

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

BADJI MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA



جامعة باجي مختار
عنابة

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

THESE

DE DOCTORAT D'ETAT

EN ELECTROTECHNIQUE

Intitulée :

**APPLICATION DES SEMICONDUCTEURS MODERNES (GTO,
MOSFET, IGBT) DANS LES HACHEURS FONCTIONNANT A DES
FREQUENCES ELEVEES**

Présentée par : MME SOLTANI FATMA

devant le jury composé de :

LABAR	HOCINE	PRESIDENT	M.C.	UNIVERSITE D'ANNABA
DEBBACHE	NACEREDINE	RAPPORTEUR	PROF.	UNIVERSITE D'ANNABA
TOUMI	SALH	EXAMINATEUR	PROF.	UNIVERSITE D'ANNABA
OUMEIRI	AMAR	EXAMINATEUR	M.C.	UNIVERSITE D'ANNABA
BOUKROUCHE	ABDELHANI	EXAMINATEUR	M.C.	UNIVERSITE DE GUELMA

ANNEE 2008

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

BADJI MOKHTAR ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA

جامعة باجي مختار- عنابة

Faculté des sciences de l'ingénieur
Département d'électrotechnique

THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de **DOCTORAT D'ETAT**

Converter

Option
Commande électrique

Par
Mme SOLTANI Fatma

DIRECTEUR DE THESE : Mr DEBBACHE Nacereddine MC UNIVERSITE DE ANNABA

DEVANT LE JURY

PRESIDENT:	Mr OUARI AHMED	MC	UNIVERSITE DE ANNABA
EXAMINATEURS:	Mr	MC	UNIVERSITE DE ANNABA
	Mr	MC	UNIVERSITE DE ANNABA
	Mr	MC	UNIVERSITE DE ANNABA

ANNEE 2008

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1 : ELEMENTS SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE	
1.1 Introduction.....	4
1.2 Transistor MOSFET de puissance.....	5
1.2.1 Physique et technologie du MOSFET de puissance.....	5
1.2.2 Comportement du MOSFET de puissance.....	6
1.2.2.1 Caractéristique statique du MOSFET de puissance.....	6
1.2.2.2 Résistance apparente à l'état passant.....	8
1.2.2.3 Comportement dynamique.....	10
1.2.3 Energie dissipée en conduction et en commutation.....	17
1.3 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).....	18
1.3.1 Physique et technologie de l'IGBT.....	18
1.3.2 Comportements de l'IGBT.....	21
1.3.2.1 Caractéristiques statiques.....	21
1.3.2.2 Comportements dynamiques.....	22
1.3.3 Energie dissipée en conduction et en commutation.....	28
1.4 Conclusion.....	30
CHAPITRE 2 : FONCTIONNEMENT ET CARACTERISTIQUES DES CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU SANS TRANSFORMATEUR INTERMEDIAIRE	
2.1 Introduction.....	31
2.2 Convertisseur buck.....	32
2.2.1 Généralité.....	32
2.2.2 Principe de Fonctionnement.....	32
2.2.2.1 Conduction continue.....	33
2.2.2.2 Conduction discontinue.....	34
2.2.2.3 Limite entre la conduction continue et discontinue.....	36
2.2.2.4 Cas du circuit non-idéal.....	38
2.2.3 Ondulation de la tension de sortie.....	39
2.3 Convertisseur boost.....	40

2.3.1	Principe de fonctionnement.....	40
2.3.1.1	Conduction continue.....	41
2.3.1.2	Conduction discontinue.....	43
2.3.1.3	Limite entre la conduction continue et discontinue.....	45
2.3.2	Analyse en valeur moyenne.....	46
2.3.3	Cas du circuit non-idéal.....	47
2.4	Simulation des hacheurs.....	49
2.4.1	Hacheur dévolteur à MOSFET.....	49
2.4.2	Hacheur dévolteur à IGBT.....	51
2.4.3	Hacheur survolteur à MOSFET.....	53
2.4.4	Hacheur survolteur à IGBT.....	55
2.5	Conclusion.....	58

