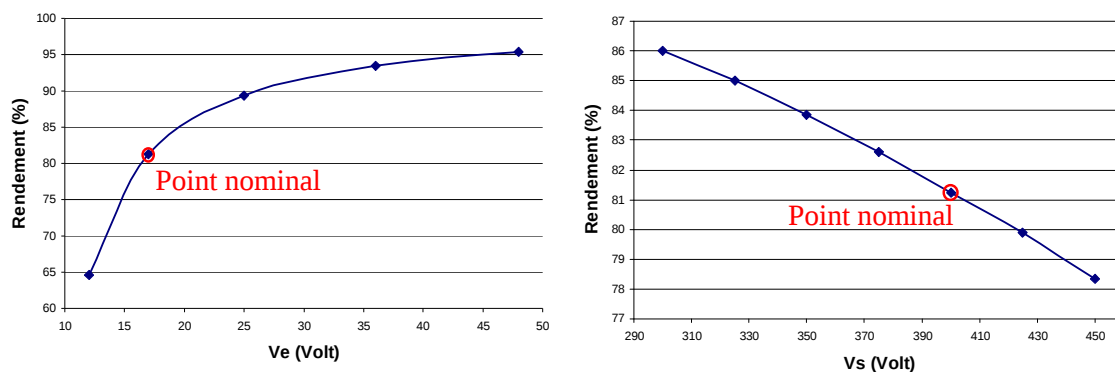


Figure 2-5 : Rendement du Boost quadratique mono interrupteur en fonction de V_e et V_s

Le Boost quadratique mono interrupteur, malgré un gain en tension plus adapté au cahier des charges et des rapports cyclique plus faibles est moins performant que l'IDD Boost. Ceci est essentiellement dû aux contraintes qui se reportent sur un seul transistor haute tension et le rendement de cette structure est trop faible pour satisfaire le cahier des charges. Cependant on peut atteindre de bons rendements lorsque le rapport d'élévation de tension de la structure est inférieur à 10. (48V en entrée pour 400V en sortie) mais le rendement se dégrade très vite pour les autres points de fonctionnement lorsque le rapport d'élévation de tension est élevé.

3.4. Double Boost cascade

La structure non isolée élévatrice de tension la plus connue et la plus répandue est le Boost. Théoriquement les gains en tension d'un Boost ou d'un hacheur à accumulation inductive tendent vers l'infini pour un rapport cyclique unitaire. En réalité, ce gain est limité par les résistances séries des composants (inductances et condensateurs) [FER06]. Ce gain ne pourra pas, ou difficilement, dépasser 5 pour un rapport cyclique de 0,9. Le cahier des charges impose un gain en tension de près de 25. Un simple Boost ne peut donc pas réaliser ce gain. Pour obtenir ce gain en tension, il est nécessaire de mettre deux Boosts en cascade. La troisième structure que nous allons étudier est donc un double Boost cascade.

3.4.1. La structure

Le double Boost cascade consiste en deux Boosts mis l'un après l'autre (cf. Figure 2-6). L'utilisation de deux boosts en cascade permet d'élever la tension d'entrée en deux temps et de ne pas trop solliciter chaque Boost. Le premier Boost élève la tension de V_e à V_1 , puis le second augmente la tension de V_1 à V_s .

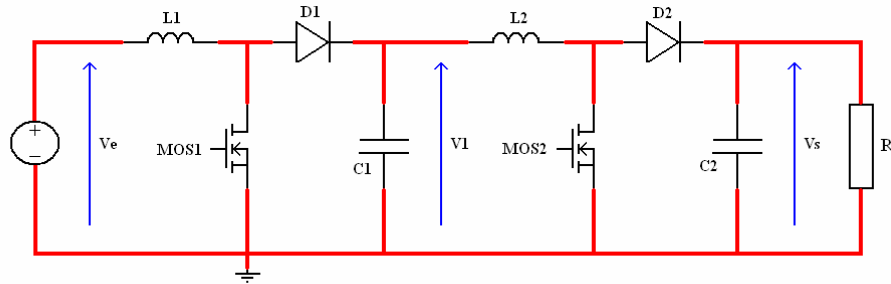


Figure 2-6 : Double Boost cascade

En utilisant les équations d'un Boost on est capable d'exprimer le gain en tension de l'ensemble :

$$\text{Pour le Boost 1 } \frac{V_1}{V_e} = \frac{1}{(1-\alpha_1)} \text{ et pour le Boost 2 } \frac{V_s}{V_1} = \frac{1}{(1-\alpha_2)} \quad (\text{Eq. 2.7.})$$

Le rapport du double Boost cascade peut donc s'écrire de la forme suivante :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(1-\alpha_1)} \cdot \frac{1}{(1-\alpha_2)} \quad (\text{Eq. 2.8.})$$

Deux moyens de commandes sont possibles pour piloter la structure :

- Soit les deux Boosts ont le même rapport cyclique $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$, dans ce cas le rapport d'élévation de tension est le même que celui du Boost quadratique mono interrupteur (cf. Eq. 2.5.). Cette commande permet de répartir le gain en tension global de manière symétrique sur chaque Boost.

- Soit la tension intermédiaire V1 est asservie à une valeur fixe. Dans ce cas les deux Boosts fonctionnent à des rapports cycliques différents et le rapport d'élévation de tension reste de la forme générale (cf. Eq. 2.8.). La valeur de la tension V1 doit être définie pour calculer les valeurs des deux rapports cycliques.

Pour les simulations sous PSIM, nous avons dans un premier temps décidé de piloter les deux Boosts avec un rapport cyclique identique. Le rapport cyclique de chaque Boost peut être déterminé en fonction de Ve et Vs avec l'Equation 2.6. Les évolutions des rapports cycliques sont les mêmes que pour le Boost quadratique mono interrupteur et sont présentées dans le Tableau 2-5. Les rapports cycliques restent relativement faibles (inférieurs à 0,85) même pour une tension d'entrée de 9V. La structure semble donc être bien adaptée au cahier des charges.

3.4.2. Le rendement

Les simulations sous PSIM confirment les potentialités du double Boost cascade. En effet le rendement au point nominal est de 96,55%. De plus, contrairement aux deux structures précédentes, le double Boost cascade est capable de fonctionner avec une tension d'entrée de 9V et conserve un rendement correct (91,82%, cf. Tableau 2-8).

Ve	9	12	17	25	36	48	V
Rend = f(Ve)	91,82	94,82	96,55	97,58	98,00	98,30	%

Tableau 2-8 : Rendement en fonction de la tension d'entrée pour Vs = 400 V

Pour une tension d'entrée de 36V, le rendement grimpe à 98%.

Vs	300	325	350	375	400	425	450	V
Rend = f(Vs)	97,06	96,91	96,82	96,70	96,55	96,41	96,12	%

Tableau 2-9 : Rendement en fonction de la tension de sortie pour $V_e = 17V$

La variation de la tension de sortie impacte faiblement le rendement de la structure. Le rendement reste supérieur à 96% lorsque la tension de sortie atteint sa valeur maximale de 450V. Cette faible variation garantit un bon rendement sur toute la plage de fonctionnement.

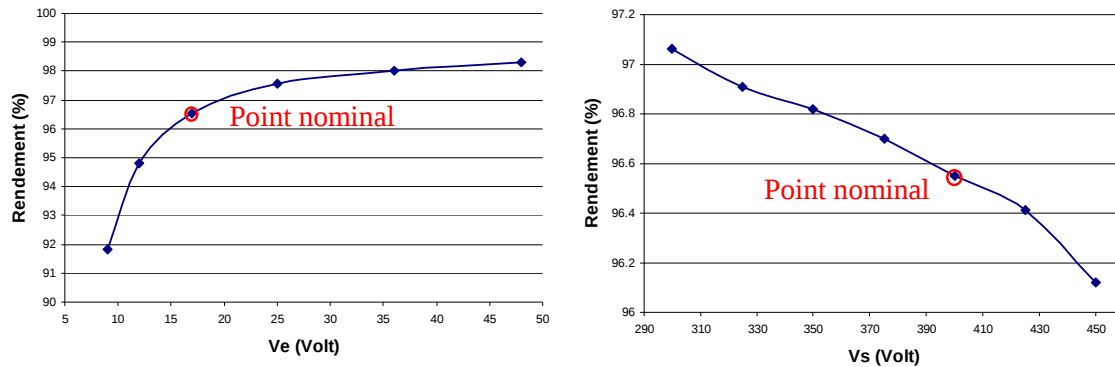


Figure 2-7 : Rendement du double Boost cascade en fonction de V_e et V_s

On peut noter sur la Figure 2-7 que le point nominal de fonctionnement de la structure se rapproche du plateau de rendement maximal. La structure est donc plus adaptée au cahier des charges que les deux structures précédentes qui avaient un point de fonctionnement nominal loin de ce plateau (Cf. Figure 2-2 et Figure 2-4).

3.5.Récapitulatif – Conclusion

Malgré la présence d'un seul interrupteur, ce qui facilite la commande de la structure, le Boost quadratique mono interrupteur présente des rendements très faibles avec des tensions d'entrée faibles. Cette structure n'assure pas le fonctionnement avec une tension de 9V en entrée car les pertes deviennent trop importantes. Cette structure n'est pas adaptée au cahier des charges.

L'IDD Boost possède un meilleur rendement que le Boost quadratique mono interrupteur, notamment à faible tension d'entrée. Les rendements de la structure restent néanmoins insuffisants pour respecter le cahier des charges et le fonctionnement à moins de 12 V n'est pas assuré. En effet, au point nominal le rendement estimé est de 91,61% en ne prenant pas en compte les pertes de la commande et des mesures. De plus l'IDD Boost possède un interrupteur high-side (non référencé à la masse). Cet interrupteur va donc nécessiter une commande isolée. La charge est à un potentiel flottant ; les mesures de courants et de tensions nécessaires à la commande de la structure nécessiteront donc une isolation. Ces deux considérations compliquent la réalisation de la partie commande. Cette complexité accrue et son rendement insuffisant ne permettent pas à l'IDD Boost de respecter le cahier des charges.

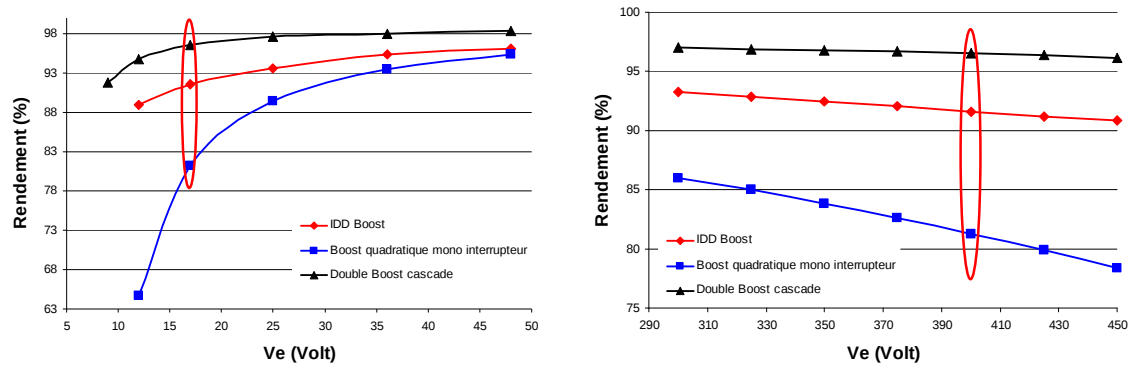


Figure 2-8 : Comparaison des rendements des trois structures en fonction de V_e et V_s

Le double Boost cascade est la structure qui possède le meilleur rendement à tous les points de fonctionnement étudiés. Son rendement au point nominal est de 96,55%, supérieur à la contrainte de 95% du cahier des charges. De plus, cette structure est capable d'assurer le fonctionnement avec une tension d'entrée de 9V en conservant un rendement correct (supérieur à 91%) ce qui montre sa grande flexibilité. Le rendement du double Boost cascade varie très peu en fonction de la tension de sortie, ce qui garantit un bon rendement sur l'ensemble de la plage de fonctionnement. De plus, tous les interrupteurs du double Boost cascade sont référencés à la même masse, ils ne nécessiteront donc pas de commandes isolées.

Un autre intérêt important de cette structure est sa très grande flexibilité [YIL09]. Cette structure peut fonctionner avec les deux étages ($9V < V_e < 48V$ et $V_e + \varepsilon < V_s < 450V$), seulement avec le première étage ($9V < V_e < 48V$ et $V_e + \varepsilon < V_s < 100V$) ou seulement avec le second étage ($50V < V_e < 100V$ et $V_e + \varepsilon < V_s < 450V$). Cette grande flexibilité permet à cette structure de s'adapter à un très grand nombre de scénarios dans le domaine du photovoltaïque. Cette structure pourrait par exemple être utilisée dans la topologie « hacheur modulaire série » étudiée dans le Chapitre III et répondre aux différents scénarios étudiés.

Le double Boost cascade répond aux exigences du cahier des charges tout en proposant une structure simple à commander et un très grande flexibilité, c'est donc elle qui sera retenue pour la suite de l'étude.

4. Réalisation du double Boost

Nous avons vu que le double Boost est la structure étudiée qui présentait les meilleurs rendements et la seule qui respectait le cahier des charges. Dans l'étude précédente nous n'avons pas pris en compte les pertes liées aux interfaces de mesures et à la partie commande de ce convertisseur. La commande du convertisseur doit effectuer la fonction MPPT et contrôler la tension de sortie. Pour cela il est nécessaire d'implanter des capteurs de courant et de tension qui sont sources de pertes. Nous allons réaliser un prototype pour vérifier et démontrer que cette structure est capable de répondre au cahier des charges du projet.

Pour rappel, les caractéristiques de la structure sont les suivantes :

Entrée : 18V (9-48V)

Sortie : 400V (450V max)

Fréquence de fonctionnement : 50 kHz

Température de fonctionnement : -20 à 75°C

Avant de procéder à la réalisation de ce double Boost cascade nous allons étudier deux paramètres qui peuvent améliorer l'efficacité du convertisseur. Le premier sera le choix et l'optimisation de la commande de la tension intermédiaire. La seconde étude que nous allons réaliser est l'impact de l'entrelacement de l'un des deux étages ou des deux étages sur le rendement de la structure.

4.1.Optimisation de la tension intermédiaire

Pour approfondir l'étude du double Boost cascade, nous avons réalisé un fichier Mathcad qui reprend les modèles de pertes des semi conducteurs et les modèles de pertes des inductances vus dans le Chapitre III.

Le convertisseur étant composé de Boosts en cascade, l'étude pour estimer les contraintes sur les interrupteurs de puissance peut se ramener à un seul Boost. Dans la suite du rapport on distinguera le Boost 1 et le Boost 2 de la structure double Boost cascade. Le Boost 1 ayant pour fonction d'amplifier la tension V_e vers V_1 , et le Boost 2 ayant pour fonction d'amplifier la tension V_1 vers la tension de sortie V_s .

Le choix de la tension intermédiaire V_1 va donc avoir un impact important sur le dimensionnement des composants du Boost 1 et va donc fortement impacter le rendement de la structure. Pour réaliser cette étude nous avons comparé le rendement de différents double Boost cascade ayant des tensions intermédiaires V_1 différentes. La comparaison de ces différentes structures s'est faite au point nominal ; la tension d'entrée est de 18V et la tension de sortie de 400V. Le dimensionnement des composants est réalisé selon le cahier des charges défini par la tension intermédiaire V_1 . Les rendements de ces structures en fonction de V_1 sont présentés sur la Figure 2-9.

Le rendement maximal de la structure est obtenu pour une tension intermédiaire d'environ 100V. Ce résultat confirme qu'une répartition équivalente du gain en tension entre les deux étages est la solution la plus performante. Avec une tension V_1 de 100 V, le Boost 1 possède un gain de 5,5 et le Boost 2 un gain de 4. De plus ce résultat confirme la remarque faite dans le Chapitre III. Les Mosfets ayant un calibre d'environ 100V possèdent de très bonnes caractéristiques, notamment en conduction, grâce à la technologie CMS. Ces Mosfets ont de faibles $R_{ds(on)}$ et des pertes en commutation maîtrisées (Cf. Chapitre III, 3.3.1.).

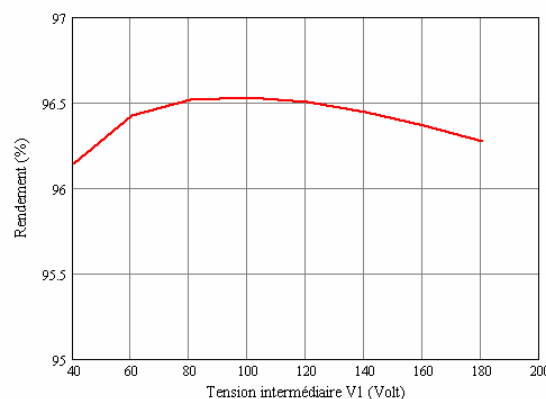


Figure 2-9 : Variation du rendement en fonction de la tension intermédiaire V_1

Ce résultat permet donc de commander le double Boost cascade de façon similaire sur les deux Boosts. Cette commande est plus simple et plus robuste tout en permettant un fonctionnement

très proche des conditions optimales. Le choix de cette tension intermédiaire définit donc les contraintes sur l'ensemble des composants du système. Le choix de ces composants s'est fait dans l'optique de minimiser les pertes. Le dimensionnement et le choix des semi-conducteurs sont présentés dans l'Annexe B. On peut noter que les composants choisis possèdent de fort calibre en courant, donc une grande surface de silicium, ceci diminue leur résistance à l'état passant et permet de diminuer les pertes en conduction. De plus, les technologies utilisées - CoolMos et diodes SiC - permettent d'obtenir de meilleures performances, que les Mosfets traditionnels, à l'état passant et lors des commutations [LAI99]. La faible chute de tension et le non recouvrement lors de l'ouverture des diodes Schottky SiC permet également d'augmenter l'efficacité par rapport aux diodes silicium conventionnelles [ELA99].

Le dimensionnement des inductances est quant à lui présenté dans l'Annexe C.

4.2. Etude de l'entrelacement

L'entrelacement permet de résoudre le problème lié au fort courant des convertisseurs basse tension (cf. [VIE06], [LOU10]). Il consiste en la mise en parallèle de cellules hacheurs dont les commandes sont régulièrement décalées entre elles. Ainsi, ce principe permet, outre la réduction du courant dans chaque branche, d'augmenter la fréquence apparente en entrée et en sortie. Les filtres (ou éléments inductifs) nécessaires au fonctionnement de la structure sont donc réduits à pertes constantes.

Dans notre application nous allons pouvoir soit entrelacer le premier étage, soit le second, soit les deux. Nous allons dans tous les cas nous limiter à un entrelacement à deux niveaux. Les différents scénarios étudiés sont présentés sur la Figure 2-10

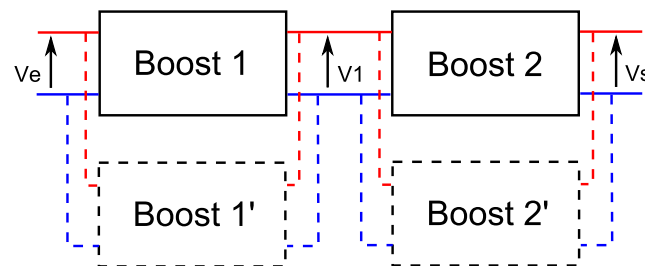


Figure 2-10 : Schéma de principe de l'entrelacement

Les commandes des deux Mosfets du même étage entrelacé (Boost1 et Boost1' ou Boost2 et Boost2') sont décalées de $T/2$. L'étude de l'entrelacement d'un hacheur série pour 2 étages est présentée en [VIE06]. La Figure 2-11 présente les rendements d'une structure sans entrelacement (courbe rouge), une structure avec le premier étage entrelacé (courbe bleue) et une structure avec le second étage entrelacé (courbe noire). L'entrelacement est ici réalisé en dupliquant l'étage concerné et en décalant les commandes de $T/2$. Les composants ne sont pas redimensionnés.

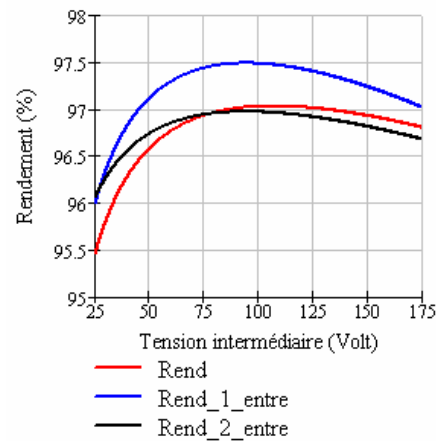


Figure 2-11 : Comparaison de rendement avec et sans entrelacement

On peut noter que le rendement de la structure est plus élevé sur la Figure 2-11 que sur la Figure 2-9. Sur la Figure 2-11 les rendements sont calculés avec les caractéristiques des composants choisis dans l'Annexe B. Ces composants sont des composants de très bonne qualité et surdimensionnés pour minimiser les pertes de la structure. Les rendements lors de la détermination de la tension intermédiaire ont été calculés avec des composants classiques et sans surdimensionnement. Les différences de rendements constatées sont donc logiques.

L'entrelacement du premier étage permet de gagner 0,5 point de rendement sur toute la plage de fonctionnement par rapport à la structure classique. En revanche l'entrelacement du second étage ne permet pas de gain significatif et devient même un handicap lorsque la tension intermédiaire dépasse les 90V. Ceci peut s'expliquer par le fait que le courant dans le deuxième étage est faible et la division par deux due à l'entrelacement ne permet pas de compenser les pertes supplémentaires liées à l'ajout d'un composant (pertes fixes : pertes en commutation, pertes de commande...). L'entrelacement du second étage n'est donc pas une solution viable. L'entrelacement du premier étage peut donc permettre de gagner 0,5 point de rendement si le concepteur est prêt à en payer le prix. En effet, l'entrelacement complexifie la structure et la commande et donc le prix. De plus rappelons que les simulations effectuées ne prennent pas en compte les pertes de la commande qui sont augmentées lors de l'entrelacement. Le gain réel risquerait donc d'être moindre.

Pour la suite de l'étude nous avons décidé de ne pas entrelancer la structure pour gagner en simplicité et en coût.

La tension intermédiaire ayant été définie à 90V (composants utilisés 100V), la stratégie de commande des Boosts choisie identique ($\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$) et l'entrelacement ayant été abandonné, nous allons présenter le prototype que nous avons réalisé. Une étude des pertes au sein de ce prototype va être réalisée pour déterminer les éléments les plus dissipateurs. Des solutions permettant une augmentation du rendement sont proposées et le rendement européen de la structure est mesuré.

4.3. Le prototype

Un prototype du double Boost cascade a été réalisé avec les composants dimensionnés dans les Annexes B et C. La Figure 2-12 présente une image du prototype finalisé (version 2).

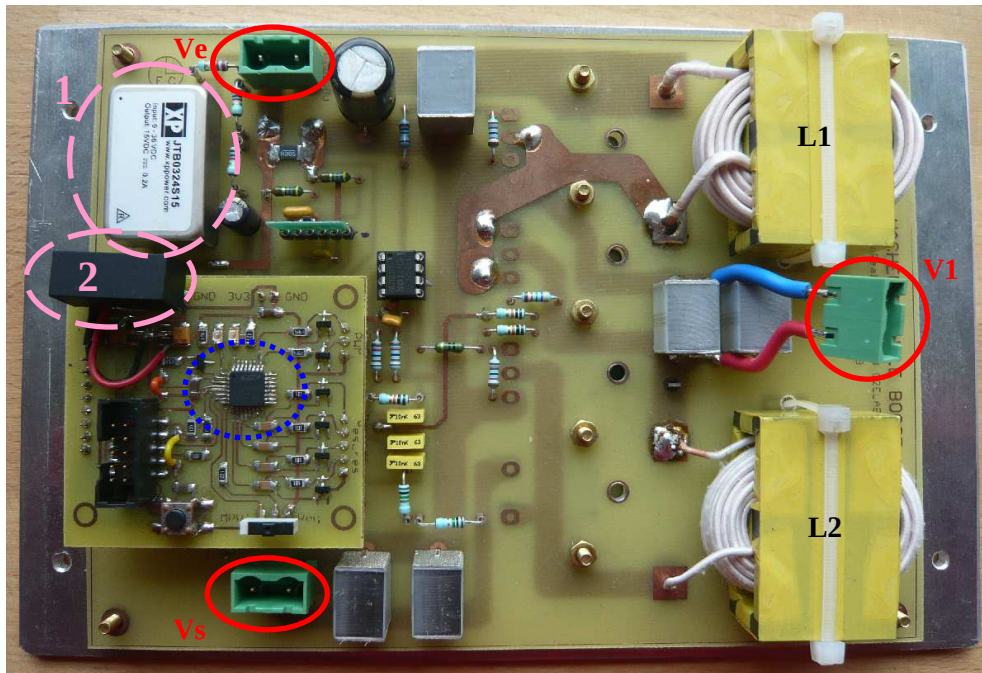


Figure 2-12 : Photographie du double Boost cascade

Sur la photographie sont représentés :

- En rouge les connecteurs d'entrée, de sortie et de la tension intermédiaire V1.
- En pointillé bleu le microcontrôleur qui permettra de réaliser la commande des 2 Boosts. Nous avons choisi d'utiliser une commande numérique. Le microcontrôleur utilisé est un C8051F310 de chez Silabs. Nous avons choisi ce composant pour sa faible consommation d'énergie (typiquement : 16,5mW). Ce microcontrôleur est alimenté en 3,3V.
- En pointillé rose sont représentées les alimentations de la carte. La carte est autoalimentée à partir de la tension des modules. L'alimentation à découpage (n°1) (XPJT0324S15) permet de transformer la tension des modules (entre 9 et 48V en entrée) en 15V pour alimenter les commandes rapprochées des interrupteurs de puissance. Le microcontrôleur est quant à lui alimenté à partir d'un module qui transforme le 15V en 3,3V. Sur la photographie ce module est une alimentation à découpage (XP IW1203SA). Dans la première version de la maquette ce module était un régulateur linéaire.
- On peut aussi noter les deux inductances L1 et L2 qui sont réalisées avec des noyaux E (3C94).
- Les semi conducteurs sont mis en face arrière pour faciliter leur refroidissement.

4.4.La fonction MPPT

Nous avons vu dans le Chapitre I que le point de puissance maximal d'un générateur PV dépend directement de la charge et des conditions subies par le module PV. Le micro-hacheur doit donc intégrer la fonction MPPT qui permettra d'adapter son point de fonctionnement pour garantir l'extraction de la puissance maximale. De nombreuses méthodes de MPPT sont aujourd'hui développées pour améliorer l'efficacité de ces algorithmes (cf. [PAT08], [FAN08], [FEM09] et [ALO04]). L'algorithme implanté sur la maquette est basé sur une méthode de type P&O (Perturb and Observe) appelée « Hill Climbing » [XIA04]. Cette méthode a été choisie pour sa simplicité, ses résultats corrects et sa facilité d'intégration dans une commande numérique. L'organigramme

de l'algorithme est présenté dans l'Annexe D. La Figure 2-13 présente le cheminement de l'algorithme sur la caractéristique $P(V)$ du module PV.

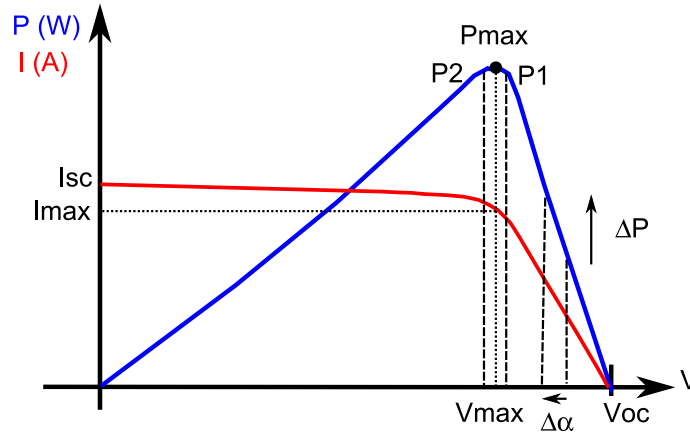


Figure 2-13 : Recherche du MPPT par la méthode Hill Climbing

La tension de sortie du convertisseur étant fixée par le bus continu, la variation du rapport cyclique influence directement la tension d'entrée donc sur le point de fonctionnement du module PV. Le rapport cyclique est donc la variable qui va être utilisée pour piloter le point de fonctionnement. L'algorithme fait varier le point de fonctionnement du convertisseur de $\Delta \alpha$. Cette variation déplace le point de fonctionnement du module PV de ΔV (cf. Figure 2-13). Si la variation de puissance est positive entre ces deux points, l'algorithme poursuit les variations dans ce sens, sinon il change de sens. Finalement, le système se place en oscillation autour du point de puissance maximale.

Pour augmenter la rapidité et la finesse de l'algorithme, un pas variable est utilisé. L'algorithme est initialisé avec un pas $\Delta \alpha$ « grand ». Tant que le maximum n'est pas atteint, l'algorithme garde ce pas élevé. L'algorithme se rapproche rapidement du point de puissance maximal. Lorsque le programme détecte plusieurs variations de sens le pas $\Delta \alpha$ est diminué. Ainsi, les variations autour du point de puissance maximale sont diminuées. Si la différence de puissance entre les points de fonctionnement devient supérieure à 5% (changement des conditions de fonctionnement) alors le pas $\Delta \alpha$ utilisé est « grand ». L'utilisation du grand pas permet de retrouver le nouveau point de puissance maximale rapidement.

Cet algorithme donne de bons résultats malgré la possibilité de rester bloqué sur un maximum local et la nécessité d'avoir deux capteurs (un de courant et un de tension) pour mesurer la puissance de sortie.

Pour les besoins de caractérisation nous avons également intégré une fonction de régulation de la tension de sortie V_s et de la tension intermédiaire V_1 qui n'est utilisée que pour les caractérisations du convertisseur.

4.5.Procédure de test

Le point le plus important du cahier des charges qui a guidé toute cette étude est la recherche d'un rendement très élevé. Il est donc nécessaire d'avoir un protocole de mesure assurant une mesure fine. En effet en théorie plus le rendement s'approche de 1 plus l'erreur de mesure sur les pertes augmente. Nous allons présenter ici la procédure utilisée pour les mesures de rendement. La Figure 2-14 présente le schéma de la mesure. Nous avons utilisé un Wattmètre Norma 5000

(configuration PP40), qui possède deux entrées et une très bonne résolution. L'erreur faite sur les mesures est de 0,1% selon la datasheet.

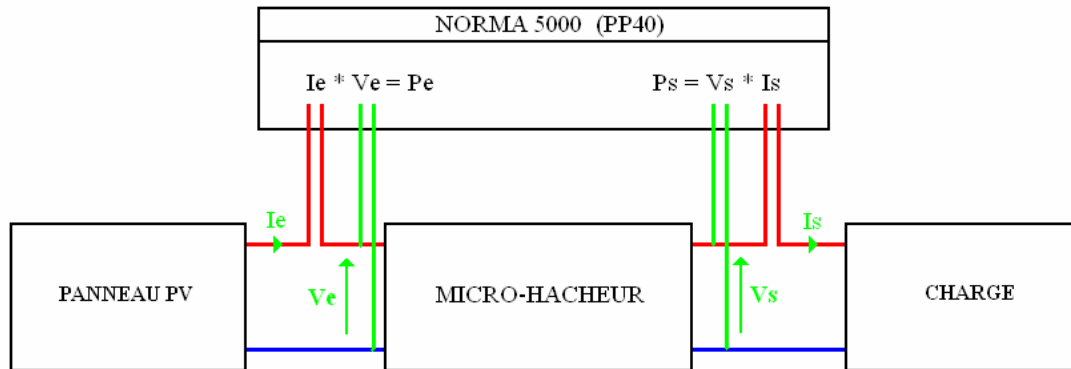


Figure 2-14 : Schéma de la mesure du rendement

Les modules PV (36 ou 72 cellules) sont connectés à l'entrée du micro-hacheur. Pour pouvoir connaître parfaitement le point de fonctionnement des modules PV nous n'avons pas utilisé de modules réels mais des simulateurs de modules PV réalisés à l'aide de diodes et alimentés par une alimentation continue. Avec ce réseau de diodes mises en série et une résistance en série et une autre en parallèle, nous simulons une caractéristique $I(V)$ similaire à un module PV. Le courant de court-circuit est le courant limite de l'alimentation continue alors que la tension en circuit ouvert est la somme des tensions des diodes. Une image du simulateur de module PV est présentée sur la Figure 2-15.

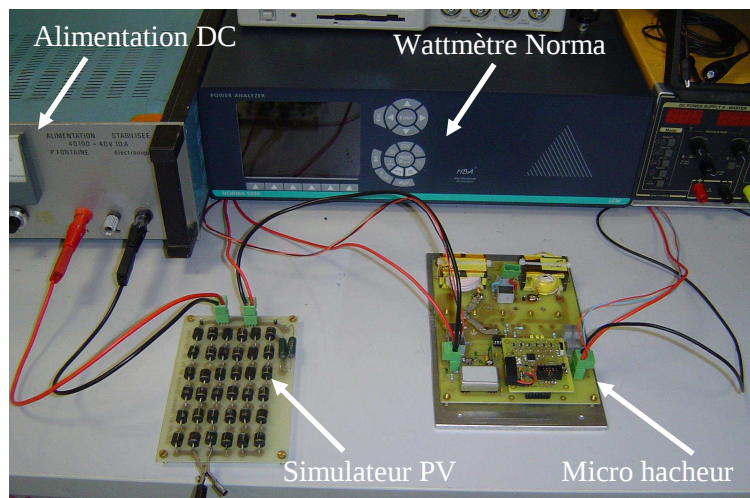


Figure 2-15 : Photographie du dispositif lors de la mesure du rendement

Le micro hacheur réalise le MPPT et débite sur une charge résistive. Les puissances d'entrée et de sortie sont mesurées à l'aide du wattmètre Norma 5000.

4.6. Les améliorations

Les premières mesures de rendements réalisées sur la première version de la maquette montraient des rendements inférieurs à ceux estimés lors de la simulation. Ceci s'explique par le fait que les pertes des condensateurs, de la commande et des mesures de tensions et de courants n'étaient pas estimées lors des simulations. Les premières mesures ont montré des différences importantes qui faisaient sortir la structure du cahier des charges, à savoir garantir un rendement

supérieur à 95%. En effet, le rendement était de 94,2% au point nominal. Nous avons donc procédé à une analyse thermique de la structure en fonctionnement pour déterminer les points chauds. La photographie à la caméra thermique de la structure est présentée sur la Figure 2-16.

L'étude de la photographie thermique révèle trois « points chauds » sur la maquette :

- **Le shunt de courant (cercle n°1, 32°C).** La valeur de 5mΩ utilisée pour le shunt étant déjà très faible, il n'est pas possible de diminuer sa valeur sans détériorer fortement la précision de la mesure. En effet l'amplification de tension encore plus faible serait fortement bruitée et la mesure ne serait donc pas fiable.

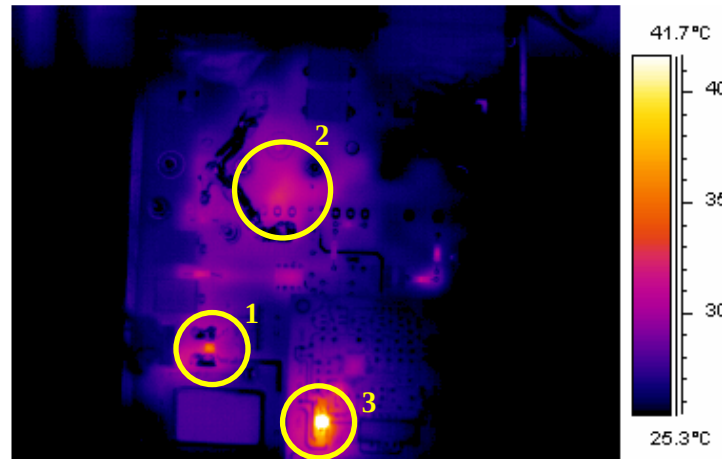


Figure 2-16 : Image infrarouge du double Boost en fonctionnement

- **Les semi-conducteurs du Boost 1 (cercle n°2, 34°C).** L'image thermique nous révèle que le Boost 1 possède des pertes plus importantes que le Boost 2. Les composants du Boost 2 sont quasiment non visibles sur la photographie ce qui signifie qu'ils ne provoquent que très peu de pertes. Les semi-conducteurs du Boost 1 sont eux plus chauds, ils sont donc le siège de pertes. La valeur de la résistance de grille peut modifier fortement la forme de signaux lors des commutations et donc la valeur des pertes. Le choix de la résistance de grille sera effectué dans la partie 4.6.2.

- **Régulateur 3,3V partie commande (cercle n°3, 42°C).** Le régulateur utilisé pour la partie commande de la première version est un régulateur linéaire. Les pertes au sein d'un régulateur linéaire sont très importantes. En effet le rendement maximal théorique de ce type de régulateur est proche du rapport V_s/V_e , ici environ 25%. L'utilisation d'une alimentation à découpage qui possède un rendement supérieur pourrait fortement diminuer les pertes.

4.6.1. Changement du régulateur 3,3V

Le premier point que nous avons modifié suite à ces constatations thermiques fut le remplacement du régulateur linéaire par une alimentation à découpage. L'alimentation à découpage utilisée possède un rendement bien supérieur (typiquement 70%). Les courbes de rendement du Boost 1 avec le régulateur ou avec l'alimentation à découpage sont présentées sur la Figure 2-17.

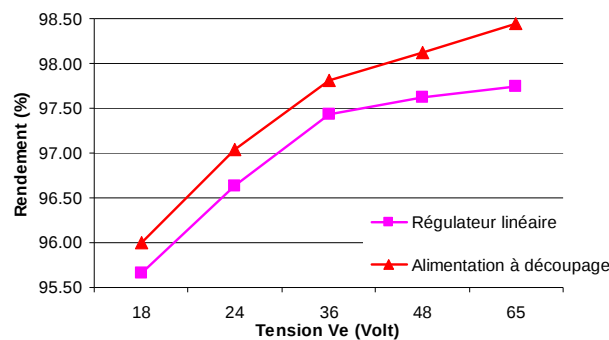


Figure 2-17 : Comparaison du rendement du Boost 1 en fonction de l'alimentation utilisée pour générer le 3,3V (P=120W)

Le remplacement du régulateur linéaire permet un gain important sur le rendement. Le gain moyen est de 0,46 point. Ce remplacement permet un gain maximal 0,7 point de rendement à la tension d'entrée de 65V.

4.6.2. Optimisation de la résistance de grille

La première version de la maquette a été réalisée avec une résistance de grille du Mosfet 1 de 10Ω. La valeur de la résistance de grille détermine la vitesse de commutation du Mosfet. Avec une résistance de grille importante le Mosfet commute moins vite. La commutation prenant plus de temps, les pertes en sont d'autant augmentées. Par ailleurs, si la résistance de grille devient trop faible, la commutation sera très rapide et provoquera des pertes importantes par recouvrement dans la diode et des surtensions très importantes. Ici le second point n'est pas déterminant car ce sont des diodes Schottky (sans recouvrement). Nous avons modifié la valeur de la résistance de grille pour en optimiser sa valeur. La résistance de grille qui offre les meilleures performances est une résistance de 1Ω. Les mesures de rendement du Boost 1 avec une résistance de 10Ω et de 1Ω sont présentées sur la Figure 2-18.

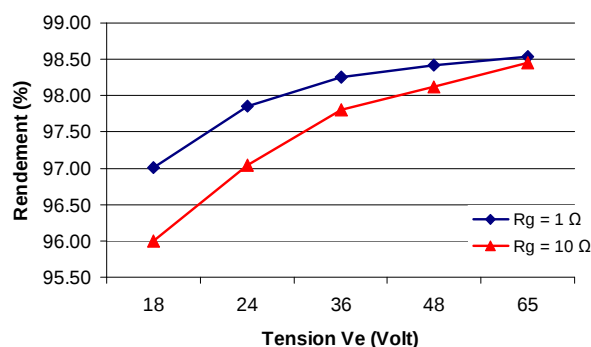


Figure 2-18 : Comparaison du rendement du Boost 1 en fonction de la résistance de grille du Mosfet

La modification de la résistance de grille augmente de façon significative le rendement pour des faibles tensions d'entrée. Pour $V_e=18V$, le gain de rendement est de 1,02 point. Le gain de rendement est plus faible pour des tensions d'entrée plus élevées. Il est de 0,44 point lorsque V_e est égale à 36V et il n'est que de 0,08 point pour $V_e=65V$. Le gain moyen de rendement sur cette plage de fonctionnement est de 0,53 point.

4.6.3. Redressement synchrone sur le Boost 1

Le Boost 1, malgré l'amélioration de son rendement par le changement de sa résistance de grille, reste l'étage où les pertes sont les plus importantes du fait d'un courant plus important que dans le Boost 2. Les pertes par conduction sont les pertes prédominantes dans ce premier étage et les pertes par conduction de la diode sont importantes. Remplacer cette diode par un Mosfet ayant une faible résistance à l'état passant pourrait diminuer ces pertes. Pour que ce remplacement soit efficace, il faut que le Mosfet possède un $R_{ds(on)}$ très faible de manière à avoir $(R_{ds(on)} \times I)$ inférieure à la chute de tension de la diode à l'état passant. Cette solution, le redressement synchrone, est présentée sur la Figure 2-19. Les composants utilisés sont les mêmes que dans la structure précédente, le Mosfet11 est le même que le Mosfet1 (SUP90N10). Le Mosfet11 n'est pas référencé à la masse ; il est donc nécessaire d'avoir une isolation entre les circuits logiques de commande et le circuit de commande rapprochée. Plusieurs types de commande isolée pour les transistors à grille isolée sont présentés en [MUL02]. Pour la réalisation de la maquette nous avons réalisé une commande de type « Bootstrap ».

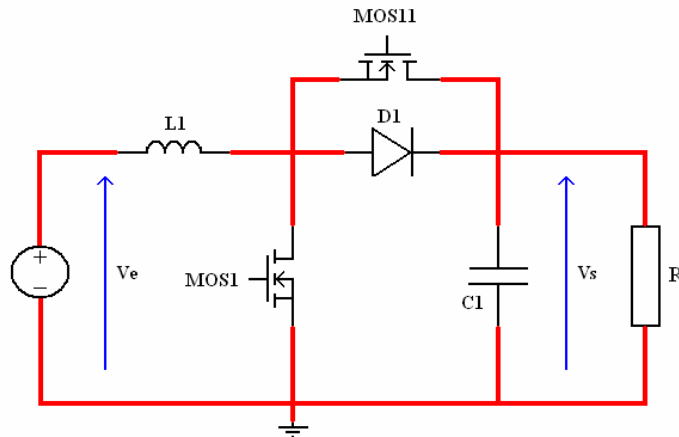


Figure 2-19 : Schéma du Boost 1 avec redressement synchrone

Le fonctionnement du Boost en redressement synchrone est similaire à celui du Boost classique. La seule différence est le remplacement de la phase de conduction de la diode par la conduction du Mosfet11. Lorsque le Mosfet 1 est commandé à l'ouverture la diode $D1$ se met à conduire. Après un temps mort, le Mosfet 11 est commandé à la fermeture (Phase 1 sur la Figure 2-20). Le Mosfet conduit donc à la place de la diode. Toujours avec un temps mort on bloque le Mosfet 11 et la diode conduit. Puis lors de la fermeture du Mosfet1 la diode se bloque (Phase 2 sur la Figure 2-20).

Les formes des tensions des différents semi-conducteurs de la structure sont présentées sur la Figure 2-20 .

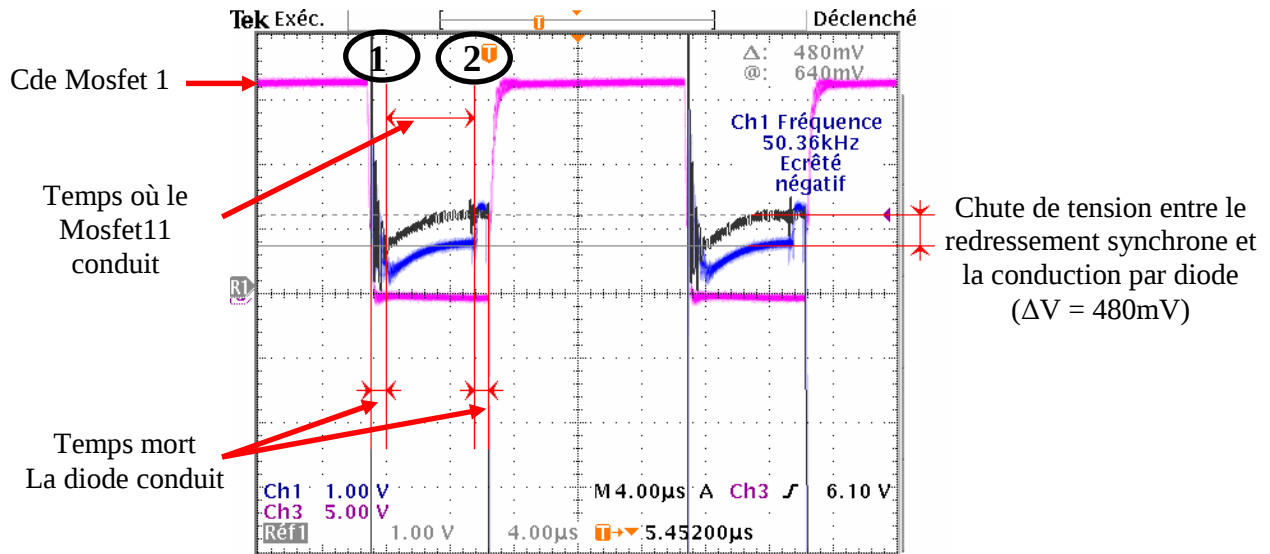


Figure 2-20 : Formes d'ondes des semi-conducteurs du Boost 1 en redressement synchrone

On s'aperçoit que la conduction du Mosfet permet de réduire la chute de tension de 480mV en moyenne. Les pertes en conduction sont donc diminuées. En revanche, le redressement synchrone rajoute une cellule de commutation entre la diode 1 et le Mosfet11. Pour que le redressement synchrone soit plus performant que le Boost classique, il ne faut pas que ces nouvelles pertes par commutations soient supérieures au gain des pertes en conduction. La comparaison des rendements des deux structures sera faite lors des mesures des rendements des structures et est présentée sur la Figure 2-22.

5. Les résultats

L'étude théorique nous a permis d'identifier le double Boost cascade comme étant la structure possédant le plus grand potentiel pour notre application. La réalisation de la maquette nous a permis d'identifier les points à fortes pertes et les améliorations à apporter à la structure. Nous allons maintenant procéder aux mesures de rendement de la maquette. Les mesures du rendement du premier étage vont être réalisées de manière indépendante dans un premier temps. Puis une mesure du rendement de la structure complète sera réalisée et permettra d'évaluer le rendement du Boost 2.

5.1. Mesure du rendement européen du première étage

Le rendement du premier étage va dépendre de la tension d'entrée appliquée à la maquette. Nous allons réaliser deux mesures, l'une avec une tension d'entrée de 18V (Module de 36 cellules PV) et une autre avec une tension de 36V (Module de 72 cellules PV). Nous allons également mesurer le rendement du premier étage avec le redressement synchrone pour en confirmer l'intérêt théorique. Les mesures de rendement vont être faites à la puissance nominale et à différents niveaux de puissance pour évaluer le rendement européen de la maquette.

5.1.1. Mesure du rendement européen du premier étage

Les mesures du rendement du Boost 1 pour une tension d'entrée de 18V et 36V sont présentées sur la Figure 2-21. Le rendement de la structure est fortement dépendant de la tension

d'entrée appliquée. En effet le gain de rendement entre une tension d'entrée de 18V et une tension de 36 V est de plus de 1 point quelle que soit la puissance d'entrée.

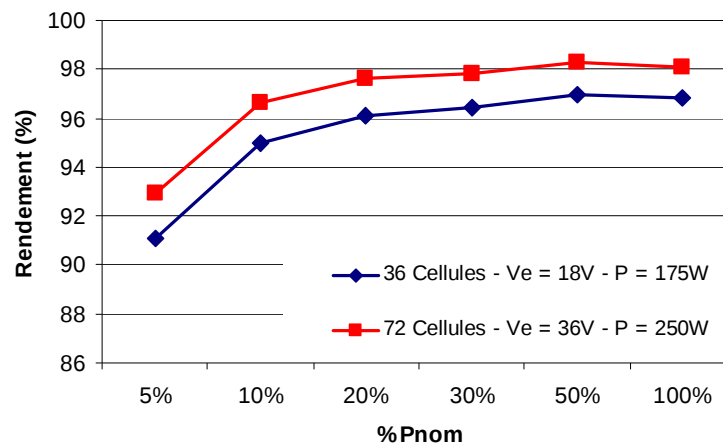


Figure 2-21 : Rendement du premier Boost (V1=96V)

Le rendement de la structure reste bon même lorsque la puissance d'entrée diminue. Le rendement reste supérieur à 96% alors que la puissance d'entrée n'est que de 20% de la puissance nominale. Ceci a pour effet que la structure possède un rendement européen proche de son rendement maximal et ce quelle que soit sa tension d'entrée (cf. Tableau 2-10).