CHAPITRE 3 : GENERATEURS PHOTOVOLTAIQUES, ADAPTATION DE LA PUISSANCE ELECTRIQUE PAR UN HACHEUR

3.1	Introduction.....	59
3.2	L'énergie photovoltaïque.....	59
3.2.1	Généralités.....	59
3.2.2	L'effet photovoltaïque.....	61
3.2.2.1	Brefs rappels sur l'énergie solaire.....	61
3.3	Générateur photovoltaïque.....	63
3.3.1	Matériaux utilisés dans les cellules PV.....	63
3.3.2	Cellules photovoltaïques.....	65
3.3.2.1	Structure d'une cellule PV.....	65
3.3.2.2	Principe de fonctionnement d'une cellule PV.....	66
3.3.2.3	Modèle électrique d'une cellule PV.....	67
3.3.2.4	Caractéristiques d'une cellule PV.....	69
3.4	Module ou panneau PV.....	71
3.4.1	Structure de panneau PV.....	71
3.4.2	Critère de câblage des cellules PV.....	72
3.4.3	Rendement d'un panneau PV.....	73
3.5	Schéma électrique et fonctionnement des panneaux PV.....	74
3.5.1	Symbolisation des panneaux PV.....	74

3.5.2	Symbolisation du panneau SP75.....	76
3.5.2.1	Architecture du panneau SP75.....	77
3.5.2.2	Symbolisation électrique du panneau SP75.....	78
3.5.2.3	Simulation de l'influence de la charge sur les grandeurs électriques.....	80
3.6	Fonctionnement des panneaux PV dans les conditions optimales.....	81
3.6.1	Point de puissance maximale.....	81
3.6.2	Fonctionnement du panneau solaire SP75 dans les conditions optimales.....	84
3.7	Conclusion.....	86

CHAPITRE 4 : ADAPTATION ET OPTIMISATION DE GENERATEURS PHOTOVOLTAIQUES

4.1	Introduction.....	87
4.2	Adaptation des générateurs PV : système PV.....	87
4.2.1	Schéma synoptique du système PV adapté.....	88
4.2.2	Structure des convertisseurs d'énergie Buck et Boost.....	89
4.2.2.1	Structure du convertisseur Boost.....	89
4.2.2.2	Structure du convertisseur Buck.....	90
4.2.3	Principe et régimes de fonctionnement des convertisseurs d'énergie.....	90
4.2.3.1	Convertisseur Boost.....	91
4.2.3.1.1	Régime continu.....	91
4.2.3.1.1.1	Définition.....	91
4.2.3.1.1.2	Ondulation à la sortie.....	92
4.2.3.1.1.3	Ondulation à l'entrée.....	94
4.2.3.1.1.4	Condition d'adaptation.....	95
4.2.3.1.2	Régime discontinu.....	96
4.2.3.1.3	Régime critique.....	98
4.2.3.2	convertisseur Buck.....	99
4.2.3.2.1	Régime continu.....	99
4.2.3.2.1.1	Définition.....	99
4.2.3.2.1.2	Ondulation à la sortie.....	100
4.2.3.2.1.3	Ondulation à l'entrée.....	101
4.2.3.2.1.4	condition d'adaptation.....	103