	36 Cellules	72 Cellules
Rendement maximum (%)	96,98	98,3
Rendement européen (%)	96,49	97,86

Tableau 2-10 : Rendement maximum et rendement européen du Boost 1

On peut noter que le rendement du Boost va très fortement dépendre du rapport d'élévation de tension qu'il doit effectuer. Le rapport élevé que nous impose le cahier des charges est un très grand handicap à l'obtention d'un très bon rendement.

5.1.2. Mesure du rendement européen du premier étage avec redressement synchrone

Nous allons étudier l'intérêt du redressement synchrone sur le Boost 1. Pour cela nous allons comparer le Boost classique et le redressement synchrone avec une tension d'entrée de 36V (Module de 72 cellules). Les résultats de ces mesures sont présentés sur la Figure 2-22.

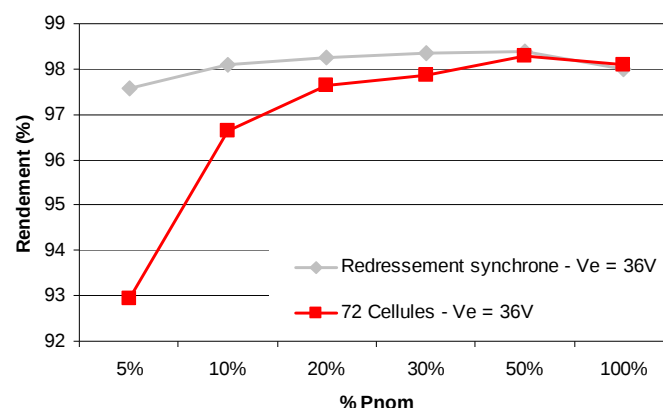


Figure 2-22 : Rendement du premier Boost ($V_1=96V$) avec et sans redressement synchrone

Le redressement synchrone diminue faiblement le rendement à la puissance nominale (-0,09 point de rendement). Le rendement maximal des deux structures est très proche (cf. Tableau 2-1). En revanche, le redressement synchrone permet d'augmenter de manière significative le rendement de la structure pour de faibles puissances d'entrée. Ceci s'explique par le fait que la conduction de la diode est remplacée par la conduction d'un Mosfet. Or les pertes en conduction d'une diode sont composées d'une partie ohmique (dépendante du courant) et d'une partie due à la jonction indépendante du courant. Le Mosfet ne possède qu'une partie ohmique (dépendante du courant). Les pertes à faible courant sont donc plus importantes dans une diode que dans un Mosfet. Le redressement synchrone possède donc un grand intérêt à faibles puissances. A 5% de la puissance nominale le gain de rendement obtenu grâce au redressement synchrone est de 4,5 point. La courbe de rendement du Boost avec redressement synchrone est « plate » pour toutes les puissances d'entrées étudiées.

	Redressement synchrone	72 Cellules
Rendement maximum (%)	98,39	98,3
Rendement européen (%)	98,24	97,86

Tableau 2-11 : Comparaison du rendement maximum et rendement européen du Boost 1 avec et sans redressement synchrone

Les gains de rendement réalisés à faible puissance grâce au redressement synchrone permettent d'augmenter significativement le rendement européen du redressement synchrone par rapport à celui du Boost classique. Le rendement européen est proche du rendement maximal de la structure, ce qui est un grand avantage pour une application PV.

Pour conclure, le redressement synchrone permet de gagner en efficacité à faibles puissances d'entrée et ainsi d'augmenter le rendement européen de la structure d'environ 0,4 point. Le rendement maximal et au point nominal est sensiblement le même que celui du Boost classique. En revanche la structure est plus complexe et plus coûteuse.

5.2.Mesure du rendement européen de la structure complète

Après l'étude et la mesure des rendements du premier étage, nous allons maintenant mesurer le rendement de la structure complète. Les résultats de ces mesures sont présentés sur la Figure 2-23. Les mesures sont effectuées avec une tension de sortie de 400V et une tension d'entrée de 18 ou 36V.

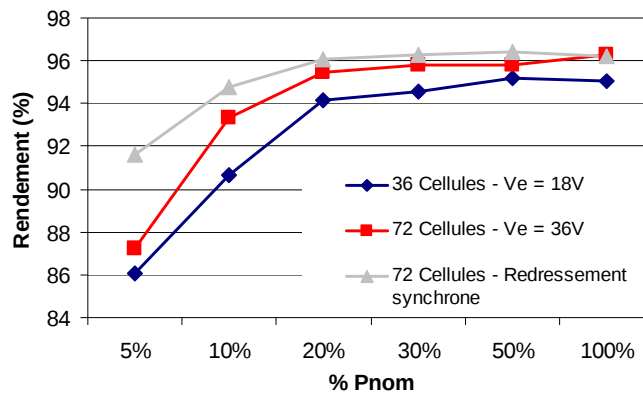


Figure 2-23 : Rendement du double Boost cascade (Vs=400V)

Les courbes de rendement de la structure complète sont similaires à ceux du premier étage ; on peut donc en conclure que le Boost 2 possède des courbes de rendement similaires quel que soit le premier étage et quelle que soit la tension d'entrée. Nous développerons ce point dans la partie suivante.

	36 Cellules	72 Cellules	72 Cellules – Redressement synchrone
Rendement maximum (%)	95,19	96,29	96,42
Rendement européen (%)	94,42	95,45	96,07

Tableau 2-12 : Rendement maximum et rendement européen de la structure complète

La structure complète possède donc un rendement maximal supérieur à 95% quelle que soit la tension avec ou sans redressement synchrone sur le premier étage.

Avec un gain de tension supérieure à 22 (36 cellules) et sans redressement synchrone la structure possède un rendement maximal de 95,19% et un rendement européen de 94,42%.

Lorsque le gain de tension passe à 11 (72 cellules) et sans redressement synchrone le rendement de la structure atteint les 96,29% au maximum et dépasse les 95% pour le rendement européen.

La mise en place d'un redressement synchrone sur le premier étage augmente légèrement le rendement maximal à 96,42% mais permet, grâce aux gains importants à faible puissance, d'augmenter le rendement européen de 0,62 point à 96,07%.

Cette maquette répond donc au cahier des charges du projet et valide les performances du Double Boost cascade.

5.3.Estimation du rendement européen du second étage

Nous allons estimer le rendement du Boost 2 pour vérifier sa performance par rapport au Boost 1. Le rendement global de la structure est la multiplication du rendement du premier étage et du second étage : $\eta_{Total} = \eta_{Boost1} \cdot \eta_{Boost2}$ (Eq. 2.9.)

On peut donc estimer le rendement du Boost 2 avec : $\eta_{Boost2} = \frac{\eta_{Total}}{\eta_{Boost1}}$ (Eq. 2.10.)

Les estimations du rendement du second Boost sont présentées dans le Tableau 2-13.

	72 Cellules	36 Cellules
Rendement maximum (%)	98,17	98,05
Rendement européen (%)	97,87	97,83

Tableau 2-13 : Rendement maximum et rendement européen du Boost 1

Le Boost 2 n'est pas ou quasiment pas impacté par la modification de la tension d'entrée. Les rendements maximums sont très proches et les deux rendements européens sont également très proches (97,78% et 97,84%).

Le rendement du Boost 2 est très proche du rendement du Boost 1. Cette constatation traduit une répartition similaire du gain en tension sur les Boosts et donc une répartition des pertes.

6. Conclusion

L'objectif de ce chapitre est la réalisation d'un hacheur en conformité avec le cahier des charges imposé par le projet Solution PV. Le projet a identifié la topologie modulaire parallèle comme la topologie de champ PV ayant le plus grand potentiel pour une installation de quelques kiloWatts. Cette topologie impose un cahier des charges sévère au hacheur qui doit posséder un très bon rendement (supérieur à 95%) malgré une puissance faible et un rapport d'élévation élevé (supérieur à 22).

Trois structures différentes ont été extraites de la bibliographie et étudiées. Les rendements de l'IDD Boost, du Boost quadratique mono interrupteur et du Double Boost cascade ont été estimés à partir des modèles de pertes définis dans le Chapitre III. Ces comparaisons ont mis en avant le double Boost cascade comme étant la structure possédant le meilleur rendement et la plus grande flexibilité de fonctionnement. Cette structure est la seule à assurer le fonctionnement même avec de très faibles tensions d'entrée (9 Volt au minimum).

L'étude de cette structure a montré que le choix de la tension intermédiaire impactait très fortement le rendement global de la structure. La tension intermédiaire maximisant le rendement est de 90V. Outre la maximisation du rendement, cette tension permet de commander les deux Boost avec le même rapport cyclique et ainsi simplifier la commande.

L'entrelacement du premier étage et/ou du second étage a été étudié. Cette étude a montré que l'entrelacement du second étage n'avait que très peu d'intérêt, le courant circulant dans le second étage étant déjà faible, l'entrelacement ne permet pas une baisse importante des pertes en conduction. En revanche l'entrelacement du premier étage permet un gain de 0,5 point de rendement malgré tout, l'entrelacement n'a pas été implanté sur la maquette mais reste une voie d'amélioration.

Le prototype de ce double Boost cascade a été réalisé. Une commande numérique de MPPT basée sur la méthode du « Hill climbing » a été implantée dans le microcontrôleur. Une étude à la caméra thermique nous a permis d'apporter quelques modifications dans le but d'améliorer le rendement. Par exemple la résistance de grille du Mosfet 1 a été modifiée pour diminuer les pertes de ce Mosfet.

Une variante de cette maquette a également été réalisée en intégrant un redressement synchrone sur le premier Boost. La diode 1 a donc été remplacée par un Mosfet pour diminuer les pertes en conduction.

Les mesures de rendement de ces deux structures avec ou sans redressement synchrone ont montré que la structure répondait au cahier des charges. La structure sans redressement synchrone

possède un rendement maximal de 96,29% et un rendement européen de 95,45%. Le cahier des charges du projet est donc respecté. De plus, le redressement synchrone permet d'augmenter le rendement de la structure à faible puissance et ainsi d'augmenter le rendement européen de 0,62 point et le rendement maximal de 0,13 point.

L'étude théorique et la réalisation pratique ont clairement montré le lien entre le gain de tension et le rendement. Plus le gain de tension est important, plus le rendement du convertisseur diminue.

Chapitre III

Optimisation d'une topologie modulaire série

SOMMAIRE

1.	INTRODUCTION	62
2.	LA SOLUTION RETENUE.....	62
2.1.	PRESENTATION DE LA SOLUTION.....	63
2.1.1.	<i>Caractéristiques du circuit.....</i>	63
2.1.2.	<i>Avantages de cette solution</i>	64
2.2.	LA VALIDATION DE LA SOLUTION.....	65
2.2.1.	<i>Fonctionnement normal.....</i>	65
2.2.2.	<i>Fonctionnement dégradé</i>	66
2.2.3.	<i>Limite de fonctionnement.....</i>	67
3.	OPTIMISATION DE LA STRUCTURE.....	68
3.1.	LES BORNES DE L'OPTIMISATION.....	68
3.2.	L'OUTIL CADES.....	69
3.3.	LES MODELES DE PERTES.....	70
3.3.1.	<i>Les semi-conducteurs</i>	71
3.3.2.	<i>Les inductances</i>	76
3.3.3.	<i>Les condensateurs.....</i>	77
3.4.	LES MODELES DE VOLUMES.....	77
3.4.1.	<i>Les inductances</i>	77
3.4.2.	<i>Les condensateurs.....</i>	77
3.4.3.	<i>Le refroidissement</i>	78
3.5.	LES RESULTATS	79
3.5.1.	<i>Maximisation du rendement Européen.....</i>	79
3.5.2.	<i>Minimisation du volume</i>	81
3.5.3.	<i>Vérification des résultats</i>	82
3.5.4.	<i>Influence des paramètres.....</i>	83
4.	INTEGRATION DE L'OMBRAGE	85
4.1.	ETUDE COMPARATIVE	85
4.1.1.	<i>Comparaison de l'impacte de l'ombrage sur deux topologies</i>	85
4.1.2.	<i>Comparaison de l'impact de 8 cellules PV ombrées</i>	86
4.2.	ETUDE COMPLETE DE L'OMBRAGE	88
4.2.1.	<i>Le programme Matlab.....</i>	88
4.2.2.	<i>Comparaison de l'énergie produite au cours d'une journée.....</i>	90
4.2.3.	<i>Etude d'un ombrage typique sur une année</i>	92
4.2.4.	<i>Etude d'un scénario « intégré au bâti » sur les différentes topologies.....</i>	93
5.	CONCLUSION	94

1. Introduction

L'intégration du photovoltaïque au bâti et au sein même des matériaux de construction conduit à une présence d'ombrages de plus en plus importants sur les installations photovoltaïque. Or, nous avons vu dans le chapitre I que ces ombrages pouvaient avoir des conséquences très importantes sur la quantité d'énergie produite par une installation PV. Une des solutions pour réduire l'impact de ces ombrages est d'introduire de l'électronique au sein du champ PV pour rendre indépendant le plus grand nombre de cellules PV. Nous avons vu dans le chapitre II que le gain important de tension de la topologie « hacheur modulaire parallèle » diminuait le rendement du convertisseur.

Dans ce chapitre nous allons nous intéresser à la topologie de champ PV dénommée « hacheur modulaire série » (cf. chapitre I). Cette topologie présente de nombreux avantages en comparaison avec les solutions utilisées actuellement (Onduleur central ou onduleur rangée), notamment celle de diminuer le gain en tension par rapport à la topologie développée dans le Chapitre II. Ces avantages et les limites de cette topologie seront détaillés dans la première partie.

Les modules PV utilisés actuellement ont été conçus et développés pour des applications en site isolé. Aucune étude n'a remis en cause la conception de ces modules basée sur des raisons historiques (tension délivrée compatible avec des batteries 12V ou 24V). De ce fait, l'électronique de puissance nécessaire au raccordement réseau n'a jamais été intégrée à la conception d'un module PV et, par conséquent, les modules actuels ne proposent pas ou très peu de solutions pour limiter les effets de l'ombrage sur la production.

La volonté de l'étude que nous allons présenter ici est partant de l'élément de base d'une installation PV; la cellule, d'optimiser l'ensemble "cellule plus électronique de puissance " pour obtenir une installation plus performante.

Une optimisation de la structure va être menée pour réaliser cette co-conception. Cette optimisation a été réalisée sous CADES [DEL07] et a nécessité la connaissance de toutes les équations du convertisseur Boost choisi pour cette application et de l'évolution des pertes et des volumes de chaque composant en fonction de différents paramètres. Des modèles de pertes et de volumes ont donc été établis pour chaque composant en fonction des paramètres d'entrée. Les modèles et l'outil utilisés pour l'optimisation ainsi que les résultats de cette optimisation sont présentés dans la deuxième partie.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de l'impact de l'ombrage sur les différentes structures optimisées. Plusieurs scénarios d'ombrages sont étudiés et les résultats sont présentés.

2. La solution retenue.

L'étude bibliographique a fait ressortir quatre points principaux que nous résumons ci-après :

- Le principal problème des installations PV est le problème de l'ombrage, qui diminue fortement la production [KOB01], [NOR09] et [CHA95].
- Aucune étude ne remet en cause la conception historique d'un module PV.
- La mise en cascade de convertisseurs DC/DC (champ modulaire série) semble être une solution prometteuse [WAL04].

- Le Boost semble être la structure la plus adaptée à une mise en cascade.
- La présence d'une isolation galvanique est un handicap (augmentation du poids, du volume et du prix) pour le convertisseur.

Cette étude bibliographique nous a donc amené à étudier une topologie de champ PV de type modulaire série en utilisant comme convertisseur de base le Boost et en remettant en cause le dimensionnement des modules PV actuels.

2.1. Présentation de la solution

La réflexion que nous avons menée a été d'intégrer complètement l'électronique de puissance lors de la conception du module PV. L'élément de base redevient la cellule PV et non le module PV comme c'est généralement le cas dans la bibliographie. Nous avons également désiré trouver une solution qui pourra réduire les impacts des ombrages car cette structure sera dédiée aux installations dites résidentielles dont la puissance est comprise entre 1 et 5kWc et qui sont connectées en monophasées.

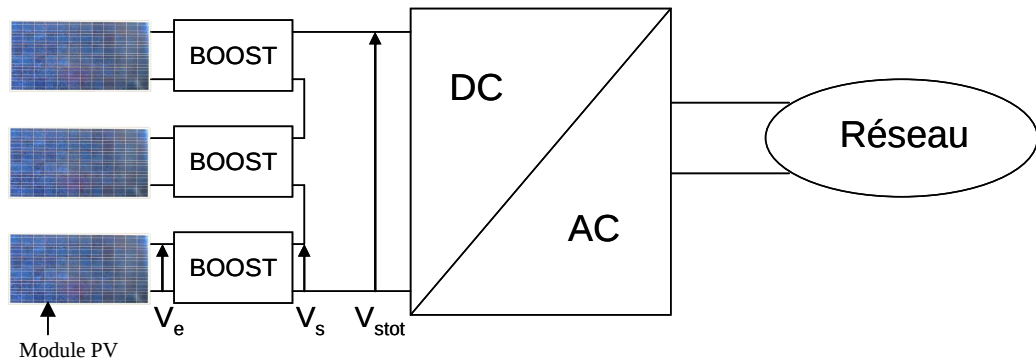


Figure 3-1 : Schéma général de la structure étudiée

La structure choisie est donc une structure modulaire, chaque module PV étant connecté à un convertisseur DC/DC, ici un Boost. Les Boosts sont ensuite connectés en série entre eux. Un bus continu relie les convertisseurs DC/DC à l'onduleur qui réinjecte l'énergie sur le réseau de distribution.

2.1.1. Caractéristiques du circuit

Avant d'aller plus loin dans l'étude de l'ensemble PV-Electronique de puissance voici, ci-après, les hypothèses utilisées :

a - Les modules PV :

Les modules PV sont constitués de n cellules PV connectées en série, la tension V_e est donc égale à $n \cdot V_{cell}$. Ce nombre n sera optimisé dans la suite de l'étude.

b - Les convertisseurs DC/DC :

Les convertisseurs DC/DC choisis dans cette étude sont des Boosts, en effet ils possèdent de nombreux avantages décisifs pour cette application [FER06] :

- Le Boost est élévateur de tension, critère primordial pour notre application

- Il présente une entrée inductive apte à réduire le filtrage capacitif en sortie des cellules
- Il possède un bon rendement
- Il est de structure simple et peu coûteuse
- Il est fiable
- Il peut réaliser la fonction de MPPT

Le nombre de convertisseurs mis en cascade est égal à m , ce paramètre sera également optimisé dans la suite de l'étude. Chaque convertisseur DC/DC réalise le MPPT sur l'ensemble des cellules qui sont connectées à son entrée. La tension $V_{S_{tot}}$, maintenue constante, est supérieure à la tension crête du réseau de distribution.

c - Le convertisseur DC/AC :

Ce convertisseur ne fait pas partie de l'étude réalisée ici. Néanmoins, il impose certaines contraintes à la structure amont que nous allons identifier. L'entrée du convertisseur DC/AC doit présenter une tension constante, cette tension doit être supérieure à 350V pour qu'il puisse reconstituer la tension sinusoïdale du réseau de distribution. La séparation du convertisseur DC/DC et DC/AC permet une simplification de l'onduleur qui ne possède plus que les fonctions d'interface réseau.

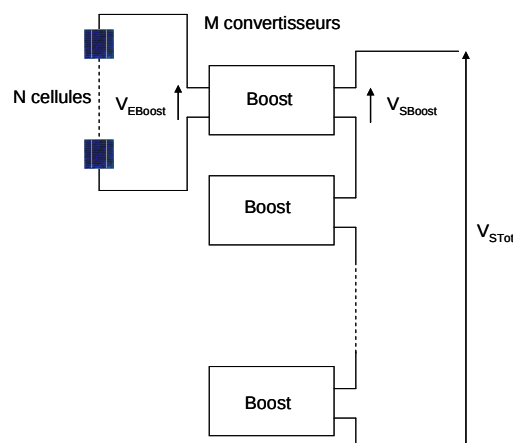


Figure 3-2 : Schéma de la structure à optimiser

La Figure 3-2 représente la structure choisie et les paramètres qui doivent être optimisés dans la suite de ce travail.

2.1.2. Avantages de cette solution

Cette structure présente l'avantage de diminuer le nombre de cellules mises en série par MPPT, ainsi on maximise plus finement l'énergie produite par rapport à une solution classique. Une solution classique possède un MPPT pour plusieurs modules, généralement plus de 10, ici ce nombre sera fortement réduit.

Cette structure permet aussi la séparation des fonctionnalités entre le convertisseur DC/DC et le convertisseur DC/AC. Ainsi chaque convertisseur gagne en simplicité.

La diminution du nombre de cellules PV mises en série réduit d'autant les pertes par mismatch structurel (cf. chapitre I).

Cette structure peut également diminuer les pertes par ombrage (ou par mismatch fonctionnel (cf. chapitre I)). L'adaptation du rapport cyclique de chaque Boost peut permettre d'équilibrer les courants de sortie des convertisseurs et ainsi de réduire les pertes par ombrage.

La mise en cascade de Boosts permet une élévation importante de la tension et ceci à proximité du panneau. Ainsi, cette élévation de la tension en amont diminue les courants à transporter et donc la section des câbles à utiliser.

Le nombre plus important de convertisseurs et donc de paramètres connus sur le champ PV facilite fortement les détections de pannes ou de problèmes. Le monitoring et donc la maintenance d'un tel champ PV seront facilités par rapport à une solution classique.

2.2. La validation de la solution

Pour vérifier le bon fonctionnement de la structure présentée ci-dessus, nous avons réalisé des simulations PSIM. Ces simulations avaient pour but de montrer que la structure fonctionne correctement en régime nominal, ce qui sous entend que toutes les cellules PV ont le même point de fonctionnement. Ces simulations avaient aussi pour but de montrer que cette structure présente un intérêt en cas d'ombrage de cellules.

Pour les réaliser nous nous sommes placés dans le cas simplifié où nous avons :

- 2 convertisseurs en série
- Chaque convertisseur possède trois cellules en entrée
- Les interrupteurs et les diodes sont parfaits
- La tension du bus DC est maintenue constante à 7,2V (grâce à l'adaptation de la résistance Rch)
- Les cellules PV délivrent 0,6V et 5A en régime nominal
- Le rapport cyclique α nominal des convertisseurs est de 0,5
- Les Boosts fonctionnent en conduction continue.

2.2.1. Fonctionnement normal

Lors de cette simulation, la structure est placée dans une situation dite normale. Chaque convertisseur a une tension d'entrée de 1,8V et un courant d'entrée de 5A. La Figure 3-3 présente le schéma PSIM utilisé pour réaliser ces simulations.

Dans ces conditions les deux relations suivantes permettent d'identifier le point de fonctionnement :

$$\underline{1^{ère} relation} : V_{S1} = \frac{V_{E1}}{1-\alpha_1} \quad \text{et} \quad V_{S2} = \frac{V_{E2}}{1-\alpha_2} \quad \text{avec} \quad V_{stot} = V_{S1} + V_{S2} \quad (\text{Eq. 3.1})$$

$$\underline{2^{ème} relation} : I_{S1} = I_{E1} \times (1-\alpha_1) \quad \text{et} \quad I_{S2} = I_{E2} \times (1-\alpha_2) \quad \text{avec} \quad I_{S1} = I_{S2} \quad (\text{Eq. 3.2})$$

Ces relations sont déduites des équations caractérisant un Boost. On en déduit le point de fonctionnement des deux Boosts.

Boost 1 : $\alpha_1=0.5$

$I_{e1} = 5A$ donc $I_{s1} = 2.5A$

$V_{e1} = 1.8V$ donc $V_{s1} = 3.6V$

$P_{s1} = 9W$

Boost 2 : $\alpha_2=0.5$

$I_{e2} = 5A$ donc $I_{s2} = 2.5A$

$V_{e2} = 1.8V$ donc $V_{s2} = 3.6V$

$P_{s2} = 9W$

Pour ces simulations nous avons utilisé le modèle de cellule PV simplifié présenté dans le chapitre I.

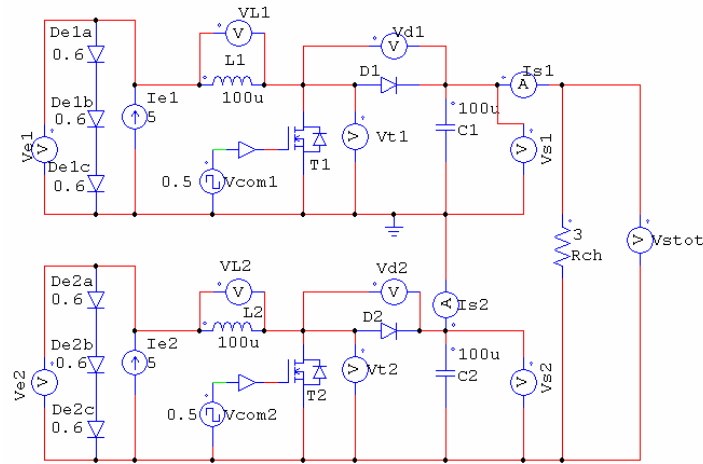


Figure 3-3 : Schéma PSIM utilisé pour vérifier le fonctionnement de la structure

Dans les conditions normales, la structure fonctionne comme prévu, chaque Boost est capable de transférer la totalité de la puissance produite par les cellules PV. Les résultats de ces simulations se trouvent en Annexe E.

2.2.2. Fonctionnement dégradé

Dans cette seconde simulation nous avons voulu vérifier que la structure était encore capable de fonctionner dans le cas où un des modules était moins éclairé. Pour simuler cette baisse d'éclairement nous avons fait chuter le courant du module masqué I_{e1} à 2,5A et laissé I_{e2} à 5A. Ce déséquilibre des courants d'entrée et la nécessité de garder V_{stot} constante, modifient le point de fonctionnement des deux Boosts selon les mêmes relations que précédemment.

On en déduit le point de fonctionnement des deux Boosts.

Boost 1 : $\alpha_1 = 0.25$

$I_{e1} = 2.5A$ donc $I_{s1} = 1.875A$

$V_{e1} = 1.8V$ donc $V_{s1} = 2.4V$

$P_{s1} = 4.32W$

Boost 2 : $\alpha_1 = 0.625$

$I_{e2} = 5A$ donc $I_{s2} = 1.875A$

$V_{e2} = 1.8V$ donc $V_{s2} = 4.8V$

$P_{s2} = 8.64W$

Le fonctionnement en régime dégradé avec des éclairagements différents a été simulé. Les résultats obtenus valident l'utilisation de cette structure en mode dégradé. La tension V_{stot} est maintenue constante grâce à une modification des points de fonctionnement des Boosts. Cette compensation permet de récupérer la totalité de l'énergie disponible même lorsqu'une partie des cellules est ombrée. Ce qui n'aurait pas été le cas lors d'une simple mise en série de cellules. Cette spécificité du circuit est très intéressante et permet de limiter l'impact des ombrages sur le productible.

Cet équilibrage des courants n'est possible, compte tenu des équations du Boost, que lorsque le courant de sortie du Boost est inférieur au courant d'entrée. La limite de fonctionnement d'un hacheur Boost est obtenue lorsque le courant de sortie devient plus élevé que le courant d'entrée.

2.2.3. Limite de fonctionnement

Le comportement de la structure lorsqu'un des Boost sort de sa limite de fonctionnement a été étudié. Pour simuler cette situation, nous avons diminué le courant I_{e1} à 1A. Selon les relations régissant le fonctionnement des deux Boosts et si la tension $V_{s_{tot}}$ devait être maintenue à 7,2V ceci impliquerait $\alpha_1 = -0,5$ et $\alpha_2 = 0,7$.

Dans ces conditions, nous allons imposer $\alpha_1 = 0$ de façon à isoler les cellules fournissant un courant trop faible afin qu'elles ne diminuent pas la puissance des autres cellules connectées à l'autre Boost.

Boost 1 : $\alpha_1 = 0$

$I_{e1} = 1A$ donc $I_{s1} = 1,24A$

$V_{e1} = 0V$ donc $V_{s1} = 0V$

$P_{s1} = 0W$

Boost 2 : $\alpha_1 = 0,75$

$I_{e2} = 5A$ donc $I_{s2} = 1,24A$

$V_{e2} = 1.8V$ donc $V_{s2} = 7,2V$

$P_{s2} = 8,93W$

La simulation nous a montré que, même lorsque la limite de fonctionnement d'un des Boosts était dépassée, la structure fonctionne encore. De plus la structure est capable d'isoler les cellules ayant un courant plus faible (grâce à la diode en inverse au Mosfet qui joue alors le rôle de diode de by-pass) pour qu'elles n'impactent pas les autres cellules fonctionnant normalement.

Cependant un certain nombre de précautions sont à respecter si l'on veut dimensionner les composants des Boosts à une tension proche de leur valeur nominale de fonctionnement et non à la tension du bus DC. En effet, si l'on laisse les points de fonctionnement des Boosts libres, il peut arriver, comme dans le cas précédent, que pour maximiser la puissance des convertisseurs soient shuntés. De ce fait un seul convertisseur doit supporter toute la tension du bus DC. Ce fonctionnement est très pénalisant pour le dimensionnement et ne permet pas une optimisation des convertisseurs car chaque convertisseur doit alors être dimensionné pour la tension du bus DC, ce qui pénalise la mise en série de convertisseur. Pour éviter ce fonctionnement et permettre un dimensionnement des convertisseurs pour des tensions proches de leur valeur nominale de fonctionnement, un algorithme de MPPT et de supervision a été développé par l'équipe SYREL (Systèmes et Réseaux ELectriques) du G2Elab [BRA09] [PIC10]. Cet algorithme permet d'assurer à chaque convertisseur d'avoir une tension de sortie comprise entre $0,8V_{Snom}$ et $1,2V_{Snom}$. Ce même algorithme de supervision assure que les variations de la tension du bus DC ne dépassent pas les 20% de V_{DCnom} . L'algorithme de MPPT et de supervision est conçu de manière à réaliser le MPPT tant que toutes les variables restent dans la plage de variation autorisée. Si une des variables tend à sortir de sa zone de validité, l'algorithme détériore le point de fonctionnement du générateur PV le plus faible. Le MPPT n'est, alors, plus assuré pour tous les générateurs mais les conditions continuent à être respectées. Des informations plus détaillées sont présentées dans la référence [BRA09].

Les simulations effectuées sous PSIM ont permis de valider le fonctionnement de la structure dans tous les cas de figure. De plus, ces simulations ont montré l'intérêt de cette structure en cas d'ombrage. Si ces ombrages ne sont pas trop opaques, elle est capable d'équilibrer les courants afin que chaque Boost délivre la totalité de la puissance disponible en entrée, tout en assurant une tension de sortie fixe. Si ces ombrages sont trop importants, la structure est capable d'isoler les cellules faibles pour permettre aux cellules fonctionnant normalement de continuer à fournir la totalité de leur énergie. De plus un algorithme de MPPT et de supervision a été développé pour assurer le bon fonctionnement de la structure.

3. Optimisation de la structure

Le fonctionnement de la structure ayant été vérifié, nous allons maintenant optimiser le nombre de cellules PV à mettre en série à l'entrée de chaque Boost et le nombre de Boosts à mettre en série, en cherchant à minimiser les pertes et le volume. Pour réaliser cette optimisation nous devons établir des modèles de pertes et de volume de tous les composants d'un Boost, à savoir les semi conducteurs, les condensateurs et les inductances.

3.1. Les bornes de l'optimisation

Avant de se lancer dans l'optimisation, la première étape est de définir les domaines de définition des différents paramètres de l'optimisation et la (les) fonction(s) objectif(s). Pour cette étude, les paramètres utilisés, leurs définitions et leurs domaines de validité sont présentés dans le Tableau 3-1.

La définition de ces paramètres fixant les limites de l'optimisation, la volonté d'avoir un système symétrique (chaque Boost possède le même nombre de cellules en entrée) et l'obligation d'avoir des nombres n et m entiers limitent le nombre de cas possibles à ceux définis dans le Tableau 3-2.

Nom du paramètre	Définition	Domaine de validité ou valeur	Explications
N	Nombre de cellules connectées en série à l'entrée de chaque Boost	$1 < n < 144$	De 1 Boost par cellule à 1 seul Boost pour l'ensemble des cellules
M	Nombres de Boost	$1 < m < 144$	
Ntot	Nombre total de cellules dans la structure	$n_{tot} = 144 = n \times m$	Nombre de cellules pour obtenir deux modules de taille actuelle (72 cellules)
F	Fréquence de travail du Boost	$20 \text{ kHz} < F < 200 \text{ kHz}$	Plage de fréquence raisonnable pour le fonctionnement d'un Boost pour cette gamme de puissance
ΔI	Ondulation du courant d'entrée du Boost	$10 \% < \Delta I < 50 \%$	La cellule PV ne doit pas subir un ΔI trop important
L	Valeur de l'inductance du Boost	$10 \mu\text{H} < L < 2\,600 \mu\text{H}$	Directement issue des valeurs de ΔI , F , α , n et V_{cell}
Icell	Valeur du courant délivré par une cellule au point nominal	5 A	Valeur nominale pour les cellules polycristallines de 5 pouces
Vcell	Tension aux bornes d'une cellule au point nominal	0,6 V	Valeur nominale pour les cellules polycristallines
Vstot	Tension de sortie	360 V	Tension nécessaire pour que l'onduleur puisse reconstituer la tension du réseau

alpha	rapport cyclique commun à chaque Boost	0,76	Valeur nécessaire pour avoir un gain en tension permettant d'atteindre 360V
DT	Différence de température entre Tambiant et Tjc	70 °C	Tambiant = 60°C Tjc = 120 °C
di/dt	Pente de la montée en courant lors de la commutation, prend en compte le temps de montée et le temps de recouvrement	200 A/μs	Valeur moyenne déduite des données constructeur
Toff	Temps de descente lors de la commutation	40 ns	Valeur moyenne déduite des données constructeur
Rthjc_diode	Résistance thermique de la diode	2°C/W	Valeur moyenne déduite des données constructeur (prise égale à celle du Mosfet)
Rthjc_mos	Résistance thermique du Mosfet	2°C/W	Valeur moyenne déduite des données constructeur

Tableau 3-1 : Nom, définition et explications des différents paramètre de l'optimisation

m convertisseur	n cellule	Vsboost (V)	Veboost (V)	rapport du boost	α	Is (A)	Ieff condo (A)
1	144	360	86,4	4,17	0,76	1,2	2,14
2	72	180	43,2	4,17	0,76	1,2	2,14
3	48	120	28,8	4,17	0,76	1,2	2,14
4	36	90	21,6	4,17	0,76	1,2	2,14
6	24	60	14,4	4,17	0,76	1,2	2,14
8	18	45	10,8	4,17	0,76	1,2	2,14
9	16	40	9,6	4,17	0,76	1,2	2,14
12	12	30	7,2	4,17	0,76	1,2	2,14
16	9	22,5	5,4	4,17	0,76	1,2	2,14
18	8	20	4,8	4,17	0,76	1,2	2,14
24	6	15	3,6	4,17	0,76	1,2	2,14
36	4	10	2,4	4,17	0,76	1,2	2,14
48	3	7,5	1,8	4,17	0,76	1,2	2,14
72	2	5	1,2	4,17	0,76	1,2	2,14
144	1	2,5	0,6	4,17	0,76	1,2	2,14

Tableau 3-2 : Différents cas possibles en fonction de n et m

Avant de réaliser les modèles et de présenter les résultats, il semble intéressant de présenter le logiciel utilisé et les principales contraintes d'une optimisation déterministe.

3.2.L'outil CADES

Le logiciel que nous avons utilisé pour réaliser ces optimisations est CADES (Component Architecture for Design of Engineering Systems) [DEL07]. Ce logiciel, développé au sein du G2ELab, est dédié à l'optimisation sous contraintes pour l'aide à la conception et au dimensionnement. Ce logiciel et les outils d'optimisation ont donc été abordés sous l'angle de l'utilisateur. La présentation, relativement brève, de ces outils a pour but une compréhension générale de l'outil et nous permet de pointer ses limites. Des précisions supplémentaires pourront

être trouvées dans [NGU08] et [BOM09]. CADES regroupe 4 modules indépendants qui interagissent via un échange de fichiers (cf. Figure 3-4). Ces 4 modules ont chacun une fonctionnalité précise.

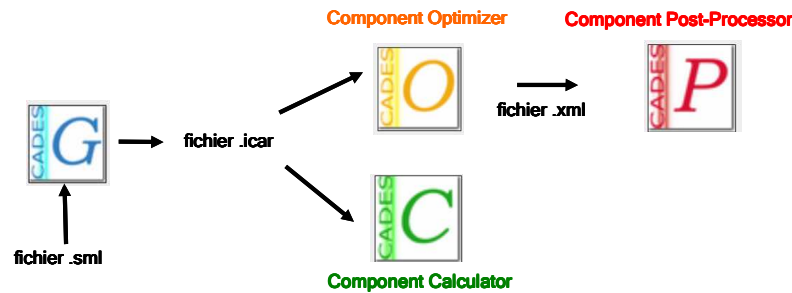


Figure 3-4 : Le logiciel CADES et ses 4 modules [BOM09]

Le « Component Generator » est un éditeur de texte qui permet la saisie du jeu d'équations analytiques décrivant le modèle. Après validation, ce module compile, ordonnance et dérive formellement les équations décrivant le modèle. Ce module édite ensuite un fichier « .icar » qui sera utilisé par les autres modules.

Le « Component Calculator » est un solveur qui utilise le fichier « .icar » pour résoudre le jeu d'équations entré dans le « Component Generator ». Ce module réalise le calcul des matrices de dérivées et permet l'étude de la sensibilité des paramètres sur les résultats.

Le « Component Optimizer » permet de déterminer l'optimum à partir du modèle, d'un algorithme d'optimisation et d'un cahier des charges. Le modèle est celui entré de manière analytique dans « Component Generator ». Le cahier des charges contient les informations permettant de fixer les contraintes apportées aux entrées et aux sorties du système. Les entrées du problème peuvent être contraintes, libres ou fixes. L'utilisateur devra définir quel paramètre de sortie sera la fonction objectif et s'il souhaite sa maximisation ou sa minimisation.

L'utilisateur doit également choisir son algorithme, la précision de calcul et le nombre maximum d'itérations. L'algorithme d'optimisation peut être un algorithme déterministe de type SQP (Sequential Quadratic Programming), un algorithme génétique, ou des approches de Pareto. Dans la suite de l'étude nous allons utiliser un algorithme de type SQP [POW85] car il est plus facile d'utilisation et donne de très bons résultats si le problème ne possède pas d'optimum locaux. Nous vérifierons cette contrainte dans la suite. L'utilisation de cet algorithme nous impose d'avoir un système d'équations représentant le système continue et dérivable. Toutes les entrées et sorties doivent également être continues sur le domaine de définition.

Le « Component PostProcessor » permet d'exploiter les résultats plus facilement à l'aide de courbes et de représentations géométriques. Il est possible d'obtenir un certain nombre d'informations sur le déroulement de l'optimisation (nombre d'itérations, évolution des paramètres...).

Dans la suite, nous allons réaliser deux optimisations à l'aide de ce logiciel, l'une dans le but de minimiser le volume des convertisseurs et une seconde pour minimiser les pertes des convertisseurs.

3.3. Les modèles de pertes

Pour minimiser les pertes dans les convertisseurs, nous avons besoin d'un modèle des pertes valable sur le domaine de définition de l'optimisation qui intègre tous les paramètres

influent. Ces modèles doivent être dérivables et continus pour que l'outil d'optimisation puisse aboutir à une solution.

3.3.1. Les semi-conducteurs

Pour effectuer le modèle des pertes des semi-conducteurs d'un Boost, il a été nécessaire d'étudier la cellule de commutation et d'identifier les paramètres qui influencent ces pertes. De nombreuses études ont déjà été réalisées sur ce sujet visant à la modélisation plus ou moins fine des phénomènes physiques ayant lieu au sein de la cellule de commutation [AKH00] [JEA01] [PER03].

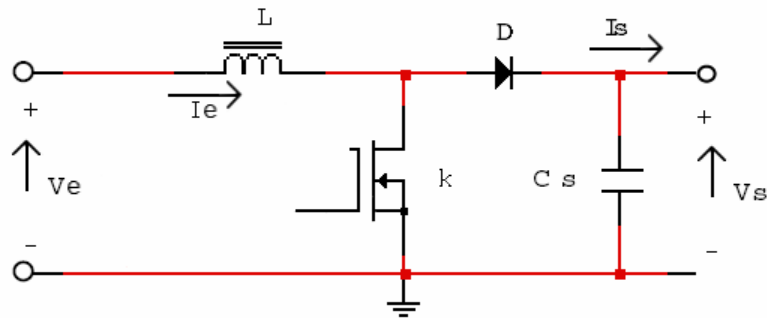


Figure 3-5 : Schéma du Boost

La cellule de commutation du Boost est composée de la diode (D) et du Mosfet (k) comme présenté sur le schéma de la Figure 3-5.

Nous allons présenter ici un modèle de pertes de la cellule de commutation assez simple [DAN06], [LEF04]. Ce modèle sera celui utilisé pour l'ensemble des travaux réalisés dans ce mémoire sur la cellule de commutation Mosfet – diode.

Les pertes dans la cellule de commutation se composent des pertes Mosfet et des pertes diodes

$$Pertes_{SC} = Pertes_{MOS} + Pertes_{DIODE} \quad (Eq. 3.3).$$

Les pertes Mosfets peuvent être divisées entre les pertes en commutation (lors des changements d'états) et les pertes en conduction (régime établi) :

$$Pertes_{MOS} = Pertes_{MOS_conduction} + Pertes_{MOS_commutation} \quad (Eq. 3.4).$$

La même distinction peut être faite pour les pertes au sein de la diode

$$Pertes_{DIODE} = Pertes_{DIODE_conduction} + Pertes_{DIODE_commutation} \quad (Eq. 3.5).$$

a - Les pertes en conduction

Nous allons dans un premier temps nous intéresser aux pertes par conduction dans les semi-conducteurs. Ces pertes sont dépendantes du courant efficace circulant dans le semi-conducteur.

Les pertes dans le Mosfet lorsqu'il est en conduction peuvent être caractérisées par une résistance $R_{ds(on)}$. Les pertes peuvent donc s'exprimer selon $Pertes_{MOS_conduction} = R_{ds(on)} \times I_{eff}^2$ (Eq. 3.6). Les pertes à l'état bloqué de la diode sont négligeables.

Lorsque la diode est en conduction, on peut modéliser ses pertes par une résistance R_D et une force contre électromotrice V_0 . Les pertes peuvent donc se calculer avec :

$Pertes_{DIODE_conduction} = V_0 \times I_{dmoy} + R_D \cdot I_{D_eff}^2$ (Eq. 3.7). Lorsque le Mosfet est ouvert ses pertes en régime de blocage sont négligeables.

b - Les pertes par commutation

Lors de l'ouverture et de la fermeture d'un Mosfet et d'une diode des pertes ont lieu. Ces pertes sont les pertes par commutation.

Pour le Mosfet les pertes par commutation peuvent être divisées en trois parties :

- les pertes à la fermeture : $P_{montée}$
- les pertes à l'ouverture : $P_{descente}$
- les pertes par plateau de Miller lors de la fermeture : P_{Miller}

Les pertes par commutation s'écrivent donc :

$$Pertes_{MOS_commutation} = P_{montée} + P_{descente} + P_{Miller} \quad (\text{Eq. 3.8})$$

Où chaque expression peut être écrite comme ci-dessous :

$$P_{montée} = \frac{1}{2} E (I_{Ton} + I_{RM}) \times (t_{on} + t_{RM}) \times F \quad (\text{Eq. 3.9})$$

$$P_{descente} = \frac{1}{2} I_{Toff} \times t_{off} \times E \times F \quad (\text{Eq. 3.10})$$

$$P_{Miller} = \frac{1}{2} (C_{oss} + C_d) \times E^2 \times F \quad (\text{Eq. 3.11.})$$

La diode provoque elle aussi des pertes lors de la commutation au blocage, ces pertes peuvent s'écrire de la forme suivante :

$$Pertes_{DIODE_commutation} = E \times Q_{rr} \times F \quad (\text{Eq. 3.12})$$

La mise en conduction de la diode se fait toujours sans pertes. En revanche lors de son blocage la diode provoque un courant de recouvrement (cf. Figure 3-6), noté I_{RM} , qui vient augmenter les pertes du Mosfet lors de sa mise en conduction. La capacité C_d de la diode augmente également les pertes par commutation de la diode en participant aux pertes par plateau de Miller.

Ces équations explicitent les pertes au cœur de la cellule de commutation pour des signaux de courant et de tension dont les évolutions simplifiées sont représentées sur la Figure 3-6.

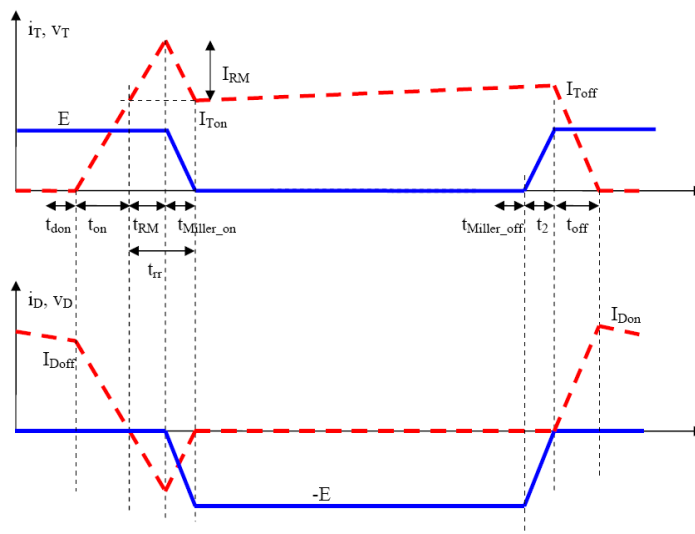


Figure 3-6 : Forme d'ondes simplifiées dans le Mosfet et la diode PIN [DAN06]

L'expression des pertes dans la cellule de commutation étant connue, il est maintenant nécessaire d'identifier la valeur des différents paramètres influant sur ces pertes. Pour les déterminer, nous avons relevé les caractéristiques techniques de tous les Mosfets ayant un calibre en courant entre 5 et 10A et en tension entre 20 et 400V chez ST, Fairchild et IR. D'autre part, nous avons fixé la pente du courant lors de la fermeture du Mosfet à $200\text{A}.\mu\text{s}^{-1}$ correspondant à la valeur moyenne des différents composants étudiés. De même, nous avons fixé le t_{off} à 40ns. L'expression des pertes dans le Mosfet peut être traduite en fonction du di/dt fixé.

c- Détermination des caractéristiques du Mosfet

Pour obtenir des caractéristiques de résistances à l'état passant R_{dson} et de capacités de sortie C_{oss} moyennes pour les Mosfets utilisés, quel que soit le calibre en courant et en tension de ceux-ci, nous avons choisi, dans un premier temps, de normaliser toutes les caractéristiques constructeur des Mosfets pour les ramener à un Mosfet équivalent de calibre en courant de 1A. Ainsi, en multipliant le R_{dson} donné par le calibre en courant du Mosfet on obtient le R_{dson} pour 1A. De même, en divisant le C_{oss} donné par ce même calibre on obtient le C_{oss} pour le Mosfet équivalent. Grâce à cette démarche, nous obtenons des valeurs comparables pour les différents Mosfets des différents constructeurs et nous pouvons ainsi déterminer les relations existantes entre les valeurs de R_{dson} et de C_{oss} en fonction du calibre en tension du Mosfet normalisé à 1A.

Lorsque nous traçons les valeurs de R_{dson} et C_{oss} normalisées en fonction du calibre en tension, nous obtenons les graphiques suivants :

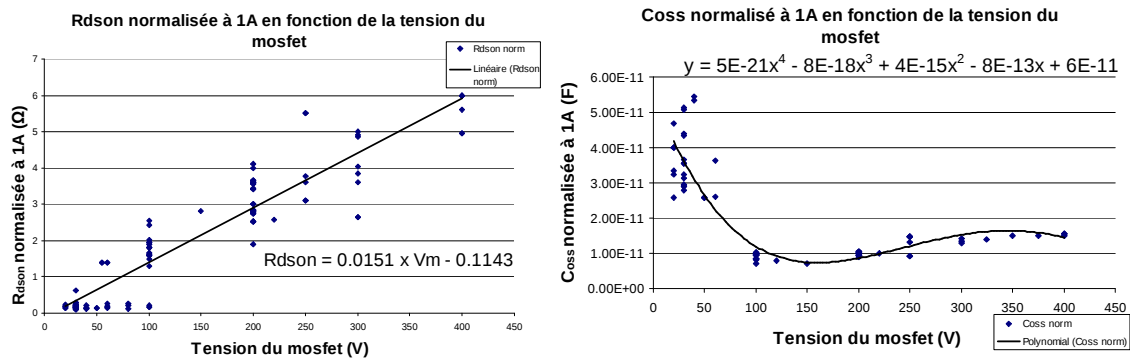


Figure 3-7 : R_{dson} et C_{oss} normalisées en fonction du calibre en tension du Mosfet

Deux technologies de Mosfet sont disponibles. La technologie CMS, disponible pour de faible tension ($< 100\text{V}$), présente une très bonne résistance R_{dson} peu dépendante de la tension et une capacité C_{oss} relativement élevée comparée aux technologies classiques (boîtiers TO). Au-delà de 100V, ce sont principalement des boîtiers TO qui sont présents.

Les équations que nous obtenons nous permettent de connaître l'évolution des valeurs de R_{dson} et C_{oss} en fonction du calibre en tension du Mosfet. Une première approche linéaire de l'évolution de R_{dson} est réalisée ici. C'est l'hypothèse que nous garderons dans la suite. Dans la partie 3.5.4, nous réaliserons une approximation non linéaire qui tiendra mieux compte des composants CMS et nous comparerons les résultats avec ceux obtenus avec une approximation linéaire de R_{dson} . C_{oss} , quant à elle, évolue selon un polynôme de degré 4. R_{dson} va influencer les pertes en conduction alors que C_{oss} participe aux pertes par commutation en retranscrivant les pertes par l'effet Miller [LEF04].

d - Détermination des caractéristiques de la diode

Pour la diode, nous devons déterminer l'évolution de C_d , V_F , Q_{RR} et I_{RM} en fonction du calibre en tension de la diode. Pour déterminer la valeur de C_d la même méthodologie a été utilisée que lors de la détermination de $R_{ds(on)}$ et de C_{oss} du Mosfet. Les caractéristiques relevées ici sont celles des diodes de 5 à 10A et de 0 à 400V des fabricants ST, Fairchild, Vishay et On semiconductors.

La présence de changements technologiques augmente fortement la difficulté d'établir des courbes de tendance représentatives pour les différents paramètres. En effet, pour les diodes on peut noter deux changements. Tout d'abord, en dessous de 100V, on dispose de diodes Schottky qui ne créent pas de courant de recouvrement, alors qu'au dessus de 100V ce sont des diodes PIN sujettes à ce phénomène. Ensuite, le passage de boîtiers CMS à des boîtiers classiques impacte fortement les différents paramètres. Malgré ces difficultés, nous avons réussi à établir des courbes de tendance représentatives.

Nous allons, dans un premier temps, déterminer les paramètres C_d , Q_{RR} et I_{RM} responsables des pertes par commutation.

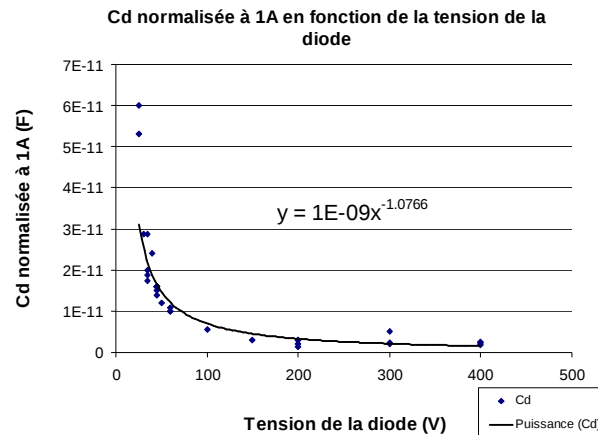


Figure 3-8 : C_d normalisée en fonction du calibre en tension du Mosfet

En utilisant cette méthodologie, nous obtenons l'évolution de C_d en fonction du calibre en tension de forme hyperbolique présentée la Figure 3-8.

Q_{RR} et I_{RM} définissent les pertes dans la diode lors du pic du courant de recouvrement. Ce courant de recouvrement dépend fortement de la pente de courant que voit la diode lors de son ouverture. Les constructeurs donnent en général une courbe de Q_{RR} et I_{RM} en fonction du di/dt . Ces deux valeurs conditionnent donc les pertes par commutation dans la cellule de commutation. Comme vu précédemment, la valeur choisie pour di/dt est de $200A.\mu s^{-1}$. En prenant cette valeur, nous obtenons les dépendances suivantes pour Q_{RR} et I_{RM} en fonction de la tension de la diode :

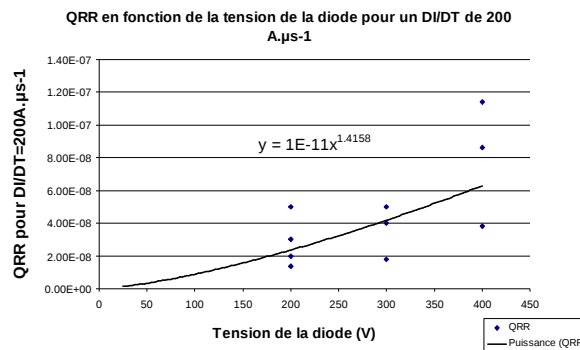


Figure 3-9 : Q_{RR} pour $di/dt = 200A.µs^{-1}$ en fonction du calibre en tension de la diode

Q_{RR} présente une variation exponentielle. Néanmoins, le faible nombre de points disponibles pour réaliser cette caractéristique limite quelque peu cette linéarisation du paramètre car celui-ci n'est pas toujours disponible dans les documentations techniques. Malgré cela, l'évolution de Q_{RR} reste cohérente et l'impact de Q_{RR} sur les pertes reste très faible devant les autres sources de pertes. Nous nous contenterons donc de ce modèle pour notre étude.

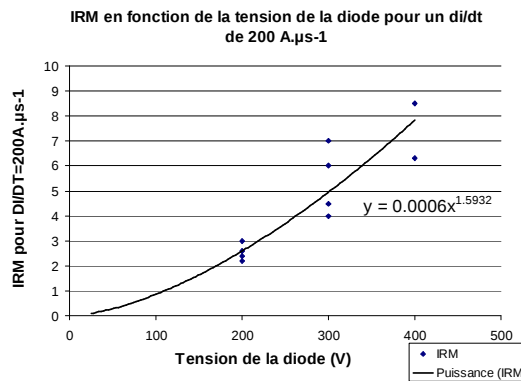


Figure 3-10 : I_{RM} pour $di/dt = 200A.µs^{-1}$ en fonction du calibre en tension de la diode

Les mêmes problèmes se posent pour la définition de I_{RM} . Néanmoins, avec les points à notre disposition, on peut approximer ce paramètre par une courbe proche d'une parabole. Il ne reste plus qu'à définir l'évolution de V_F , paramètre influant sur les pertes en conduction dans la diode. V_F est un coefficient qui dépend du courant moyen dans la diode. Les constructeurs donnent en général une courbe de V_f en fonction du courant moyen traversant la diode. Les points que nous avons relevés sont donc pris pour un courant moyen de 5A, courant fourni par les cellules PV à éclairement nominal.

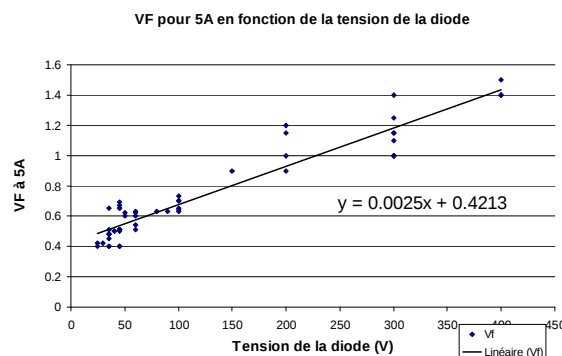


Figure 3-11 : V_F à 5A en fonction du calibre en tension de la diode

On peut constater sur la Figure 3-11 que V_F évolue linéairement en fonction du calibre en courant de la diode. De plus, on ne distingue aucun impact des sauts de technologies sur la variation de ce paramètre.

Nous avons donc pu déterminer l'ensemble des pertes de la cellule de commutation. Nous avons également modélisé l'évolution de tous les paramètres influant sur ces pertes en fonction du calibre en tension des semi conducteurs. Ainsi, les pertes dans les semi conducteurs sont intégralement modélisées par un jeu d'équations qui sera utile pour l'optimisation.

3.3.2. Les inductances

Pour déterminer les pertes dans l'inductance nous avons utilisé un outil développé au sein du laboratoire [LEF04] qui permet de dimensionner dans son intégralité une inductance et ses pertes en fonction du cahier des charges. Cet outil a également l'avantage d'aboutir à un résultat optimisé selon un rapport pertes/volume. Grâce à cet outil nous avons pu déterminer les pertes en fonction de la fréquence, de ΔI et de la valeur de l'inductance. Le modèle des pertes d'une inductance est discuté dans le chapitre IV.

Pour réussir à déterminer un modèle continu nous avons, dans un premier temps, réalisé un dimensionnement de différentes inductances et déterminé leurs pertes. Nous avons ainsi réalisé 96 dimensionnements à l'aide de l'outil selon les critères fixés dans le Tableau 3-3.

Paramètre	Valeurs prises							
Inductance (μH)	10	20	50	100	200	500	1 000	2 000
Fréquence (kHz)	20		50		100		200	
ΔI (%)	10		20		50			

Tableau 3-3 : Tableau des dimensionnement de l'inductance effectué

Ces dimensionnements et les calculs de pertes nous ont permis d'obtenir un tableau de 96 valeurs qui caractérisent l'évolution des pertes en fonction des trois paramètres. L'optimisation nécessitant une fonction dérivable, il est maintenant nécessaire de linéariser ce tableau pour obtenir une équation décrivant l'évolution des pertes selon les 3 paramètres ($\text{pertes} = f(F, L, \Delta I)$).

Pour réaliser cette linéarisation, nous avons utilisé le logiciel FGOT développé au G2Elab. A l'aide de ce tableau, on peut optimiser les coefficients d'un polynôme (premier ou second ordre) pour minimiser l'erreur entre les points du tableau et le polynôme. Etant donné les variations quasi linéaires des paramètres selon une dimension, on admet qu'un polynôme du premier ou du second ordre suffira pour décrire l'évolution des pertes.

Après vérification des résultats et comparaison entre les résultats selon le degré du polynôme la meilleure représentation des pertes est obtenue pour un polynôme du second ordre. L'équation obtenue caractérisant les pertes dans l'inductance selon les paramètres L , F et ΔI est :

$$\begin{aligned}
 \text{Pertes}_L &= f(L, F, \Delta I) \\
 \text{Pertes}_L &= -2,77 \times 10^{-1} + 1040,91 \times L + 3,14 \times 10^{-2} \times \Delta I + 13,48 \times \Delta I \times L \\
 &\quad - 4,25 \times 10^{-4} \times \Delta I^2 + 1,71 \times 10^{-6} \times F + 1,28 \times 10^{-3} \times F \times L - 5,0 \times 10^{-8} \times \Delta I \times L
 \end{aligned}
 \tag{Eq. 3.13}$$

3.3.3. Les condensateurs

En raison du faible impact des pertes dans les condensateurs sur le rendement global de la structure, nous avons choisi de négliger ces pertes. De plus, très peu de constructeurs fournissent les caractéristiques techniques qui permettent de déterminer les pertes.

3.4. Les modèles de volumes

Le modèle des pertes de chaque composant étant obtenu, il faut maintenant déterminer leur modèle de volume pour pouvoir ensuite réaliser une optimisation sur ce paramètre.

3.4.1. Les inductances

L'outil utilisé pour déterminer les pertes dans l'inductance en fonction du point de fonctionnement retourne le type de noyau, le type de fil et le nombre de spires utilisés. Connaissant ces informations et en utilisant les données constructeurs il est possible de retrouver les différentes dimensions de ces composants.

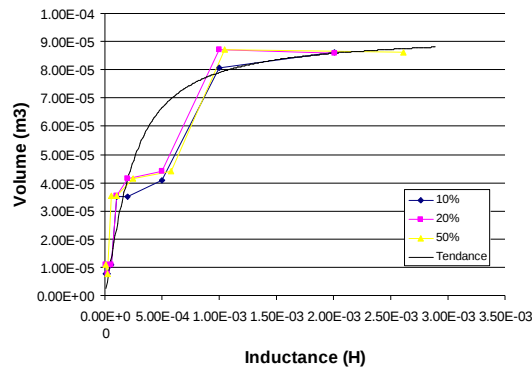


Figure 3-12 : Evolution du volume de l'inductance en fonction de sa valeur

Le volume de l'inductance, contrairement aux pertes, dépend peu de la fréquence et de l'ondulation de courant ΔI . Le volume de l'inductance ne dépend donc, à courant donné, que de la valeur de cette dernière. La variation du volume de l'inductance en fonction de sa valeur en Henry peut être représentée par une fonction arc tangente dont voici l'expression :

$$Vol_L = 5.912 \times 10^{-5} \times \arctan(4.192 \times 10^{-3} \times L) \quad (\text{Eq. 3.14}),$$
 cette courbe de tendance est représentée en noir sur la Figure 3-12.

3.4.2. Les condensateurs

Le volume des condensateurs représentant une part importante du volume total, il doit donc être étudié et modélisé. Le Tableau 3-2 permet de définir la valeur maximale, la valeur minimale, le courant efficace et la tension des condensateurs selon les différentes configurations. Ces valeurs sont rappelées dans le Tableau 3-4.

$C_{\min}$	0,63 μF
$C_{\max}$	912 μF
I_{eff}	2,14 A
V_{condo}	$2,5\text{V} < V_{\text{condo}} < 360\text{V}$

Tableau 3-4 : Valeurs dimensionnantes pour les condensateurs

Malgré les problématiques liées aux condensateurs électrolytiques (problème de durée de vie) nous avons décidé de les étudier car ils permettent de couvrir l'ensemble du spectre de l'étude. Nous avons étudié trois gammes différentes de condensateurs électrolytiques dédiées à l'électronique de puissance.

La valeur la plus contraignante dans notre application est le courant efficace que doivent supporter les condensateurs. En effet, dans toutes les configurations, nous sommes obligés de mettre des condensateurs en parallèle pour diminuer le courant efficace qui les traverse. On aura donc toujours une valeur de capacité supérieure au cahier des charges.

Pour chaque gamme de tension nous calculons le volume de condensateur nécessaire pour obtenir le courant efficace et ensuite nous traçons les points obtenus pour observer la variation du volume des condensateurs en fonction de la tension d'utilisation.

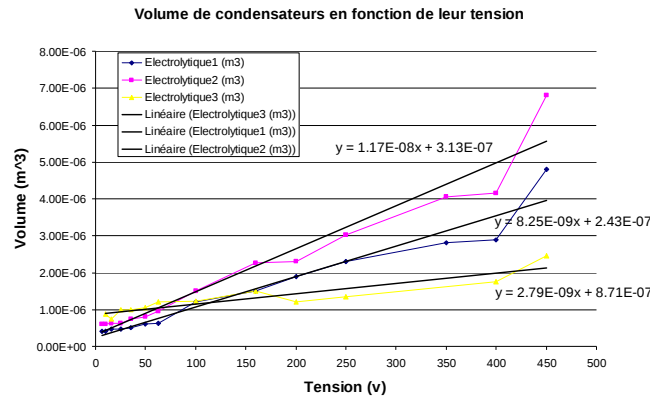


Figure 3-13 : Volume des condensateurs en fonction de la tension

La variation du volume des condensateurs est linéaire en fonction de la tension. La variation de trois différentes gammes de condensateurs électrolytiques sont représentées sur la Figure 3-13. Pour la suite de l'étude nous allons utiliser l'équation suivante :

$Vol_{condo} = 1.17 \times 10^{-8} \times V + 3.13 \times 10^{-7}$ (Eq. 3.15), car elle est la plus contraignante pour l'optimisation.

3.4.3. Le refroidissement

Le volume des semi conducteurs se résume à la taille du boîtier et est négligeable vis à vis du volume des dissipateurs qui sont nécessaires pour leur refroidissement. C'est donc ce dernier qui doit être pris en compte. L'équation qui permet de définir la résistance thermique R_{thrad} nécessaire suivant les pertes du semi conducteur est :

$$R_{thrad} = \frac{\Delta T}{pertes_SC} - R_{thjc} \quad (\text{Eq. 3.16}) \quad \text{Ici, } \Delta T = 60^\circ\text{C et } R_{thjc} = 2^\circ\text{C/W.}$$

Cette équation permet de déterminer le R_{thrad} de la diode ou du Mosfet en fonction de leurs pertes. Il est maintenant nécessaire de trouver une relation entre le R_{thrad} et le volume du radiateur.

Nous avons relevé pour différents radiateurs de type ailettes verticales leur volume en fonction de leur R_{thrad} et nous avons tracé cette fonction. Celle-ci nous permet donc d'exprimer le volume du radiateur par une fonction du R_{thrad} .

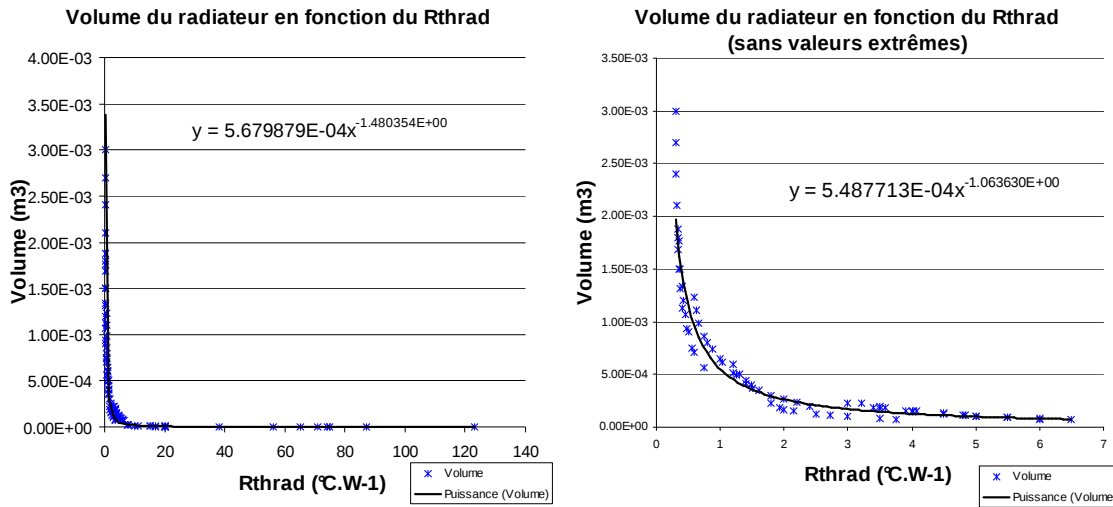


Figure 3-14 : Volume du radiateur en fonction de R_{thrad} – Graphique de droite zoom du coude

Le zoom sur le coude de la courbe de droite permet de valider l'interpolation de la courbe. L'équation représentant le volume du radiateur en fonction des pertes semi conducteurs est donc :

$$Vol_{radiateur} = 5.679879 \times 10^{-4} \times (R_{thrad})^{-1.480354} \quad (\text{Eq. 3.17}).$$

Grâce à cette équation, il est possible de déterminer le volume de radiateur nécessaire pour refroidir une diode ou un Mosfet. Si l'on veut connaître le volume total de radiateur pour refroidir l'ensemble, il suffit de multiplier le volume élémentaire par le nombre d'éléments. La structure comporte ici m Mosfets et m diodes, le volume total peut donc s'écrire :

$$Vol_{radiateur} = m \times (Vol_{radiateur_MOSFET} + Vol_{radiateur_DIODE}) \quad (\text{Eq. 3.18}).$$

3.5. Les résultats

Deux optimisations ont été réalisées, l'une avec comme fonction objectif la minimisation du volume et l'autre avec la maximisation du rendement européen. Ce rendement européen permet de rendre compte du fait qu'une installation PV ne fonctionnera que rarement à son point nominal. Pour cela la répartition solaire est prise en compte. Le rendement européen se rapproche donc d'un rendement énergétique. L'expression du rendement européen est la suivante :

$$\eta_{euro} = 0.03\eta_5 + 0.06\eta_{10} + 0.13\eta_{20} + 0.1\eta_{30} + 0.48\eta_{50} + 0.2\eta_{100} \quad (\text{Eq. 3.19})$$

où η_x est le rendement à $x\%$ de la puissance nominale [MYR03]. La validité de ce rendement est contestée dans certaines publications mais reste l'expression actuellement utilisée. Nous utiliserons donc cette expression dans la suite de l'étude. En [LOU10] une nouvelle expression du rendement européen est proposée.

3.5.1. Maximisation du rendement Européen

La première optimisation a pour fonction objectif la maximisation du rendement européen en laissant le volume comme paramètre libre. Cette optimisation donne comme résultat le point suivant :

Paramètre	valeur
M	2,02
N	71,3
F	31 511 Hz
ΔI	12 %
L	1 700 μH
Volume	408 cm^3
Rendement européen	94,8 %

Tableau 3-5 : Résultat de l'optimisation en maximisant le rendement européen

Dans cette optimisation, tous les paramètres sont des paramètres continus or, m et n sont en réalité des paramètres entiers. Le point obtenu de 2,02 convertisseurs n'est donc pas réaliste. Néanmoins, il se rapproche très fortement de la structure avec 2 convertisseurs. Après vérification, la variation des paramètres entre les deux cas est négligeable.

On peut noter que le rendement est donc maximum pour deux convertisseurs, puis il diminue lorsque le nombre de convertisseurs augmente.

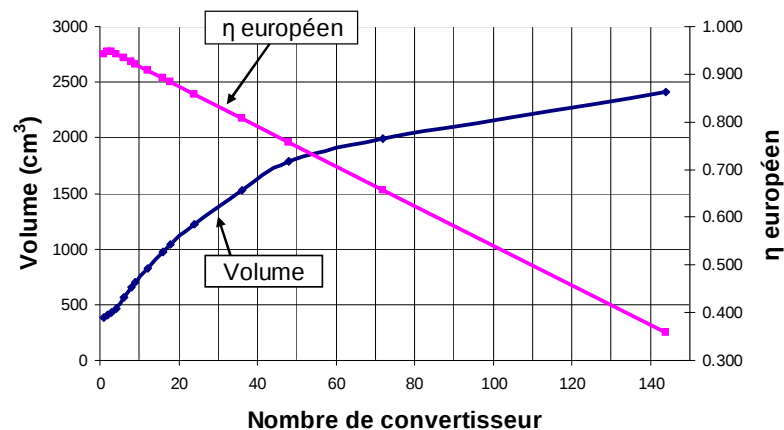


Figure 3-15 : Variation du rendement européen et du volume en fonction du nombre de convertisseurs (optimisation sur le rendement)

Lorsque l'optimisation est effectuée sur le rendement, le volume augmente en fonction du nombre de convertisseurs. Néanmoins il faut noter que lorsque le nombre de convertisseurs reste inférieur à 10 on conserve un volume et rendement correct. ($\eta > 92\%$ et volume $< 720 \text{ cm}^3$). Le rendement diminue de 2 points et le volume augmente de 312 cm^3 .

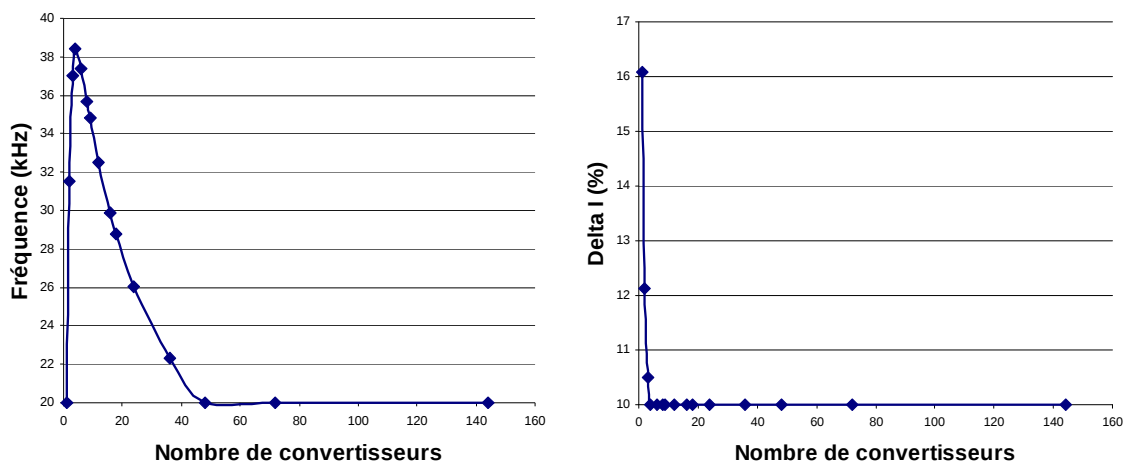


Figure 3-16 : Variation de la fréquence et de ΔI en fonction du nombre de convertisseurs (optimisation sur le rendement)

La fréquence évolue entre 20 kHz (limite basse, pour limiter les nuisances sonores) et près de 40 kHz. Les pertes dans les inductances ont tendance à faire tendre vers une fréquence élevée alors que les pertes dans les semi-conducteurs ont tendance à limiter la fréquence. Selon le nombre de convertisseurs le point d'équilibre est déplacé.

L'optimisation sur le rendement européen tend donc vers une structure comptant deux convertisseurs ayant chacun 72 cellules PV en entrée et fonctionnant à 30 kHz et à un ΔI de 12%. Cette optimisation montre aussi que si l'on veut conserver un rendement convenable, la structure ne doit pas compter plus de 10 convertisseurs.

3.5.2. Minimisation du volume

La seconde optimisation réalisée a comme fonction objectif la minimisation du volume total en laissant le rendement comme paramètre libre. Cette optimisation donne le point suivant comme optimum :

Paramètre	Valeur
m	9,63
n	14,96
F	122 302 Hz
ΔI	50 %
L	223 μH
Volume	235 cm^3
Rendement européen	87,1 %

Tableau 3-6 : Résultat de l'optimisation en minimisant le volume

Lorsque nous minimisons le volume, on trouve une solution optimale proche de 10 convertisseurs. La fréquence et le ΔI sont beaucoup plus importants par rapport à la structure optimisant le rendement européen. Le volume minimum obtenu est de 235 cm^3 soit deux fois moins que pour la structure optimisant le rendement. Cette diminution du volume se fait donc au dépend du rendement qui chute à 87,1 %.

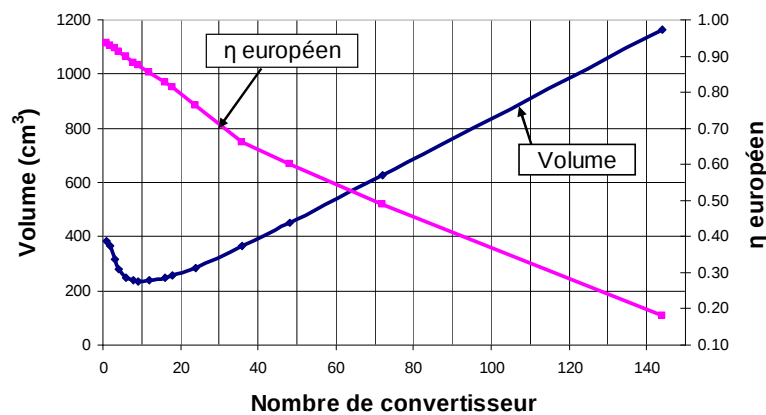


Figure 3-17 : Variation du volume et du rendement européen en fonction du nombre de convertisseurs (optimisation sur le volume)

La courbe représentant l'évolution du volume en fonction du nombre de convertisseurs montre clairement la présence d'un minimum aux alentours de 10 convertisseurs avant de fortement augmenter lorsque le nombre de convertisseurs dépasse 20. Le rendement maximum obtenu est de 94% pour un convertisseur et diminue lorsque le nombre de convertisseurs augmente.

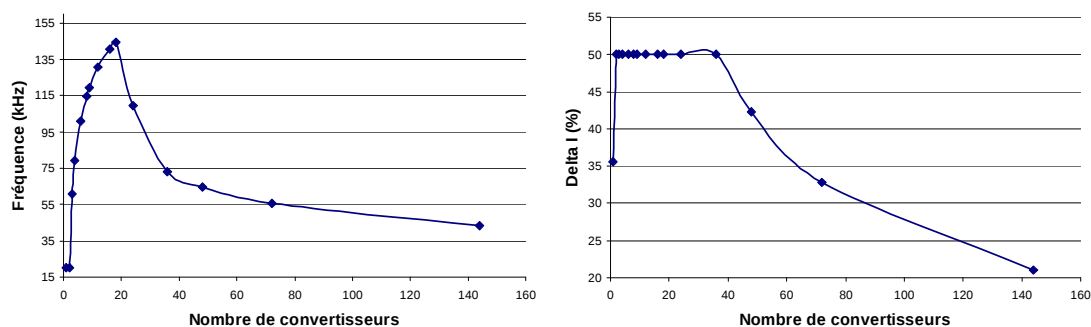


Figure 3-18 : Variation de ΔI et de la fréquence en fonction du nombre de convertisseurs (optimisation sur le volume)

ΔI a tendance à tendre vers des valeurs élevées, mais elle doit être maintenue inférieure à 50% (contrainte) pour ne pas pénaliser le fonctionnement des cellules PV. La fréquence est plus élevée pour diminuer la taille des éléments magnétiques (inductance).

Cette optimisation sur le volume montre également que le nombre de convertisseurs doit être inférieur à 20 si l'on veut conserver un volume raisonnable pour l'ensemble des convertisseurs.

Ces optimisations ont montré qu'une discrétisation trop élevée du nombre des convertisseurs n'est pas viable. Les pertes et le volume seraient trop élevés. L'optimum vis-à-vis du rendement se situe à deux convertisseurs alors qu'il est de 10 convertisseurs en considérant le volume. D'autres part, il a aussi été montré qu'en conservant un nombre de convertisseurs inférieur à 10 le rendement et le volume restent proches des valeurs optimales.

3.5.3. Vérification des résultats

Pour vérifier que les résultats obtenus par l'optimisation sont cohérents avec un dimensionnement réel et pour contrôler l'exactitude de nos modèles, nous avons comparé les

résultats trouvés par l'optimisation et les résultats donnés par un dimensionnement avec les caractéristiques réelles des composants. Ceci a été fait pour deux structures différentes : un cas où la structure possède un seul convertisseur et un autre où elle possède 8 convertisseurs. Les résultats pour les deux structures et pour des deux méthodes sont présentés ci-dessous.

	1 convertisseur (F = 20 kHz, $\Delta I = 50\%$ et L = 1 313 μH)		8 convertisseurs (F =37 kHz, $\Delta I = 17\%$ et L = 252 μH)	
	Valeurs issues du calcul	Valeurs issues de l'optimisation	Valeurs issues du calcul	Valeurs issues de l'optimisation
Pertes Mosfet	21 W	23,1 W	38,8 W	38,1 W
Pertes diode	1,81 W	2,1 W	4,8 W	5,15 W
Pertes inductance	3,45 W	2,5 W	3,3 W	4,02 W
Pertes totales	26,2 W	27,7 W	46.9 W	47,2 W

Tableau 3-7 : Comparaison des calculs de pertes entre l'optimisation et le dimensionnement manuel

Les résultats trouvés par les deux méthodes sont très proches, la différence est inférieure à 5%. On peut donc considérer que nos modèles sont cohérents et suffisamment précis pour une première approche d'optimisation.

3.5.4. Influence des paramètres

Une étude de l'influence de la modélisation des paramètres et du cahier des charges a mis en avant trois remarques sur la validité des résultats. La première est que le paramètre R_{dson} est un paramètre très influant sur les résultats. La modélisation de ce paramètre peut fortement influencer les résultats. La seconde remarque est que le cahier des charges est quant à lui peu influant sur le résultat. La troisième constatation est que tous les autres paramètres sont robustes vis-à-vis de la modélisation.

a - Optimisation utilisant une modélisation non linéaire de R_{dson}

Pour mettre en avant la sensibilité des résultats à la modélisation de R_{dson} nous avons réalisé d'autres optimisations avec une modélisation non linéaire de R_{dson} . La modélisation de R_{dson} est présentée sur la Figure 3-19 et les résultats des optimisations dans le Tableau 3-8.

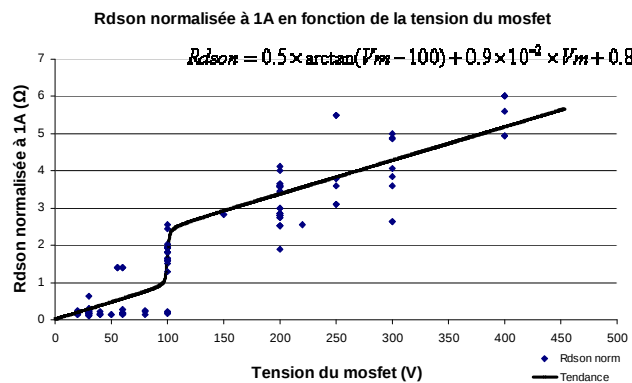


Figure 3-19 : Modélisation non linéaire de R_{dson} en fonction du calibre en tension du Mosfet

Cette modélisation non linéaire va favoriser les solutions ayant une tension imposée aux Mosfets plus faibles. Elle va donc normalement diriger l'optimum faire des structures ayant un nombre plus important de convertisseurs.

	m	n	Volume (cm ³)	rendement européen	F	Delta I (%)
Optimisation du volume						
Version 144 linéaire	9,63	14,96	235	0,871	122,3 kHz	50
Version 144 arctan	14,84	9,70	90	0,918	176,9 kHz	50
Optimisation du rendement européen						
Version 144 linéaire	2,02	71,34	408	0,948	31,5 kHz	12,17
Version 144 arctan	4,13	34,86	357	0,960	37,0 kHz	11,76

Tableau 3-8 : Comparaison des résultats d'optimisation en fonction de la modélisation de R_{dson} pour 144 cellules PV

La nouvelle prise en compte de R_{dson} (Version 144 arctan et 288 arctan) modifie légèrement les résultats par rapport aux optimisations réalisées avec le modèle linéaire de R_{dson} (Version 144 linéaire et 288 linéaire). Plusieurs remarques peuvent être faites sur ces résultats.

La première remarque est que la nouvelle modélisation de R_{dson} favorise des topologies ayant plus de convertisseurs. En effet lors de l'optimisation du rendement le nombre de convertisseur passe de 2 (version linéaire) à environ 4 (version arctan). Lors de l'optimisation du volume m passe d'environ 10 pour les versions linéaires à environ 13 pour les versions arctan.

Avec l'approximation linéaire, les valeurs de R_{dson} sont plus petites pour des Mosfets de faible tension, les pertes sont donc plus faibles. Les convertisseurs ont donc un meilleur rendement. De plus la diminution des pertes influence directement la taille des radiateurs. En effet moins de pertes entraînent moins de chaleur à évacuer et donc un volume plus faible.

R_{dson} est un paramètre ayant une grande influence sur les performances des convertisseurs et donc sur la solution optimale. Pour la suite de l'étude nous avons décidé de conserver une approximation linéaire de R_{dson} . Il faudra néanmoins bien garder à l'esprit la dépendance des résultats de l'optimisation à la modélisation de ce paramètre.

b - Modification du nombre total de cellules PV

Une autre série d'optimisation a été réalisée pour étudier l'influence du nombre total de cellules PV sur les résultats d'optimisation. En effet, on peut légitimement se poser la question de la dépendance de la solution optimale au nombre de cellules PV composant le système. Le nombre de cellules PV a été multiplié par 2 pour atteindre 288 cellules. Dans cette configuration au point nominal les convertisseurs doivent assurer un gain de tension de 2,09.

	m	n	Volume (m ³)	rendement européen	F	Delta I (%)
Optimisation du volume						
Version 288 linéaire	9,26	31,11	183	0,943	164 kHz	50
Version 288 arctan	13,19	21,84	104	0,956	200 kHz	5
Optimisation du rendement européen						
Version 288 linéaire	1,76	163,33	268	0,973	21,6 kHz	10
Version 288 arctan	3,90	73,79	374	0,975	20,8 kHz	10

Tableau 3-9 : Comparaison des résultats d'optimisation en fonction de la modélisation de R_{dson} pour 288 cellules PV

Les résultats présentés dans le Tableau 3-9 montrent que l'optimum ne dépend que très légèrement du nombre de cellules à l'entrée. En effet les résultats entre les version 144 (cf. Tableau 3-8) et 288 (cf. Tableau 3-9) pour les deux optimisations présentent des résultats similaires. Le nombre de convertisseurs restent quasiment identiques et le nombre de cellules à l'entrée des

convertisseurs est lui multiplié par 2. Ceci peut être expliqué par le fait que tous les modèles des composants étudiés ne sont dépendants que de la tension de sortie des convertisseurs. L'optimisation détermine donc la tension de sortie optimale des convertisseurs. On retrouve donc pour les cas testés un nombre de convertisseurs similaires pour les structures optimales aussi bien au niveau rendement qu'au niveau volume. Le nombre de cellules PV total n'a pas d'importance ; c'est la tension de sortie du convertisseur qui est l'élément déterminant pour la détermination de la topologie optimale. Dans la suite de l'étude nous garderons un nombre total de cellules PV de 144.

4. Intégration de l'ombrage

L'optimisation effectuée a été réalisée pour un éclairage constant. L'effet de l'ombrage n'a donc pas été pris en compte. Nous allons dans cette partie comparer l'impact de l'ombrage sur différentes structures. Puis nous essaierons de modéliser un ombrage typique et nous étudierons les conséquences sur le productible.

4.1. Etude comparative

4.1.1. Comparaison de l'impact de l'ombrage sur deux topologies

Nous allons dans cette partie comparer le comportement de deux structures optimisées à différents types d'ombrages. Les deux structures comparées seront celles ne possédant qu'un seul convertisseur et celle comptant 8 convertisseurs (cf. Figure 3-20). Ces deux structures sont présentées ci-dessous.

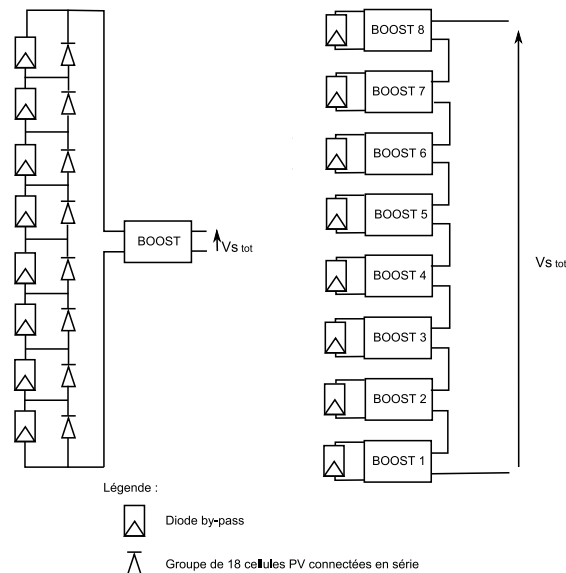


Figure 3-20 : Schéma unifilaire des deux structures comparées

A gauche, la structure ne comporte qu'un seul convertisseur. Les 144 cellules PV sont toutes mises en série à l'entrée du convertisseur. Pour protéger les cellules PV de la destruction, des diodes by-pass sont rajoutées en antiparallèle toutes les 18 cellules. A droite, chaque convertisseur possède 18 cellules PV connectées en série à son entrée. On peut donc s'affranchir des diodes by-pass. Les sorties des convertisseurs sont ensuite connectées en série. Les deux structures ont le même nombre de cellules PV donc la même puissance installée.

L'ombrage que nous avons simulé est un ombrage diffus. Lorsqu'une cellule est dite ombrée son courant est divisé par deux, il est donc de 2,5A. Les cellules ombrées se situent sur des blocs de 18 cellules différents. Dans la structure avec un seul convertisseur, lorsqu'une cellule est ombrée, le bloc de 18 dans lequel elle se situe est court-circuité par la diode by-pass et la puissance de ces 18 cellules est perdue. En revanche, dans le cas où chaque bloc de 18 cellules est connecté à un convertisseur toute la puissance ne sera pas perdue car le Boost va modifier son point de fonctionnement pour faire fonctionner l'ensemble des 18 cellules au courant de la cellule la plus faible et ainsi récupérer quand même de l'énergie (cf. Annexe F). La puissance récupérée en sortie du (des) convertisseur(s) en fonction du nombre de cellules ombrées est présentée ci-dessous.

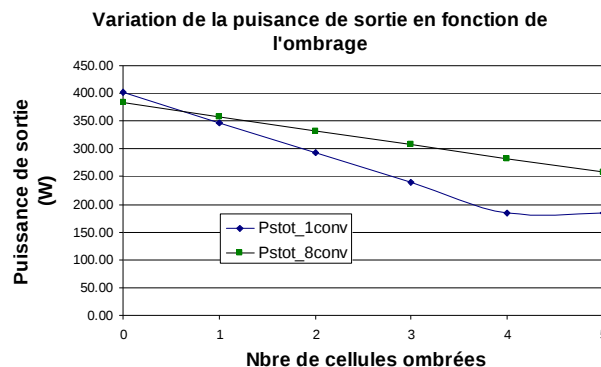


Figure 3-21 : Evolution de la puissance de sortie des deux structures en fonction de l'ombrage

La structure avec un seul convertisseur présente une meilleure puissance de sortie lorsqu'il n'y a pas d'ombrage (éclairage homogène). En revanche, dès qu'un ombrage apparaît la solution avec 8 convertisseurs devient meilleure. Ce gain de productivité est accru lorsque le nombre de cellules ombrées augmente. La structure possédant 8 convertisseurs est donc beaucoup moins sensible aux ombrages que celle n'ayant qu'un seul convertisseur. Lorsque 4 cellules sont ombrées, soit moins de 3% des cellules, la puissance en sortie de la structure possédant 8 convertisseurs est de 282 W alors que la solution à 1 convertisseur délivre une puissance de 185W. La puissance en sortie augmente donc de plus de 50%. A noter qu'à partir de 4 cellules ombrées le MPPT va faire fonctionner l'ensemble des cellules de la structure à 1 convertisseur au courant le plus faible des cellules PV. Les diodes by-pass ne seront donc plus passantes.

Cette étude se borne à la comparaison entre une structure à 1 convertisseur à celle possédant 8 convertisseurs. Dans l'étude suivante nous allons comparer la puissance de sortie disponible pour des structures possédant de 1 à 144 convertisseurs.

4.1.2. Comparaison de l'impact de 8 cellules PV ombrées

La seconde étude sur l'impact de l'ombrage que nous avons réalisée est l'analyse de la puissance de sortie disponible avec huit cellules ombrées. Ces huit cellules peuvent avoir un impact différent selon leur disposition sur le module. Pour prendre en compte ces différences nous avons simulé les deux cas extrêmes, le cas où l'impact de l'ombrage est maximisé et celui où il est minimisé. En effet, ces huit cellules peuvent être toutes situées sur le même groupe de 18 ; dans ce cas, seul ce groupe est touché par l'ombrage. Ce cas est par la suite appelé « groupées » et correspond à l'impact minimum possible. Le second cas pris en compte ici correspond à huit cellules réparties sur huit groupes différents. Dans ce cas l'ombrage a un impact maximum sur la puissance de sortie. Dans la suite de l'étude ce cas sera dénommé « dispatchées ».

L'ombrage simulé ici est un ombrage à 50%. Les cellules ombrées sont donc encore capables de fournir 50 % du courant nominal.

Les résultats présentés ci-dessous sont issus de simulations effectuées à l'aide de la modélisation de la structure décrite dans la partie 3. Les valeurs des différentes variables d'entrée (Fréquence, ΔI , inductance...) utilisées sont celles obtenues lors de l'optimisation de la structure que nous avons effectuée sous CADES.

Les résultats ci-dessous présentent donc la puissance de sortie disponible en fonction du nombre de convertisseurs avec 8 cellules ombrées à 50 %. La courbe bleue représente le cas où les cellules ombrées sont groupées, on minimise l'impact de l'ombrage et la courbe rose représente le cas où les cellules ombrées sont dispatchées, on maximise l'impact de l'ombrage.

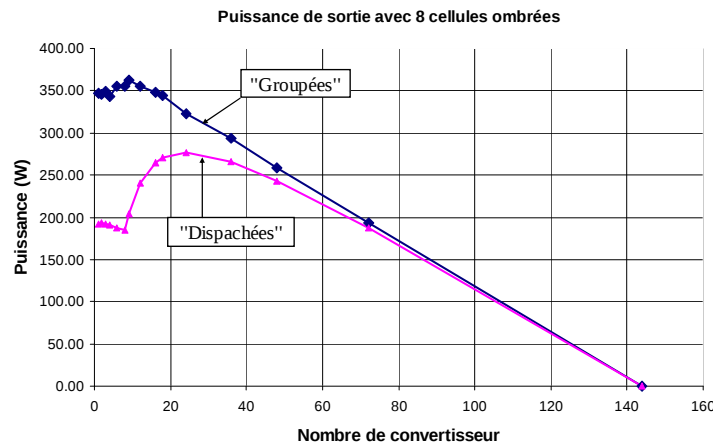


Figure 3-22 : Puissance de sortie avec 8 cellules ombrées pour différentes structures

L'observation de la puissance de sortie disponible lorsque 8 cellules sont ombrées montre clairement qu'il n'est pas intéressant d'augmenter fortement le nombre de convertisseurs. En effet l'augmentation du nombre de convertisseurs, donc l'augmentation des pertes dans ceux-ci n'est pas compensée par l'augmentation de la puissance disponible à l'entrée (chaque cellule fonctionnant à son MPPT). On peut noter que pour 144 convertisseurs la puissance de sortie est nulle, ceci est dû à la diode du Boost qui provoque une chute de tension quasiment égale à la tension de la cellule PV. Dans cette configuration la structure n'est pas capable de produire d'énergie. L'observation des résultats montre en revanche qu'il est intéressant de disposer d'un nombre de convertisseurs compris entre 1 et 20, en effet c'est là que la puissance de sortie se situe dans une tranche élevée. On peut noter que cette observation est dépendante du nombre de cellules ombrées et de l'opacité de l'ombre appliquée à ces cellules. On peut également noter que la façon de disposer les cellules ombrées sur le module peut faire fortement varier la puissance de sortie, du simple ou double. Cela s'explique par le nombre plus ou moins important de diodes by-pass impactées par les cellules ombrées. Plus on groupe les cellules, plus on limite l'impact de l'ombrage et inversement si on dispatche les cellules ombrées.

Nous avons réalisé la comparaison de deux structures avec un ombrage non défini et la comparaison de toutes les structures avec un ombrage défini. Ces deux comparaisons montrent la difficulté d'intégrer les effets de l'ombrage mais permettent certaines conclusions décrites ci-dessus.

Dans le paragraphe suivant nous nous proposons de créer un programme Matlab pour comparer l'impact de différents ombrages (en nombre de cellules ombrées et en opacité) sur toutes

les structures possibles (de 1 à 8 convertisseurs). Nous nous limiterons à 8 convertisseurs car au delà les pertes dans les convertisseurs lors des périodes sans ombrage sont trop importantes et rendent ces solutions non viables.

4.2. Etude complète de l'ombrage

Devant la dépendance des résultats précédents au nombre de cellules ombrées, à leur disposition sur le module, au nombre de convertisseurs et à la puissance du soleil nous avons décidé de réaliser un programme Matlab capable de calculer la puissance de sortie et l'énergie produite sur une journée ou une année.

4.2.1. Le programme Matlab

Le programme doit être capable de calculer la puissance instantanée et l'énergie produite sur une journée en fonction des données solaires de Grenoble et des ombrages éventuels. La situation qu'est capable de définir ce programme est l'ombrage d'une cheminée sur des modules PV posés sur un toit. Le programme prend en compte un point par heure, il calcule donc 24 points par journée. On suppose que la structure est capable de se mettre en veille lorsque l'irradiation solaire est nulle (nuit) et qu'elle ne consomme donc pas de puissance lorsqu'il n'y a pas de soleil.

a - Les entrées du programme

Les entrées du programme peuvent être regroupées sous quatre thèmes :

b - Les données du site

Il faut définir la pente du toit, la position des modules sur le toit, la taille des modules et leur courant nominal à 1000W/m^2 . En revanche ces modules possèdent forcément 144 cellules.

c - L'ombrage

L'ombrage pris en compte dans ce programme peut être de deux sortes :

- Soit on définit heure par heure le nombre de cellules ombrées, le programme prend en compte ce vecteur pour calculer les puissances de sortie.
- Soit on définit la hauteur et l'épaisseur de l'objet créant une ombre (type : cheminée). Cet objet est positionné à l'origine du repère utilisé. Le programme calcule à chaque pas horaire le nombre de cellules ombrées en fonction de la position du soleil, de la position des modules et de la taille de l'obstacle.