4.2.3.2.2 Régime discontinu.....	103
4.2.3.2.3 Régime critique.....	105
4.2.4 Dimensionnement des convertisseurs Boost et Buck.....	106
4.2.4.1 Cahier de charges et objectifs.....	106
4.2.4.2 Dimensionnement des convertisseurs.....	107
4.3 Analyse du fonctionnement des convertisseurs dans l'environnement	
Orcad-pspice.....	109
4.3.1 convertisseur survolteur (Boost).....	109
4.3.1.1 Caractéristiques électriques typiques du système PV.....	109
4.4 Adaptation des systèmes PV par une commande MPPT.....	111
4.4.1 Généralités.....	111
4.4.2 Schéma synoptique du système PV.....	111
4.4.3 Convertisseur d'énergie.....	112
4.4.4 Commande MPPT analogique.....	113
4.4.5 Structure et fonctionnement MPPT analogique.....	114
4.5 Simulation du fonctionnement électrique d'un système photovoltaïque.....	117
4.5.1 Système photovoltaïque adapté par un hacheur de type élévateur.....	117
4.5.1.1 Courants, tension et puissance dans le système PV.....	117
4.5.1.2 Fonctionnement du système lors d'un changement de l'éclairement.....	119
4.5.1.3 Fonctionnement du système lors d'un changement de la charge.....	120
4.5.2 Système photovoltaïque adapté par un hacheur de type dévolteur.....	121
4.6 Conclusion.....	122

CHAPITRE 5: INTEGRATION DES PERTES DU CONVERTISSEUR DANS UN SYSTEME HYBRIDE PHOTOVOLTAÏQUE-EOLIEN DE PRODUCTION D'ENERGIE

5.1 Introduction.....	124
5.2 L'énergie éolienne.....	125
5.2.1 Problématique.....	125
5.2.2 Production d'énergie éolienne et conversion en électricité.....	127
5.3 Système de production hybride photovoltaïque – éolienne HWPGS.....	128
5.4 Sous-ensemble photovoltaïque de production d'énergie.....	129

5.4.1 Générateur photovoltaïque.....	130
5.4.2 Modèle du hacheur dévolteur.....	133
5.5 Modèle de pertes d'un hacheur dévolteur.....	134
5.5.1 Modèle de perte de conduction.....	135
5.5.2 Modèle de pertes de commutation.....	136
5.5.3 Modèle de la batterie.....	144
5.6 Stratégie de commande.....	144
5.7 Résultats et discussions.....	145
5.8 Conclusion.....	146
CONCLUSION GENERALE.....	148

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1 : ELEMENTS SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE	
1.1 Introduction.....	4
1.2 Transistor MOSFET de puissance.....	5
1.2.1 Physique et technologie du MOSFET de puissance.....	5
1.2.2 Comportement du MOSFET de puissance.....	6
1.2.2.1 Caractéristique statique du MOSFET de puissance.....	6
1.2.2.2 Résistance apparente à l'état passant.....	8
1.2.2.3 Comportement dynamique.....	10
1.2.3 Energie dissipée en conduction et en commutation.....	17
1.3 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).....	18
1.3.1 Physique et technologie de l'IGBT.....	18
1.3.2 Comportements de l'IGBT.....	21
1.3.2.1 Caractéristiques statiques.....	21
1.3.2.2 Comportements dynamiques.....	22
1.3.3 Energie dissipée en conduction et en commutation.....	28
1.4 Conclusion.....	30
CHAPITRE 2 : FONCTIONNEMENT ET CARACTERISTIQUES DES CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU SANS TRANSFORMATEUR INTERMEDIAIRE	
2.1 Introduction.....	31
2.2 Convertisseur buck.....	32
2.2.1 Généralité.....	32
2.2.2 Principe de Fonctionnement.....	32
2.2.2.1 Conduction continue.....	33
2.2.2.2 Conduction discontinue.....	34
2.2.2.3 Limite entre la conduction continue et discontinue.....	36
2.2.2.4 Cas du circuit non-idéal.....	38
2.2.3 Ondulation de la tension de sortie.....	39
2.3 Convertisseur boost.....	40

2.3.1	Principe de fonctionnement.....	40
2.3.1.1	Conduction continue.....	41
2.3.1.2	Conduction discontinue.....	43
2.3.1.3	Limite entre la conduction continue et discontinue.....	45
2.3.2	Analyse en valeur moyenne.....	46
2.3.3	Cas du circuit non-idéal.....	47
2.4	Simulation des hacheurs.....	49
2.4.1	Hacheur dévolteur à MOSFET.....	49
2.4.2	Hacheur dévolteur à IGBT.....	51
2.4.3	Hacheur survolteur à MOSFET.....	53
2.4.4	Hacheur survolteur à IGBT.....	55
2.5	Conclusion.....	58

CHAPITRE 3 : GENERATEURS PHOTOVOLTAIQUES, ADAPTATION DE LA PUISSANCE ELECTRIQUE PAR UN HACHEUR

3.1	Introduction.....	59
3.2	L'énergie photovoltaïque.....	59
3.2.1	Généralités.....	59
3.2.2	L'effet photovoltaïque.....	61
3.2.2.1	Brefs rappels sur l'énergie solaire.....	61
3.3	Générateur photovoltaïque.....	63
3.3.1	Matériaux utilisés dans les cellules PV.....	63
3.3.2	Cellules photovoltaïques.....	65
3.3.2.1	Structure d'une cellule PV.....	65
3.3.2.2	Principe de fonctionnement d'une cellule PV.....	66
3.3.2.3	Modèle électrique d'une cellule PV.....	67
3.3.2.4	Caractéristiques d'une cellule PV.....	69
3.4	Module ou panneau PV.....	71
3.4.1	Structure de panneau PV.....	71
3.4.2	Critère de câblage des cellules PV.....	72
3.4.3	Rendement d'un panneau PV.....	73
3.5	Schéma électrique et fonctionnement des panneaux PV.....	74
3.5.1	Symbolisation des panneaux PV.....	74

3.5.2	Symbolisation du panneau SP75.....	76
3.5.2.1	Architecture du panneau SP75.....	77
3.5.2.2	Symbolisation électrique du panneau SP75.....	78
3.5.2.3	Simulation de l'influence de la charge sur les grandeurs électriques.....	80
3.6	Fonctionnement des panneaux PV dans les conditions optimales.....	81
3.6.1	Point de puissance maximale.....	81
3.6.2	Fonctionnement du panneau solaire SP75 dans les conditions optimales.....	84
3.7	Conclusion.....	86

CHAPITRE 4 : ADAPTATION ET OPTIMISATION DE GENERATEURS PHOTOVOLTAIQUES

4.1	Introduction.....	87
4.2	Adaptation des générateurs PV : système PV.....	87
4.2.1	Schéma synoptique du système PV adapté.....	88
4.2.2	Structure des convertisseurs d'énergie Buck et Boost.....	89
4.2.2.1	Structure du convertisseur Boost.....	89
4.2.2.2	Structure du convertisseur Buck.....	90
4.2.3	Principe et régimes de fonctionnement des convertisseurs d'énergie.....	90
4.2.3.1	Convertisseur Boost.....	91
4.2.3.1.1	Régime continu.....	91
4.2.3.1.1.1	Définition.....	91
4.2.3.1.1.2	Ondulation à la sortie.....	92
4.2.3.1.1.3	Ondulation à l'entrée.....	94
4.2.3.1.1.4	Condition d'adaptation.....	95
4.2.3.1.2	Régime discontinu.....	96
4.2.3.1.3	Régime critique.....	98
4.2.3.2	convertisseur Buck.....	99
4.2.3.2.1	Régime continu.....	99
4.2.3.2.1.1	Définition.....	99
4.2.3.2.1.2	Ondulation à la sortie.....	100
4.2.3.2.1.3	Ondulation à l'entrée.....	101
4.2.3.2.1.4	condition d'adaptation.....	103