L'opacité de l'ombre peut être définie. Elle peut varier de 0 (pas d'ombre) à 1 (ombre totale).

d - Les données solaires

Les trois données solaires à définir pour chaque pas horaire sont : l'altitude, l'azimut et l'irradiation.

L'altitude du soleil est l'angle que le soleil fait avec l'horizon. L'azimut correspond à la position du soleil, -90° pour l'ouest, 0° pour le sud et 90° pour l'est. L'irradiation représente la puissance solaire moyenne (en W/m^2). Ces trois données doivent être fournies toutes les heures. Il y a donc 24 pas horaires sur une journée. Le premier pas horaire est 0h00-0h59, le second est 1h00-1h59 et ainsi de suite. L'altitude et l'azimut du soleil sont les angles définis au début du pas de temps. L'irradiation définie ici est la moyenne de l'irradiation solaire sur le pas de temps.

e - Les convertisseurs

Il nous faut définir le nombre de convertisseurs sachant que ce nombre peut prendre les valeurs 2, 3, 4, 6 et 8. Lorsque l'on définit le nombre de convertisseurs, le programme initialise les paramètres du Boost (fréquence, ΔI et inductance) selon les valeurs obtenues lors de l'optimisation et selon le rendement européen. Il faut noter que lorsque la structure possède 3 ou 6 Boosts en série, les diodes by-pass sont placées toutes les 12 cellules et non toutes les 18 cellules comme c'est le cas dans les autres structures.

f - Les sorties du programme

Le programme Matlab fournit de façon graphique et sous forme de tableau la puissance du soleil, le nombre de cellules ombrées, la puissance de sortie maximum et minimum de la solution classique et de la solution Boost. Le programme donne également l'énergie produite au cours de la journée pour tous les scénarios.

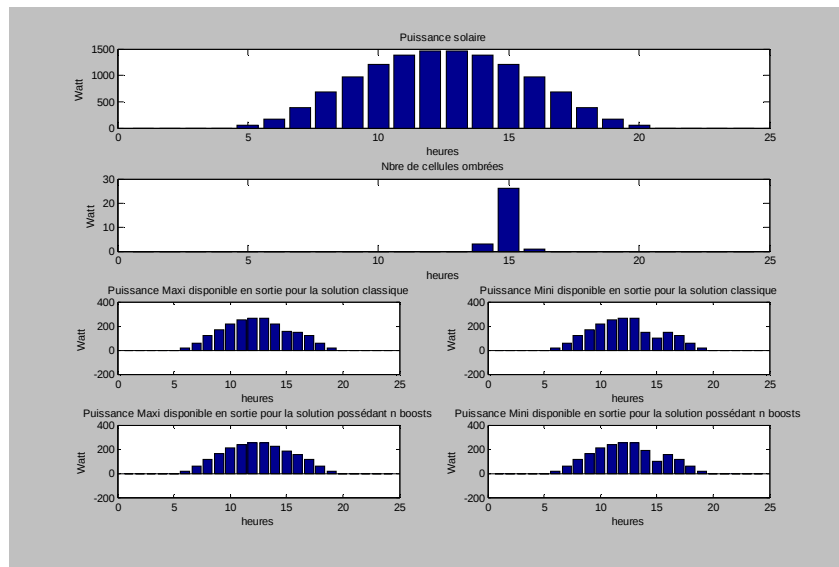


Figure 3-23 : Représentation graphique des sorties du programme Matlab

Les résultats ci-dessus sont obtenus pour une journée du mois de juin avec une cheminée située au sud-ouest des modules PV. La Figure 3-24 n'est pas une représentation exacte de la situation étudiée, les longueurs et les angles ne sont pas respectés.

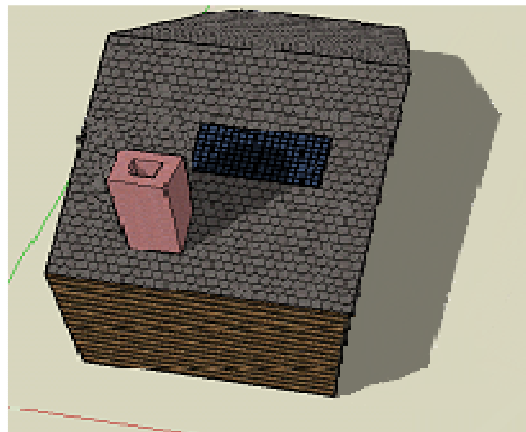


Figure 3-24 : Visualisation graphique de l'ombrage étudié

Le 1^{er} graphique en partant du haut représente la puissance solaire en Watt disponible heure par heure. Le second graphique représente le nombre de cellules ombrées par pas horaire. Dans le cas présenté ici des cellules sont ombrées entre 14 et 16 heures. Les graphiques de la troisième ligne représentent la puissance de sortie disponible pour la solution classique, à gauche lorsque les cellules ombrées sont groupées et, à droite, lorsque les cellules ombrées sont dispatchées. Par solution classique, nous entendons la solution utilisée majoritairement actuellement : la mise en série des 144 cellules PV sur l'entrée d'un unique convertisseur avec une diode by-pass de protection toutes les 18 cellules PV. La quatrième et dernière ligne de graphiques représente la puissance de sortie pour la solution possédant les m Boosts. Celui de gauche lorsque les cellules ombrées sont groupées et celui de droite lorsque les cellules ombrées sont dispatchées.

Le programme Matlab réalisé étant maintenant défini, nous allons l'utiliser pour effectuer des simulations et des comparaisons entre les différentes structures et différents scénarios d'ombrage.

4.2.2. Comparaison de l'énergie produite au cours d'une journée

Nous avons décidé d'étudier l'impact d'un nombre de cellules ombrées toute au long de la journée sur l'énergie produite pour une journée du mois de juin et du mois de décembre. Les cellules ombrées produisent de fois moins que les cellules ensoleillées. Cette étude compare la solution classique avec les solutions comptant entre 2 et 8 convertisseurs en série. Nous calculons l'énergie produite au cours du mois (les données solaires utilisées sont celles du 15^{ème} jour du mois) en fonction du nombre de cellules ombrées.

a - Une journée du mois de juin

Comme dans le paragraphe précédent, nous allons soit grouper, soit dispatcher les cellules ombrées pour minimiser et maximiser l'impact de l'ombre sur le productible. Les données solaires utilisées ici sont les données pour la ville de Grenoble au cours de la 15^{ème} journée du mois de juin.

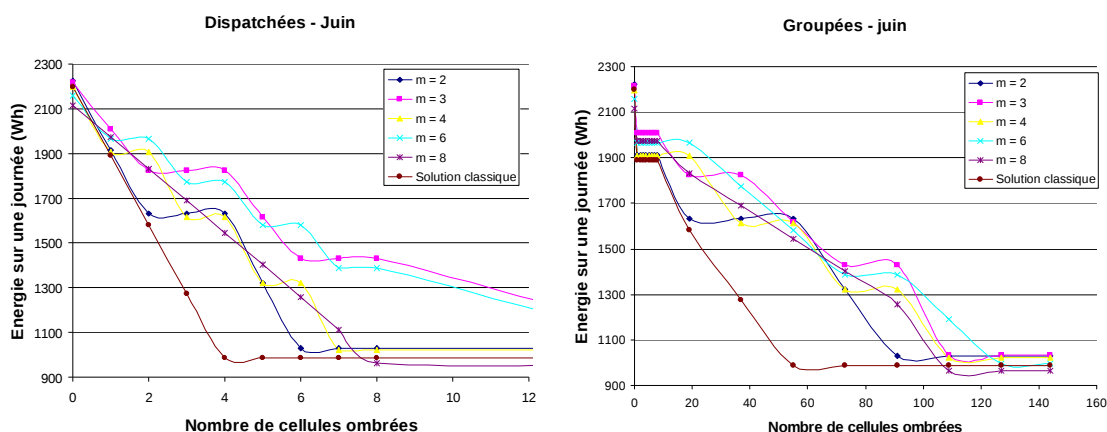


Figure 3-25 : Energie produite au cours d'une journée du mois de juin

Lorsque les cellules ombrées sont dispatchées, 8 cellules suffisent à complètement ombrer les modules PV. Les solutions avec Boosts sont plus performantes que la solution classique pour entre 3 et 6 cellules ombrées. Dans tous les autres cas, la solution classique et les solutions avec Boosts produisent une quantité d'énergie quasi identique sur la journée, la solution avec 2 Boosts

reste cependant la plus performante. Les structures avec 3 et 6 convertisseurs sont les deux structures les plus performantes entre 2 et 11 cellules ombrées. Ce gain de performance est dû au fait que les diodes by-pass sont placées toutes les 12 cellules au lieu des 18 pour les autres structures. Cette différence rend ces structures plus performantes en cas d'ombrage. Ce gain est maximum pour 4 cellules ombrées, il est de 837 Wh par rapport à la solution classique.

Lorsque l'on groupe les cellules ombrées sur un nombre minimum de diodes by-pass (et / ou convertisseurs) on observe des courbes similaires. Là encore les structures possédant plusieurs Boosts sont plus performantes lorsque l'ombrage est non homogène sur le champ PV. Lorsque l'ombrage est faible ou important la structure la plus performante est celle possédant 2 Boosts, puis viennent la solution classique et les autres structures (3, 4, 6 puis 8).

b - Une journée du mois de décembre

La même étude a été effectuée au mois de décembre pour estimer l'impact du changement d'irradiation solaire sur les résultats. En effet, au mois de décembre, l'irradiation solaire est 2 fois plus faible et les heures ensoleillées moins nombreuses (10h en décembre contre 15h en juin).

Les résultats obtenus pour le mois de décembre sont fortement similaires à ceux du mois de juin. On peut néanmoins noter que l'énergie produite en décembre est près de 3 fois plus faible que celle produite en juin. De ce fait, les convertisseurs vont fonctionner à une puissance plus faible donc plus éloignée de leur point de fonctionnement optimal (proche de la puissance nominale). Leur rendement va donc diminuer.

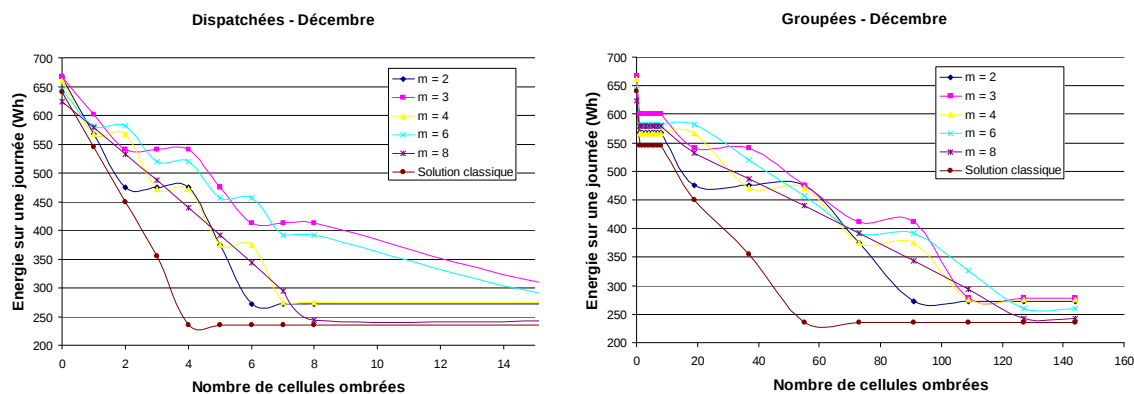


Figure 3-26 : Energie produite au cours d'une journée du mois de décembre

Les mêmes remarques peuvent être faites lorsque les cellules ombrées sont groupées. Dans ce cas, l'énergie produite par les structures avec les Boosts est toujours supérieure à l'énergie produite par la solution classique. L'écart entre la solution classique et les autres structures s'amenuise lorsque le nombre de cellules ombrées est faible et lorsqu'il est élevé (cf. Figure 3-26). En revanche en cas d'ombrage non homogène les structures avec Boosts sont nettement plus performantes.

c - Conclusion

Les structures avec Boosts en série présentent une meilleure énergie produite que la solution classique au cours d'une journée dans quasiment toutes les situations. La structure avec 2 Boosts est la plus performante en absence d'ombrage et lors d'un ombrage important.

Les comparaisons entre les différentes structures avec Boosts montrent que les meilleures solutions lors d'ombrages non homogène sont les structures possédant 3 ou 6 convertisseurs. Cet avantage est dû au nombre plus élevé de diodes by-pass qu'elles possèdent : 12 groupes de 12 cellules contre 8 groupes de 18 cellules pour les autres structures.

4.2.3. Etude d'un ombrage typique sur une année

Dans la partie précédente, nous avons considéré un ombrage constitué d'un nombre de cellules constant au cours de la journée. Pour se rapprocher d'un cas réel nous allons dans cette partie étudier l'impact d'un ombrage typique sur l'énergie produite au cours d'une année.

L'ombrage choisi ici est l'ombre produite par une cheminée se situant au sud-ouest des modules (cf. Figure 3-24).

Le programme Matlab est capable de calculer la surface d'ombre que crée cette cheminée sur les modules PV. Cette surface définit le nombre de cellules impactées par l'ombrage. Une cellule ombrée ne peut pas fournir plus de 20 % de la puissance d'une cellule ensoleillée. Cette valeur est paramétrable au sein du programme.

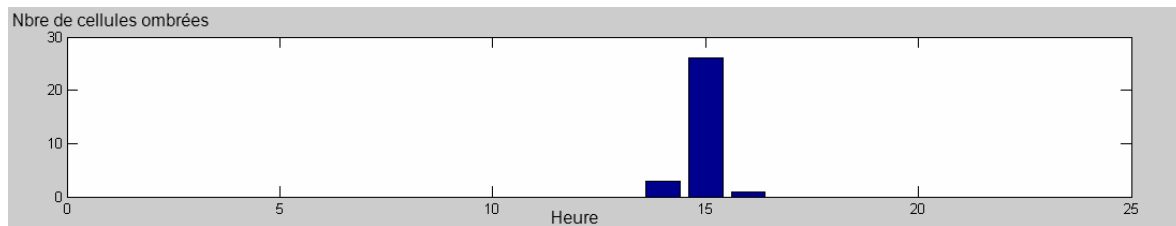


Figure 3-27 : Nombre de cellules ombrées au cours de la journée au mois de juin

Selon la position de la cheminée choisie dans cette étude, la cheminée crée de l'ombre durant trois heures par jour au cours du mois de juin. L'ombrage a lieu entre 14 et 16 heures. L'ombrage est compris entre 1 et 26 cellules (cf. Figure 3-27). Pour le mois de décembre la cheminée ombre les modules uniquement durant deux heures. L'ombre est de 4 cellules à 14 heures et de 36 cellules à 15 heures.

Pour faciliter la comparaison des différentes structures nous allons placer des diodes by-pass toutes les 12 cellules PV, ainsi chaque solution aura le même nombre de diode by-pass.

a - Résultats

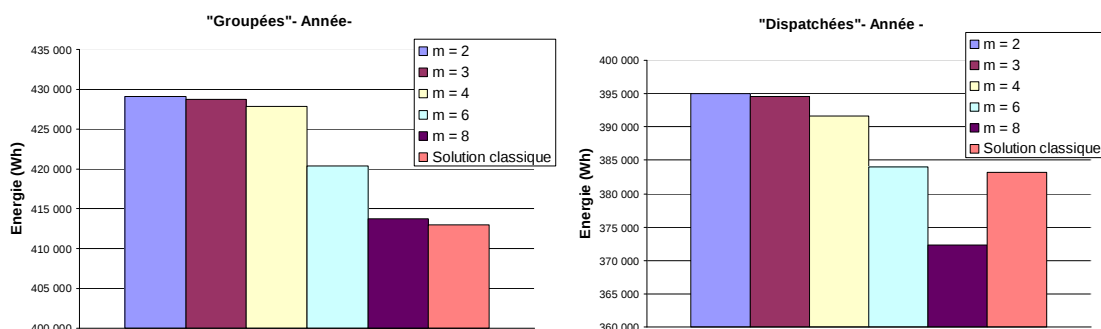


Figure 3-28 : Productible sur une année en fonction de la topologie

La solution classique est capable de produire entre 380 et 410 kWh selon que l'on dispatche ou que l'on groupe les cellules ombrées. Le générateur photovoltaïque a une puissance de 340 W. Les valeurs d'énergie obtenues sont donc cohérentes avec les valeurs moyennes pour la région de Grenoble (entre 1 200 et 1 300 Wh/Wc installé). Cette observation permet de confirmer la validité et la précision du modèle et du programme Matlab.

Lorsque l'on groupe les cellules ombrées, la solution avec 2 Boosts est la plus performante. On retrouve une décroissance de productivité lorsque le nombre de convertisseurs augmente comme on pouvait s'y attendre au vu des résultats de l'optimisation.

En dispatchant les cellules ombrées on obtient quasiment les mêmes résultats. On peut juste noter dans cette situation que la structure avec 8 Boosts est beaucoup moins performante. En effet l'ombrage n'étant pas très marqué, le rendement plus faible de cette structure devient un réel handicap et place cette structure en dernière position en terme de performance.

b - Conclusion

Les structures avec Boosts présentent toutes une énergie produite sur une année relativement proche, les structures avec 2 et 3 Boosts restent les plus performantes. Ces structures produisent environ 4 % d'énergie en plus que la structure classique.

La comparaison entre les différentes structures dans un cas réel montre qu'un ombrage de quelques cellules, uniquement deux ou trois heures par jours, suffit à rendre les structures possédant les Boosts plus performantes que la solution classique.

4.2.4. Etude d'un scénario « intégré au bâti » sur les différentes topologies

Les études précédentes ont montré que les solutions possédant 2 ou 3 Boosts sont les meilleures dans la majorité des cas. Pour confirmer l'intérêt de ces structures par rapport à la solution classique nous avons réalisé une étude avec un éclairage fortement non homogène du champ PV.

Pour réaliser un éclairage non homogène, nous avons appliqué un niveau d'éclairage différent aux cellules. La répartition de l'éclairage des cellules a été réalisée selon le schéma suivant en groupant les cellules présentant les mêmes caractéristiques :

- 75 % des cellules fonctionnent à 100 % de I_{ir_typ} , soit 108 cellules reçoivent $1\,000\text{W.m}^{-2}$
- 15 % des cellules fonctionnent à 50 % de I_{ir_typ} , soit 22 cellules reçoivent 500W.m^{-2}
- 5 % des cellules fonctionnent à 25 % de I_{ir_typ} , soit 7 cellules reçoivent 250W.m^{-2}
- 5 % des cellules fonctionnent à 0 % de I_{ir_typ} , soit 7 cellules reçoivent 0W.m^{-2}

Ces conditions d'éclairage non homogène simulent les conditions que l'on peut rencontrer en milieu urbain sur une installation intégrée au bâti. Dans ces installations, les modules peuvent avoir des orientations et inclinaisons différentes, des niveaux de salissure différents et des salissures ponctuelles (fiente d'oiseaux, feuilles...) [HUN02].

La première comparaison réalisée a été effectuée pour une journée du mois de juin (cf. Figure 3-29). Dans ces conditions, la topologie avec 2 Boosts est capable de produire 1 523 Wh lorsque la solution classique produit seulement 963 Wh. La topologie avec 2 Boosts augmente donc la puissance produite de près de 60%.

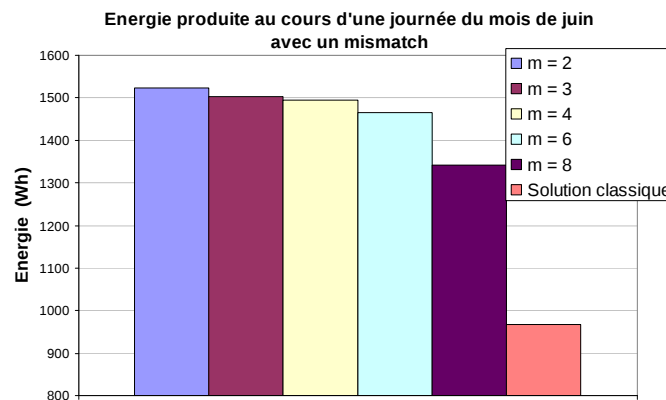


Figure 3-29 : Energie produite en fonction de la topologie pour une journée du mois de juin pour un mismatch important

La seconde comparaison réalisée pour une journée du mois de décembre confirme ces résultats. Dans ces conditions, la topologie avec 2 Boosts est capable de produire 369 Wh quand la solution classique produit 261 Wh. L'augmentation d'énergie produite avec la solution proposée est de 40%.

Ces deux simulations montrent que dans un environnement difficile (en particulier pour les applications intégrées au bâti) la topologie avec 2 Boosts est capable de produire plus d'énergie que la solution classique.

5. Conclusion

L'objectif de cette étude était d'intégrer l'électronique de puissance à la conception du module PV et d'optimiser ce module pour une application réseau. Pour cela, il a été nécessaire de définir une structure générale du champ PV. La structure choisie dans cette étude est la topologie modulaire série.

Pour le convertisseur DC/DC, c'est le Boost qui a été choisi en raison de l'élévation de tension que permet cette structure, sa simplicité, son bon rendement et son faible coût. De plus, ce convertisseur permet un fonctionnement au point nominal des cellules (éclairage uniforme sur toutes les cellules) comme en mode dégradé de la structure (éclairagements différents sur toutes les cellules sous l'effet d'ombrages). Ces différents modes de fonctionnement ont pu être vérifiés à l'aide de simulations sous PSIM et un algorithme de MPPT et de supervision a été développé.

Dès lors que la structure du convertisseur ainsi que celle du champ PV ont été choisies, il reste alors le problème du choix du nombre de convertisseurs devant être mis en série et du nombre de cellules par convertisseur. Pour cela, des modèles des pertes de tous les composants d'un Boost ont dû être établis. Des modèles de pertes dans l'inductance, dans la diode et dans le Mosfet ont ainsi été choisis et la finesse de ces modèles a été vérifiée par une comparaison avec un dimensionnement et une estimation des pertes sur des composants réels. Un modèle du volume de l'inductance, des radiateurs et des condensateurs a également été développé.

Ces modèles de pertes et de volume ont été utilisés pour réaliser une optimisation sous CADES de la structure et du point de fonctionnement.

L'optimisation de cette structure a été réalisée avec 2 fonctions objectifs distinctes dont les résultats sont rappelés ci-dessous :

- L'optimisation selon le rendement européen :
 - Structure avec deux convertisseurs, chacun ayant 72 cellules en entrée
 - $F = 31 \text{ kHz}$
 - $\Delta I = 12 \%$
 - $\eta = 94,8\%$ et volume = 408 cm^3
- L'optimisation selon le volume :
 - Structure avec dix convertisseurs en série, chacun ayant 14 cellules en entrée
 - $F = 122 \text{ kHz}$
 - $\Delta I = 50 \%$
 - $\eta = 87,1\%$ et volume = 235 cm^3

Ces optimisations sont réalisées pour un éclairement important (1000W/m^2) et uniforme sur toutes les cellules. Nous avons vu que la modélisation des différents paramètres pouvait influencer les résultats de la solution optimale. Ces résultats ne doivent pas être pris comme une vérité absolue mais comme une indication pour diriger les travaux du concepteur.

La dernière partie de ce chapitre s'est intéressée à l'étude de l'impact de différents ombrages sur les différentes structures. Les résultats obtenus lors de cette étude ont confirmé et renforcé les résultats obtenus lors de l'optimisation : la structure avec des Boosts distribués est une solution qui permet d'augmenter la quantité d'énergie produite au cours d'une journée ou d'une année.

Les structures mises en exergue au cours de cette étude sont les structures avec 2 Boosts en série, avec une tension de sortie nominale de 100V.

La structure ayant 2 Boosts est, comme l'a montré l'optimisation, la structure la plus performante sans ombrage ou lorsque l'ombrage est important et homogène. Cette structure est également plus performante que la structure classique en présence d'un ombrage. Sur un cas typique (ombrage d'une cheminée) elle permet de produire 4 % d'énergie en plus, soit près de 20 000 Wh sur une année pour une installation de 340Wc.

Cette structure est également plus performante que la solution classique en cas de mismatch fonctionnel important sur le champ PV. Le gain obtenu peut approcher les 60% d'énergie supplémentaire.

Les propriétés des structures de champ PV distribuées sont donc très intéressantes lorsque le système présente un mismatch fonctionnel. Ces conditions se retrouvent dans le photovoltaïque intégré au bâti. (Inclinaison et orientation différentes des modules). Ces inconvénients majeurs de l'intégré bâti disparaissent avec cette structure distribuée de convertisseur.

Chapitre IV

Etude, réalisation et caractérisation d'une solution d'équilibrage

SOMMAIRE

1. INTRODUCTION	99
2. LES STRUCTURES D'EQUILIBRAGE	99
2.1. LA PROBLEMATIQUE	99
2.2. LES STRUCTURES ET LES APPLICATIONS	100
2.2.1. <i>Equilibrage passif</i>	100
2.2.2. <i>Equilibrage actif</i>	101
2.3. LE PRINCIPE DE L'EQUILIBRAGE ACTIF	101
3. ETUDE THEORIQUE	102
3.1. LA STRUCTURE PROPOSEE	102
3.1.1. <i>La structure</i>	102
3.1.2. <i>La commande</i>	102
3.2. GENERALISATION.....	104
3.3. LES CONTRAINTES SUR LES COMPOSANTS	105
3.3.1. <i>Inductance</i>	105
3.3.2. <i>Semi-conducteurs</i>	109
3.4. VALIDATION DU FONCTIONNEMENT ET LIMITES	111
3.4.1. <i>A l'équilibre</i>	112
3.4.2. <i>Mismatch</i>	113
3.4.3. <i>Générateurs nuls</i>	115
3.5. CALCUL DES PERTES	116
3.5.1. <i>Inductances</i>	116
3.5.2. <i>Semi-conducteurs</i>	121
3.5.3. <i>Commandes</i>	123
3.6. ALGORITHME DE MPPT	124
4. OPTIMISATION DU NOMBRE D'EQUILIBREUR	124
4.1. LES DIFFERENTES STRUCTURES ETUDIEES	125
4.2. LES CAS TYPQUES ETUDIES	125
4.2.1. <i>Eclairement homogène</i>	127
4.2.2. <i>Les cas d'ombrage</i>	128
4.3. LES RESULTATS	129
4.3.1. <i>Eclairement homogène</i>	129
4.3.2. <i>Influence de l'ombrage</i>	130
4.3.3. <i>Influence de la mise en série</i>	131
4.3.4. <i>Influence de la mise en parallèle</i>	132
4.4. ETUDE DU SYSTEME COMPLET.....	132
5. EXPERIMENTATION	133
5.1. LE PROTOTYPE	133
5.2. MESURE DU RENDEMENT	134
5.3. LA PROCEDURE DE TEST	135
5.4. PERFORMANCE DE L'EQUILIBREUR.....	137
5.4.1. <i>Sans Ombre</i>	137

5.4.2.	<i>Avec un générateur ombré</i>	<i>138</i>
5.4.3.	<i>Avec deux générateurs ombrés.....</i>	<i>140</i>
5.4.4.	<i>Avec un mismatch important.....</i>	<i>141</i>
5.4.5.	<i>Influence des rapports cycliques de l'équilibreur</i>	<i>141</i>
5.4.6.	<i>Bilan.....</i>	<i>142</i>
6.	CONCLUSION.....	143

1. Introduction

Nous avons vu au cours des chapitres précédents que les systèmes photovoltaïques actuels mettent un grand nombre de cellules PV en série. Cette mise en série crée des pertes par mismatch. Ces pertes peuvent avoir deux origines : structurelles (deux générateurs PV issus du même process ne possèdent pas des caractéristiques identiques) ou fonctionnelles (les conditions de fonctionnement de deux générateurs PV peuvent être différentes à cause d'un éclairement ou d'un refroidissement différent) et peuvent fortement diminuer la production d'une centrale PV. Dans les Chapitres II et III nous avons développé des solutions intégrant de l'électronique de puissance au sein du champ PV pour diminuer l'impact de ces pertes par mismatch. Dans les deux cas la discrétisation n'a pu être supérieure à un module de 72 cellules PV.

Pour le hacheur parallèle, l'augmentation de la discrétisation, qui s'accompagne de l'augmentation du gain en tension (et donc de la baisse du rendement), limite la tension d'entrée à 36V. Il en est de même pour le hacheur modulaire série pour lequel l'optimisation définissait un hacheur avec 72 cellules PV en entrée comme optimum.

L'électronique de puissance permet dans ces deux scénarios une discrétisation plus élevée que dans les topologies classiques mais ne permet pas de s'affranchir des diodes de by-pass et de leurs problèmes.

Ces limitations viennent du fait que ces convertisseurs transitent toute la puissance même lorsque le mismatch est faible. Lorsque les gains potentiels de puissance sont faibles, le transit de toute la puissance est handicapant.

Pour nous rapprocher de la cellule PV, l'utilisation d'un convertisseur mis en parallèle aux cellules PV connectées en série et ne transitant que la différence de puissance entre les générateurs PV pourrait permettre un gain important de rendement lors de mismatches faibles.

Dans ce chapitre, le principe des structures d'équilibrage est présenté et le choix d'une structure permettant la réalisation d'un module PV intégrant un équilibreur toutes les 18 cellules est étudié. L'équilibreur remplace un système passif (les diodes de by-pass) par un système actif.

Le fonctionnement général, les contraintes sur les composants, la forme des courants et des tensions pour un équilibreur à n étages sont présentés. Cette étude générale permet ensuite d'estimer la performance de plusieurs topologies et d'en déduire la plus performante.

Le prototype d'un module PV intégrant l'équilibreur est réalisé et ses performances sont comparées à un module classique dans plusieurs scénarios de fonctionnement et d'ombrage.

2. Les structures d'équilibrage

Avant de présenter le principe des structures d'équilibrage nous allons rappeler le contexte et la problématique qui entourent la mise en série de cellules PV.

2.1. La problématique

Dans le Chapitre I nous avons expliqué le fonctionnement des cellules PV et les problèmes d'une mise en série de cellules PV. Comme nous l'avons vu, des différences de caractéristiques $I(V)$ peuvent provenir d'une irradiation solaire différente ou de différences intrinsèques dues au processus de fabrication des cellules PV. Le point de puissance maximal de chaque générateur PV n'est donc pas atteint pour le même courant et/ou pour la même tension.

Par exemple, lors de la mise en série de deux générateurs PV ayant des caractéristiques différentes deux scénarios sont possibles : soit le générateur le plus faible impose son point de fonctionnement à toutes les autres, soit le générateur le plus faible est by-passé. Dans les deux scénarios, l'un des deux générateurs ne fonctionne pas à son point de puissance maximale. La puissance extraite de cette mise en série est donc plus faible que la puissance théoriquement disponible en entrée. Nous avons vu que ces pertes pouvaient être très importantes en présence d'ombrages mais qu'elles existaient en permanence en raison de la dispersion naturelle des caractéristiques. En effet, même lorsque les générateurs PV subissent les mêmes conditions, une mise en série classique peut induire jusqu'à 6% de pertes par mismatch (cf. Chapitre I).

Dans les Chapitres II et III deux solutions permettant la réduction de ces pertes par mismatch ont été présentées mais nous avons montré que les topologies de champs de type modulaire parallèle ou série ne permettaient pas une discrétisation efficace en dessous de 72 cellules PV. Pour réaliser une discrétisation plus fine du champ PV et pour s'affranchir des diodes by-pass, une solution de type équilibreur est présentée ici. Ces structures permettent d'adapter le point de fonctionnement de chaque générateur sans transiter toute la puissance.

2.2. Les structures et les applications

Les structures d'équilibrage sont initialement apparues pour la gestion de la charge et la décharge de packs de batteries. La problématique de la gestion d'un pack de batteries est similaire à la problématique d'un générateur PV. Dans une mise en série de batteries, l'élément le plus faible doit être protégé pour ne pas risquer la destruction. Dans une mise en série de générateurs PV, l'élément le plus faible va limiter les autres. Les structures d'équilibrage sont essentielles pour gérer l'état de charge de chaque élément et éviter la détérioration d'un ou plusieurs éléments. On retrouve ces structures d'équilibrage pour la gestion des batteries et des super-capacités [GUA]. Ces structures pourraient également répondre à la problématique similaire des générateurs PV. Deux principaux types d'équilibrage ont été développés : l'équilibrage passif et l'équilibrage actif.

2.2.1. Equilibrage passif

L'équilibrage passif est utilisé pour la gestion de la charge au sein d'un pack de batterie ou de super-capacités [NIS00], [BAR00]. Le circuit d'équilibrage passif est le plus simple à implanter. Il consiste en la mise en place d'une résistance en parallèle avec chaque élément. Cette solution génère beaucoup de pertes et ne peut pas être envisagée dans une application PV.

Un équilibrage passif peut également être réalisé en mettant une diode Zener en parallèle de chaque élément. L'utilisation d'une diode Zener présente une meilleure efficacité que l'utilisation d'une résistance mais la dissipation locale d'énergie peut encore être très importante. Dans les modules PV actuels, une solution voisine est utilisée. Elle consiste à la mise en antiparallèle d'une diode toutes les 18 cellules pour empêcher le fonctionnement en inverse et la destruction de la cellule la plus faible.

L'équilibrage passif est très simple à mettre en œuvre mais présente des performances limitées et l'utilisation d'un équilibrage actif peut permettre des gains importants d'efficacité.

2.2.2. Equilibrage actif

L'équilibrage actif consiste en la mise en parallèle d'un circuit d'électronique de puissance qui permet d'imposer la tension optimale à chaque élément. Le courant circulant dans chaque élément est le courant optimal, le reste est dévié au sien de la structure d'équilibrage [TOS01] et [YUA05]. Le principe de cet équilibrage est présenté dans la partie suivante.

2.3. Le principe de l'équilibrage actif

Nous allons présenter dans cette partie le principe d'une structure d'équilibrage actif qui permet à tous les générateurs PV de fonctionner à leur point de puissance maximale et ceci quelle que soit leur caractéristique. Les diodes de by-pass qui sont des systèmes passifs sont remplacées par une structure d'électronique de puissance qui rend le système actif. Le principe de cette structure est présenté sur la Figure 4-1.

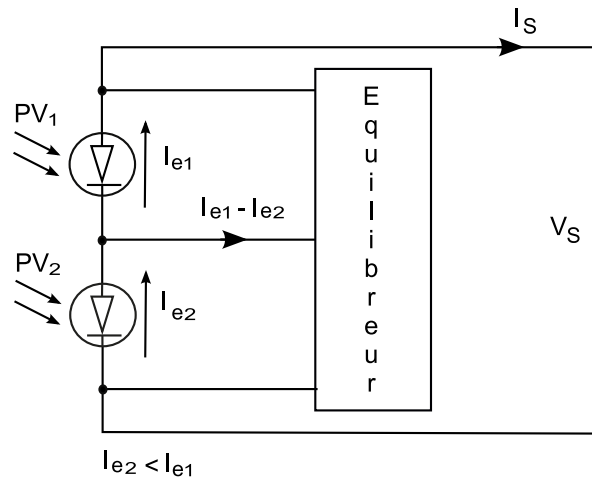


Figure 4-1 : Principe de la structure avec deux étages, $I_{e1} > I_{e2}$

Les générateurs PV (PV1 et PV2) sont connectés en série. En parallèle à ces générateurs PV une structure d'électronique de puissance, représentée ici par la boîte équilibreur, remplace les diodes by-pass. Cet équilibreur a pour fonction de faire fonctionner les deux générateurs PV à leur point de puissance maximale et empêche ainsi le fonctionnement en inverse.

L'équilibreur va imposer de manière indépendante à chaque générateur PV de fonctionner à la tension où sa puissance est maximale et équilibrera les courants. Par exemple sur la Figure 4-1, les deux générateurs PV n'ont pas la même caractéristique, le courant du générateur 2 est inférieur à celui du générateur 1. Le courant valant I_{e2} circule dans la maille principale et un courant valant $(I_{e1} - I_{e2})$ est détourné par l'équilibreur. Ainsi chaque générateur PV fonctionne à son MPP. L'équilibreur ne transite que la différence de puissance entre les deux générateurs.

Si les deux générateurs PV ont exactement le même point de puissance maximale alors l'équilibreur ne fonctionne pas. L'intégralité du courant, donc de la puissance, circule dans la maille principale formée des 2 générateurs PV en série. Ce scénario est purement théorique car tous les générateurs PV ont des caractéristiques différentes.

Le second scénario possible, qui en pratique sera toujours vérifié, est que les générateurs PV ont des points de puissance maximale différents. Dans ce scénario, L'équilibreur est capable de faire fonctionner les 2 générateurs PV à leur puissance maximale comme expliqué précédemment.

Dans les deux scénarios, l'intérêt de cette structure se situe dans le fait qu'elle ne transite que la différence de puissance entre les deux générateurs PV. Ainsi si les deux générateurs ont un point de fonctionnement similaire, le gain de puissance est faible, alors la structure transite que très peu de puissance et a donc de faibles pertes. En revanche lorsque la différence de puissance entre les deux générateurs est plus importante, le gain de puissance par rapport à une mise en série classique est aussi plus important et les pertes sont plus élevées. Ce type de fonctionnement permet d'augmenter l'efficacité du système.

3. Etude théorique

3.1. La structure proposée

Nous avons vu dans la partie précédente le principe purement théorique de l'équilibreur. Nous allons dans cette partie présenter la topologie d'électronique de puissance qui permettra l'implémentation d'un équilibreur dans un module PV [TOS01].

3.1.1. La structure

Nous allons dans un premier temps présenter la structure d'un équilibreur possédant deux étages. La structure est présentée sur la Figure 4-2. La structure est composée d'un condensateur sur chaque entrée qui permettent de limiter l'ondulation de courant vu par les générateurs PV. Une inductance permet le stockage de l'énergie et la répartition des courants. Les interrupteurs de puissance utilisés sont des Mosfets, ils permettent de modifier la topologie de la structure et de commander la structure pour la faire fonctionner au point de puissance maximale [TOS01].

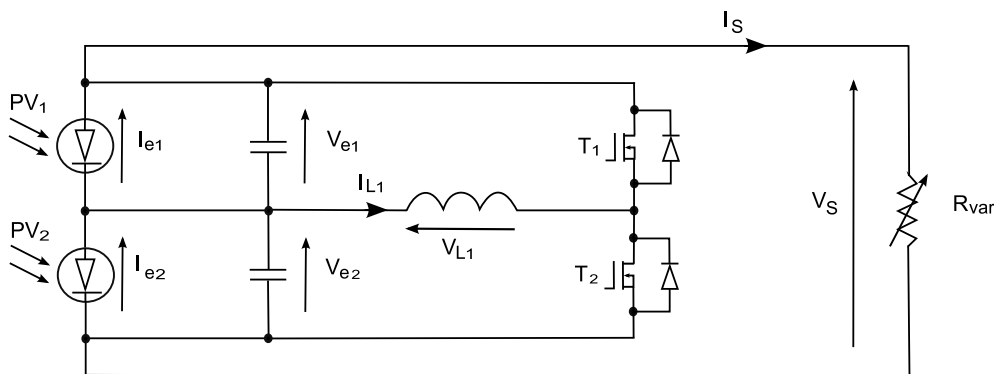


Figure 4-2 : Schéma de la structure avec deux étages

La commande des Mosfets permet de faire fonctionner indépendamment chaque générateur PV à la tension désirée. La tension imposée dépend de la tension V_s qui elle-même dépend de l'impédance de la charge.

3.1.2. La commande

Cette structure possède deux phases de fonctionnement ; lors de la première phase l'interrupteur T_1 est fermé et T_2 est ouvert puis lors de la deuxième période l'interrupteur T_2 est fermé et T_1 est ouvert.

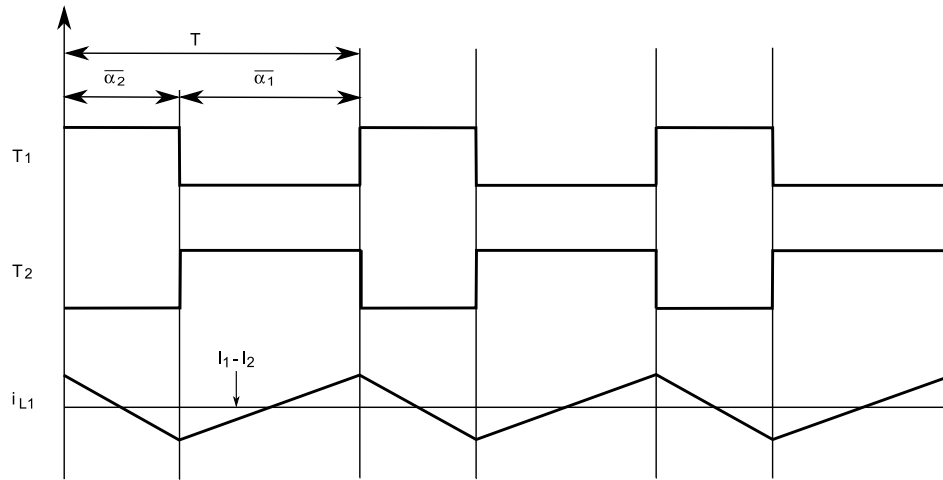


Figure 4-3 : Formes d'ondes de la commande et du courant dans l'inductance

Les commandes des Mosfets sont complémentaires. Les 2 Mosfets ne doivent jamais être passants en même temps car dans ce cas on court-circuite la source. En revanche, les deux Mosfets peuvent être bloqué simultanément sans impact sur le fonctionnement de la structure. Cette stratégie de commande aboutit donc au système d'équations suivant :

$$\overline{\alpha_1} = \frac{V_1}{V_s} \quad \text{et} \quad \overline{\alpha_2} = \frac{V_2}{V_s} \quad (\text{Eq. 4.1.})$$

$$\overline{\alpha_1} + \overline{\alpha_2} = 1$$

L'ajustement du rapport cyclique des Mosfets permet de modifier le point de fonctionnement des générateurs PV.

Le rapport anti-cyclique du Mosfet i définit la tension appliquée au générateur PV i. Par exemple si $\overline{\alpha_1} = \overline{\alpha_2} = 0,5$ alors $V_1 = V_2 = \frac{V_s}{2}$. La modification des rapports cycliques répartit la tension Vs sur les deux générateurs selon cette modification.

Si l'on veut faire fonctionner les générateurs PV à leur MPP on doit donc les faire fonctionner à la tension où la puissance est maximale. Cette tension pour le générateur n est notée : V_n^* . Une boucle de commande sera chargée de rechercher les tensions (donc les rapports cycliques) où la puissance fournie est maximale, ce sera le MPPT. Les rapports cycliques au MPP seront donc :

$$\overline{\alpha_1} = \frac{V_1^*}{V_s} \quad \text{et} \quad \overline{\alpha_2} = \frac{V_2^*}{V_s} \quad (\text{Eq. 4.2.})$$

Avec cette loi de commande et en utilisant la loi des nœuds et des mailles dans la structure présentée on est capable de définir les valeurs de sortie :

$$V_s = V_1^* + V_2^* \quad (\text{Eq. 4.3.})$$

$$I_s = \overline{\alpha_1} \cdot I_{e1} + \overline{\alpha_2} \cdot I_{e2} \quad (\text{Eq. 4.4.})$$

La tension de sortie reste la somme des tensions d'entrée et le courant de sortie est la somme des courants d'entrées pondérée par les rapports anti-cycliques des Mosfets. En appliquant cette stratégie sur la structure, on est capable d'obtenir à la sortie une puissance $P_{tot} = P_1^* + P_2^*$.

3.2.Généralisation

Les équations que l'on a écrites pour une structure de deux étages peuvent se généraliser. La Figure 4-4 présente une structure possédant n étages. Les notations utilisées sur ce schéma seront conservées dans la suite.

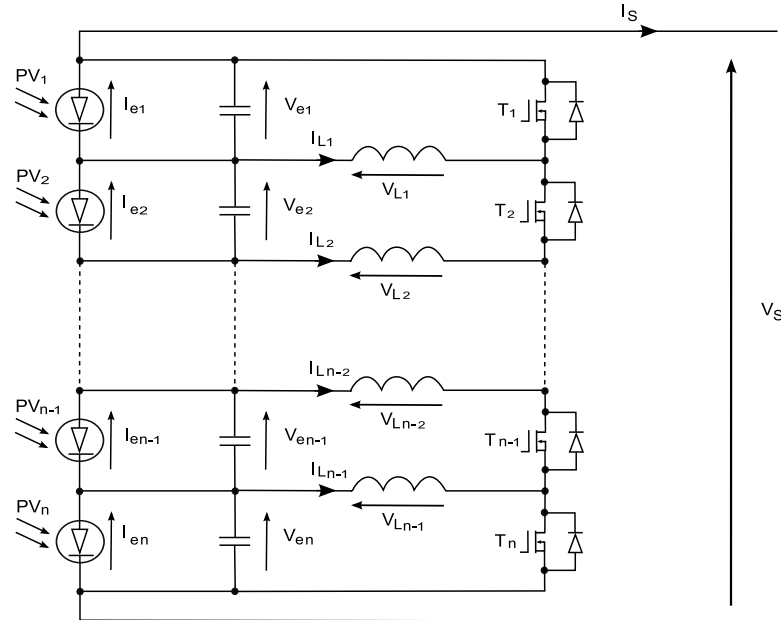


Figure 4-4 : Schéma de principe d'une structure à n étages

Pour assurer le bon fonctionnement de cette structure, il faut s'assurer qu'à tout instant un Mosfet est ouvert. Pour assurer cette condition la commande est réalisée à l'aide du système d'équations présenté ci-dessous. De plus on laissera un temps de garde entre l'ouverture du Mosfet n+1 et la fermeture du Mosfet n.

$$\overline{\alpha_i} = \frac{Ve_k}{V_S} \quad (\text{Eq. 4.5.})$$

$$\sum_{k=1}^n \overline{\alpha_k} = 1 \quad (\text{Eq. 4.6.})$$

Cette commande des Mosfets conduit à des formes d'ondes pour la commande présentée sur la Figure 4-5. Ici la commande est considérée parfaite, les temps de garde ne sont donc pas représentés.

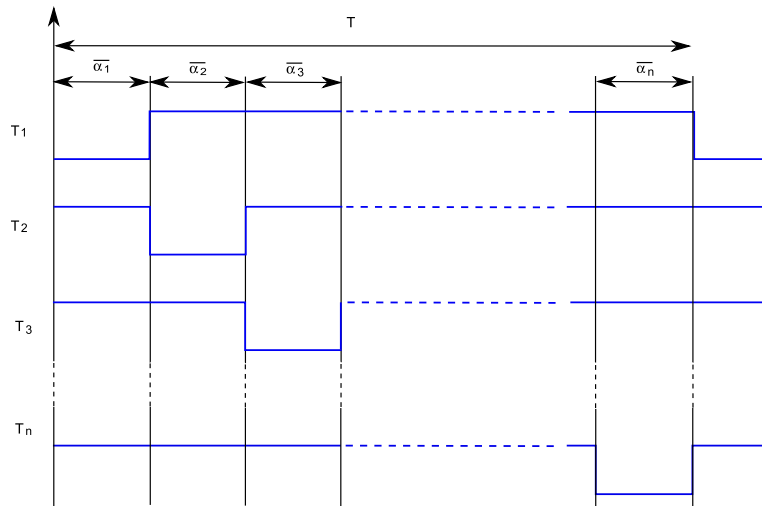


Figure 4-5 : Formes d'ondes de la commande pour une structure à n étages

La tension de sortie reste la somme des tensions d'entrée et le courant de sortie est la somme des courants d'entrée pondérés par les rapports anti-cycliques des Mosfets associés à ce générateur PV.

$$V_s = \sum_{k=1}^n V_{e_k} \quad (\text{Eq. 4.7.})$$

$$I_s = \sum_{k=1}^n \overline{\alpha_k} \cdot I_{e_k} \quad (\text{Eq. 4.8.})$$

La puissance disponible en sortie peut donc s'écrire comme la somme des puissances disponibles en entrée :

$$P_{OUT} = V_{OUT} \cdot I_{OUT} = V_{OUT} \cdot \sum_{k=1}^n \overline{\alpha_k} \cdot I_{e_k} = \sum_{k=1}^n V_i \cdot I_i \quad (\text{Eq. 4.9.})$$

En appliquant cette commande à cette structure, on est donc capable d'extraire toute la puissance disponible en entrée et d'assurer le bon fonctionnement de l'ensemble pour une tension V_s imposée par la charge.

3.3. Les contraintes sur les composants

Nous allons dans cette partie définir la forme et les valeurs des courants et des tensions que subissent les composants. Nous allons commencer par étudier les contraintes sur les inductances puis nous étudierons celles sur les semi-conducteurs.

3.3.1. Inductance

La commande de la structure présentée dans la partie précédente va imposer les formes et les valeurs des courants et des tensions dans les inductances.