4.2.3.2.2 Régime discontinu.....	103
4.2.3.2.3 Régime critique.....	105
4.2.4 Dimensionnement des convertisseurs Boost et Buck.....	106
4.2.4.1 Cahier de charges et objectifs.....	106
4.2.4.2 Dimensionnement des convertisseurs.....	107
4.3 Analyse du fonctionnement des convertisseurs dans l'environnement	
Orcad-pspice.....	109
4.3.1 convertisseur survolteur (Boost).....	109
4.3.1.1 Caractéristiques électriques typiques du système PV.....	109
4.4 Adaptation des systèmes PV par une commande MPPT.....	111
4.4.1 Généralités.....	111
4.4.2 Schéma synoptique du système PV.....	111
4.4.3 Convertisseur d'énergie.....	112
4.4.4 Commande MPPT analogique.....	113
4.4.5 Structure et fonctionnement MPPT analogique.....	114
4.5 Simulation du fonctionnement électrique d'un système photovoltaïque.....	117
4.5.1 Système photovoltaïque adapté par un hacheur de type élévateur.....	117
4.5.1.1 Courants, tension et puissance dans le système PV.....	117
4.5.1.2 Fonctionnement du système lors d'un changement de l'éclairement.....	119
4.5.1.3 Fonctionnement du système lors d'un changement de la charge.....	120
4.5.2 Système photovoltaïque adapté par un hacheur de type dévolteur.....	121
4.6 Conclusion.....	122

CHAPITRE 5: INTEGRATION DES PERTES DU CONVERTISSEUR DANS UN SYSTEME HYBRIDE PHOTOVOLTAÏQUE-EOLIEN DE PRODUCTION D'ENERGIE

5.1 Introduction.....	124
5.2 L'énergie éolienne.....	125
5.2.1 Problématique.....	125
5.2.2 Production d'énergie éolienne et conversion en électricité.....	127
5.3 Système de production hybride photovoltaïque – éolienne HWPGS.....	128
5.4 Sous-ensemble photovoltaïque de production d'énergie.....	129

5.4.1 Générateur photovoltaïque.....	130
5.4.2 Modèle du hacheur dévolteur.....	133
5.5 Modèle de pertes d'un hacheur dévolteur.....	134
5.5.1 Modèle de perte de conduction.....	135
5.5.2 Modèle de pertes de commutation.....	136
5.5.3 Modèle de la batterie.....	144
5.6 Stratégie de commande.....	144
5.7 Résultats et discussions.....	145
5.8 Conclusion.....	146
CONCLUSION GENERALE.....	148

ملخص

الأبحاث التي أنجزت في هذه الرسالة تتعلق باستعمال أنصاف النواقل IGBT و MOSFET في المحولات الالكترونية مستمر- مستمر "أشور" التي تعمل بتواترات عالية, و باستعمال هذه الاخيرة في الخلايا الفلطي ضوئية المخزنة للطاقة.

و في هذا الاتجاه, فإننا في جزء المكونات قمنا بدراسة تحليلية فيما يخص التصرف الساكن والحركي ل MOSFET و IGBT من اجل استخلاص مجال استعمالهم من حيث الطاقة و التواتر.

في مجال الخلايا الشمسية, لقد قمنا بدراسة و تمثيل نموذج كهروضوئي متوسط الاستطاعة بقيمة 100W. الربط بين مولد فلطي ضوئي و حمولة من نوع المستمر يبقى في دور الدراسة.

ضبط الممانعة بين المولد و حمولة من النوع المستمر هو معضلة تكنولوجية تعني أساسيا الإرسال الطاقوي الأقصى إلى الحمولة.

المسألة طرحت في مجملها في هذه الرسالة بدراسة و تمثيل لنموذج GPV مضبوط بتحكم انالوجي MPPT الممكن من تتابع للطاقة القصوى المعطاة من GPV النتائج المستخلصة توضح بأن النموذج يؤول في ظرف وقت 50ms إلى الشروط النموذجية بغض النظر عن الظروف المناخية و تغير الحمولة.

ولو أن نماذج التوليد PV في تطور ملحوظ, لا تستطيع لوحدها تمثيل منبع موثوق للطاقة.

فعلا فإن تغيرات توليد متعلقة بمعطيات مناخية والإنتاج الطاقوي غير مضمون بالتحديد عندما يكون الطلب محسوس.