Courant moyen

Le courant moyen dans l'inductance est uniquement dépendant des courants des générateurs PV se trouvant de part et d'autre. Le courant moyen dans les inductances peuvent s'écrire de la forme suivante :

$$\langle I_{Li} \rangle = \langle I_{ei+1} \rangle - \langle I_{ei} \rangle \quad (\text{Eq. 4.10.})$$

Tension aux bornes des inductances

La forme et les valeurs des tensions aux bornes des inductances dépendent du rang de l'inductance, des rapports anti-cycliques des Mosfets et des tensions des générateurs PV. En réalisant une loi des mailles lors des différentes phases du circuit on est capable de définir la forme des tensions aux bornes des inductances. La forme de ces tensions est représentée sur la Figure 4-6.

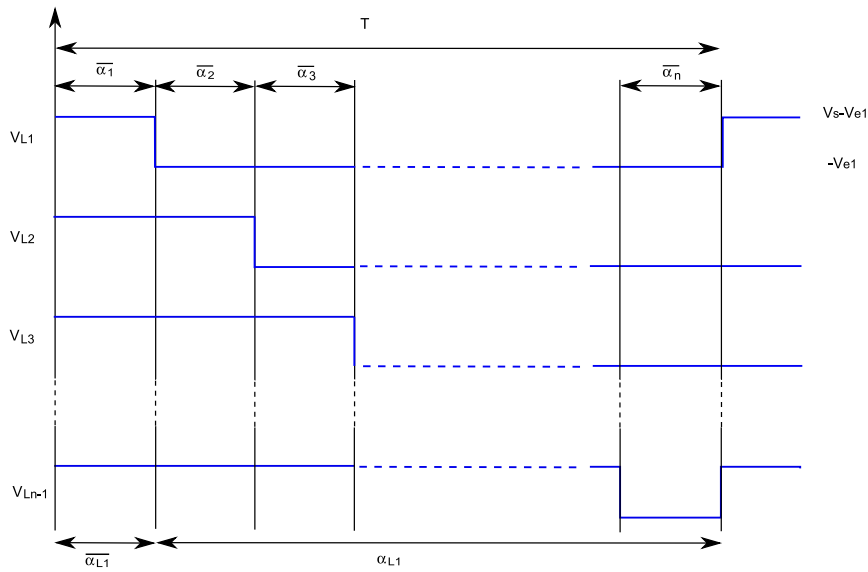


Figure 4-6 : Forme des tensions aux bornes des inductances

En observant la forme des tensions sur les différentes inductances on peut noter que toutes les tensions appliquées aux inductances ont une forme similaire. Selon le rang de l'inductance un rapport cyclique propre à chaque inductance apparaît. Ce rapport cyclique peut s'écrire de la forme suivante :

$$\overline{\alpha_{Li}} = \sum_{k=1}^i \overline{\alpha_k} \quad \text{donc} \quad \alpha_{Li} = \sum_{k=i+1}^n \alpha_k \quad (\text{Eq. 4.11.})$$

On peut utiliser ce rapport cyclique pour exprimer la tension vue par les inductances en fonction de leur rang et de leur rapport cyclique.

$$\begin{aligned} V_{Li} &= V_S - \sum_{k=1}^i V_{ek} \quad \text{sur} \quad [0; \alpha_{Li}] \\ V_{Li} &= -\sum_{k=1}^i V_{ek} \quad \text{sur} \quad [\alpha_{Li}; T] \end{aligned} \quad (\text{Eq. 4.12.})$$

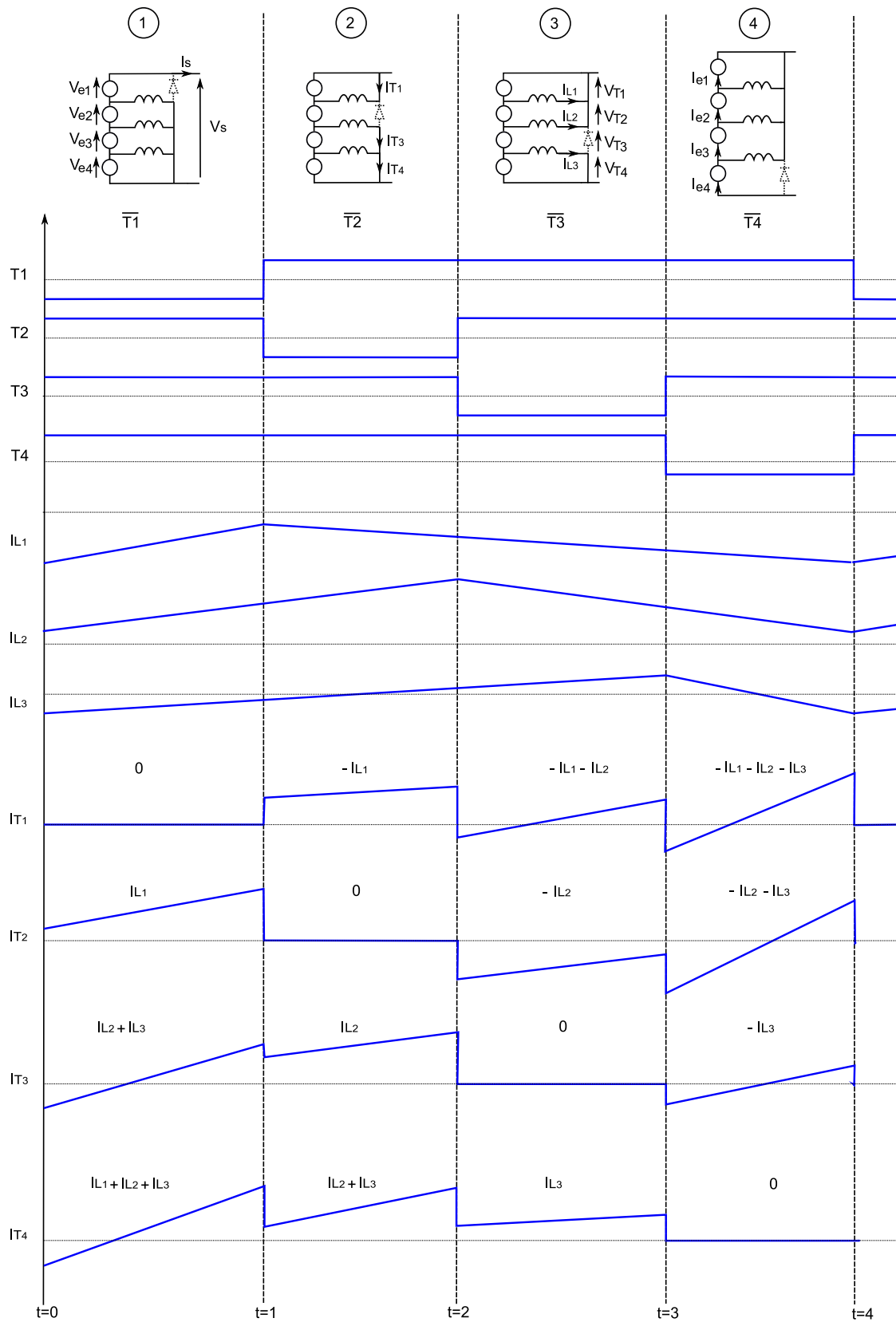


Figure 4-7 : Formes des courant dans les inductances et dans les Mosfets

Courant dans les inductances

Les inductances étant soumises aux contraintes montrées précédemment en terme de tension et de rapport cyclique, l'ondulation de courant à l'équilibre au sein des inductances peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$\Delta I_{Li} = \frac{\overline{\alpha_{Li}} \left(V_S - \sum_{k=1}^i V_{ek} \right)}{L.F} \quad (\text{Eq. 4.13.})$$

L'ondulation du courant dépend de la valeur de l'inductance. Nous avons deux possibilités lors du dimensionnement des inductances : soit on fixe une valeur d'ondulation, soit on fixe la valeur des inductances. Dans le premier cas les inductances auront des valeurs différentes et les ondulations seront identiques. Dans le second cas ce sont les ondulations de courant qui seront différentes et les inductances qui seront identiques. Nous avons choisi pour la suite de l'étude d'avoir des inductances identiques pour faciliter la réalisation pratique. Les ondulations de courant seront donc différentes selon le rang de l'inductance. L'ondulation maximale se trouve dans l'inductance centrale (si le nombre d'étages est pair) et l'ondulation minimale se trouve aux deux extrémités. Si le nombre d'étages est impair, les deux inductances se trouvant de part et d'autre du rapport $\frac{n}{2}$ (par exemple les inductances 2 et 3 pour une structure à 5 étages) ont toutes les deux les mêmes contraintes. L'une comme l'autre pourront être choisies pour réaliser le dimensionnement.

Lors du dimensionnement nous allons borner l'ondulation (ΔI) admissible dans les inductances en prenant le cahier des charges de l'inductance centrale car elle est la plus contrainte. Ainsi nous assurerons que toutes les inductances respectent le critère sur le ΔI .

A l'aide de cette ondulation on est capable de définir les valeurs maximales et minimales des courants dans les inductances :

$$I_{Li_max} = \langle I_{Li} \rangle + \Delta I_{Li} \text{ et } I_{Li_min} = \langle I_{Li} \rangle - \Delta I_{Li} \quad (\text{Eq. 4.14.})$$

Pour calculer les pertes, la connaissance de la valeur du courant dans les inductances aux moments des commutations est nécessaire.

Nous allons dans cette partie définir la valeur des courants dans les différentes inductances à chaque instant de commutation d'un Mosfet. Pour illustrer ce calcul nous allons prendre l'exemple d'une structure à quatre étages. Cette structure est présentée sur la Figure 4-7. Le nombre de Mosfet (le nombre d'étages de la structure) est représenté par la lettre n, ici n=4. Avec les conventions choisies, les courants dans les inductances sont tous minimum pour t=0 et t=4. Les courants sont maximums lorsque le temps est égal à l'indice de l'inductance. Par exemple, le courant de l'inductance L_2 est maximum en t=2. Pour tous les autres cas il est nécessaire de réaliser un calcul. Si l'indice temporel est inférieur à l'indice de l'inductance, alors il faut ajouter au courant minimum l'ondulation entre t=0 et l'instant calculé. Le raisonnement est le même lorsque l'indice temporel est supérieur à l'indice de l'inductance mais en soustrayant ΔI au courant maximum.

On peut généraliser l'écriture des courants dans les inductances aux différents instants étudiés à l'aide du système d'équation suivant :

Temps étudié	Courant dans l'inductance
$t = 0$	$I_{Li(0)} = I_{Li_min}$
$t = n$	$I_{Li(n)} = I_{Li_min}$
$t = i = j$	$I_{Li(i)} = I_{Li_max}$
$t = j$ et $j < i$	$I_{Li(j)} = I_{Li_min} + \frac{\alpha_{Lj} \cdot 2 \cdot \Delta I_{Li}}{\alpha_{Li}}$
$t = j$ et $j > i$	$I_{Li(i)} = I_{Li_max} - \frac{\sum_{k=i+1}^j \alpha_k \cdot 2 \cdot \Delta I_{Li}}{\alpha_{Li}}$

i représente l'indice de l'inductance, il varie de 1 à n-1

j représente l'indice temporel, il varie de 0 à n

Tableau 4-1 : Courants dans les inductances

On est ainsi capable de connaître le courant circulant dans toutes les inductances à tous les instants de commutation d'un Mosfet.

3.3.2. Semi-conducteurs

A l'aide des contraintes sur les inductances, définies au paragraphe précédent, nous allons établir les contraintes sur les semi conducteurs. La Figure 4-7 présente une structure à quatre étages qui va nous permettre d'illustrer les formes et les valeurs des tensions et des courants dans les interrupteurs. Sur cette figure sont également présentées les quatre différentes phases de la structure correspondant aux changement d'états des différents interrupteurs. Les différentes conventions (sens des courants, noms des variables...) prises pour l'étude sont également explicitées sur cette figure.

Tension des semi-conducteurs

Dans cette structure lorsque les Mosfets sont ouverts ils sont soumis à la tension de sortie. Les Mosfets doivent donc être capables de tenir cette tension : $V_{T_max} = V_S$

Courants des semi-conducteurs

Les courants circulant dans les Mosfets lors des quatre différentes phases peuvent être exprimés en fonction des courant dans les inductances. Ces courants prennent trois valeurs différentes selon la phase considérée et le rang du Mosfet. Ces différents courants peuvent être définis selon le système d'équations présenté dans le Tableau 4-2.

Phase considérée	Courant dans le Mosfet
si $i=j$	$I_{Ti(j)} = 0$
si $i > j$	$I_{Ti(j)} = \sum_{k=j}^{i-1} I_{Lk}$
si $i < j$	$I_{Ti(j)} = -\sum_{k=i}^{j-1} I_{Lk}$

i : représente le rang du Mosfet, il varie de 1 à n

j : représente la phase considérée, elle varie de 1 à n, (ici le terme phase représente la durée entre un instant $t=i$ et $t=i+1$)

Tableau 4-2 : Courants dans les Mosfets

Courants maximums des semi-conducteurs

Les courants circulant dans les Mosfets peuvent être maximisés en remplaçant la valeur des courants dans les inductances par leur valeur maximale. En effectuant ce changement les courants dans les Mosfets prennent différentes valeurs selon la configuration du circuit et l'étage considéré. Ces différentes valeurs appartiennent à la suite suivante :

$$I_{T_max} = 0, \pm I_{L1_max}, \pm (I_{L1_max} + I_{L2_max}), \dots, \pm \sum_{k=1}^n I_{Lk_max} \quad (\text{Eq. 4.15.})$$

Pour déterminer le courant maximal que peut subir un Mosfet il faut identifier le terme maximal de cette suite.

On peut simplifier ces expressions en remplaçant les courants dans les inductances par une différence de courants des générateurs PV. On obtient par exemple pour les deux termes extrêmes non nuls les résultats $\pm I_{Lk} = \pm (I_{e(k+1)} - I_{ek})$ et $\pm \sum_{k=1}^n I_{Lk} = \pm (I_{en} - I_{e1})$. Tous les termes de la suite peuvent finalement se réduire à une différence entre deux courants de générateurs PV différents. Le courant maximal dans les Mosfet est donc la différence maximale qu'il peut y avoir entre le courant de deux générateurs PV. Cette différence est maximale lorsque l'un des deux générateurs fournit le courant maximal et que l'autre ne fournit aucun courant. Le courant maximal dans les Mosfets est donc égal au courant maximal fourni par le générateur PV.

$$I_{T_max} = I_{e_max} \quad (\text{Eq. 4.16.})$$

Courants commutés par les semi-conducteurs

Les courants commutés par les différents Mosfets à l'ouverture et à la fermeture dépendent du rang de ce dernier. A l'aide des formes d'ondes présentées sur la Figure 4-7 on est capable de déterminer les courants commutés pour l'ensemble des Mosfets. Ces courants sont présentés dans le Tableau 4-3.

Rang du Mosfet	Courant commuté à la fermeture	Courant commuté à l'ouverture
i=1	$I_{T1_fermeture} = -I_{L1_max}$	$I_{T1_ouverture} = -\sum_{k=1}^{n-1} I_{Lk_min}$
i=n	$I_{Tn_fermeture} = \sum_{k=1}^{n-1} I_{Lk_min}$	$I_{Tn_ouverture} = I_{Ln-1_max}$
Sinon	$I_{Ti_fermeture} = -I_{Li_max}$	$I_{Ti_ouverture} = I_{Li-1_max}$

Tableau 4-3 : Courant commuté par les Mosfets

Courants efficaces des semi-conducteurs

Le calcul des courants efficaces dans les Mosfets est nécessaire pour calculer par la suite les pertes dans les semi conducteurs.

En observant la forme du courant dans les Mosfets dans cette structure représentée sur la Figure 4-7 on peut s'apercevoir que les courants ont tous une forme similaire. Une généralisation du calcul de la valeur efficace de signaux de cette forme est présentée dans l'Annexe G.

En utilisant la forme générale développée en Annexe G on est capable de calculer le courant efficace circulant dans les Mosfets. Le courant efficace au carré dans les Mosfets peut être représenté par le système d'équations suivant :

Condition	Valeur du courant efficace au carré sur la phase étudiée
$i=j$	$I_{Ti(j)}^2 = 0$
$i < j$	$I_{Ti(j)}^2 = \frac{1}{3} \cdot \overline{\alpha_j} \cdot \left[\left(\sum_{k=j}^{i-1} I_{Lk(j)} \right)^2 + \sum_{k=j}^{i-1} I_{Lk(j)} \cdot \sum_{k=j}^{i-1} I_{Lk(j-1)} + \left(\sum_{k=j}^{i-1} I_{Lk(j-1)} \right)^2 \right]$
$i > j$	$I_{Ti(j)}^2 = \frac{1}{3} \cdot \overline{\alpha_j} \cdot \left[\left(\sum_{k=i}^{j-1} (-I_{Lk(j)}) \right)^2 + \sum_{k=i}^{j-1} (-I_{Lk(j)}) \cdot \sum_{k=j}^{i-1} (-I_{Lk(j-1)}) + \left(\sum_{k=j}^{i-1} (-I_{Lk(j-1)}) \right)^2 \right]$

i représente le numéro du Mosfet, il varie de 1 à n

j représente le numéro de phase considérée, il varie de 1 à n

Tableau 4-4 : Courant efficace des semi-conducteurs au carré

Le courant efficace dans le Mosfet i est donc la racine carrée de la somme des courants efficaces au carré calculés sur chaque phase. L'expression du courant efficace est donc :

$$I_{Ti_eff} = \sqrt{\sum_{k=1}^n I_{Ti(k)}^2} \quad (\text{Eq. 4.17.})$$

En utilisant ce système d'équations on est donc capable de calculer le courant efficace dans chacun des Mosfets de la structure.

3.4. Validation du fonctionnement et limites

Pour valider le fonctionnement de cette structure et en montrer ces limites nous avons réalisé des simulations à l'aide d'un logiciel de type circuit, ici PSIM. Nous avons réalisé des simulations sur une structure avec 4 équilibreurs, chaque équilibreur possède à son entrée un ensemble de 18 cellules PV connectées en série. Le schéma PSIM de la structure simulée est présenté sur la Figure 4-8. Les simulations ont été effectuées en boucle ouverte en connectant la sortie de l'équilibreur à une résistance permettant l'extraction de la totalité de la puissance.

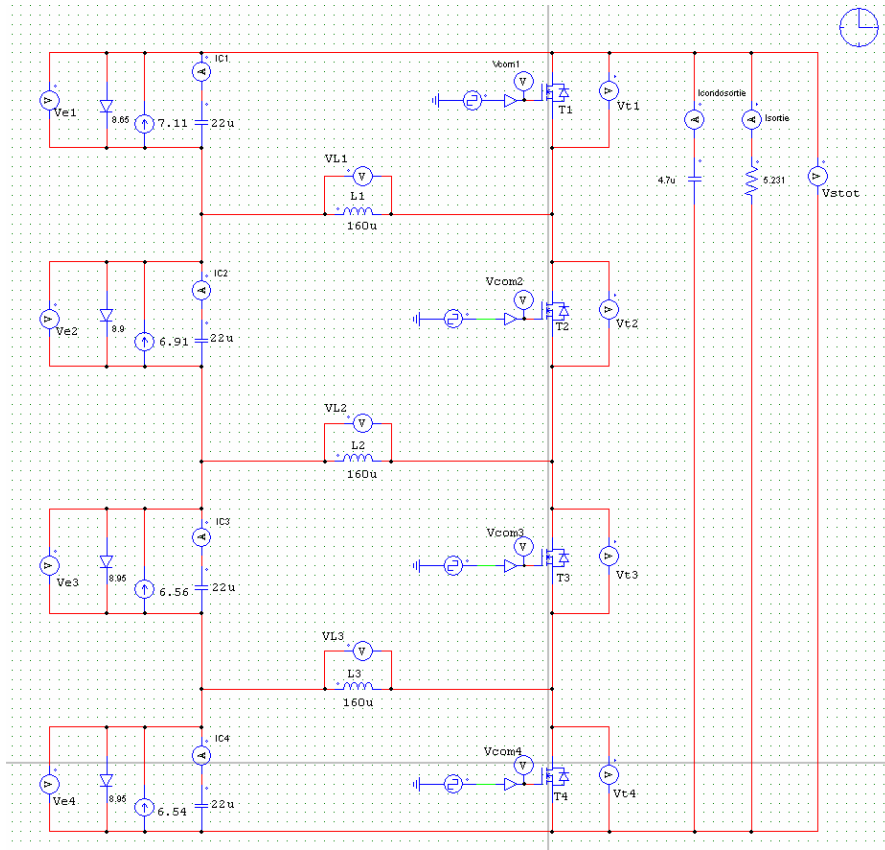


Figure 4-8 : Schéma PSIM décrivant la structure

Lors des simulations nous avons utilisé des composants parfaits et nous avons fait débiter la source dans une résistance. La fréquence de découpage est de 50 kHz.

3.4.1. A l'équilibre

La première simulation que nous avons réalisée est une simulation où tous les générateurs PV ont le même point de fonctionnement, le point nominal. Dans cet exemple les générateurs PV fonctionnent à 6 A et 11 V. Tous les générateurs ayant les mêmes points de fonctionnement, les rapports cycliques des Mosfets sont donc identiques et égaux à $\frac{1}{4}$.

	I_e (A)	V_e (V)	P (W)	$\bar{\alpha}$
Etage 1	6	11	66	0,25
Etage 2	6	11	66	0,25
Etage 3	6	11	66	0,25
Etage 4	6	11	66	0,25

Tableau 4-5 : Point de fonctionnement des générateurs à l'équilibre

La Figure 4-9 présente la tension et le courant de sortie en fonction du temps. Le courant de sortie est égal à 5,99A et la tension à 43,97V. La puissance disponible en sortie est égale à 263,7W.

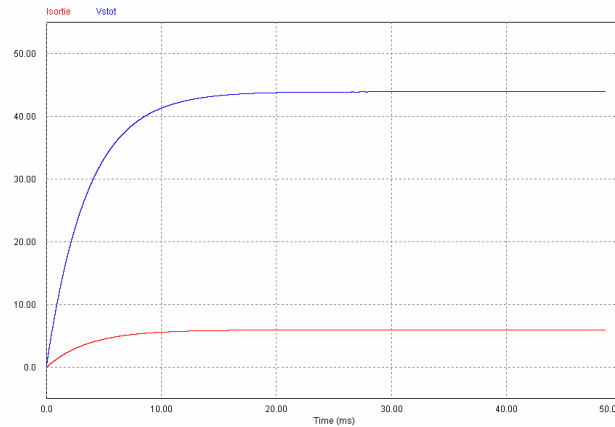


Figure 4-9 : I_s et V_s en fonction du temps pour le test à l'équilibre

La structure fonctionne donc correctement et est capable d'extraire le maximum de la puissance disponible en entrée lorsque les générateurs PV ont une production équilibrée.

La Figure 4-10 présente la forme des courants dans les inductances. Les valeurs moyennes de ces courants sont nulles car tous les générateurs PV ont le même point de fonctionnement. Dans cet exemple toutes les inductances possèdent les mêmes valeurs.

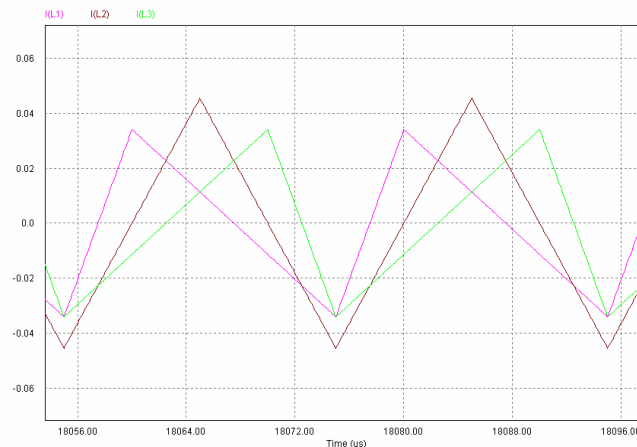


Figure 4-10 : Forme des courants dans les inductances pour le test à l'équilibre

On peut noter que l'ondulation des courants dans les inductances dépend du positionnement de l'inductance comme montré en théorie. L'inductance subissant la plus grande ondulation de courant est l'inductance se situant au centre de la structure. Cette inductance est celle qui est utilisée pour le dimensionnement, en lui imposant une ondulation maximale.

3.4.2. Mismatch

Une deuxième simulation a été réalisée avec des caractéristiques réelles de générateurs PV. Ces caractéristiques sont issues des données constructeurs fournies lors de la livraison des modules PV. Les modules utilisés sont des PW6-110Wp de chez Photowatt. Ces modules PV sont des modules de 36 cellules de 6 pouces. Nous utilisons ici la caractéristique extrapolée pour 18 cellules PV en divisant la tension par 2. Les caractéristiques des modules sont présentées dans le Tableau 4-6.

	I_e (A)	V_e (V)	P (W)	$\bar{\alpha}$
Etage 1	7,11	8,65	61,5	0,244
Etage 2	6,91	8,9	61,5	0,251
Etage 3	6,56	8,95	58,7	0,252
Etage 4	6,54	8,95	58,5	0,252

Tableau 4-6 : Point de fonctionnement des générateurs à 1000W.m^{-2} et à 25°C

Le constructeur garantie une dispersion du point de puissance maximale compris entre plus ou moins 3%. La différence de puissance entre les 4 générateurs ne dépasse pas les 5%, les générateurs PV respectent donc les critères de qualité.

Chaque générateur PV possède un point de puissance maximale avec des tensions et des courants dispersés entre 8,65 V et 8,95 V et entre 6,54 et 7,11 A. Les rapports cycliques des différents Mosfets sont ajustés en fonction de la tension du générateur associé et de la tension de sortie. La Figure 4-11 présente les résultats obtenus. Malgré des points de fonctionnement différents pour tous les générateurs, la structure fonctionne très bien et la puissance de sortie est très proche de la puissance disponible en entrée.

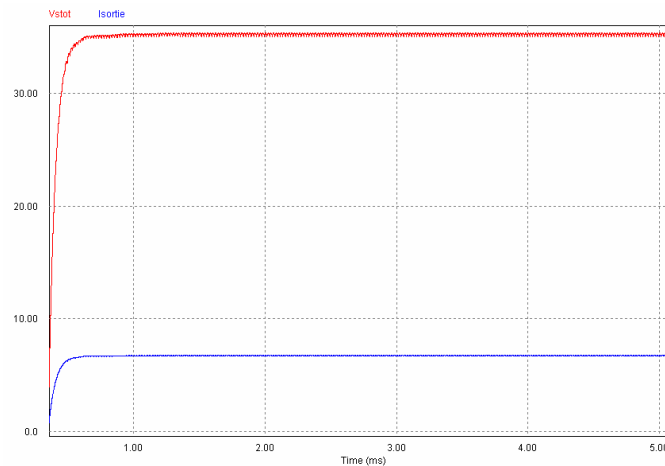


Figure 4-11 : I_s et V_s en fonction du temps pour le test avec Mismatch

La tension de sortie moyenne est bien la somme des tensions des générateurs PV ($V_s = 35,4\text{V}$). Le courant de sortie vaut $I_s = 6,8\text{A}$ et la puissance de sortie est très proche de la puissance disponible en entrée $P_s = 240\text{W}$.

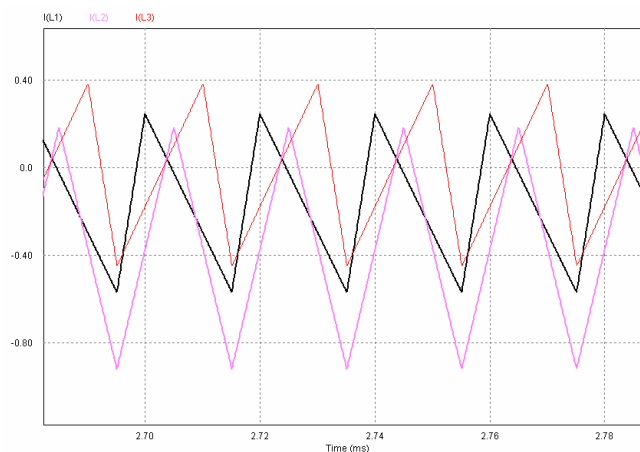


Figure 4-12 : Forme des courants dans les inductances pour le test avec Mismatch

En observant le courant circulant dans les inductances de la structure on retrouve bien les formes attendues selon la théorie, avec des valeurs moyennes valant la différences des courants de générateurs PV se situant de part et d'autre de l'inductance. On a : $\langle I_{L1} \rangle = -0,2A$, $\langle I_{L2} \rangle = -0,35A$ et $\langle I_{L3} \rangle = -0,02A$.

La structure, avec des rapports cycliques et une impédance de sortie adaptés, est capable d'extraire la totalité de la puissance disponible et se comporte comme en théorie.

3.4.3. Générateurs nuls

La dernière simulation que nous avons étudiée permet de vérifier que la structure est capable de fonctionner en mode dégradé. Les deux modes dégradés étudiés ici sont le cas d'une cellule fournissant un courant très faible et le cas d'une cellule court-circuitée (la tension à ses bornes devient nulle).

	I_e (A)	V_e (V)	P (W)	$\bar{\alpha}$
Etage 1	7,11	8,65	61,5	0,326
Etage 2	0,1	8,9	0,89	0,336
Etage 3	6,56	0	0	0
Etage 4	6,54	8,95	58,5	0,338

Tableau 4-7 : Point de fonctionnement des générateurs avec deux générateurs faibles

L'étage 3 possède une tension nulle, le Mosfet correspondant a donc un rapport cyclique égale à 1. Il reste ouvert toute la période isolant ainsi la cellule n'ayant plus de puissance. Les point de fonctionnement des générateurs PV sont présentés dans le Tableau 4-7.

La Figure 4-13 présente les sorties de la structure pour un fonctionnement dégradé. Les oscillations de la tension de sortie sont plus importantes que lors des simulations précédentes. Ces oscillations sont dues à un problème numérique. En effet la modélisation d'une diode ayant une tension inverse de 0V et d'un Mosfet ayant un rapport cyclique de 1, n'est pas possible. Des valeurs approchées ont donc dues être utilisées, impactant le bon fonctionnement de la structure. Néanmoins la valeur moyenne de la tension est $V_s = 25,5V$. Le courant atteint $I_s = 4,55A$. La structure est donc capable d'extraire $P_s = 116W$. La puissance disponible en entrée est de 120,9W.

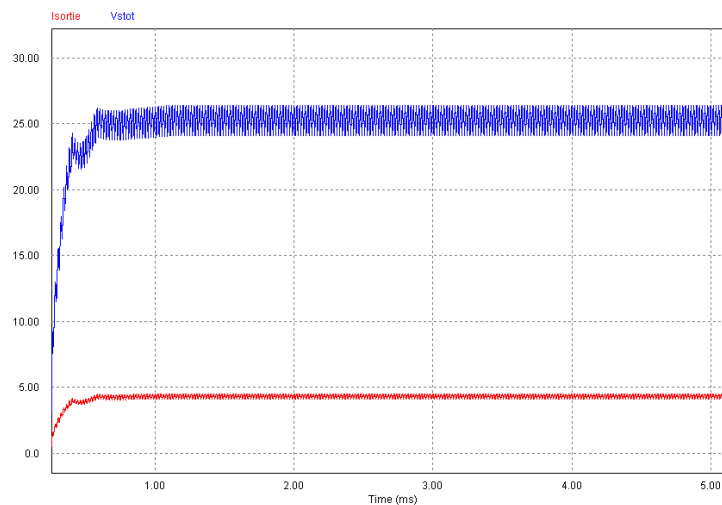


Figure 4-13 : I_s et V_s en fonction du temps pour le test des générateurs nuls

La structure, malgré un fonctionnement fortement dégradé, est capable d'extraire la quasi-totalité de la puissance disponible.

Ces simulations ont montré que la structure fonctionne correctement quels que soit les points de fonctionnement des générateurs PV. La structure est capable d'extraire la totalité de la puissance disponible pour tous les scénarios étudiés. Ce fonctionnement suppose l'adaptation des rapports cycliques des Mosfets et de l'impédance de sortie (du moins la tension de sortie.) L'algorithme présentant ces adaptations seront présentés dans la partie 3.6.

3.5. Calcul des pertes

Pour estimer les performances de cette structure nous allons estimer les pertes dans les inductances et dans les semi-conducteurs. Le modèles de pertes des semi-conducteurs utilisé est le même que celui présenté dans le Chapitre III. Néanmoins une étude de la cellule de commutation est nécessaire car certaines commutations se font sans pertes (commutations douces). Le modèle des pertes cuivre au sein d'une inductance sera discuté et le modèle des pertes fer utilisé sera présenté.

3.5.1. Inductances

Les pertes au sein d'un composant bobiné peuvent se décomposer en pertes fer dans le matériau magnétique et en pertes cuivre dans les enroulements.

3.5.1.1. Pertes cuivre

La première source de pertes dans les composants bobinés est les pertes cuivre. Dans notre application ces pertes cuivre sont prépondérantes. Les pertes cuivre se produisent dans les conducteurs et comprennent les pertes liées à la composante continue et celles en haute fréquence dues à l'effet de peau et à l'effet de proximité (cf. [VIE06] et [LEF04]). L'importance de l'ondulation du courant va conditionner l'importance des pertes hautes fréquences. Si l'ondulation est importante alors les pertes hautes fréquences sont importantes sinon les pertes sont conditionnées par les pertes continues.

Le modèle couramment utilisé décompose le signal à l'aide de la série de Fourier et calcule les pertes dues à chaque harmonique. Ce modèle suppose la connaissance de la résistance à chaque harmonique. Un modèle simplifié basé sur le fondamental est également utilisé. Nous allons étudier les avantages et les limites de ces deux modèles pour notre cas d'étude et définir lequel est le plus performant. La comparaison est faite pour un signal triangulaire, forme habituelle du courant circulant dans une inductance.

Le modèle complet

Pour calculer les pertes cuivre dans un composant bobiné selon le modèle complet il faut connaître le courant efficace de chaque harmonique et la résistance du composant pour chacune des fréquences de ces harmoniques. En effet de manière exacte les pertes s'écrivent selon la forme

$$\text{suivante : } P_{\text{cuivre}} = \sum_{h=0}^{\infty} R(h) \cdot I_{\text{eff}_h}^2 \quad (\text{Eq. 4.18.})$$

$R(h)$ représente la résistance à la fréquence du rang h

I_{eff_h} est la valeur efficace de l'harmonique h .

Ce modèle ne peut pas être strictement appliqué (on ne peut pas développer la série jusqu'à l'infini) et il faut donc définir le dernier rang de la série de Fourier qui donne un résultat correct.

Le choix du rang utilisé pour effectuer le calcul des pertes peut fortement modifier les valeurs obtenues. La Figure 4-14 présente l'évolution des pertes en utilisant la formule (Eq. 4.18.) en fonction du rang de la série de Fourier choisi.

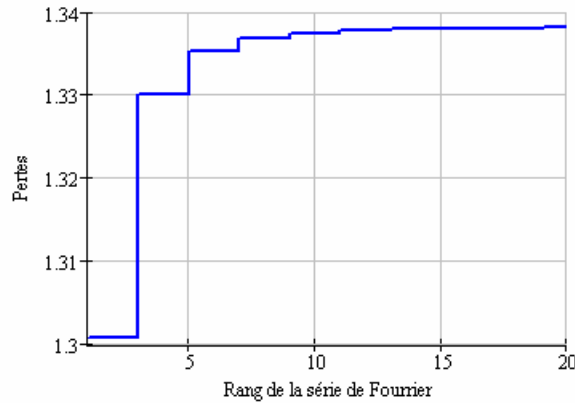


Figure 4-14 : Evolution des pertes calculées selon le rang de la série de Fourier ($\alpha=0,5$)

On peut s'apercevoir que les pertes tendent vers une limite finie. A partir du rang 10 le résultat est significatif et l'erreur commise est inférieure à 0,5%. Dans la suite de l'étude les pertes calculées jusqu'au rang 20 seront considérées comme référence.

Les résultats obtenus sont très différents selon le rapport cyclique du signal triangulaire. Si le signal triangle a un rapport cyclique proche de 0,5, il n'est pas nécessaire d'avoir un rang de la série de Fourier élevée pour avoir un résultat cohérent. Sur la Figure 4-15 on peut s'apercevoir qu'utiliser un développement en série de Fourier de rang 2 est suffisant pour avoir une erreur inférieure à 5 % pour un rapport cyclique compris entre 0,3 et 0,7.

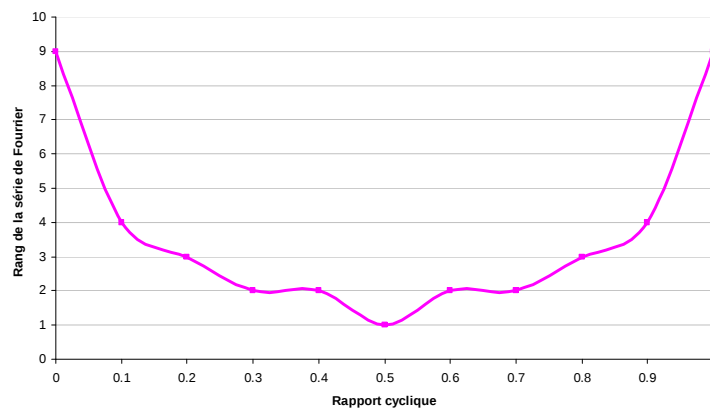


Figure 4-15 : Rang de la série de Fourier nécessaire pour avoir une erreur inférieure à 5%

En revanche lorsque le rapport cyclique s'éloigne de 0,5 et se rapproche des valeurs limites 1 et 0 il est nécessaire d'avoir un rang de la série de Fourier plus élevé pour avoir un résultat correct. Si on veut avoir un résultat avec 5% d'erreur avec un rapport cyclique de 1 ou de 0 il faut alors que la série de Fourier possède au minimum un rang 9.

Ces résultats s'expliquent facilement en comparant la décomposition d'un signal ayant un rapport cyclique de 0,5 (Figure de gauche) et un autre ayant un rapport de 0,9 (Figure de droite).

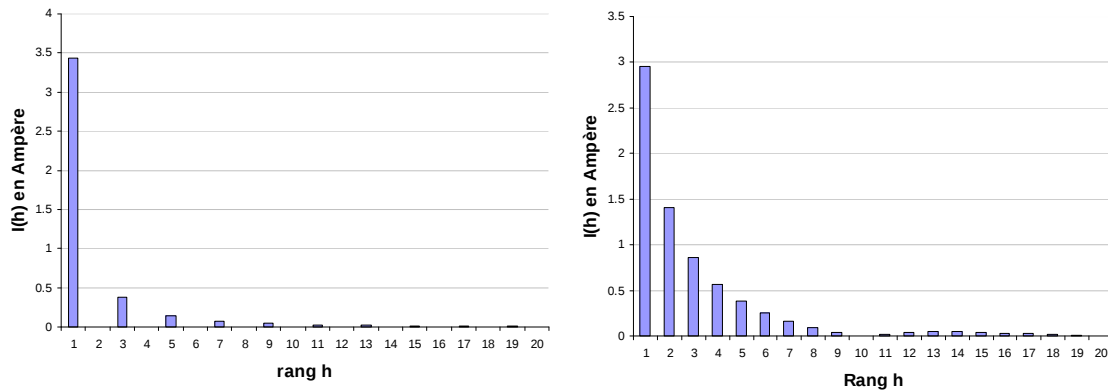


Figure 4-16 : Contenue harmonique d'un signal triangle en fonction de sa symétrie

Le signal avec un rapport cyclique de 0,5 possède un fondamental très important puis des harmoniques qui décroissent très rapidement (en $1/n^2$) alors que le signal avec un rapport cyclique de 0,9 possède plus d'harmoniques et son fondamental est moins énergétique. Cette différence explique qu'il est nécessaire d'utiliser un rang de la série de Fourier supérieur pour un signal de rapport cyclique 0,9 que pour un signal de rapport cyclique de 0,5 pour avoir la même précision.

Si l'on veut avoir un taux d'erreur inférieur à 5% quel que soit le rapport cyclique, il faut donc utiliser au minimum une décomposition en série de Fourier jusqu'au rang 10. Le modèle complet nécessite donc un nombre de données relativement important.

Le modèle simplifié

Le modèle simplifié couramment utilisé pour déterminer les pertes cuivre dans un composant bobiné est une simplification du premier modèle utilisant la valeur efficace de la partie alternative. En effet, cette valeur intègre les harmoniques HF mais la résistance considérée est celle à la fréquence du fondamental. Ce modèle s'écrit :

$$P_{CU} = R_{continu} * I_{continu}^2 + R_{F_dec} * I_{eff}^2 \quad (\text{Eq. 4.19.})$$

Avec :

P_{CU} : représente les pertes cuivre

$R_{continu}$: représente la résistance continue du composant bobiné

$I_{continu}$: représente la composante continue du courant

R_{F_dec} : représente la résistance du composant bobiné à la fréquence de découpage

I_{eff} : représente le courant efficace de la partie alternative du courant

Le premier terme représente les pertes continues et le second terme représente les pertes alternatives. L'estimation des pertes continues est faite de manière identique à celle effectuée dans le modèle complet. Le calcul des pertes alternatives est quant à lui simplifié. Pour calculer les pertes alternatives, on ne considère que la résistance à la fréquence fondamentale associée à la valeur efficace de la partie alternative du courant. Cette simplification nécessite de supposer que la grande majorité de l'énergie se situe dans le fondamental.

Le modèle simplifié ne nécessite que la connaissance de la résistance en continu, du courant continu, de la résistance à la fréquence de découpage et du courant efficace. Le modèle simplifié est donc très simple et permet un calcul rapide.

La comparaison

Nous avons vu que le choix du rang de la série de Fourier pouvait fortement modifier la validité du calcul des pertes cuivre dans le modèle complet. Nous allons maintenant comparer les résultats obtenus avec le modèle simplifié aux résultats obtenus avec le modèle complet.

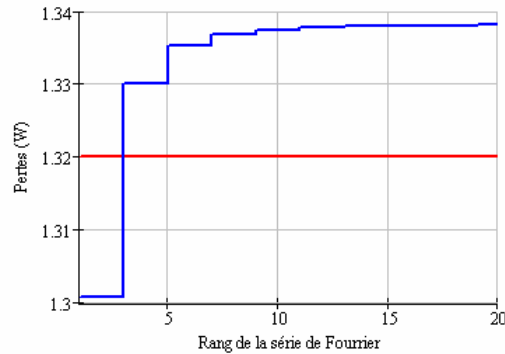


Figure 4-17 : Evolution des pertes en fonction du rang de la série de Fourier ($\alpha=0,5$)

La Figure 4-17 représente en rouge les pertes obtenues par la formule simplifiée et en bleu les pertes calculées en décomposant le signal en série de Fourier en fonction du rang choisi. Les pertes calculées à l'aide de la formule simplifiée se situent entre les pertes calculées pour le rang 1 et le rang 2.

Pour un rapport cyclique de 0,5 le résultat issu de la formule simplifiée est proche de celui calculé en décomposant le signal en série de Fourier. L'erreur commise est de 1,3%. En revanche cette erreur varie fortement en fonction du rapport cyclique du signal. Le graphique ci-dessous présente l'évolution de l'erreur en fonction du rapport cyclique du signal.

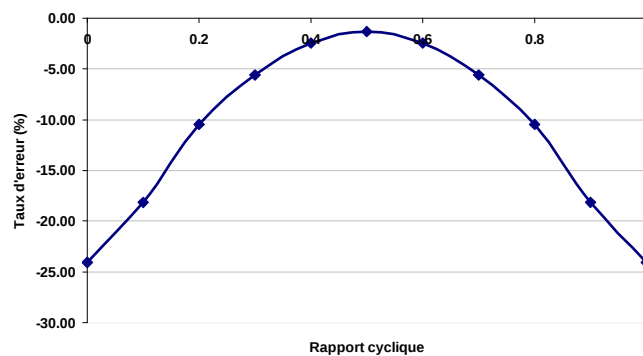


Figure 4-18 : Taux d'erreur du modèle simplifié en fonction du rapport cyclique

Lorsque le rapport cyclique s'éloigne de 0,5 l'erreur commise augmente fortement pour atteindre des taux d'erreur supérieurs à 15% pour des rapports cycliques de 0,1 ou 0,9. A noter qu'en utilisant le modèle simplifié on sous estime toujours les pertes et les erreurs peuvent devenir importante (proche de 25%) pour des rapport cyclique de 1 ou de 0.

Conclusion

Nous avons montré dans cette étude que le calcul des pertes engendrées par un courant triangulaire devait être fait avec certaines précautions qui dépendent du rapport cyclique du courant.

Si le courant à un rapport cyclique proche de 0,5 (+/- 0,2) alors les deux méthodes présentées ici peuvent être utilisées en garantissant une erreur inférieure à 5%. La décomposition en série de Fourier avec un rang faible (< 3) donne des résultats acceptables et la formule simplifiée sous-estime que très légèrement les pertes. Ici la formule simplifiée aura l'avantage car moins lourde et suffisamment précise.

En revanche si le courant possède un rapport cyclique quelconque, la formule simplifiée ne peut pas être utilisée car elle sous-estime très fortement les pertes (jusqu'à -25%) et la décomposition en série de Fourier doit être fait au minimum au rang 9 pour garantir une erreur de 5% maximum.

Dans notre application, les rapports cycliques des différentes inductances peuvent fortement varier et approcher les valeurs extrêmes 1 ou 0. Pour calculer les pertes cuivre dans les inductances nous avons décidé d'utiliser la décomposition en série de Fourier et pour maximiser la précision des calcul nous avons développé la série jusqu'au rang 20.

3.5.1.2. Pertes Fer

Les pertes fer représentent la deuxième source de pertes dans les composants bobinés. Nous allons utiliser en simulation des selfs en poudre de fer (Acier-Nickel). La proportion de pertes induites par ces matériaux étant relativement faible, nous nous contenterons d'utiliser un modèle simplifié pour ces pertes.

Le modèle empirique de Steinmetz [LOU10] est la formulation la plus employée pour la prédiction des pertes Fer dans les matériaux magnétiques. Les pertes fer volumiques s'expriment comme une fonction puissance qui rend compte des pertes hystérétiques (dépendant de la fréquence) et des pertes par courant de Foucault (dépendant du carré de la fréquence):

$$Pertes_{FER_vol} = k \cdot B_{ac}^a \cdot f^b \quad (\text{Eq. 4.20.})$$

Avec :

f : fréquence (Hz)

$B_{ac} = B_{max} - B_{moy}$: Valeur alternative maximale de l'induction (T)

k , a et b : constantes dépendantes du matériau.

Ce modèle est directement utilisable à partir des données du constructeur. En effet les abaques fournissent les valeurs des différentes constantes des matériaux. Les caractérisations effectuées par les constructeurs sont relatives à des excitations magnétiques sinusoïdales, or dans notre application (et dans de nombreuses applications d'électronique de puissance) les excitations ne sont pas sinusoïdales mais triangulaires avec composante continue. Pour contourner ce problème sans avoir recours à d'autres caractérisations une amélioration du modèle de Steinmetz est présentée sous le nom de MSE (Modified Steinmetz Equation). L'objectif de cette amélioration est de prendre en compte l'impact du dB/dt (vitesse de magnétisation des parois) dans les pertes fer.

Pour prendre en compte cette vitesse de magnétisation une fréquence équivalente f_E est introduite. Ce paramètre n'a pas de justification physique (coefficient d'interpolation). Pour une forme d'onde quelconque, la fréquence équivalente se déduit de la façon suivante :

$$f_E = \frac{2}{\pi^2 \cdot \Delta B^2} \cdot \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \cdot dt \quad (\text{Eq.4.21}) \text{ avec } \Delta B = B_{max} - B_{min}$$

Les coefficients k , a et b restent inchangés par rapport au modèle de Steinmetz. Malgré sa simplicité, ce modèle donne de bons résultats pour des signaux triangulaires. Nous allons donc utiliser ce modèle dans la suite de l'étude malgré la présence d'une composante continue de l'induction.

3.5.2. Semi-conducteurs

Nous allons maintenant nous intéresser aux pertes dues aux semi conducteurs. La technologie choisie pour la réalisation de cette structure est le Mosfet. Cet interrupteur commandé fonctionne uniquement par effet de champ, ce qui lui confère de très bonnes performances dynamiques. Cet atout principal rend le Mosfet incontournable pour une application à faible puissance comme celle étudiée ici. Les modèles de pertes de la cellule de commutation utilisés sont les mêmes que ceux présentés dans le Chapitre III. La particularité de la cellule de commutation de cette structure permet la commutation douce dans certains scénarios et la non conduction de la diode. Nous allons définir les particularités de cette cellule de commutation dans la partie suivante.

Pertes en conduction

Cette structure possède la particularité d'avoir une cellule de commutation qui s'apparente à celle du redressement synchrone. La diode va donc conduire que lors du temps de garde entre les deux commutations des Mosfets. Ce temps de garde étant très inférieur au temps de conduction des Mosfets, les pertes en conduction des diodes seront négligées. Les formes des courants et des tensions aux bornes des semi-conducteurs sont présentées sur la Figure 4- 19. L'échelle des temps n'est pas respectée sur cette figure, en réalité les temps de garde sont plus courts.

La seconde particularité de cette structure est le fait que le Mosfet puisse avoir à conduire des courants dans le sens de conduction de la diode. Nous allons considérer dans notre étude que le courant circule intégralement dans le Mosfet. Cette hypothèse est vérifiée si la tension aux bornes du Mosfet ($U_{MOS} = R_{dson} \cdot I_{MOS}$) ne dépasse pas la tension de seuil de diode. Cette condition est vérifiée car les Mosfets que nous utilisons possèdent de très faibles R_{dson} (quelques dizaines de milliOhm).

Les pertes liées à la conduction du Mosfet seront modélisées de la même manière que dans le Chapitre 2 par la résistance R_{dson} .

Pertes en commutation du Mosfet

Nous avons présenté dans le Chapitre 2 un modèle de pertes des semi-conducteurs lors de commutations dures. Dans la structure présentée ici, les commutations ne sont pas toutes réalisées dans ces conditions. En effet selon le sens du courant dans les inductances des commutations douces peuvent avoir lieu. Par commutation douce nous entendons :

- La tension aux bornes du Mosfet s'annule avant la mise en conduction de celui-ci. Par exemple sur la Figure 4- 19, la mise en conduction du Mosfet numéro 2 s'effectue sans perte, en effet elle se fait alors que la tension à ses bornes est nulle.
- Le courant circulant dans le Mosfet s'annule avant le blocage de ce dernier. Par exemple sur la Figure 4-1, l'ouverture du Mosfet numéro 2, le courant dans le Mosfet est annulé avant la commande de l'ouverture de ce dernier. La commutation se fait à zéro de courant et est donc sans perte.

De même les pertes par effets Miller peuvent se caractériser par la charge des capacités C_{oss} et C_d à l'ouverture et la décharge de ces capacités à la fermeture du Mosfet. Des pertes par effet Miller vont avoir lieu lorsque la décharge se fait sous tension non nulle. Si la commutation se fait alors que la tension a été annulée avant (ZVS) l'énergie des capacités a donc été recyclée dans le circuit. Il n'y a donc pas de pertes par effet Miller dans ce cas-là.

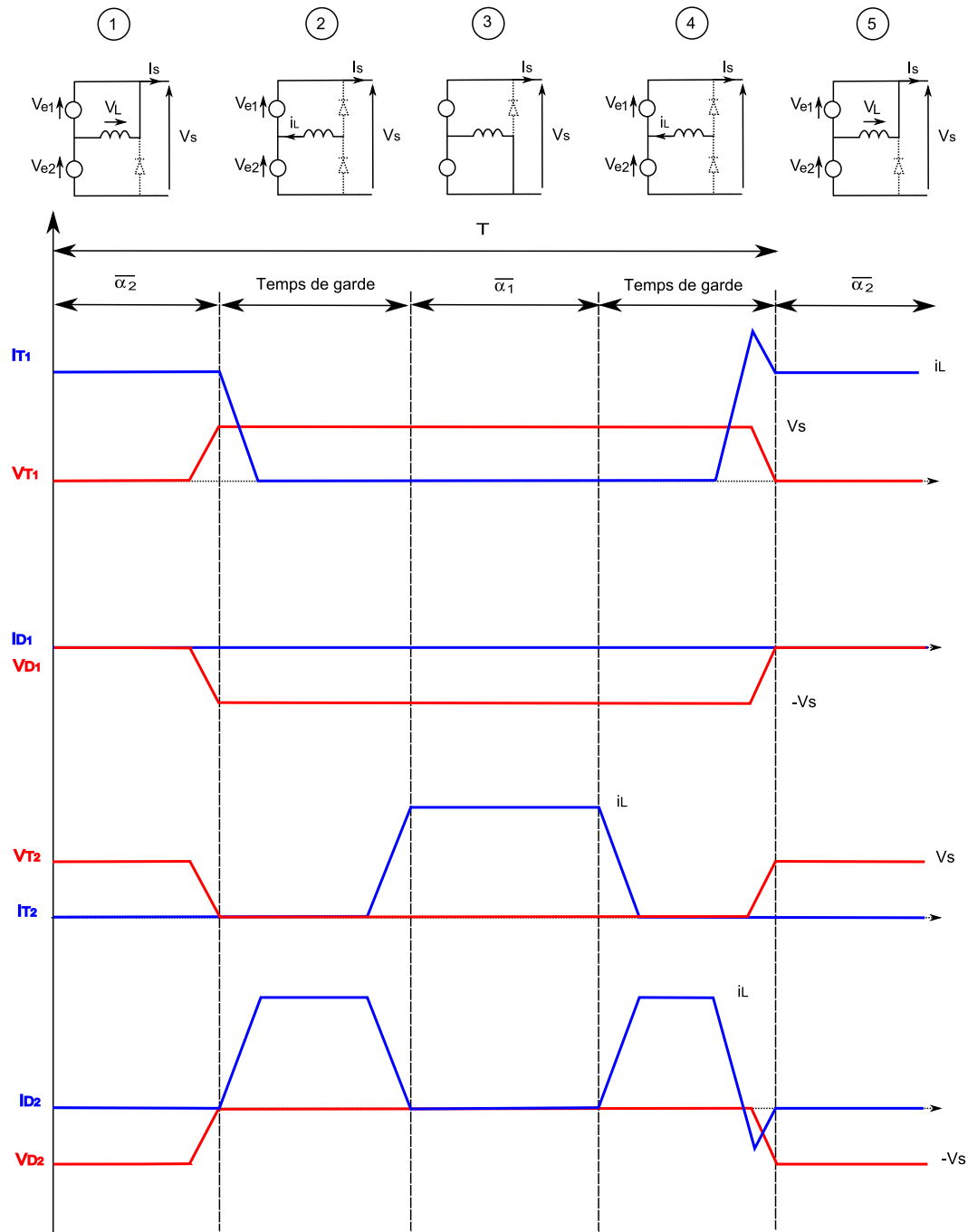


Figure 4- 19 : Formes simplifiées des courants dans les semi-conducteurs

Pertes en commutation de la diode

De même les commutations de la diode ne se font pas toutes de la même manière que lors d'une commutation classique. Par exemple, l'annulation du courant de la diode numéro 2 se fait sous tension nulle car la tension à ses bornes ne s'inverse pas (conduction du Mosfet anti-parallèle). Il n'y a donc pas de courant de recouvrement (cf. Figure 4- 19).

Commutation avec ou sans perte

La répartition des pertes et l'identification du type de commutation (avec ou sans pertes) peut être établi selon le sens du courant circulant dans l'inductance se situant entre la diode et le Mosfet qui commutent.

Deux cas doivent être distingués, lorsque la commutation à lieu entre le Mosfet se situant en bas de la structure et celui se situant en haut de la structure et toutes les autres commutations. Les différents cas possibles sont représentés dans le tableau suivant :

Pour $i \in [1; N - 1]$

Si $I_{Li(j)} < 0$ alors	Pas de perte dans la diode D_i	Pas de perte dans le Mosfet T_i
	Pas de perte dans la diode D_{i+1}	$P_{descente}$ et P_{Miller} dans le Mosfet T_{i+1}
Si $I_{Li(j)} \geq 0$ alors	Pas de perte dans la diode D_i	$P_{montée}$ dans le Mosfet T_i
	$P_{DIODE_commutation}$ dans la diode D_{i+1}	Pas de perte dans le Mosfet T_{i+1}

j représente l'indice du temps de calcul
i représente l'indice de l'inductance

Tableau 4-8 : Répartition des pertes pour $i \in [1; N - 1]$

Pour $i = N$

Si $I_{Li(j)} \geq 0$ alors	Pas de perte dans la diode D_N	Pas de perte dans le Mosfet T_N
	Pas de perte dans la diode D_1	$P_{descente}$ et P_{Miller} dans le Mosfet T_1
Si $I_{Li(j)} < 0$ alors	Pas de perte dans la diode D_N	$P_{montée}$ dans le Mosfet T_N
	$P_{DIODE_commutation}$ dans la diode D_1	Pas de perte dans le Mosfet T_1

j représente l'indice du temps de calcul
i représente l'indice de l'inductance

Tableau 4-9 : Répartition des pertes pour $i = N$

Nous avons donc déterminé en fonction de l'état du circuit avant la commutation quelles seraient les pertes qui auraient lieu au sein des semi-conducteurs.

3.5.3. Commandes

La commande des Mosfets est à l'origine de pertes. Ces pertes sont dues aux charges nécessaires pour alimenter la grille. Elles dépendent donc de la tension de commande et de la fréquence de commutation. Les datasheets des Mosfets nous fournissent la quantité de charges nécessaire pour commander le Mosfet.

$$P_{commande} = V \cdot Q_g \cdot F \quad (\text{Eq. 4.22})$$

V représente la tension de la commande

F est la fréquence

Q_g est la quantité totale de charges donnée par le constructeur

La commande nécessite également différents drivers dont l'énergie consommée n'est pas prise en compte dans cette étude.

3.6.Algorithme de MPPT

La première manière de piloter la structure est de commander les Mosfets avec des rapports cycliques égaux et constants. Dans ce cas, tous les générateurs PV travaillent à la même tension V_s/n . Cette stratégie de commande est très simple, demande très peu d'intelligence, seule la maximisation de la puissance à travers la tension V_s est nécessaire. La performance de cette commande peut s'avérer relativement bonne car des générateurs PV voisins ont des températures relativement proches donc des tensions au MPP relativement proches. La performance d'une commande de ce genre sera étudiée dans la partie expérimentale. Une évolution pourrait être de commander les Mosfets avec des rapports cycliques calculés avec la tension au MPP fournie par le

constructeur. Les rapports cycliques seraient donc égaux à $\overline{\alpha}_i = \frac{V_i^*}{\sum_{k=1}^n V_k^*}$.

La seconde méthode pour commander la structure est d'utiliser un algorithme de MPPT. Cet algorithme suppose la commande de la tension V_s par la charge (par exemple avec un convertisseur DC/DC) en effet nous avons n Mosfet donc n degrés de liberté alors que nous avons n+1 variables à fixer (les n tensions des générateurs PV + la tension V_s). L'algorithme proposé pour faire fonctionner la structure au MPP est composé de différentes étapes décrites dans l'Annexe H. La recherche du point de puissance maximale revient à rechercher l'ensemble des rapports cycliques maximisant la puissance disponible en sortie. Il faut noter que nous travaillons à fréquence constante et donc que la modification d'un rapport cyclique impacte les autres. L'existence et l'unicité du MPP de cette structure sont présentées en [TOS03].

Les points qui définissent la qualité d'un MPPT sont sa rapidité à trouver le point de puissance maximale et la distance moyenne au point de puissance maximale où il fait travailler la structure [ALO03].

4. Optimisation du nombre d'équilibreur

Nous avons dans les parties précédentes développé les modèles des pertes de la structure et nous connaissons la forme et la valeur des différents courants dans tous les composants. Nous sommes donc capable d'estimer les pertes dans l'équilibreur en fonction de son point de fonctionnement. L'objectif de cette partie est de comparer différentes structures dans différents cas typiques de fonctionnement. Pour calculer le rendement des différentes structures nous avons réalisé un programme Mathcad qui calcule toutes les tensions et tous les courants sur une période pour estimer les pertes et ainsi établir l'efficacité de la structure en fonction du point de fonctionnement. Ce programme compare les résultats obtenus avec une structure d'équilibreur à une mise en série des cellules PV.

4.1. Les différentes structures étudiées

Nous allons soumettre quatre types de structures à ces différents cas typiques de fonctionnement. Ces différentes structures testées vont nous permettre de définir l'évolution des pertes lorsque le nombre d'équilibreurs en série est augmenté et l'effet de la mise en parallèle de cellules à l'entrée de ces équilibreurs. Pour pouvoir comparer les structures entre elles, toutes les structures auront le même nombre de cellules et la même puissance disponible à l'entrée, chaque structure possédera 8 groupes de 18 cellules. Ces structures sont reliées en parallèle sur un bus DC à 400V à travers un ou des convertisseur(s) DC/DC.

Dans cette étude, nous avons fait le choix de prendre comme ensemble élémentaire un groupe de 18 cellules PV en série. Ce choix a été fait pour deux raisons. La première raison est que 18 cellules est le plus grand ensemble de cellules PV que l'on peut connecter en série sans risquer de dépasser la tension d'avalanche inverse lors d'ombrage. La seconde raison est une raison industrielle : aujourd'hui la quasi-totalité des modules en silicium cristallin possèdent une diode by-pass toutes les 18 cellules, ces points de contact sont donc disponibles. Il semble difficile d'envisager une discrétisation plus élevée qui imposerait la remise en cause de toutes les chaînes de production. De plus ce choix nous assure la possibilité de réaliser un prototype avec des modules classiques.

Les quatre structures que l'on a donc étudiées ici sont présentées sur la Figure 4-20. Le bus DC a une tension de 400V. Cette tension permettra à l'onduleur de recomposer la tension du réseau. Dans le cas 1 nous avons des équilibreurs avec deux étages qui ont à leur entrée chacun un groupe de 18 cellules PV connectées en série. La structure possède 4 équilibreurs qui sont reliés en parallèle sur un bus DC à travers des convertisseurs DC/DC 18V/400V. La structure 2 possède deux équilibreurs avec quatre étages ayant chacun un groupe de 18 cellules connecté à l'entrée. Ces deux équilibreurs sont connectés en parallèle sur le bus DC à travers des convertisseurs DC/DC 36V/400V. La structure 3 possède un équilibreur à huit étages avec un groupe de 18 cellules connecté à l'entrée de chacun. Dans ce cas, l'équilibreur est connecté au bus DC à travers un DC/DC 72V/400V. Ces trois structures vont permettre d'étudier l'évolution des pertes et les performances de la structure lorsque le nombre d'étages de l'équilibreur évolue. Le cas 4 va permettre d'étudier l'influence de la mise en parallèle de cellules à l'entrée des équilibreurs. Cette structure possède donc deux équilibreurs de deux étages qui ont sur chacune de leurs entrées 2 groupes de 18 cellules PV en parallèle.

Pour pouvoir comparer ces structures à ce qui se fait actuellement (i.e. la mise en série des cellules PV avec une diode de by-pass en anti-parallèle toutes les 18 cellules) nous allons également simuler la puissance de sortie que serait capable de fournir un tel système. Ce cas est noté dans la suite de l'étude la solution classique.

4.2. Les cas typiques étudiés

Pour comparer les 4 structures présentées dans la partie précédente nous allons les soumettre à différents cas typiques de fonctionnement. Les caractéristiques des cellules PV que nous allons utiliser sont des caractéristiques réelles de cellules 5 pouces multicristallines de chez PhotoWatt. Les caractéristiques utilisées sont celles fournies lors de l'achat des modules. Les modules sont des PW 6100, qui comportent 36 cellules en série. Pour avoir les caractéristiques de

groupe de 18 cellules, le courant du module a été conservé alors que sa tension a été divisée par deux.

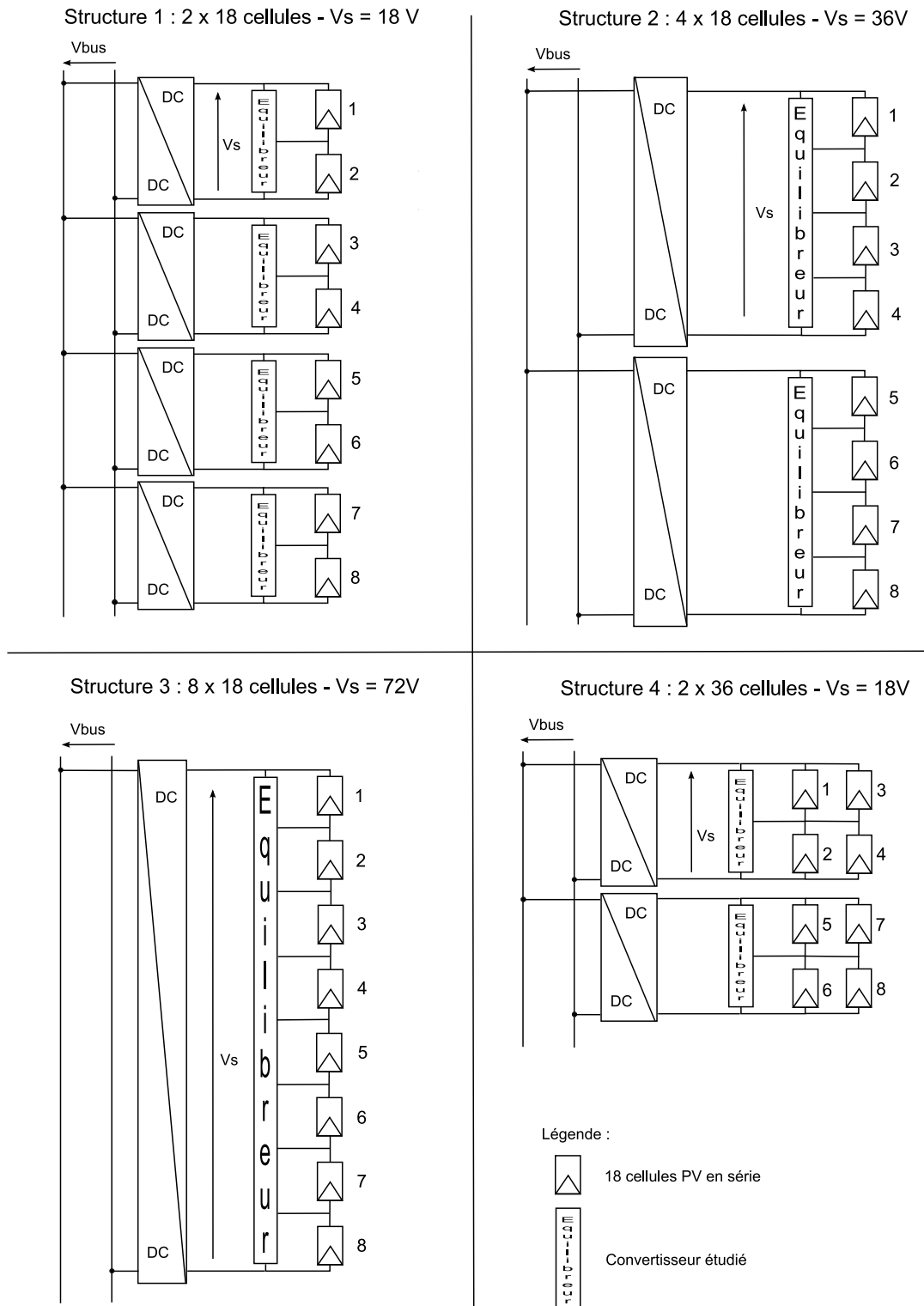


Figure 4-20 : Les quatre structures étudiées

4.2.1. Eclairement homogène

Le premier cas typique de fonctionnement que nous allons étudier est le fonctionnement dans les conditions standard de test (STC). Ces conditions traduisent un éclairement et une température constants sur l'ensemble des cellules PV. L'éclairement est de 1000 W.m^{-2} et la température est de 25°C .

Les points de fonctionnements des 8 groupes de 18 cellules aux STC sont présentés dans le Tableau 4-10. On peut noter que les cellules ont une différence de courant à leur point de puissance maximal de plus de 10 % (7,11 A pour la plus forte en courant contre 6,37 A pour la plus faible). La différence de tension est elle beaucoup plus faible, elle est de 4,4 % pour les cellules extrêmes. Au niveau de la puissance, la différence entre la cellule la plus puissante et la cellule la plus faible est de 6%. Cette constatation est en accord avec les spécifications techniques qui donnent une marge de $\pm 3\%$ sur la puissance des modules par rapport à la puissance nominale. La puissance nominale d'un groupe de 18 cellules est de 58,8 W.

Structures 1, 2 et 3			Structure 4		
Ie1 = 7,11	Ve1 = 8,65	P1 = 61,50	Ie1 = 13,67	Ve1 = 8,65	P1 = 118,25
Ie2 = 6,91	Ve2 = 8,9	P2 = 61,50	Ie2 = 13,45	Ve2 = 8,9	P2 = 119,71
Ie3 = 6,56	Ve3 = 8,95	P3 = 58,71	Ie3 = 13,03	Ve3 = 8,95	P3 = 116,62
Ie4 = 6,54	Ve4 = 8,95	P4 = 58,53	Ie4 = 12,89	Ve4 = 8,85	P4 = 114,07
Ie5 = 6,52	Ve5 = 8,95	P5 = 58,35			
Ie6 = 6,52	Ve6 = 8,85	P6 = 57,70			
Ie7 = 6,51	Ve7 = 8,95	P7 = 58,26			
Ie8 = 6,37	Ve8 = 9,05	P8 = 57,65			
Ptot = 472,21			Ptot = 468,65		

Tableau 4-10 : Points de fonctionnement des cellules PV dans les Conditions Standard de Test

Pour la structure 4 une mise en parallèle de cellules est nécessaire à l'entrée des équilibreurs. Les modules 1 et 3, 2 et 4, 5 et 7, 6 et 8 sont mis en parallèle sur l'entrée des équilibreurs (cf. Figure 4-20). Pour prendre en compte cette mise en parallèle, les générateurs PV équivalents à deux groupes de 18 cellules PV en parallèles ont :

- un courant qui est la somme des courants des deux groupes de 18 cellules PV,
- une tension qui est le minimum des tensions des deux groupes de 18 cellules PV.

Cette mise en parallèle de cellules PV ayant des points de fonctionnement différents est la cause de pertes de puissance par mismatch. C'est pourquoi la puissance totale disponible en entrée est plus faible pour la structure 4 (468,65 W) que pour les 4 autres structures (472,21 W).

Pour compléter cette étude au point de puissance maximale, une étude prenant en compte la variation de la puissance du soleil au cours d'une journée et au cours de l'année a été réalisée. Nous allons définir une puissance européenne qui est définie sur le même modèle que le rendement européen. Cette puissance européenne est définie par :

$$P_{euro} = 0.03 \times P_5 + 0.06 \times P_{10} + 0.13 \times P_{20} + 0.1 \times P_{30} + 0.48 \times P_{50} + 0.2 \times P_{100}$$

où P_x est la puissance en sortie de la structure lorsque la puissance du soleil est à x% de la puissance nominale. Par P_{100} nous entendons un éclairement de 1000 W.m^{-2} .

4.2.2. Les cas d'ombrage

Pour compléter la comparaison de ces 5 structures nous allons étudier l'impact de différents ombrages sur la puissance de sortie. Nous avons vu dans le Chapitre 2 que la simulation de scénarios d'ombrage est très difficilement généralisable. En effet, en fonction du nombre de cellules ombrées, de la position des cellules ombrées, de l'opacité de l'ombrage et du raccordement des cellules PV entre elles, les impacts de l'ombre varient très fortement. Pour essayer de couvrir le plus grand nombre de cas d'ombrage nous allons simuler 24 scénarios d'ombrages différents. L'ombrage que nous allons simuler va toucher 1, 2, 3 ou 4 groupes de 18 cellules. Nous n'étudierons pas les cas où 5, 6, 7 ou 8 groupes sont ombrés car ce sont des cas symétriques aux 4 cas précédents et les résultats seraient donc similaires. Les scénarios d'ombrages sont présentés sur la Figure 4-21.

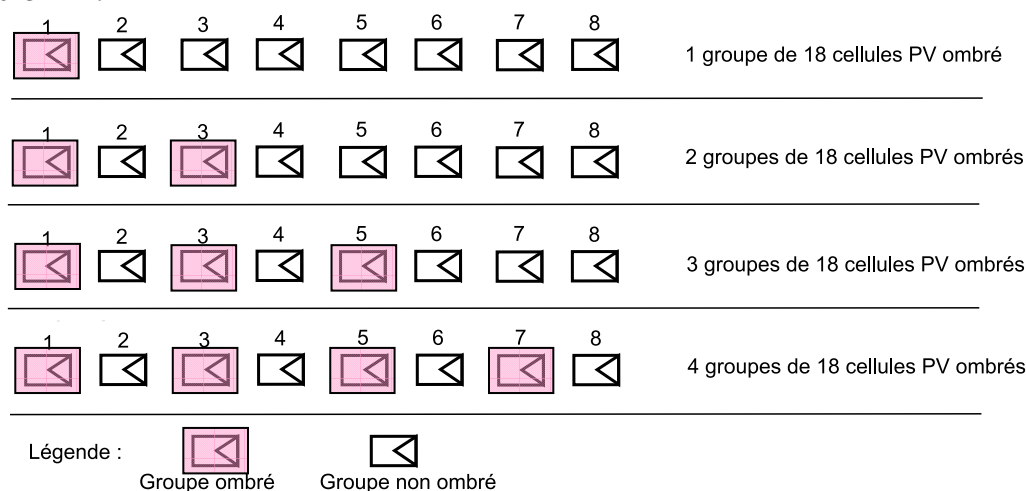


Figure 4-21 : Représentation des différents scénarios d'ombrage

Dans le cas où un seul groupe est ombré ce sera le groupe 1. Lorsque 2 groupes seront ombrés ce seront les groupes 1 et 3... Cet ombrage va également varier de 0% à 100%. Un ombrage de 0% signifie qu'il n'y a pas d'ombrage, un ombrage de 50 % signifie que la cellule ne peut plus produire que 50% de sa puissance nominale et un ombrage de 100% signifie que la cellule ne produit plus aucune puissance. Différents niveaux d'ombrage vont être simulés : 0%, 20%, 50%, 70%, 85% et 100%.

Structures 1, 2 et 3			Structure 4		
Ie1 = 1,07	Ve1 = 8,65	P1 = 9,23	Ie1 = 2,05	Ve1 = 8,65	P1 = 17,74
Ie2 = 6,91	Ve2 = 8,9	P2 = 61,50	Ie2 = 13,45	Ve2 = 8,9	P2 = 119,71
Ie3 = 0,98	Ve3 = 8,95	P3 = 8,81	Ie3 = 13,03	Ve3 = 8,95	P3 = 116,62
Ie4 = 6,54	Ve4 = 8,95	P4 = 58,53	Ie4 = 12,89	Ve4 = 8,85	P4 = 114,07
Ie5 = 6,52	Ve5 = 8,95	P5 = 58,35			
Ie6 = 6,52	Ve6 = 8,85	P6 = 57,70			
Ie7 = 6,51	Ve7 = 8,95	P7 = 58,26			
Ie8 = 6,37	Ve8 = 9,05	P8 = 57,65			
Ptot = 370,03			Ptot = 368,14		

Tableau 4-11 : Points de fonctionnement des cellules PV avec 2 groupes de 18 cellules ombrés à 85%

Le Tableau 4-11 présente les points de fonctionnement des cellules PV lorsque deux groupes de 18 cellules PV sont ombrés à 85%, Ce sont donc les groupes 1 et 3 qui sont touchés par

l'ombrage dans le cas présenté ici, Les cellules ombrées ne peuvent fournir seulement que 25% de leur courant nominal, Les autres groupes de cellules PV conservent leur point de fonctionnement nominal pour un éclairement de 1000 W.m^{-2} ,

Un ombrage de X % peut avoir deux causes :

- $\frac{X}{100}$ de la surface de la cellule est ombrée complètement (opaque),
- la totalité de la surface de la cellule ne reçoit plus que X % de l'éclairement nominal (ombrage diffus),

Il faut noter que dans cette structure, les cellules PV sont connectées toutes les 18 cellules sur une entrée d'équilibreur, il n'y a plus de diodes by-pass mises en anti-parallèle. Ainsi, dans un groupe de 18 cellules en série, dès qu'une cellule est ombrée, l'ensemble des 18 cellules perd le même pourcentage de puissance que la ou les cellule(s) ombrée(s). Toutes les cellules fonctionnent au point de la cellule la plus faible.

4.3.Les résultats

Dans un premier temps, les rendements des différents convertisseurs DC/DC qui permettent la connexion en parallèle des équilibreurs sur le bus 400 VDC seront tous unitaires. Cette première étude permettra d'étudier uniquement l'évolution des performances des équilibreurs. Une étude prenant en compte le rendement des convertisseurs DC/DC est faite dans la partie 4.4.

4.3.1. Eclairement homogène

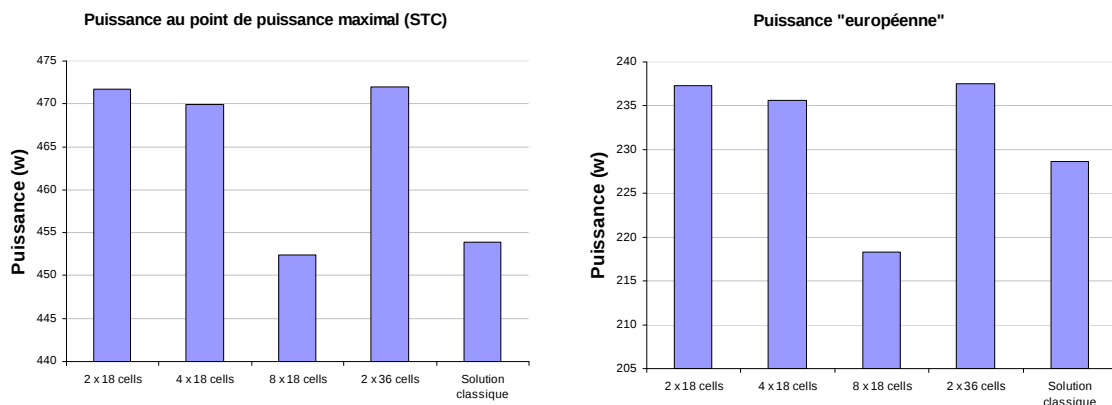


Figure 4-22 : Puissances de sortie des structures comparées à éclairement homogène

Les résultats au point de puissance maximale et les résultats en utilisant la puissance européenne sont très similaires. Ces résultats permettent de tirer deux conclusions principales.

Premièrement, les structures 1, 2 et 4 permettent un gain de puissance par rapport à la solution classique dans les deux cas. Ce gain est de 3,5 % pour la structure 2 et de 4 % pour les structures 1 et 4 au point de puissance maximale. Lorsque l'on prend en compte la variation de la puissance solaire (puissance européenne) le gain de productivité par rapport à la solution classique est diminué. En effet, le gain de puissance européenne est de 3 % pour la structure 2 et de 3,8 % pour les structures 1 et 4. Cette diminution de gain s'explique par le fait que le rendement des convertisseurs est moins bon à faible puissance qu'à la puissance nominale. L'équilibreur permet

donc de récupérer la puissance qui est perdue lors d'une mise en série classique lorsque les cellules PV n'ont pas exactement les mêmes caractéristiques.

La seconde conclusion que l'on peut tirer de ces résultats est que la structure 3, avec un équilibreur à 8 étages, est moins performante que la solution classique dans les deux cas.

4.3.2. Influence de l'ombrage

Les résultats obtenus pour un éclairement homogène ont été complétés par des simulations lors de différents scénarios d'ombrage. Les résultats des simulations pour les différents scénarios d'ombrages sont présentés dans la Figure 4-23.

Sur les 4 graphiques de la Figure 4-23 sont rappelés en bleu clair la puissance de sortie que sont capables de fournir les différents équilibreurs au point nominal. L'étude de l'impact de l'ombrage sur les puissances de sortie confirme et renforce les résultats obtenus pour un éclairement homogène.

Sur la Figure 4-23 on peut noter que la solution classique perd l'intégralité de la puissance du (des) groupe(s) ombré(s) dès que l'ombre est supérieure ou égale à 50 % quel que soit le nombre de groupes ombrés. Le (les) groupe(s) de 18 cellules PV ombrées sont shuntés par la diode by-pass. La puissance de l'ensemble est donc perdue. Les structures avec les équilibreurs sont elles capables de faire fonctionner chaque groupe de 18 cellules PV indépendamment. La structure avec les équilibreurs va donc être capable d'extraire plus de puissance dans ces cas d'ombrage.

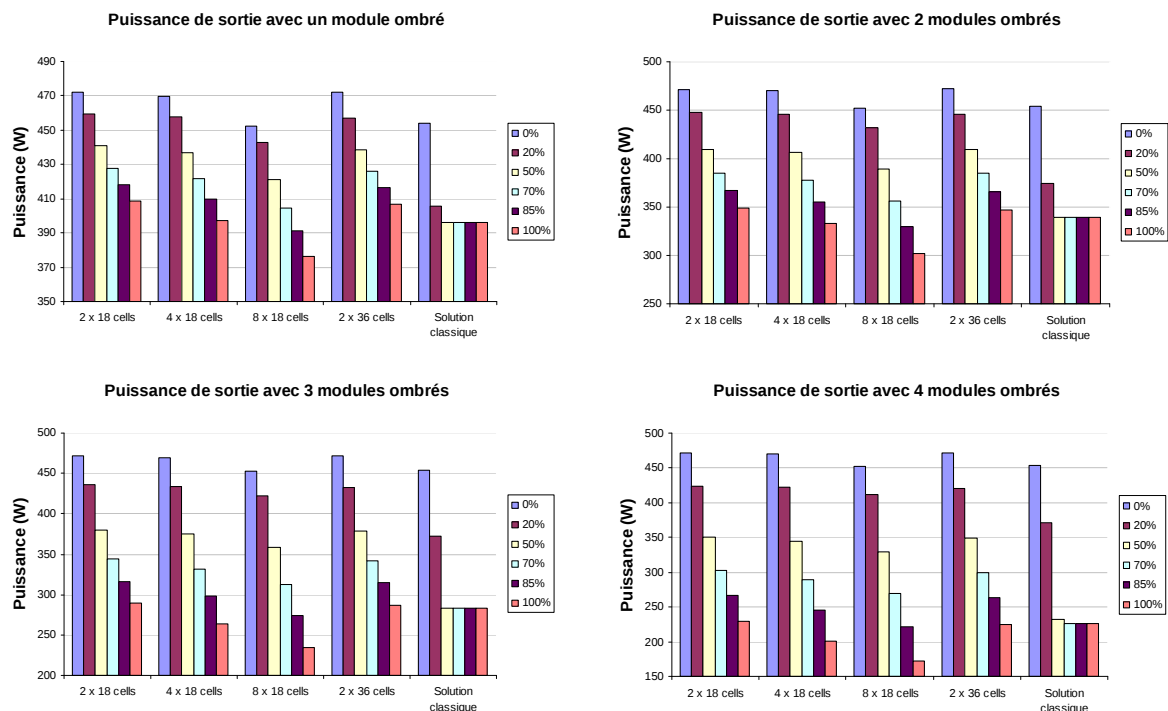


Figure 4-23 : Puissances de sortie des différentes structures en présence d'ombrage

Lorsque l'ombrage est complètement opaque (100%), les cellules ombrées ne produisent plus aucune puissance. L'intérêt de l'équilibreur par rapport à la solution classique est annulé. En effet plus aucune puissance n'est disponible donc l'équilibreur joue exactement le même rôle qu'une diode by-pass avec des pertes en plus.

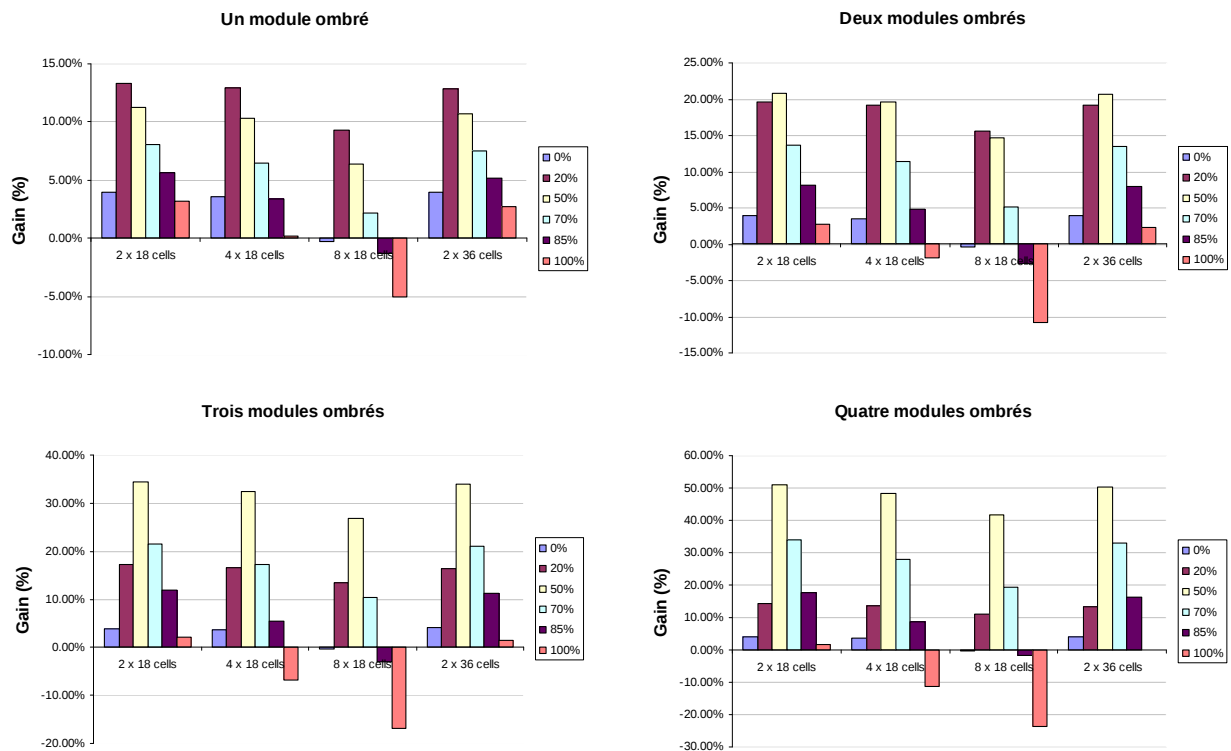


Figure 4-24 : Gain de puissances de sortie par rapport à la solution classique en présence d'ombrage

Ces constatations peuvent être complétées par la Figure 4-24 qui présente les gains relatifs de puissances réalisés par les différentes structures avec équilibreurs comparés à la solution classique.

4.3.3. Influence de la mise en série

Les comparaisons faites ici ne prennent pas en compte les différences de rendement que peuvent avoir les convertisseurs DC/DC nécessaires à la connexion en parallèle sur le bus DC. Ces comparaisons sont faites pour évaluer uniquement les performances des équilibreurs en fonction de leur nombre d'étages.

En comparant les structures 1, 2 et 3 on s'aperçoit que leurs performances décroissent lorsque le nombre d'étages au sein d'un équilibreur augmente. Plus le nombre d'étages est important dans la structure plus la tension de sortie est élevée. Chaque semi-conducteur est à l'état bloqué soumis à cette tension de sortie. Cette augmentation de la tension explique l'augmentation des pertes dans les semi-conducteurs avec le nombre d'étages. Cette remarque va fortement limiter l'intérêt d'augmenter le nombre d'étage au sein des équilibreurs.

La solution ne possédant qu'un seul équilibreur avec huit étages n'est clairement pas une solution intéressante. Ses performances sont inférieures à la structure classique à éclairage homogène (-0,31% à l'éclairage nominal et -4,5% dans le cas de la puissance européenne). Dans la structure 3, les composants utilisés doivent supporter une tension de 100V, leur perte par commutation sont donc plus importantes que pour les autres structures et vont fortement faire chuter le rendement de cette structure.

Les deux autres solutions sont quant à elles plus performantes que la solution classique. La structure 1 reste plus performante que la structure 2 dans tous les cas étudiés. Son faible avantage

est compris entre 0,5 et 1 %. Le gain de puissance de ces deux structures par rapport à la structure classique est compris entre 3 et 50 % selon les cas étudiés.

4.3.4. Influence de la mise en parallèle

Nous allons maintenant comparer les structures 1 et 4 pour étudier l'influence d'une mise en parallèle des générateurs PV à l'entrée des équilibreurs. Cette mise en parallèle a pour effet de doubler le calibre en courant des convertisseurs et dans le même temps de diviser le nombre de composants par deux. Les performances des deux structures sont très proches. L'avantage de la structure 1 par rapport à la structure 4 est d'environ 1 point pour tous les cas étudiés. Les équilibreurs ont des rendements très proches. Les pertes par mismatch lors de la mise en parallèle de cellules PV limite l'intérêt de la mise en parallèles de cellules PV à l'entrée des équilibreurs.

La comparaison de ces 5 différentes structures a permis de montrer l'intérêt de ces structures par rapport à la solution. Cette étude va être complétée par une étude du système complet en intégrant le rendement des convertisseurs DC/DC nécessaire à la connexion des équilibreurs sur le bus DC.

4.4. Etude du système complet

Notre structure vise une application pour du PV raccordé au réseau, nous allons donc avoir plusieurs convertisseurs à mettre en parallèle. Une mise en parallèle et/ou en série en sortie des équilibreurs ferait perdre tout intérêt à la structure. En effet chaque équilibreur fonctionne à un point différent en courant et en tension pour extraire le maximum de puissance des générateurs PV. La connexion en sortie ne peut donc pas se faire de façon directe mais nécessite l'utilisation d'un convertisseur. Les deux topologies de champ PV présentées aux Chapitres II et III permettent de s'affranchir de ce problème. Pour la suite de l'étude, nous allons nous intéresser au « hacheur modulaire parallèle ». A la sortie de chaque équilibreur un convertisseur DC/DC est chargé d'élever la tension à la tension du BUS DC (400 V). Tous les modules sont ainsi branchés en parallèle sur ce bus (cf. Figure 4-20).

Le rendement des convertisseurs DC/DC dépend de leur gain en tension. Le double Boost réalisé et présenté dans le Chapitre III va être utilisé pour estimer le rendement. Le rendement du micro-hacheur dépend de sa tension d'entrée (cf. Tableau 4-12 et Chapitre III).

V_e	18 V	36 V	72 V
η	95,19 %	96,29 %	96,57 %
η_{euro}	94,42 %	95,45 %	95,80 %

Tableau 4-12 : Rendement et rendement européen du convertisseur DC/DC selon la tension d'entrée

Le calibre en courant du convertisseur ne modifie pas le rendement de ce dernier. Le doublement du calibre en courant équivaut à une mise en parallèle de deux convertisseurs. Le rendement ne s'en trouve donc pas modifié. Le rendement pour la structure 4 (2 x 36 cells) et la structure 1 (2 x 18 cells) est donc le même.

Les résultats pour un éclairage homogène et pour la puissance européenne en prenant en compte le rendement des convertisseurs DC/DC sont présentés sur la Figure 4-25.

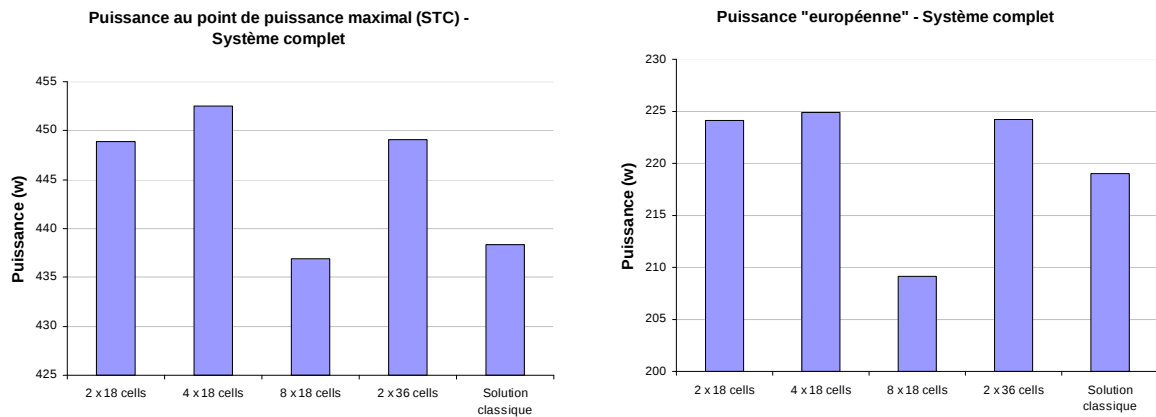


Figure 4-25 : Puissances de sortie des structures complètes comparées à éclairage homogène

La prise en compte des rendements des convertisseurs DC/DC modifie légèrement les résultats. Avec cette intégration la structure « 4 x 18 cells » devient la structure la plus performante. Le gain de puissance dans les conditions standard de test pour des modules réels est de 4% par rapport à la solution classique à la puissance nominale. Si l'on s'intéresse à la puissance européenne ce gain est de 2%. Les deux structures avec des équilibreurs à deux étages sont fortement handicapées par leur faible tension de sortie et de fait le fort gain du convertisseur DC/DC. Le gain important en tension du convertisseur DC/DC fait chuter son rendement et l'intérêt global de ces deux solutions. La structure avec un équilibreur à 8 étages reste la structure la moins performante.

5. Expérimentation

L'étude théorique de l'équilibreur a montré que l'intégration d'une structure d'équilibreur au sein d'un module PV pouvait augmenter sa production. L'étude théorique a également montré que la structure d'équilibreur la plus performante était un équilibreur de 4 étages avec 18 cellules PV connectés à chaque étage. Outre la performance de cette topologie sa facile intégration au sein d'un module de 72 cellules est un grand avantage. Nous allons présenter les principales caractéristiques du prototype réalisé, puis mesurer ses performances dans plusieurs scénarios d'ombrage et enfin des pistes d'amélioration seront présentées.

5.1. Le prototype

Le prototype réalisé a été conçu pour s'intégrer au sein d'un module PW1650 de chez PhotoWatt. Ce module est composé de 72 cellules PV de 5 pouces connectées en série. Les diodes de by-pass intégrées toutes les 18 cellules ont été supprimées et l'équilibreur vient se connecter au boîtier de jonction. La tension maximale du module est de 43,2V, soit 10,8V par étage et le courant maximal est de 5,1A.

Les Mosfets utilisés sont des IRFIZ34N ($V_d=55V$, $I_d=21A$ et $R_{ds(on)}=0,04\Omega$) et nécessitent une commande isolée, réalisé ici par un circuit de type Bootstrap. Pour des raisons de disponibilité des produits, la poudre de fer utilisée en simulation a été abandonnée. Les inductances sont réalisées avec un tore en ferrite avec un entrefer de 1 mm. Leurs valeurs oscillent entre 107,5μH et 109,5μH. Les enroulements (24 ou 23 spires) sont réalisés avec du fil de Litz (1,45mm²). La

fréquence de découpage est de 50 kHz. La photographie de la partie puissance est présentée sur la Figure 4-26.

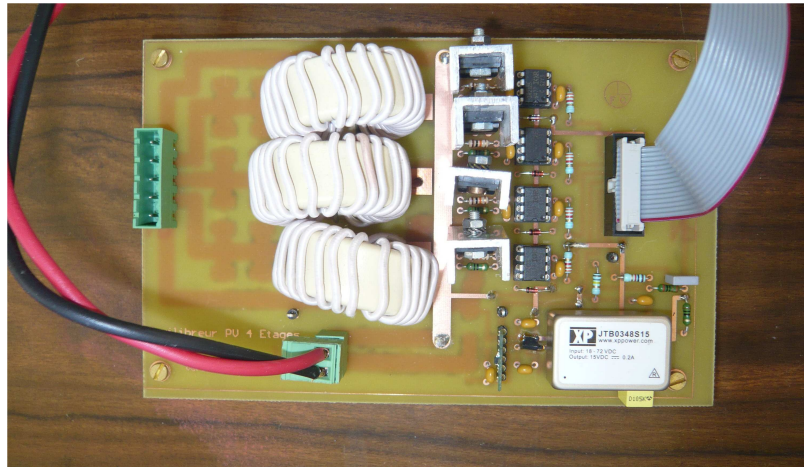


Figure 4-26 : Photographie du prototype réalisé (10,5 cm X 16,5 cm)

La commande des Mosfet nécessite une précision et un décalage fin entre les signaux pour effectuer le temps mort entre les commandes. La commande de la structure est faite avec un DsPic (30F4011) qui possèdent 4 sorties de type Out&Compare qui permettent de réaliser les signaux de commandes.

5.2.Mesure du rendement

Avant de réaliser des mesures de performances de la structure sur un module réel, nous allons mesurer le rendement de l'équilibreur pour différents points de fonctionnement. Pour connaître les points de fonctionnement des différents étages de l'équilibreur nous allons connecter à l'entrée des générateurs DC. Nous pourrions ainsi fixer les points de fonctionnement. Les générateurs ont une caractéristique rectangulaire avec des limitations de courant et de tension présentées dans le Tableau 4-13.

	Ie (A)	Ve (V)	Pe (W)
Etage 1	2,68	8,7	23,3
Etage 2	2,4	8,7	20,9
Etage 3	2,4	8,8	21,1
Etage 4	2,26	9	20,3

Tableau 4-13 : Points de fonctionnement aux conditions nominales

Ce tableau présente les points de fonctionnement aux conditions nominales en reprenant les caractéristiques des modules réels utilisés lors de la simulation. Seule la valeur du courant a été divisée par deux car les alimentations ont un calibre maximal de 3A. Plusieurs mesures de rendements sont réalisées. Les scénarios d'ombrages sont ceux utilisés en simulation ; les générateurs 1 et 3 sont ombrés de 20, 50, 70, 85 ou 100%. L'ombrage est réalisé en diminuant le courant du pourcentage de l'ombrage. Les résultats des mesures de rendements sont présentés dans Tableau 4-14.

	Avec Equilibreur			Sans Equilibreur	Gain	
	Pe (W)	Ps (W)	Rendement (%)		Absolu (W)	Relatif (%)
Sans ombre	85,6	84,1	98,2	80,3	4,2	4,7
20 % d'ombre	76,6	75,3	98,3	68,2	7,1	10,3
50 % d'ombre	62,4	61,2	98,1	42,8	18,4	43,1
70 % d'ombre	51,1	49,9	97,6	40,4	9,5	25,3
85 % d'ombre	45,5	44,1	96,9	40,3	3,8	9,5
100 % d'ombre	41,3	39,6	95,9	40,2	-0,6	-1,6

Tableau 4-14 : Mesure du rendement de l'équilibreur

Premièrement, intéressons nous au rendement de l'équilibreur. Le rendement est calculé en fonction de la puissance en entrée de l'équilibreur et la puissance en sortie. On peut s'apercevoir que plus l'ombrage est important plus le rendement diminue. Cette constatation est logique car plus il y a de disparités en entrée, plus de la puissance transite dans l'équilibreur donc plus les pertes sont importantes. Le rendement de l'équilibreur reste supérieur à 95,9% pour toutes les mesures. Les résultats complets des mesures de rendements se trouvent en Annexe I.

Le rendement sans ombre est de 98,2% mais si l'on compare la puissance de sortie avec et sans équilibreur on s'aperçoit que la puissance en sortie avec équilibreur est supérieure à la puissance sans équilibreur (+4,7%). Les caractéristiques des générateurs sont parfaitement connues. Le réglage des différents rapports cycliques est fixe et précis. La structure fonctionne parfaitement au point de puissance maximale. Ce point ne pourra pas être atteint sur un module réel, car le MPPT fera osciller le point de fonctionnement autour du MPP. Les performances réelles seront donc normalement inférieures.

L'équilibreur permet d'augmenter la puissance de sortie dans tous les scénarios sauf lorsque l'ombrage est de 100%. Lorsque l'ombre atteint 100% sur un générateur PV, sa puissance devient nulle. L'équilibreur n'a plus aucun intérêt, il n'y a plus de puissance à récupérer. La diode by-pass joue le même rôle en ayant moins de pertes.

Mis à part ce scénario ces mesures de rendement confirment l'intérêt de la structure et le fait que lorsqu'il y a peu de déséquilibre, la structure transite peu de puissance et présente donc un bon rendement.

5.3.La procédure de test

La suite de l'étude de l'équilibreur consiste à la mesure de ces performances sur un module PV réel. La chaîne de conversion utilisée pour réaliser les mesures est présentée sur la Figure 4-28.

Les modules PV sont des modules PhotoWatt PW1650. Les cellules sont des cellules de 5 pouces en silicium polycristallin. Ils sont orientés plein sud et ont une inclinaison de 45°. Les caractéristiques de chaque groupe de 18 cellules sont présentées sur Figure 4-27. Les caractéristiques des quatre groupes sont proches et correspondent aux données constructeurs. Le module ne présente donc aucune anomalie ou particularité. Il peut être considéré représentatif du comportement normal d'un module PV cristallin.

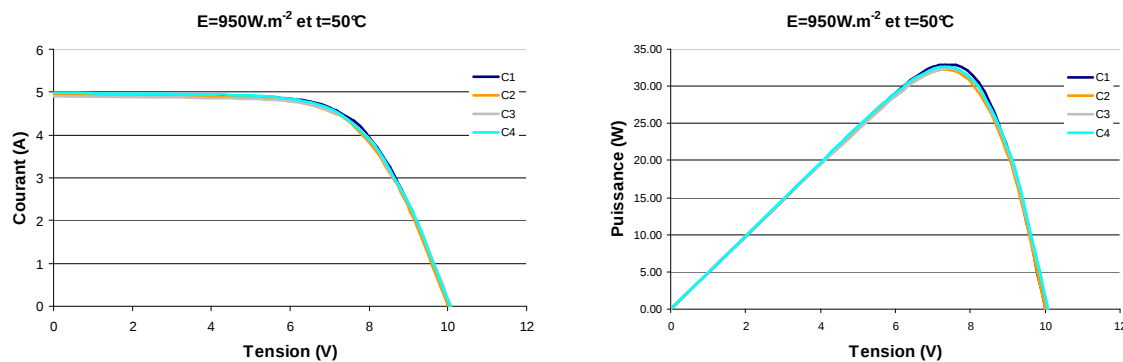


Figure 4-27 : Caractéristiques I(U) et P(U) des 4 groupes du module PV utilisé

Le Tableau 4-15 présente les courants, les tensions et les puissances des quatre groupes du module. Chaque groupe possède une puissance similaire, l'écart maximal n'est que de 1,9%. Les mesures des courants et des tensions de chaque groupe à leur puissance maximale montre un léger mismatch. Le courant varie de 3,2% et la tension de 4,1%.

	Im (A)	Vm (V)	Pm (W)
Etage 1	4,32	7,62	32,92
Etage 2	4,39	7,36	32,31
Etage 3	4,41	7,35	32,41
Etage 4	4,46	7,32	32,65
Différence Max.	3,24	4,1	1,88
Ptot =			130,3

Tableau 4-15 : Valeurs du courant de la tension au MPP de chaque groupe

L'équilibreur est connecté à chaque groupe de 18 cellules PV et débite dans le micro-hacheur développé dans le Chapitre III. Pour ces mesures, seul le premier étage du micro-hacheur est utilisé. Le micro-hacheur débite dans une charge électronique qui maintient constante Vdc à 60V.

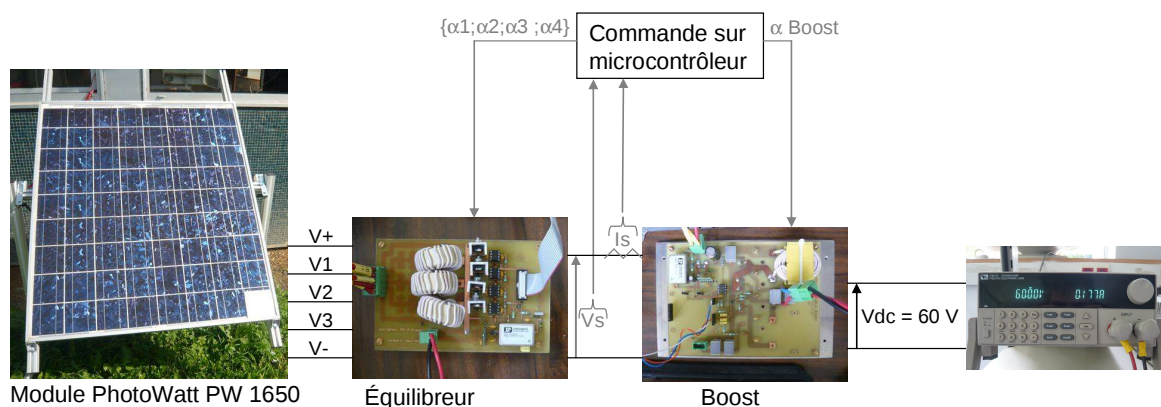


Figure 4-28 : Procédure de Test

L'ensemble est commandé par le microcontrôleur qui réalise le MPPT ou/et le tracé des caractéristiques.

L'ombrage de X% sur un générateur PV est réalisé en ombrant complètement X% de la surface d'une cellule. Par exemple si l'on veut ombrer le premier étage de 20%, 20% de la surface

d'une cellule de ce générateur sera ombrée avec un masque complètement opaque. Nous supposons que cet ombrage est équivalent à ombrer toutes les cellules de ce générateur PV par un masque filtrant 20% de l'irradiation. Cette approximation est valable à la chute de tension près due à la baisse d'irradiation.

5.4. Performance de l'équilibreur

Pour évaluer les performances de l'équilibreur, nous allons comparer les caractéristiques du module sans équilibreur et avec équilibreur. Les rapports cycliques des Mosfets de l'équilibreur sont ceux optimisant la puissance de sortie et restent constants le temps de la mesure. Le Boost fait varier la tension V_s pour tracer les courbes $I(U)$ et $P(U)$. La mesure est faite pour le module sans équilibreur et pour le même module avec l'équilibreur activé. Les mesures sont faites avec moins de deux minutes d'intervalle, avec le même module, les mêmes appareils de mesure et lors de journées où la météo est stable. On peut donc considérer que les deux mesures sont faites dans les mêmes conditions. Les mesures vont être réalisées avec les mêmes scénarios d'ombrage que lors de la simulation, sauf qu'il n'y a que 4 étages. Il y aura donc soit 1 soit 2 étage(s) ombré(s), le 1 et/ou le 3 (cf. Figure 4-21). Par exemple, sur la Figure 4-28, le premier étage est ombré à 85%.

5.4.1. Sans Ombre

Les premières mesures ont été réalisées avec un module propre et un éclairage constant sur tout le module. Ces mesures ont montrées que les caractéristiques avec et sans équilibreur étaient très proches au niveau de la forme et des valeurs. La Figure 4-29 présente les caractéristiques $I(U)$ et $P(U)$ du modules avec et sans équilibreur pour deux mesures différentes.

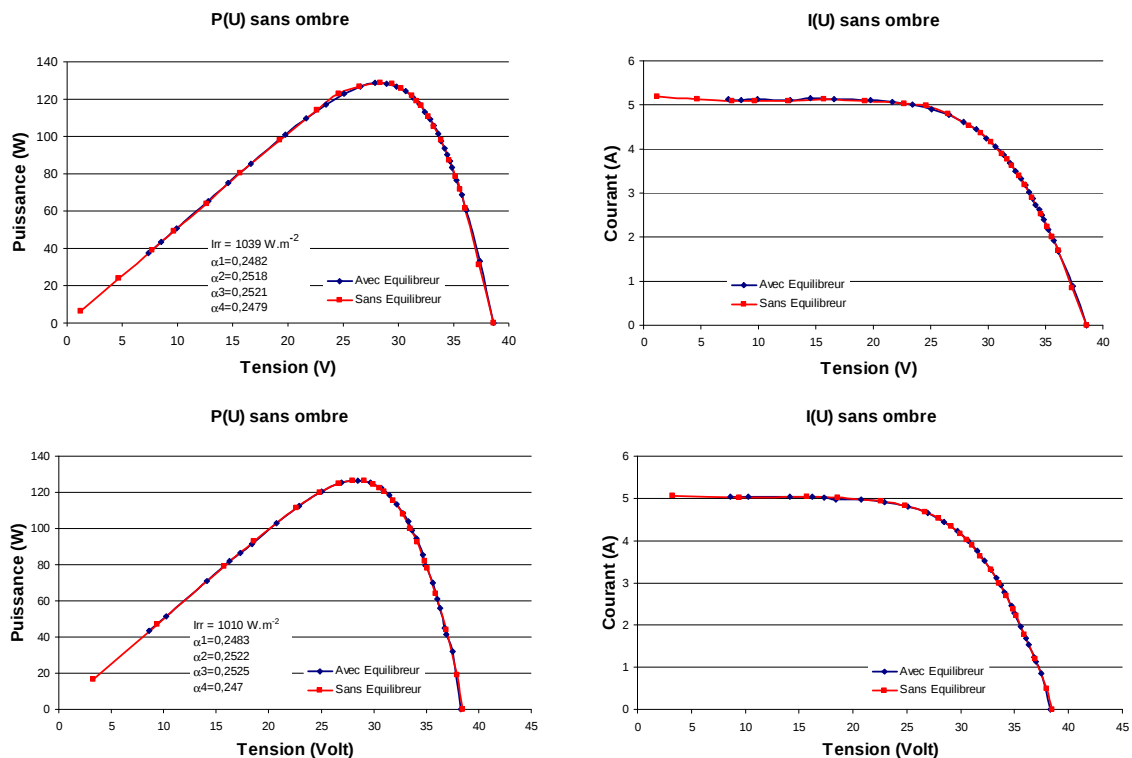


Figure 4-29 : Caractéristiques $P(U)$ et $I(U)$ sans ombre avec et sans équilibreur

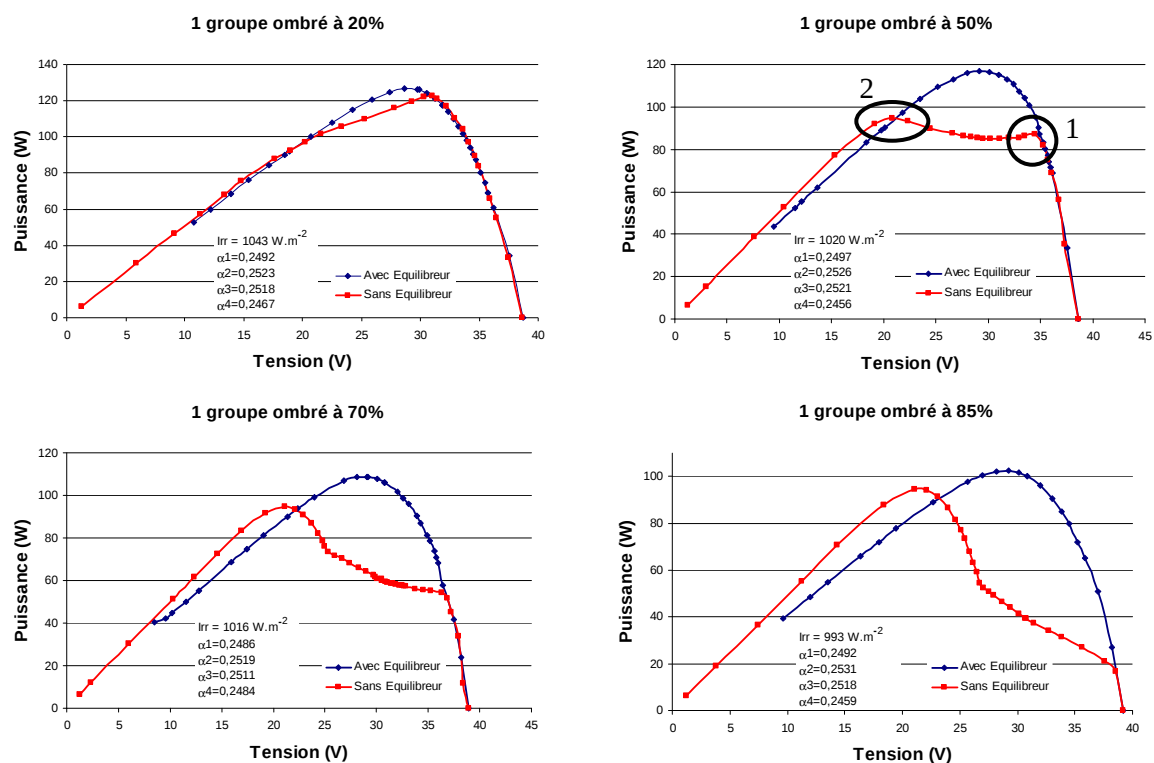
Dans les deux cas les caractéristiques avec et sans équilibreur sont totalement similaires. Sur la mesure du haut le module avec équilibreur a une puissance maximale inférieure de 0,17% au module sans équilibreur. Sur la mesure du bas c'est cette fois-ci le module avec équilibreur qui a une puissance maximale supérieure de 0,20%. Contrairement à la simulation et aux mesures de rendements où les caractéristiques des générateurs étaient connues, l'équilibreur ne permet pas un gain net de puissance. L'algorithme de MPPT ne fait pas travailler les générateurs exactement à leur MPP contrairement en simulation, d'où cette différence de performance.

On peut conclure que lorsque l'éclairement est homogène les deux structures possèdent des caractéristiques équivalentes. Le module avec équilibreur compense les pertes supplémentaires (dues à l'Electronique de Puissance) en faisant travailler les générateurs plus près de leur MPP.

Nous allons maintenant soumettre le module à différents ombrages afin de déterminer la performance de l'équilibreur.

5.4.2. Avec un générateur ombré

Dans un premier temps nous avons ombré un seul groupe sur les quatre groupes de 18 cellules composant le module PV. L'opacité de cet ombrage a été modifiée entre 20% et 100%. La Figure 4-30 présente les caractéristiques P(U) des modules avec et sans équilibreur pour les différents ombrages effectués.



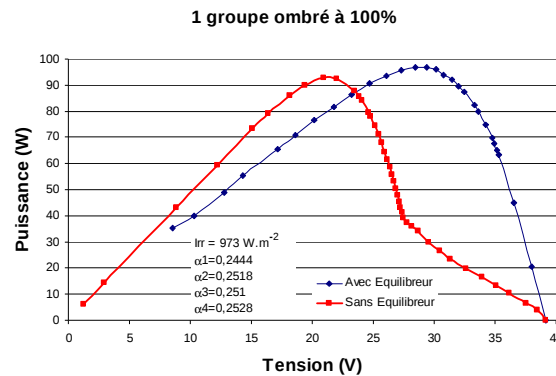


Figure 4-30 : Caractéristiques P(U) avec un groupe ombré

De cette figure, deux principales conclusions peuvent être tirées :

- Lorsqu'un module est ombré, quelle que soit l'opacité de cet ombrage, le module avec l'équilibreur possède une puissance maximale supérieure à celle du module sans équilibreur
- La caractéristique du module avec équilibreur garde la même forme quel que soit l'ombrage. Elle ne possède qu'un seul maximum ce qui facilite la recherche du MPP. En effet le MPPT ne peut plus rester bloqué sur un maximum local. Le maximum de puissance est toujours atteint pour une tension d'environ 30V.

Les formes des caractéristiques du module avec équilibreur gardent une forme similaire et un seul maximum à environ 30 V quel que soit l'ombrage car les quatre groupes ne sont jamais by-passés.

Les formes des caractéristiques des modules sans équilibreurs sont en accord avec la théorie. La Figure 4-31 présente la caractéristique I(U) d'un module avec ou sans équilibreur avec un groupe ombré à 50 %. Cette caractéristique est issue de la même mesure que la caractéristique P(U). Les caractéristiques I(U) de toutes les autres mesures sont présentées en Annexe J.

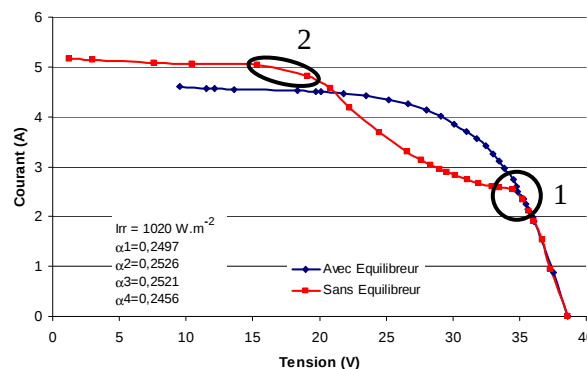


Figure 4-31 : Caractéristique I(U) avec un groupe ombré à 50%

La caractéristique du module avec équilibreur ne présente pas de déformation et quelle que soit la tension appliquée, tous les générateurs PV sont capables de fonctionner en générateur, il n'y a pas de fonctionnement en inverse ni de groupe by-passé. En revanche la caractéristique sans équilibreur, montre en 1 une inflexion. Lorsque le courant atteint 50 % de la valeur maximale (environ 2,5 A), toutes les cellules fonctionnent au courant maximal du groupe le plus faible. Ensuite lorsque le courant augmente, le groupe étant ombré à 50% commence à être by-passé. Sur la caractéristique P(U), un premier maximum est observé. Lorsque le groupe faible est isolé à environ 20V, les autres cellules fonctionnent à leur MPP alors que le groupe faible est by-passé, un

second maximum apparaît sur la caractéristique $P(U)$, noté 2. Avec un groupe ombré à 50%, les deux maximums sont proches. Lorsqu'un groupe est ombré à 20%, le MPPT fait fonctionner tous les générateurs PV au point maximal du générateur le plus faible. A partir de 70 %, le groupe le plus faible est by-passé.

5.4.3. Avec deux générateurs ombrés

Une seconde série de mesures a été réalisée en ombrant deux groupes sur les quatre formant le module. Les résultats sont présentés sur la Figure 4-32.

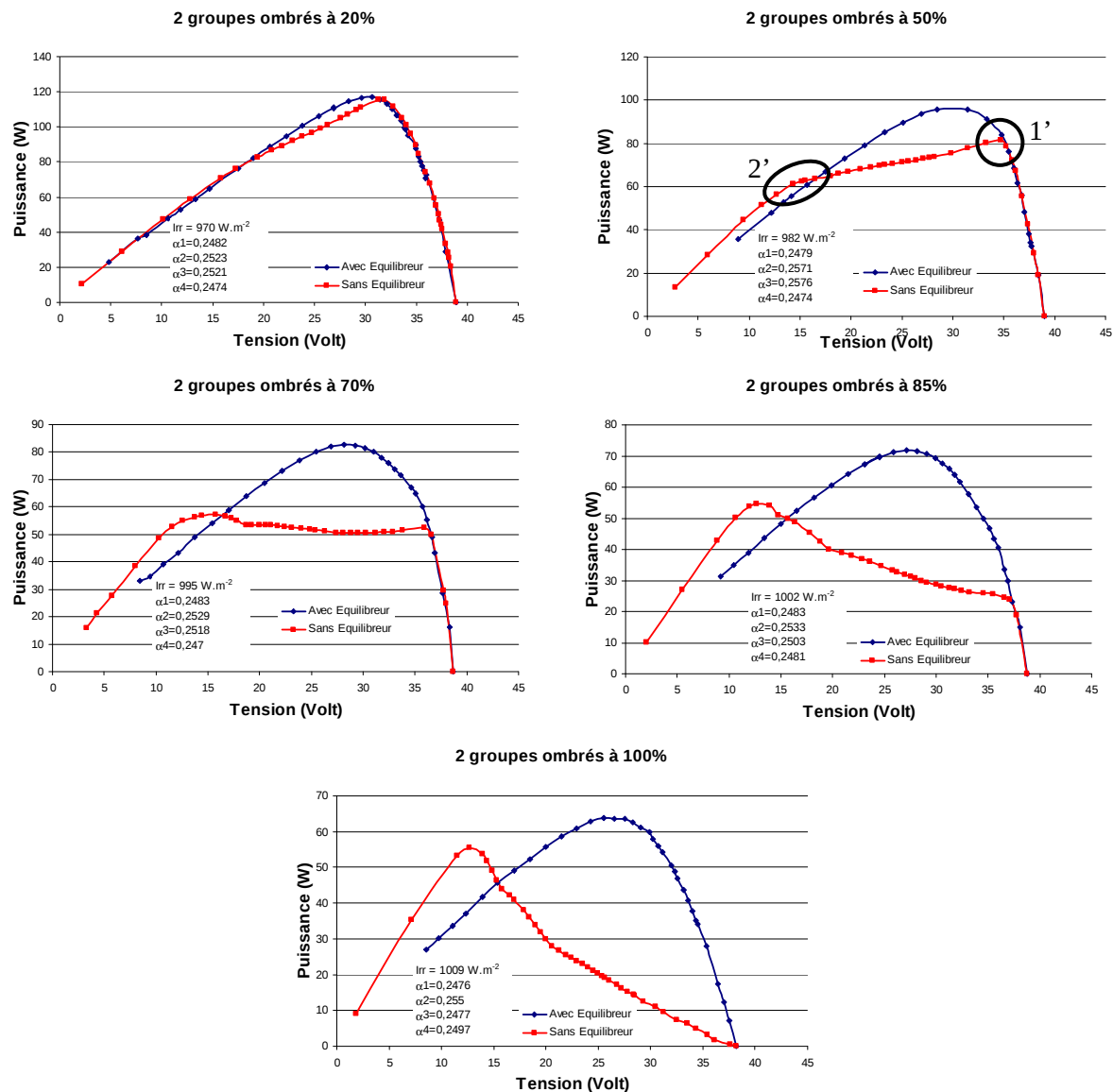


Figure 4-32 : Caractéristiques $P(U)$ avec 2 groupes ombrés

Là encore le module intégrant l'équilibreur possède dans tous les scénarios une puissance de sortie supérieure et une caractéristique $P(U)$ avec un seul maximum. Les valeurs des rapports cycliques des Mosfets de l'équilibreur sont notées sur chaque graphique. On peut noter que ces rapports cycliques évoluent très peu. Le rapport anti-cyclique le plus faible vaut 0,2444 et le plus élevé vaut 0,2576, soit pour une tension $V_s=30V$ des tensions appliquées à chaque étage compris

entre 7,332V et 7,728V. La tension à la puissance maximale est donc proche pour les quatre étages quels que soient les scénarios d'ombrage. La nécessité de réaliser l'optimisation des rapports cycliques des Mosfets de l'équilibreur sera étudiée dans la partie 5.4.5.

5.4.4. Avec un mismatch important

Pour compléter l'étude de l'ombrage sur l'équilibreur, nous avons appliqué un ombrage très varié et très sévère, simulant un mismatch important : 1 groupe est ombré à 100%, 1 groupe à 85%, 1 groupe à 70% et le dernier à 50%. La Figure 4-33 présente les résultats de cet essai. L'ombrage étant très varié, il est difficile de commenter les caractéristiques. Le module avec l'équilibreur garde dans ces conditions extrêmes une caractéristique P(U) avec un seul maximum et une puissance supérieure au module classique.

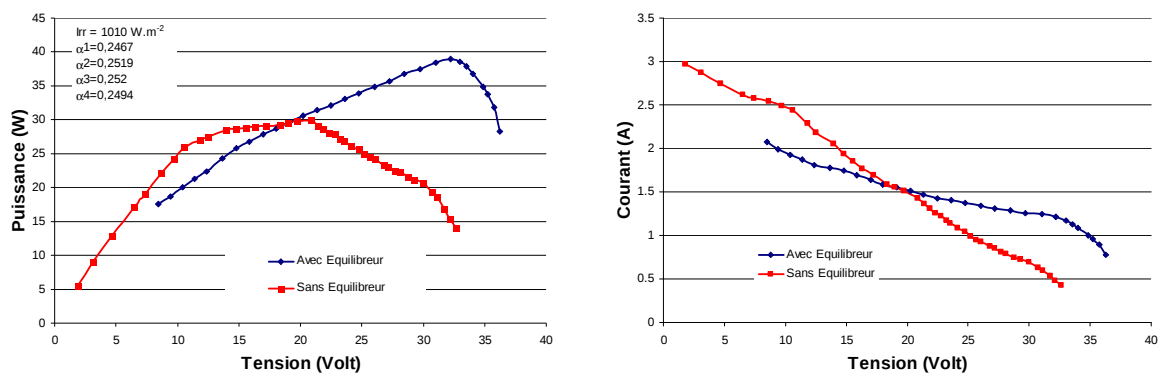


Figure 4-33 : Caractéristiques P(U) et I(U) avec un Mismatch important

Le module avec équilibreur possède une puissance maximale de 39,4W, alors que le même module sans équilibreur a une puissance maximale de 29,9W. Dans ce scénario, l'équilibreur permet un gain de 9,5W, soit une augmentation de la puissance de 33,4%.

5.4.5. Influence des rapports cycliques de l'équilibreur

Nous avons vu au cours des différents essais que la valeur des rapports cycliques des Mosfets de l'équilibreur variaient très peu et restaient proches de la valeur initiale 0,25 qui répartit les tensions équitablement sur chaque étage. Nous allons donc étudier l'influence de la variation du rapport cyclique sur la caractéristique du module et sur la puissance maximale. Pour réaliser cette étude, nous nous plaçons dans le même scénario que dans le paragraphe précédent.

La Figure 4-34 présente les caractéristiques P(U) et I(U) du module avec équilibreur pour différents ensembles de valeurs de rapports cycliques. Les caractéristiques ne varient quasiment pas lorsque les rapports cycliques des Mosfets sont modifiés.

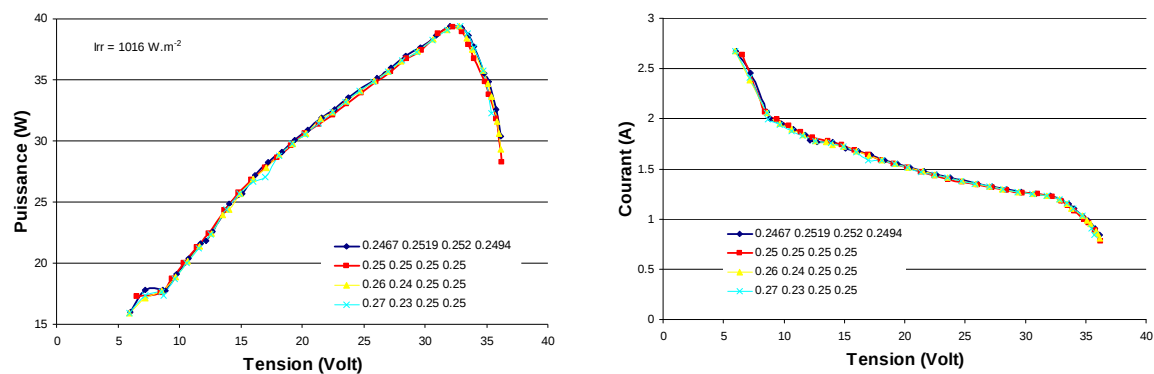


Figure 4-34 : Caractéristiques P(U) et I(U) pour différents ensembles de rapports cycliques

Avec les valeurs des rapports cycliques donnés par l'algorithme de MPPT la puissance maximale est de 39,41W. Avec des rapports tous égaux à 0,25 et donc des tensions à chaque étage égales, la puissance maximale est de 39,31W. Pour les deux scénarios où les rapport cycliques du premier et deuxième étages sont changés à 0,26 (respectivement 0,27) et 0,24 (respectivement 0,23) la puissance maximale de sortie est de 39,41W (respectivement 39,36W). La variation maximale est de 0,1W soit environ 0,2% de variation avec des irradiances très différentes. La modification des rapports cycliques impacte donc peu la puissance de sortie dans ce scénario. Les différents étages étant voisins vont avoir une température voisine, leurs tensions au MPP varieront donc de la même façon. Si l'équilibreur se contente d'équilibrer équitablement les tensions ($\alpha=0,25$), en optimisant la tension totale, chaque étage travaillera au voisinage de sa tension au MPP et la puissance sera proche du MPP. Cette loi de commande est beaucoup plus simple et permet de limiter les pertes de commande.

5.4.6. Bilan

Les différentes campagnes de mesure ont montré que l'équilibreur permettait de garder une caractéristique P(U) avec un seul maximum, ce qui facilite la recherche du MPP. De plus les mesures ont montré que le module intégrant l'équilibreur avait les mêmes performances avec un éclairage homogène que le module classique. Les mesures ont également montré que dans tous les scénarios d'ombrage, le module avec équilibreur était plus performant. Le Tableau 4-16 présente les puissances maximales du module avec et sans équilibreur pour les différents scénarios d'ombrage étudiés.

	Sans ombre 1	Sans ombre 2	1 groupe 20 %	1 groupe 50 %	1 groupe 70 %	1 groupe 85 %	1 groupe 100 %	2 groupes 20 %	2 groupes 50 %	2 groupes 70 %	2 groupes 85 %	2 groupes 100 %
Puissance max avec équilibreur (W)	128,6	126,6	126,5	116,7	108,7	102,4	96,7	117	95,6	82,8	71,9	63,7
Puissance max sans équilibreur (W)	128,8	126,3	122,5	94,8	94,7	94,4	92,7	115,6	81,6	57,1	54,8	55,5
Gain absolu (W)	-0,2	0,3	4,0	21,9	14,0	8,0	4	1,4	4	25,7	17,1	8,2
Gain relatif (%)	-0,2	0,2	3,3	23,1	14,8	8,5	4,2	1,2	17,2	45	31,2	14,8

Tableau 4-16 : Tableau récapitulatif des différents scénarios

Lorsque l'éclairement est homogène l'équilibreur est neutre, les différences de puissance sont inférieures à 0,3W de plus, la précision de la mesure peut être remise en cause et on peut considérer que les deux modules ont une puissance de sortie égale.

Avec l'ombrage, l'équilibreur permet des gains compris entre 0,3W et 25,7W. Ce qui peut se traduire par un gain compris entre 3,3% et 31,2%.

6. Conclusion

L'objet de ce chapitre était d'étudier et de concevoir une structure d'électronique de puissance qui augmenterait la discrétisation et le nombre de générateurs PV fonctionnant à leur MPP. Les chapitres précédents avaient montré que des structures classiques transitant toutes la puissance ne pouvaient être développées avec des tensions d'entrées inférieures à 36V, soit un module de 72 cellules PV.

Des structures d'équilibrage connectées en parallèle aux générateurs PV et ne transitant que la différence de puissance entre ces générateurs ont été présentées. Une structure permettant la réalisation d'un module PV intégrant un équilibreur a été présentée et étudiée. L'étude générale du fonctionnement de cet équilibreur pour n étages et la généralisation des équations définissant l'évolution des courants et des tensions a permis l'évaluation des performances de différentes topologies d'équilibreurs.

La comparaison du modèle complet et du modèle simplifié des pertes d'une inductance a permis de définir la validité du modèle simplifié en fonction du rapport cyclique du courant.

La validation du fonctionnement de la structure à l'aide d'un logiciel de type circuit a permis de démontrer les possibilités de la structure même avec des générateurs hors service. De plus, un algorithme de MPPT permettant le fonctionnement de chaque générateur PV à son MPPT a été présenté.

L'étude de différentes topologies dans plusieurs scénarios de fonctionnement a montré qu'un équilibreur avec un nombre d'étages important perdait rapidement de l'intérêt. En effet, tous les Mosfets doivent tenir la tension totale. L'augmentation de cette tension augmente rapidement les pertes.

Ces comparaisons ont montré qu'un équilibreur possédant 4 étages avec 18 cellules PV à chacun d'eux était la solution la plus performante. De plus, cette topologie peut très facilement s'intégrer dans un module PV actuel de 72 cellules.

Un prototype de cette structure optimum a été réalisé. Ce prototype a été confronté à plusieurs scénarios de fonctionnement. Lorsque l'éclairement est homogène le module avec équilibreur et le module classique possèdent la même puissance de sortie et les mêmes caractéristiques. Le module intégrant l'équilibreur permet de conserver une caractéristique $P(U)$ avec un seul maximum quelle que soit la répartition de l'ombrage. De plus, dans tous les scénarios d'ombrage étudiés, l'équilibreur permet une augmentation de la puissance de sortie. Ce gain peut atteindre 31,2%.

Ces mesures ont également montré que la structure pouvait conserver de très bonnes performances en utilisant l'équilibreur avec une commande fixe. Dans ce cas, l'équilibreur répartit équitablement la tension totale sur tous les étages. Cette commande simplifie le montage en gardant une performance très bonne (variation de 0,1%).

Conclusion générale

Après une présentation des principales contraintes des générateurs PV et des évolutions actuelles de cette technologie, ce travail de thèse nous a permis de développer et d'optimiser deux topologies de champ PV. L'intégration de plus en plus forte des générateurs PV au sein des bâtiments engendre des problèmes d'ombrages très importants. Pour résoudre cette problématique, la tendance actuelle est d'augmenter la discrétisation de l'électronique de puissance au sein du champ PV et ainsi d'accroître le nombre de générateurs PV fonctionnant à leur MPP. Les deux topologies de champs PV développées dans cette thèse suivent cette tendance forte. La volonté de ces travaux a été de développer une topologie où l'électronique de puissance serait suffisamment discrétisée pour s'affranchir des diodes by-pass.

Le développement d'un micro-hacheur adapté à la topologie « hacheur modulaire parallèle » a soulevé la problématique de la réalisation d'un convertisseur à bon rendement ayant une faible puissance d'entrée et un grand gain en tension. Ce cahier des charges très sévère et l'absence de transformateur dictés par le Projet Solution PV contraignent fortement l'étude. L'étude théorique a démontré que le double Boost cascade est la structure permettant d'obtenir les meilleures performances. De plus, cette structure est suffisamment modulaire pour s'adapter à plusieurs modules PV et plusieurs études ont été menées pour améliorer le rendement de la structure. Tout d'abord, il a été constaté que le choix de la tension intermédiaire impacte fortement le rendement de la structure et que la tension équilibrant les contraintes sur les deux étages est celle qui a conduit aux meilleures performances. D'autre part, l'entrelacement d'un ou des deux étages a été étudié, ainsi que la mise en œuvre du redressement synchrone afin d'augmenter l'efficacité du premier étage. La réalisation d'un prototype a permis de valider le fonctionnement et les performances du micro-hacheur. Cette réalisation pratique a aussi clairement montré que la diminution de la tension d'entrée en dessous de 36V diminuait fortement le rendement.

Cette conclusion nous a naturellement conduit à étudier une solution où le gain en tension des hacheurs est plus modéré. La mise en série des sorties des hacheurs, appelé la topologie « hacheur modulaire série » conserve les avantages de la solution précédente tout en diminuant le gain en tension des hacheurs. Cette topologie est basée sur le hacheur Boost et une optimisation de l'ensemble électronique de puissance et module PV a été réalisée. Cette optimisation du rendement et du volume effectuée avec le logiciel CADES (algorithme déterministe) a mis en exergue, là encore, une limitation à la discrétisation de l'électronique de puissance. En effet, la solution optimale possède des hacheurs ayant 72 cellules PV en entrée soit l'équivalent d'un panneau complet. A partir de l'élément de base représenté par la cellule PV, cette optimisation globale a permis de définir les tendances et de guider le concepteur vers une solution performante. Néanmoins, cette optimisation reste sensible aux modèles de pertes et aux modèles de différentes caractéristiques des semi-conducteurs. D'autre part, l'étude de l'impact de l'ombrage sur les différentes topologies optimisées a montré la difficulté à définir des scénarios d'ombrage représentatifs de la réalité. De nombreux travaux restent donc à mener pour définir des scénarios

types qui permettraient une comparaison significative. Néanmoins, des résultats intégrant des ombrages typiques ont montré que la solution définie par l'optimisation permettait d'augmenter de 4% la production par rapport à un module classique.

Ces deux topologies, série ou parallèle, ne permettent pas de discrétiser l'électronique de puissance jusqu'au remplacement des diodes de by-pass aussi, nous avons dans le dernier chapitre présenté et étudié une structure d'équilibreur pouvant être intégrée dans les deux topologies précédentes. Cet équilibreur peut remplacer les diodes by-pass et transformer ce système passif en un système actif. Grâce à lui, chaque générateur fonctionne à son MPP et il n'y a plus de pertes de puissance due à des caractéristiques différentes. De plus, l'équilibreur ne transite pas toute la puissance et son rendement peut donc être très élevé. L'étude des différentes structures d'équilibreur ayant des générateurs de 18 cellules PV et pouvant s'intégrer dans les deux topologies précédentes (72 cellules au totales) a permis de définir la structure la plus performante. Cette étude a nécessité la connaissance de l'ensemble des variables de la structure et la définition de modèles de pertes adaptés. De plus, deux algorithmes de MPPT ont été développés et comparés dans la partie expérimentale. L'équilibreur le plus performant (4 étages de 18 cellules) a été réalisé et testé. Le prototype a permis de confirmer l'intérêt de cet équilibreur. Avec un éclairage homogène, un module classique et un module intégrant l'équilibreur ont les mêmes caractéristiques, en revanche, dans tous les scénarios d'ombrages réalisés le module intégrant l'équilibreur possède une puissance supérieure (jusqu'à +31%) et une caractéristique $P(U)$ avec un seul maximum. Ce maximum unique facilite la recherche du point de puissance maximale. L'équilibreur permet donc d'améliorer les fonctionnements des deux topologies précédemment étudiées.

Ce travail de thèse s'est efforcé de réaliser une topologie de champ PV où les diodes de by-pass seraient éliminées et les pertes par mismatch fortement diminuées. Deux topologies de champs PV ont été développées et ces topologies ont été améliorées par l'insertion d'équilibreurs. Les réalisations pratiques ont confirmé les potentialités de ces topologies. De nouvelles améliorations sont néanmoins possibles en augmentant l'intégration ou en étudiant des mises en cascade d'équilibreurs. Toutefois, la définition de scénarios d'ombrages typiques semble être capitale pour obtenir des comparaisons viables.

Références Bibliographiques

- [ABE90] A. Abete et al. - *Analysis of photovoltaic modules with protection diodes in presence of mismatching* - 21st IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 1990
- [ABE04] M.A. Abella et F.Chenlo - *Choosing the right inverter* - Renewable Energy World, pg. 132, March-April 2004
- [AKH00] M. Akhbari - *Modèle de cellule de commutation pour études de pertes et de performances CEM* – Thèse de doctorat de l’Institut Polytechnique de Grenoble, 2000
- [ALO04] Alonso C. – *Contribution à l’optimisation, la gestion et le traitement de l’énergie* – Habilitation à diriger les recherches, Université Paul Sabatier – Toulouse III, 2003
- [BAC06] S. Bacha et D. Chatroux - *Systèmes photovoltaïques couplés au réseau Nouvelles Technologies de l’Energie 1* - Chapitre X, 2006
- [BAE05] Soeren Baekhoej Kjaer, John K. Pedersen, and Frede Blaabjerg - *A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules* - IEEE transactions on industry applications, vol. 41, no. 5 Septembre 2005
- [BAR00] P. Barrade, S. Pittet et A. Rufer - *Series connection of supercapacitors, with an active device for equalizing the voltages* – Power Conference an Intelligent Motion (PCIM), 2000
- [BEL07] Armando Bellini, Stefano Bifaretti - *A quasi-resonant ZCS Boost DC-DC Converter for Photovoltaic Applications* - IEEE, 2007
- [BEN07] N. D. Benavides, P. L. Chapman - *Boost Converter with a Reconfigurable Inductor* – IEEE, 2007
- [BER04] Jacques Bernard - *Energie solaire – Calcul et optimisation* - Edition Ellipses, 2004
- [BOB05] J.L. Bobin, E. Huffer, H. Nifenecker – *L’énergie de demain, Techniques, Environnement, Economie* – EDP sciences, 2005
- [BOM09] E. Bomme - *Modélisation et Optimisation de Machines Électriques Discoïdes à Double Entrefer* - Thèse de Doctorat de l’Institut Nationale Polytechnique de Grenoble, Décembre 2009
- [BRA09] A. Bratcu, I. Munteanu, S. Bacha, D. Picault, B. Raison – *Power optimization strategy for cascaded DC-DC converter topologies of photovoltaic modules* - IEEE International Conf. on Industrial Technology, Australia, February 2009
- [BUR09] Burger B. - *Extreme High Efficiency PV-Power Converters* – IEE European Conference on Power Electronics and Applications, 2009

- [CAM07] Ryan C. Campbell - *A Circuit-based Photovoltaic Array Model for Power System Studies* - IEEE 2007
- [CHA93] R. Chaffai, K.Al-Haddad, L.A. Dessaint, C. El-Asmar - *Convertisseur haute performance à commutation douce pour la conversion de l'énergie solaire* - CCECE/CCGEI, 1993
- [CHA95] Charles E. Chamberlin, Peter Lehman and all - *Effects of mismatch losses in photovoltaic arrays* - Solar Energy, vol.54, No. 3, pp 165-171, 1995
- [DAN06] V. Dang Bang – *Conception d'une interface d'électronique de puissance pour pile à combustible* - Thèse de Doctorat de l'Université Joseph Fourier de Grenoble, Décembre 2006
- [DEL07] B.Delinchant, D.Duret, L.Estrabaut, L.Gerbaud, H.H.Nguyen Huu, B.Du Peloux, H.L.Raktoarison, F.Verdrière, S.Bergeon, F.Wurtz - *An Optimizer using the software Component Paradigm for the Optimization of Engineering Systems* - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, vol. 26, n°2, 2007
- [EER01] Energy Efficiency and Renewable Energy, U.S. Departement of Energy - *The history of solar* - U.S.A., 2001
- [EER08] Energy Efficiency and Renewable Energy, U.S. Departement of Energy - *2008 solar technologies market Report*- U.S.A., 2008
- [EHW10] EHW research - *Smart Power Box* – 2010
http://www.ehw-research.com/fr/smart-power-box/description_01.php
- [ELA99]A. Elasser, M. Kheraluwala and all. - *A comparative evaluation of new silicon carbide diodes and state-of-art silicon diodes for power electronics applications* - IEEE Industrial Application Society Conf., October 1999, Pages: 341-345
- [EMP09] Emphase Energy – *Micro inverter* – 2009
<http://www.enphaseenergy.com/products/products/micro-inverter.cfm>
- [ENG06] Bernd Engel, Mike Meinhardt - *State of the Art and Future Trends of PV-System-Technology* - European Center for Power Electronics, Février 2006
- [EPI08] EPIA - European Photovoltaic Industry Association - *Global Market Outlook for photovoltaics until 2013* - Belgique, 2008
- [FAN08] Fangrui L. and all - *A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems* – IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no 7, July 2008, Pages: 2622-2626
- [FEM09] N. Femia and all - *A Technique for Improving P&O MPPT Performances of Double-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems* - IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no 11, November 2009, Pages: 4473-4481
- [FER06] J. P. Ferrieux et F. Forest – *Alimentation à découpage convertisseurs à résonance Principes, composants, modélisation* – 3 ème édition, Dunod, 2006

- [GAU92] Gaubert J. P. – *Nouvelles structures de convertisseurs continu-continu sans transformateur à rapport de transformation élevé* - Thèse de Doctorat de l'Université des sciences et technologies de Lille, Décembre 1992
- [GOM06] Pedro Gomes Barbosa, Henrique Antonio Carvalho Braga, Márcio do Carmo Barbosa Rodrigues and Estevão Coelho Teixeir - *Boost Current Multilevel Inverter and Its Application on Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems* - IEEE transactions on power electronics, vol. 21, no. 4 Juillet 2006
- [GRE06] M. A. Green - *Recent developments and future prospects for third generation and other advanced cells* - IEEE Photovoltaic Energy Conversion, Vol. 1, pp. 15-19, May 2006
- [GUA] H. GUALOUS R. GALLAY - *Applications des supercondensateurs* – Techniques de l'ingénieur
- [HER97] W.Herrmann, W; Wiesner - *Hot Spot investigations on PV modules – New concepts for a test standard and consequences for module design with respect to bypass diodes* - 26th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, Anaheim, California, September 29-October 3, 1997
- [HIN98] H. Hinz, P. Mutschler - *Voltage Source Inverters for Grid Connected Photovoltaic Systems* – PVSC, 1998
- [HUN02] Hunter Fanney A.; Dougherty B.P., Davis M.W. - *Performance and characterization of building integrated photovoltaic panels* – IEEE Photovoltaic Specialists Conf., May 2002 Pages: 1493-1496
- [IEA01] International Energy Agency Photovoltaic Power Systems Programme - *Innovative Electrical Concepts Report IEA-PVPS T7-7:2001*, 2001
- [ITO96] A. Itoher, T. Meyer, A. Nagel - *A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems* - IEEE 1996
- [JEA01] P.O. Jeanin – *Le transistor MOSFET en commutation : Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée* - Thèse de doctorat de l'Institut Polytechnique de Grenoble, 2001
- [KAJ05] Atsushi Kajihara, Tetsumi Harakawa - *Model of Photovoltaic Cell Circuits under Partial Shading*. IEE 2005
- [KAT02] Katsutoshi Ujiiand all - *Study on Dynamic and Static Characteristics of Photovoltaic Cell* - Power Conversion Conference, 2002
- [KOB01] Shin-ichi Kobayashi, Tomonori Iino, Hironori Kobayashi - *Degradation of Output Characteristics of a Small Photovoltaic Module Due to Dirt Spots* - Tokyo University of Science, IEEE publication 2001
- [LAI99] J.-S. Lai, B.M. Song, R. Zhou and all – *Characteristics and utilization of a new class of low on-resistance MOS-gated power device* – IEEE Industrial Application Society Conf., October 1999, Pages: 1073-1079

- [LEF04] G. Lefevre – *Conception de convertisseurs statiques pour l'utilisation de la pile à combustible* - Thèse de Doctorat de l'Université Joseph Fourier de Grenoble, Novembre 2004
- [LOU10] Louvrier Y. - *Etude et optimisation multicritères d'un convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés* – Thèse de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Mars 2010
- [MAR94] Markus Wuest, Peter Toggweiler, Jon Riatsch - *Single cell converter system (SCCS)* - WCPEC, Décembre 1994
- [MAS07] A Massi Pavan S. Castellan - *Power Electronics Conditioning Systems for Industrial Photovoltaic Fields: Centralized or String Inverters?* - (University of Trieste), Publication IEEE, 2007
- [MEI00] M. Meinhardt - *Past, Present and Future of grid connected Photovoltaic and Hybrid Power Systems* Power Engineering Society Summer Meeting - Volume 2, 16-20 Page(s):1283 – 1288, July 2000
- [MEI01] M. Meinhardt - *Multi-String Converter: The next step in evolution of String Converter Technology* - Publication EPE, 2001
- [MUL02] Multon B. et Lefebvre S. – *Mosfet et IGBT : Circuits de commande* – Techniques de l'ingénieur, Réf. D3233, 2003
- [MYR03] J.M.A. Myrzik, M. Calais – *String and module integrated for single-Phase photovoltaic systems* - IEEE Bologna PowerTech Conference, Bologna, Italy, 2003
- [NAR03] Narendra D. Kaushika and Nalin K. Gautam - *Energy Yield Simulations of Interconnected Solar PV Arrays* - IEEE Trans. On Energy conversion, Vol. 18, n. 1, 2003
- [NGU08] H. Nguyen-Huu - *Méthodes et Outils pour la conception de composants intégrés dans un réseau électriques embarqués* - Thèse de Doctorat de l'Université Joseph Fourier de Grenoble, Novembre 2008
- [NIS00] K. Nishijima, H. Sakamoto and K. Harada - *A PWM Controlled Simple and High Performance Battery Balancing System* - Papers of Technical Meeting on Magnetics, 2000
- [NOB99] Nobuyuki Kasa, Haruki Ogawa, Takahiko Iida, Hideo Iwamoto - *A Transformer-Less Inverter using Buck-Boost Type Chopper Circuit for Photovoltaic Power System* - IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems Juillet 1999
- [NOR09] Brian Norton and all - *Enhancing the performance of building integrated photovoltaics* - Solar Energy, October 2009
- [PAS06] Angel Cid Pastor – *Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques* – Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2006
- [PAT08] H. Patel, V. Agarwal – *Maximum power point tracking scheme for PV systems operating under partially shaded conditions* - IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 4, April 2008, Pages: 1689–1698
- [PER03] R. Perret and all – *Interrupteurs électronique de puissance* – Edition Lavoisier, 2003

- [PIC10] D. Picault – *Reduction of mismatch losses in grid-connected photovoltaic systems using alternative topology* - Thèse de doctorat de l'Institut Polytechnique de Grenoble, 2010
- [POW85] M.J.D Powell - *On the quadratic programming algorithm of Goldfarb and Idnani* - Mathematical Programming Study 25, 1985
- [PRO] Ludovic PROTIN et Stéphane ASTIER - *Convertisseurs photovoltaïques* - Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique
- [ROM06] Eduardo Román, Ricardo Alonso, Pedro Ibañez - *Intelligent PV Module for Grid-Connected PV Systems* - IEEE transactions on industrial electronics, vol. 53, no. 4, août 2006
- [SER09] SER – Syndicat des énergies renouvelables et SOLER – Groupement français des professionnels du solaire photovoltaïque - *Etat du parc solaire photovoltaïque au 30 septembre 2009* – France, 2009
- [TOS01] Toshihisa Shimizu and all - *Generation Control Circuit for PV module* – IEEE Transaction on power Electronics, vol. 16, n. 3, 2001
- [TOS03] Toshihisa Shimizu, Osamu Hashimoto, and Gunji Kimura - *A Novel High-Performance Utility-Interactive Photovoltaic Inverter System* - IEEE transactions on power electronics, vol. 18, no. 2 Mars 2003
- [TOS06] Toshihisa Shimizu, Keiji Wada, and Naoki Nakamura - *Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter with Power Pulsation Decoupling on the DC Input for an AC Photovoltaic Module System* - IEEE transactions on power electronics, vol. 21, no. 5, Septembre 2006
- [UTS07] Ryosuke Utsumi, Shigeo Masukawa, Shoji Iida - *Photovoltaic Power System with Simplified Cascade Boost Choppers* - European Conference on Power Electronics and Applications, Septembre 2007
- [VEL05] G. Velsaco et J.J. Negroni – *Energy generation in PV Grid-connected systems: power extraction optimization for plant oriented PV generators* - IEEE ISIE, June 20-23, Dubrovnik, Croatia, 2005
- [WAL04] Geoffrey R. Walker, et Paul C. Sernia - *Cascaded DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules*- IEEE transactions on power electronics, vol. 19, no. 4, Juillet 2004
- [WAL07] Geoffrey R Walker Jordan C Pierce - *Photovoltaic DC-DC Module Integrated Converter for Novel Cascaded and Bypass Grid Connection Topologies* - Design and Optimisation – IEEE, 2007
- [WIL97] J.C. Wiles, D.L. King - *Blocking diodes and fuses in low-voltage PV systems* - 26th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, September 29-October 3, 1997, Anaheim, California
- [WIL98] J.C. Wiles - *Code writing processes and series diodes* - Home Power Magazine No. 63, February/March 1998

-
- [XIA04] W. Xiao and G. Dunford – *A modified adaptive hill climbing mppt method for photovoltaic power systems* - IEEE Power Electronics Specialists Conf., 2004, Pages: 1957-1963
- [XIA06] Xiaoming Yuan and Yingqi Zhang - *Status and Opportunities of Photovoltaic Inverters in Grid-Tied and Micro-Grid Systems* – IPEMC, 2006
- [YIL09] Yilei G., Lijun H., and Zhengyu L. - *A Flexible Converter With Two Selectable Topologies* - IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 12, December 2009, Pages: 4465-4472
- [YUA05] Yuang-Shung Lee and Ming-Wang Cheng - *Intelligent Control Battery Equalization for Series Connected Lithium-Ion Battery Strings* – IEEE Transactions on Industrial electronics, vol. 52, n. 5, 2005

Annexe A

Notations des architectures PV

	Onduleur centralisé Référence	Hacheur modulaire parallèle	Hacheur modulaire série	Hacheur rangé
Possibilités de gestion des modes dégradés				
probabilité de panne	100	80	80	90
détection de la panne	100	150	150	120
temps de remplacement	100	120	100	100
coûts des éléments dégradés	100	80	80	90
continuité de service	100	120	150	120
Maximisation de la production				
impact du mismatch des modules	100	150	140	120
rendement de l'installation / l'EP	100	80	100	90
sensibilisation aux ombrages	100	200	150	140
sensibilité à l'éclairement	100	100	100	100
sensibilité aux variations de la température	100	80	80	90
Dualité producteur / gestionnaire de réseau				
participation aux services systèmes	100	100	120	100
perturbations sur le réseau	100	100	100	100
sensibilité aux perturbations du réseau	100	100	80	100
Évolutivité de l'architecture				
évolutivité au sein du motif	100	150	150	150
évolutivité entre motifs	100	100	150	100
compatibilité avec modules hétérogènes	100	150	140	140
intégration nombre de module / nombre de string	100	200	150	150
Coût d'investissement				
coût global matériel	100	90	90	90
coût global installation	100	100	100	90
coût de la supervision	100	120	120	110
coût des conducteurs	100	110	100	100
coût fin de vie de l'installation	100	90	90	90
Complexité de l'architecture				
facilité de fabrication	100	90	90	100
facilité de dimensionnement	100	150	130	95
facilité d'installation	100	110	100	95
surface de boucle	100	130	100	100
mise à la terre d'une polarité (film mince)	100	100	100	100
Exploitation				
facilité de supervision du système	100	150	150	120
sécurité intervention	100	200	200	120
sécurité des biens	100	150	150	110
Total	3000	3650	3540	3220

Figure A-1 : Tableau comparatif des différentes topologies de champ PV

Cette annexe présente le système de notation adopté par le Projet Solution PV pour classer les différentes topologies de champ PV. La topologie « onduleur central » est prise comme référence et les 30 critères de comparaison sont notés à la valeur référence 100. Les différentes topologies sont comparées à « l'onduleur central » si la topologie est plus performante la note est supérieure à 100 sinon inférieure. Plus la topologie est performante sur le critère de comparaison plus la note est élevée. La topologie « Hacheur modulaire série » ressort comme la topologie la plus performant avec une note de 3650.

Annexe B

Semi-conducteurs - Double Boost cascade

Boost 1

Caractéristiques : Entrée : $V_e = 18V$ $I_e = 7A$
Sortie : $V_1 = 90V$ (100V max)
Rapport cyclique : $\alpha = 0,8$

	Contrainte Tension	Contrainte courant
Interrupteur MOSFET1	> 100V	> 10A
Diode D1	> 100V	> 10A

La recherche du Mosfet a été faite pour tous les composants actuellement sur le marché supportant une tension de 100V. Pour des raisons de conception, la recherche a été limitée sur des boîtiers TO220 et TO247. Le critère de choix du Mosfet était les pertes. Le composant choisi est un SUP90N10-8m8P dont voici les principales caractéristiques (données constructeurs) :

Référence	SUP90N10-8m8P
Fabricant	Vishay
Calibre tension	100 V
Calibre courant	90 A

	Valeurs			Unité
	Min	Typ.	Max	
R_{dson}		7,25	8,8	mΩ
t_{on}		17	26	ns
t_{off}		9	18	ns
C_{oss}		535		pF
$R_{dson} (100^\circ C)$		14,08		mΩ

La diode choisie pour le Boost 1 sera une diode Schottky. Cette technologie possède deux principaux avantages par rapport aux diodes PIN classiques :

- La tension de seuil est plus faible (entre 0,3 et 0,4V contre 0,7V pour une diode PIN)
- Les diodes Schottky sont plus rapides et ne provoquent pas de recouvrement

La diode choisie est une 16CTT100, les principales caractéristiques sont présentées ci-dessous :

Référence	16CTT100
Fabricant	Vishay
Calibre tension	100 V
Calibre courant	16 A

Boost2

Caractéristiques :

Entrée : $V_1 = 90V$ $I_e = 1,4A$

Sortie : $V_s = 400V$ (450V max)

Rapport cyclique : $\alpha = 0,775$

	Contrainte Tension	Contrainte courant
Interrupteur MOSFET2	> 450V	>1,8A
Diode D2	> 450V	>1,8A

La tension de sortie nominale du montage est de 400V et peut atteindre 450V au maximum. La recherche de l'interrupteur du Boost 2 a été faite pour des calibres en tension allant de 500V à 700V, toujours pour des boîtiers de type TO220 et TO247. Le composant choisi est le IPP60R199CP, ses caractéristiques sont présentées ci dessous :

Référence	IPP60R199CP
Fabriquant	Infineon
Calibre tension	650 V
Calibre courant	16 A

	Valeurs			Unité
	Min	Typ.	Max	
Rdson		180	199	mΩ
ton		5		ns
toff		5		ns
Coss		72		pF
Rdson (100°C)		288		mΩ

La diode pour le Boost 2 sera une diode au carbure de silicium, ce sont les diodes qui sont actuellement les plus performantes du marché. Les diodes au carbure de silicium possèdent une rigidité électrique 10 fois supérieure au silicium traditionnel, lui permettant d'avoir un calibre en tension plus important. Les pertes à l'état passant sont donc diminuées. De plus, le coefficient thermique de ces diodes est plus important. Elles peuvent donc fonctionner à plus hautes températures.

La diode choisie est une SDT12S60, les principales caractéristiques sont présentées ci-dessous :

Référence	SDT12S60
Fabricant	Infineon
Calibre tension	600 V
Calibre courant	12 A

Annexe C

Choix et dimensionnement des inductances

Les valeurs des inductances doivent être élevées pour optimiser le fonctionnement du montage. En effet une inductance sous dimensionnée peut engendrer de grande variation du courant et augmenter les pertes dans les interrupteurs. Mais une inductance importante demande un grand nombre de spires et donc des pertes en conduction importante. Le dimensionnement d'une inductance doit être un compromis entre ces deux contraintes.

Le matériau choisi pour réaliser les inductances est le ferrite. Les ferrites font partie des matériaux les plus utilisés, le plus souvent pour des applications de puissance. La perméabilité de ces matériaux est élevée, et l'induction maximale est située entre 0,2T et 0,4T.

Lors de la réalisation des inductances un compromis a dû être trouvé pour avoir une valeur d'inductance élevée avec peu de spires et une section de cuivre la plus grande possible. La résistivité d'un conducteur est définie par la formule suivante :

$$R = \rho \times \frac{l}{S} \quad (\text{Eq. AC1})$$

Avec : ρ résistivité du cuivre
 l longueur du conducteur
 S surface du conducteur

Avoir peu de spires permet d'avoir une longueur de fils moins importante donc une résistance série plus faible ce qui diminue les pertes par conduction dans les inductances. De plus l'augmentation du diamètre des conducteurs permet également de diminuer la résistance série de l'inductance.

Le conducteur choisi pour la réalisation des inductances est du fil de Litz. Ce fil permettra de s'affranchir de l'effet de peau (Eq. AC2).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} = 2,92 \cdot 10^{-4} \text{ m} \quad (\text{Eq. AC2})$$

Avec : σ conductivité du cuivre
 f fréquence : 50kHz
 $\mu = \mu_0$ perméabilité magnétique ($\mu_r = 1$)

Choix du noyau magnétique

Pour des raisons de simplicité et pour permettre de diminuer un peu le coût de fabrication du montage, le même noyau magnétique sera utilisé pour les inductances des deux Boosts.

Les inductances choisies pour la réalisation des Boosts sont réalisées avec des ferrites de type GER :

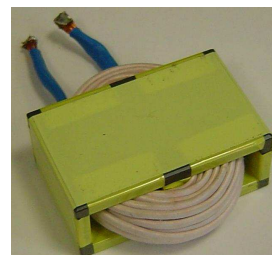
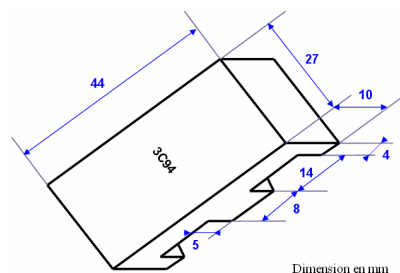


Figure A-2 : Images des noyaux en E utilisés

Les avantages de ce type de noyau sont :

- Une importante section effective.
- Une grande surface de refroidissement.
- Permet l'utilisation de fils de gros diamètre.

Par contre l'inconvénient de ce noyau est que le blindage y est minimal. L'inductance rayonne sur l'environnement extérieur et peut perturber le montage.

Boost 1

Pour le Boost 1 on souhaite une variation ΔI inférieure ou égale à 30%, pour minimiser les sollicitations des cellules PV. Le courant du module photovoltaïque étant de 7A, l'ondulation doit être alors de 2,1A :

$$\Delta I = \frac{\alpha}{L \times f} \times V = 30\% I_{PV} \quad (\text{Eq. AC3})$$

Pour $\alpha = 0,8$ et $f = 50\text{kHz}$, avec la formule (AE3) on en déduit la valeur de l'inductance L qui doit être de $140\mu\text{H}$.

La formule (AE4) permet de savoir en fonction du matériau utilisé et l'entrefer choisi, le nombre de spires nécessaires à la conception de cette inductance.

$$L = \frac{N^2 \times \mu_0 \times S_F}{\frac{Lch}{\mu_R} + e} \quad (\text{Eq AC4})$$

Avec : N : Nombre de spires

μ_0 : Perméabilité du vide

S_F : Section effective

Lch : Longueur moyenne des lignes de champ

μ_R : Perméabilité relative du matériau

e : Épaisseur de l'entrefer

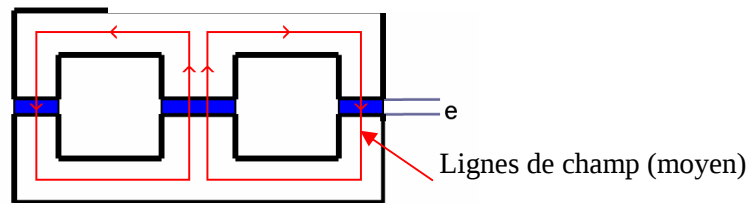


Figure A-3 : Coupe verticale de l'inductance

L'énergie stockée dans la ferrite étant négligeable devant celle stockée dans l'entrefer,

l'équation (AE4) peut être simplifiée : $L = \frac{N^2 \times \mu_0 \times S_F}{e} \quad (\text{Eq. AC5})$

Dans notre cas on impose un entrefer total de 0,8 mm. Connaissant la surface effective du noyau magnétique et la valeur de l'inductance on peut déduire le nombre de spires.

Les caractéristiques techniques du Boost 1 sont présentées ci-dessous :

	Théorie	Pratique
Valeur de l'inductance	140 μH	132,2 μH
Nb Spires	20	20
Entrefer	0,8 mm	
Nb de conducteurs	1	
Résistance série mesurée	20 m Ω	
Perte estimée	0,83 W	

Boost 2

Dans un premier temps la variation ΔI dans l'inductance du Boost 2 est souhaitée inférieure ou égale à 30%. Le courant entrant dans le Boost 2 est de 1,4A, l'ondulation doit être alors de 0,42A. Si $\alpha = 0,775$ et $f = 50\text{kHz}$, à partir de la formule (AE3) on déduit la valeur de l'inductance L qui doit être de 3,3mH. Une inductance de 3,3mH serait trop « grosse » et aurait une résistance série trop importante. Les pertes de l'inductance seraient bien trop importantes. La valeur de cette inductance est diminuée à 300 μH pour avoir une résistance série plus faible. Le Boost 2 travaillera en conduction discontinue et les variations de I seront plus importantes.

Sur le Boost 2 on impose toujours un entrefer total de 0,8 mm. Connaissant la surface effective du noyau magnétique et la valeur de l'inductance on peut en déduire le nombre de spires.

Les caractéristiques techniques de l'inductance du Boost 2 sont présentées ci-dessous :

	Théorie	Pratique
Valeur de l'inductance	300 μH	277,9 μH
Nb Spires	30	30
Entrefer	0,8 mm	
Nb de conducteurs	2	
Résistance série mesurée	47,5 m Ω	
Perte estimée (Mathcad)	0,1 W	

Annexe D

Organigramme de l'algorithme de MPPT

L'algorithme de MPPT est basé sur la méthode du « Hill climbing », pour améliorer la poursuite du point de puissance maximale un pas variable de $\Delta\alpha$ variable a été inclus. Cette implantation d'un pas variable permet d'augmenter la rapidité du MPP au démarrage du système et une poursuite plus proche une fois détecté.

Le « petit » pas de $\Delta\alpha$ est fixé à 0,8% et le « grand » pas de est fixé à 2,4%. L'algorithme modifie le pas de variation en fonction de la différence de puissance entre le pas n et le pas $n-1$. Si la différence entre ces deux puissances est supérieure à 5% alors α est augmenté (ou diminué, selon le sens) du « grand » pas de $\Delta\alpha$. Si l'algorithme détecte plusieurs changements de sens dans l'évolution de α alors α est augmenté (ou diminué) du « petit » pas.

Cet algorithme est implanté au sein du microcontrôleur est fonctionne à la fréquence de 30Hz.

L'organigramme de l'algorithme de MPPT est présenté sur la Figure A-4.

Algorithme pour commande MPPT numérique avec $\Delta\alpha$ variable

Methode : P&O MPPT : "Hill Climbing" + $\Delta\alpha$ variable

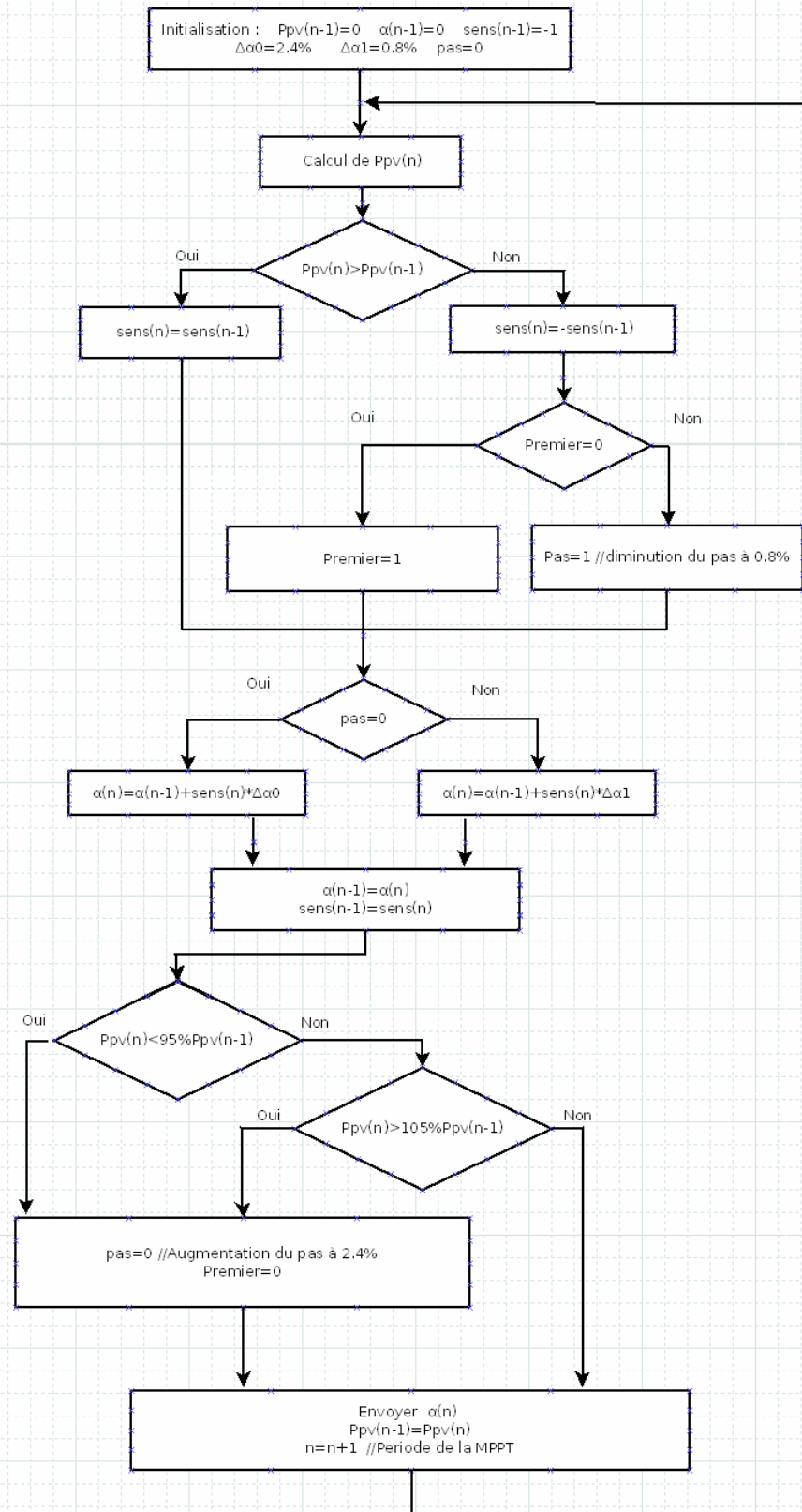


Figure A-4 : Organigramme de l'algorithme de MPPT

Annexe E

Simulations PSIM - Hacheur modulaire série

Fonctionnement nominal ($I_{out} = I_{nom} = 2,5A$)

Tension d'entrée du convertisseur : $V_{e1} = V_{e2} = 3 * V_{cell} = 1,8V$

Courant d'entrée : $I_{e1} = I_{e2} = 5A$ (pas d'ombrage, conditions parfaites de fonctionnement)

Tension de sortie fixe $V_{stot} = 7,2V$ (rapports cycliques identiques et égaux à 0,5)

Boost 1 : $\alpha_1 = 0,5$

Boost 2 : $\alpha_1 = 0,5$

$I_{e1} = 5A$ soit $I_{s1} = 2,5A$

$I_{e2} = 5A$ soit $I_{s0} = 2,5A$

$V_{e1} = 1,8V$ soit $V_{s1} = 3,6V$

$V_{e2} = 1,8V$ soit $V_{s2} = 3,6V$

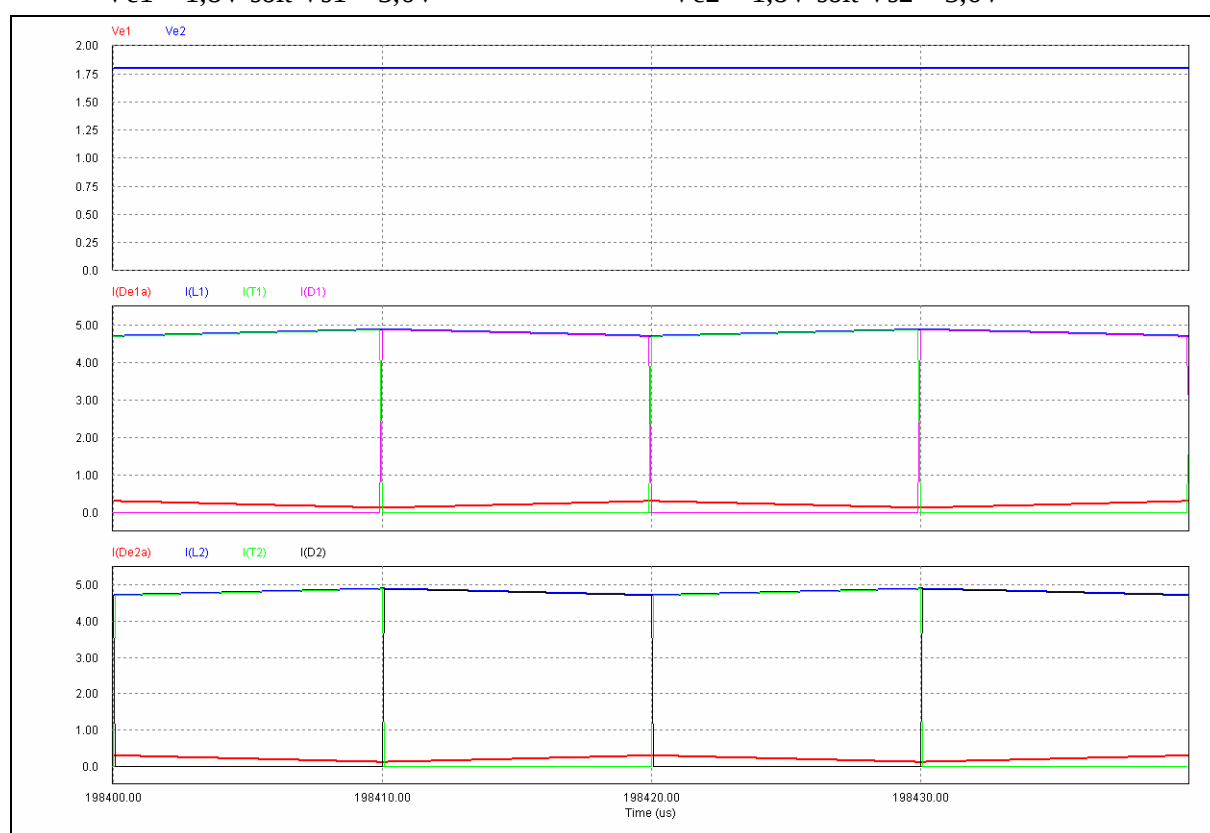


Figure A-5 : Grandeurs d'entrée

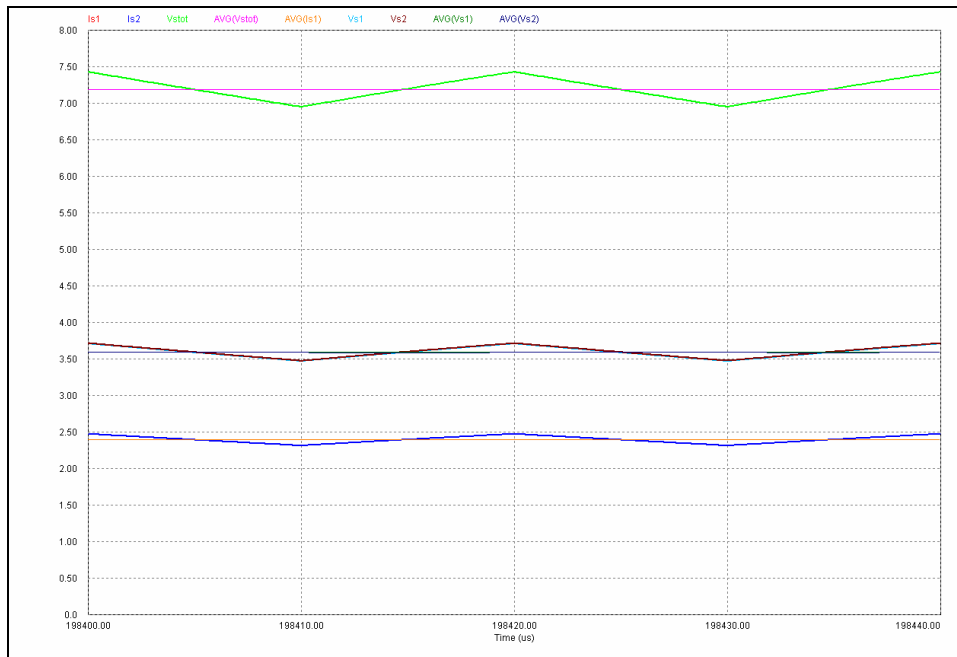


Figure A-6 : Grandeurs de sortie

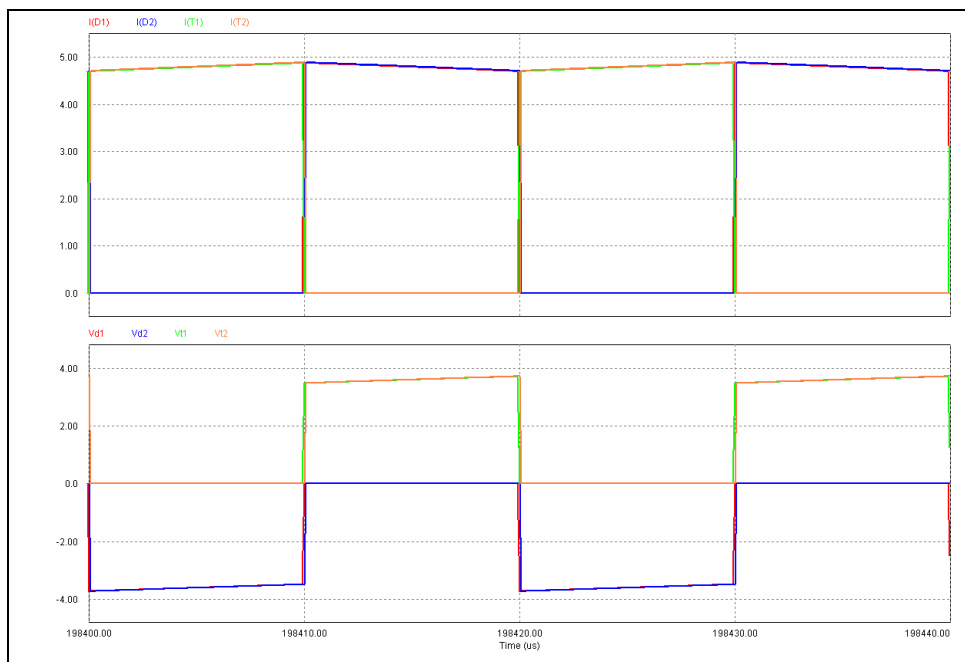


Figure A-7 : Grandeurs dans les semi-conducteurs

Contraintes sur les semi-conducteurs :

$I_{t1max} = 5A$	$V_{t1max} = 3,6V (= V_{s1})$
$I_{t2max} = 5A$	$V_{t2max} = 3,6V (= V_{s2})$
$I_{d1max} = 5A$	$V_{d1invmax} = 3,6V (= -V_{s1})$
$I_{d2max} = 5A$	$V_{d2invmax} = 3,6V (= -V_{s2})$

Annexe F

Point de fonctionnement Boosts avec ombrage

Cette annexe présente les formulations générales qui permettent de définir les rapports cycliques des différents Boosts, le courant et les tensions de sorties en fonction des courants et tensions des modules PV. Cette généralisation mathématique est présentée en [BRA09]. Les principales formulations mathématiques sont présentées ci-dessous.

$$\begin{array}{l} \alpha := \\ \quad d \leftarrow 0 \\ \quad \text{for } d \in 0.. \text{dernier}(I_{pv}) \\ \quad \quad \sum_{k=0}^{\text{dernier}(I_{pv})} V_{pv_k} \cdot I_{pv_k} \\ \quad a_d \leftarrow 1 - \frac{\quad}{I_{pv_d} \cdot V_{bus}} \end{array} \quad (\text{Eq. AF1})$$

$$\begin{array}{l} a \\ I_{dc} := \\ \quad d \leftarrow 0 \\ \quad \text{for } d \in 0.. \text{dernier}(I_{pv}) \\ \quad \quad \sum_{k=0}^{\text{dernier}(I_{pv})} V_{pv_k} \cdot I_{pv_k} \\ \quad a_d \leftarrow \frac{\quad}{V_{bus}} \end{array} \quad (\text{Eq. AF2})$$

$$\begin{array}{l} a \\ V_s := \\ \quad d \leftarrow 0 \\ \quad \text{for } d \in 0.. \text{dernier}(I_{pv}) \\ \quad \quad \frac{V_{pv_d} \cdot I_{pv_d} \cdot V_{bus}}{\sum_{k=0}^{\text{dernier}(I_{pv})} V_{pv_k} \cdot I_{pv_k}} \\ \quad a_d \leftarrow \quad \end{array} \quad (\text{Eq. AF3})$$

Annexe G

Généralisation du calcul des courants efficaces

Les courants circulant dans les Mosfets ont des formes similaires. La forme générale de ces courants est représentée sur la Figure A-8

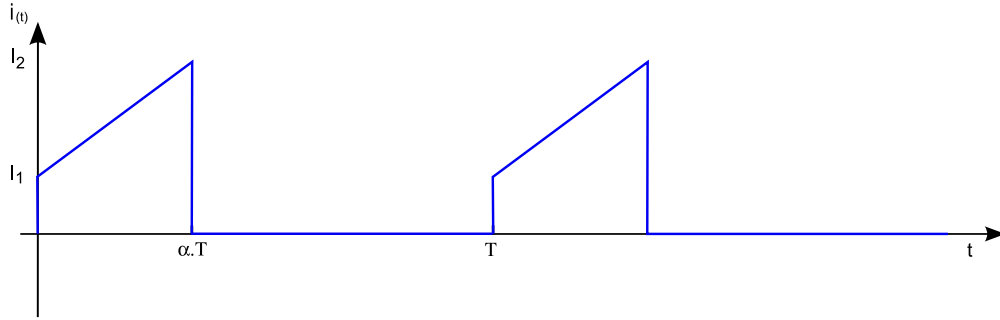


Figure A-8 : Forme général des courants dans les Mosfets

Les équations de ce signal sont :

$$i(t) = \frac{I_2 - I_1}{\alpha T} t + I_1 \text{ sur } 0 \leq t \leq \alpha T$$

$$i(t) = 0 \text{ sur } \alpha T \leq t \leq T$$

La valeur efficace du signal décrit ci-dessus peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} \left(\frac{I_2 - I_1}{\alpha T} t + I_1 \right)^2 dt \right]$$
$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \left[\left[\left(\frac{I_2 - I_1}{\alpha T} \right)^2 \frac{t^3}{3} + \frac{(I_2 - I_1) I_1}{\alpha T} t^2 + I_1^2 t \right]_0^{\alpha T} \right] = \frac{\alpha}{3} (I_2^2 + I_1 I_2 + I_1^2)$$

La valeur efficace de ce signal quels que soient I_1 , I_2 , α et T est donc égal à

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{\alpha}{3} (I_2^2 + I_1 I_2 + I_1^2)}$$

Cette expression permet de calculer le courant efficace de chaque Mosfet de façon simplifiée.

Annexe H

Organigramme de MPPT de l'équilibreur

L'algorithme proposé pour faire fonctionner la structure au point maximal de puissance est composé de différentes étapes décrites sur la Figure A-9. Nous allons expliciter cet algorithme en suivant les étapes du graphique.

Etape 1 :

Tous les $\overline{\alpha_i}$ des Mosfet sont initialisés à $\overline{\alpha_1} = \overline{\alpha_2} = \overline{\alpha_3} = \dots = \overline{\alpha_n} = \frac{1}{n}$

On initialise le compteur nommé i à 1.

Etape 2 :

La puissance disponible en sortie est maximisée et mesurée. Cette valeur est stockée dans la variable P1.

Etape 3 :

On augmente le rapport anti-cyclique du Mosfet numéro 1. Pour travailler à fréquence constante la modification de ce rapport anti-cyclique est répercutée sur les autres de manière égale. Si $\overline{\alpha_i}$ est augmenté (diminué) de Δt alors $\overline{\alpha_{i+1}}, \overline{\alpha_{i+2}}, \dots, \overline{\alpha_n}$ sont diminué (augmentés) de $\frac{\Delta t}{n-i}$.

Etape 4 :

La puissance disponible à ce second point de fonctionnement est maximisée, mesurée et stockée dans la variable P2.

Etape 5 :

Les puissances P1 et P2 sont comparées. Si $P1 < P2$ alors on continue d'augmenter l'anti-rapport cyclique du Mosfet i jusqu'à ce que la puissance diminue. Le point de puissance maximale se trouve à l'incréméntation précédente de l'anti-rapport cyclique

Si $P1 > P2$ alors on diminue l'anti-rapport cyclique du Mosfet i jusqu'à ce que la puissance soit maximale. De même le point de puissance maximale se trouve à l'incréméntation précédente de l'anti-rapport cyclique

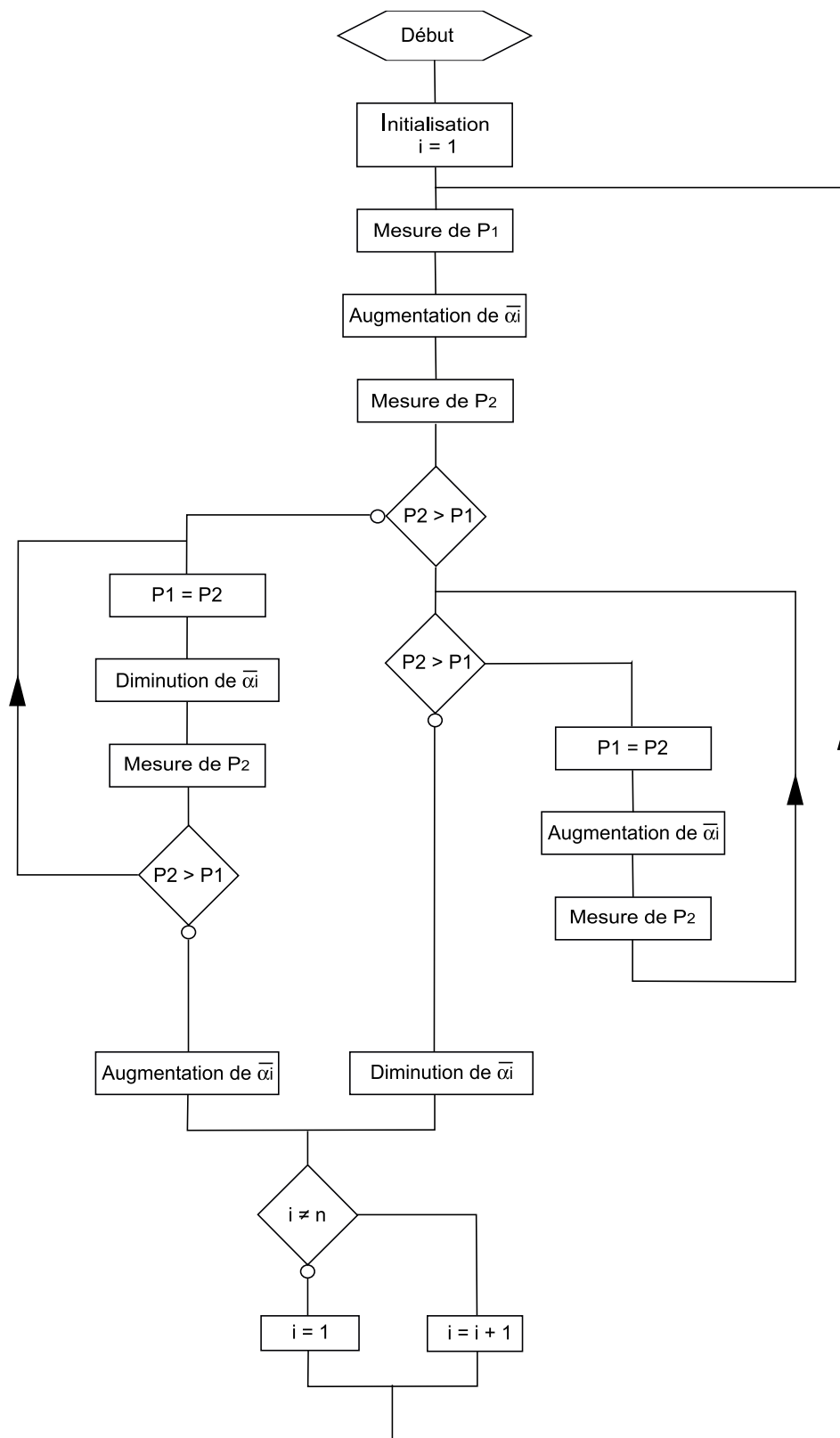


Figure A-9 : Algorithme de MPPT de l'équilibre

Etape 6 :

Pour s'assurer de travailler au point de puissance maximale, on retranche l'incrémentation excessive que l'on a réalisée précédemment.

Etape 7 :

Lorsque le rapport cyclique du Mosfet i permettant de maximiser la puissance est défini on incrémente le compteur. Si $i \neq n$ alors $i = i + 1$ sinon on réinitialise le compteur à 1.

Etape 8 :

On répète les étapes 2, 3, 4, 5, 6, et 7. Ainsi on s'assure de faire travailler la structure au point de puissance maximale.

La mise en œuvre de ce MPPT nécessite la définition d'un pas Δt , qui pourrait être variable selon la pente de la dérivée de la puissance.

Annexe I

Mesure du rendement de l'équilibre

Les résultats complets des mesures de rendement de l'équilibre sont présentés dans la Figure A-10

Sans Ombre

Avec Equilibreur				Sans Equilibreur					
	Ve	Ie	Pe	Is	Vs	Ps	Ve	Ie	Pe
1	8.7	2.68	23.3	2.4	35.1	84.1	8.7	2.27	19.7
2	8.7	2.4	20.9				8.8	2.26	19.9
3	8.8	2.4	21.1				9	2.26	20.3
4	9	2.26	20.3				9	2.26	20.3
Tot	35.2		85.6				35.5		80.3

20% d'Ombre

Avec Equilibreur								Sans Equilibreur		
	Ve	Ie	Pe		Is	Vs	Ps	Ve	Ie	Pe
1	8.7	2.4	20.9		2.2	35.0	75.3	8.7	1.93	16.8
2	8.8	2.3	20.2					8.8	1.92	16.9
3	8.7	1.93	16.8					9	1.92	17.3
4	9	2.08	18.7					9	1.92	17.3
Tot	35.2		76.6					35.5		68.2

50% d'Ombre

Avec Equilibreur							Sans Equilibreur			
	Ve	Ie	Pe		Is	Vs	Ps	Ve	Ie	Pe
1	8.5	1.5	12.8		1.8	34.8	61.2	8.7	1.21	10.53
2	8.9	2.4	21.4					8.9	1.2	10.68
3	8.5	1.2	10.2					9	1.2	10.8
4	9	2.01	18.1					9	1.2	10.8
Tot	34.9		62.4					35.6		42.8

70% d'Ombre

Avec Equilibreur							Sans Equilibreur			
	Ve	Ie	Pe		Is	Vs	Ps	Ve	Ie	Pe
1	8.4	0.9	7.6		1.4	34.7	49.9	0	0.9	0.0
2	8.9	2.36	21.0					8.9	2.26	20.1
3	8.4	0.72	6.0					0	0.72	0.0
4	9	1.83	16.5					9	2.26	20.3
Tot	34.7		51.1					17.9		40.4

85% d'Ombre

Avec Equilibreur							Sans Equilibreur			
	Ve	Ie	Pe		Is	Vs	Ps	Ve	Ie	Pe
1	8.2	0.45	3.7		1.3	34.5	44.1	0	0.45	0.0
2	8.9	2.39	21.3					8.9	2.25	20.0
3	8.3	0.36	3.0					0	0.36	0.0
4	9	1.95	17.6					9	2.25	20.3
Tot	34.4		45.5					17.9		40.3

100% d'Ombre

Avec Equilibreur								Sans Equilibreur		
	Ve	Ie	Pe		Is	Vs	Ps	Ve	Ie	Pe
1	7.9	0	0.0		1.2	33.8	39.6	0	0	0.0
2	8.8	2.4	21.1					8.8	2.26	19.9
3	8.1	0	0.0					0	0	0.0
4	9	2.24	20.2					9	2.26	20.3
Tot	33.8		41.3					17.8		40.2

Figure A-10 : Tableau récapitulatif des mesures de rendements

Annexe J

Caractéristiques I(U) avec et sans équilibreur

Les caractéristiques I(U) des essais réalisés sont présentées dans cette annexe. La Figure A-11 présente les résultats avec un groupe de 18 cellules ombré.

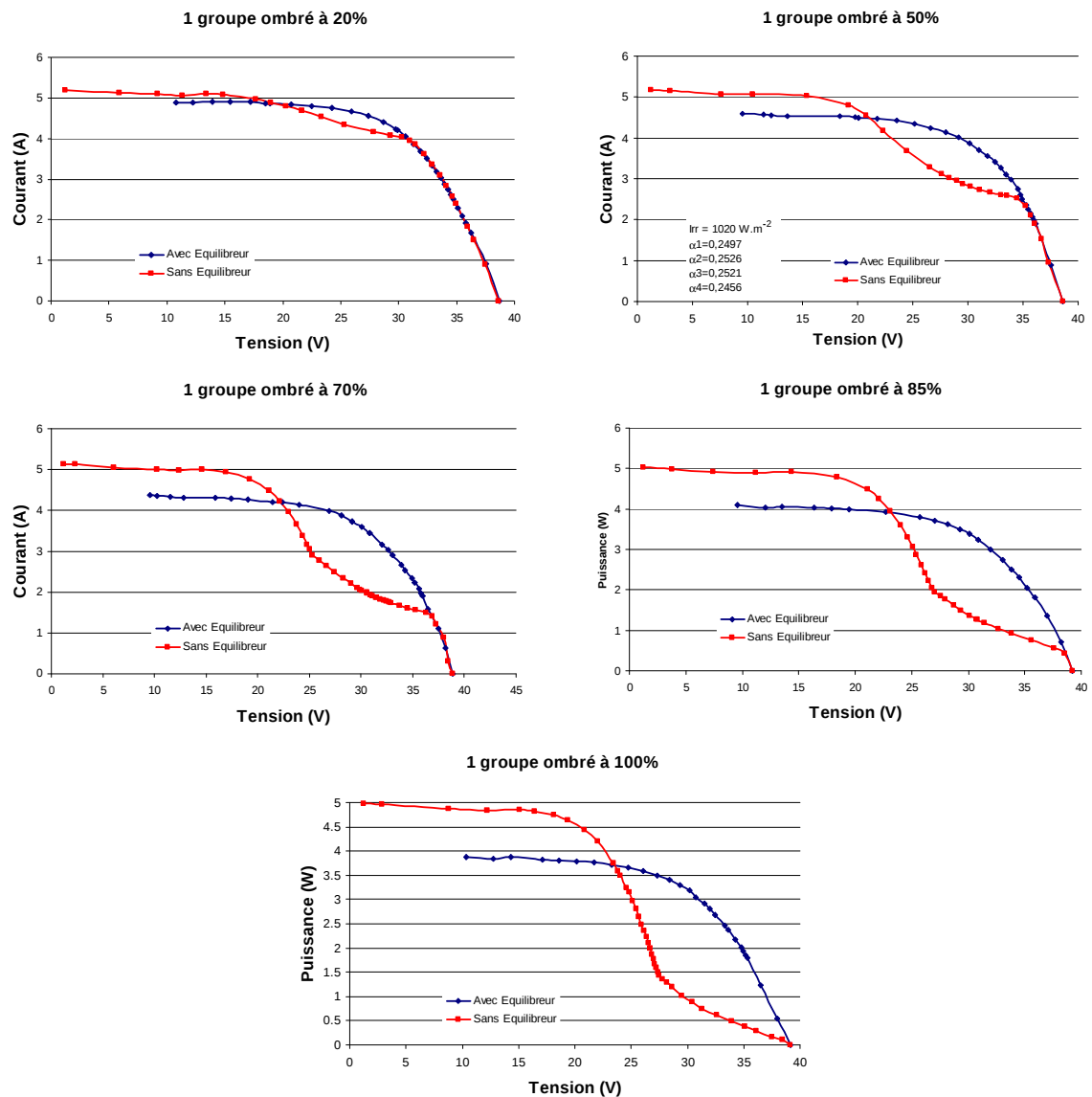


Figure A-11 : Caractéristiques I(U) avec 1 groupe ombré

La Figure A-12 présente les résultats avec deux groupes ombrés.