النموذج الذي يمزج بين الخلايا فولطي ضوئية و الهوائيات هو حل جيد للبقاء على مستوى عالي من الفعالية و التغذية لعدة استعمالات ذات منفعة حساسة و استراتيجية مثل مقحلات الاتصالات, المراكز الحدودية, المساكن المعزولة الخ..... و التي تقع خارج التغطية الكهربائية المقننة.

في هذا الإطار قدمنا و مثلنا جهاز مكون من خلايا فلوطية ضوئية و هوائيات مع ادخال ضياعات المحولات الالكترونية مستمر مستمر.

ABSTRACT

The research carried out in this thesis relates to the application of semiconductors MOSFET and IGBT in the choppers operating with high frequencies and their use in the photovoltaic system.

It is in this direction that in the part of the semiconductor, we analysed the static and dynamic behaviours of MOSFET and IGBT in order to determine the field of their uses as well in power as in frequency.

In the field of the photovoltaic system, we studied and simulated a photovoltaic system of average power (100W). The connection between a photovoltaic array and a DC load is still an interest topic of research.

The impedance matching between a PV array and a DC load is a technological problem that basically means the maximum power transfer from a PV panel to a DC load.

In this thesis, the problem is studied systematically from an analysis and simulation of a photovoltaic (PV) system adapted by an analogical control MPPT (Maximum Power point Tracking) ensuring the tracking of the maximum power provided by the PVG. The obtained results show that the PV system converges at about time of 50ms towards optimal conditions independently of the weather conditions and the load variation.

Even the considerable progress of the PV system, they can't at themselves represent a reliable power source. As the production variations are strongly dependent of the weather forecast, the production can't be necessarily ensured when it needed.

The hybrid system is an excellent solution to maintain a high reliable level of electrification for many sensible and strategical applications, as telecommunications stations, frontiers posts, isolated rural areas, etc..., outside of the conventional electrical energy.

In this context, we proposed and modelled a hybrid system wind photovoltaic by integrating the losses of the converter.

RESUME

Les recherches effectuées dans cette thèse portent sur l'application des semi-conducteurs MOSFET et IGBT dans les hacheurs fonctionnant à hautes fréquences et l'utilisation de ces derniers dans les systèmes photovoltaïques.

C'est dans ce sens que dans la partie des composants, nous avons analysé les comportements statiques et dynamiques du MOSFET et de l'IGBT en vue de déterminer le champ de leurs utilisations tant en puissance qu'en fréquence.

Dans le domaine des systèmes photovoltaïques, nous avons étudié et simulé un système photovoltaïque de moyenne puissance (100W). La connexion entre un générateur photovoltaïque (GPV) est une charge de type continu reste encore un sujet d'étude.

L'adaptation d'impédance entre un générateur PV et une charge de type continu est un problème technologique qui signifie essentiellement le transfert du maximum de puissance du GPV à la charge.

Le problème est abordé dans sa globalité dans cette thèse par une étude et une simulation d'un système PV adapté par une commande MPPT (maximum power point tracking) analogique, assurant la poursuite de la puissance maximale fournie par le GPV. Les résultats obtenus montrent que le système PV converge au bout d'un temps de l'ordre de 50ms vers les conditions optimales indépendamment des conditions météorologiques et la variation de la charge.

Même si les systèmes de production PV font des progrès considérables, ils ne peuvent à eux seuls représenter une source d'énergie fiable. En effet, les variations de production étant fortement couplées aux données météorologiques, la production ne peut pas forcément être assurée lorsque l'utilisation s'en fait sentir.

Le système hybride photovoltaïque-éolien est une excellente solution pour maintenir un niveau de fiabilité élevé de l'électrification pour de très nombreuses applications d'intérêt sensible et stratégique comme les relais de télécommunications, les postes frontières, l'habitat isolé, etc...., hors réseau d'électricité conventionnelle.

Dans ce contexte, nous avons proposé et modélisé un système hybride photovoltaïque-éolien en intégrant les pertes du convertisseur DC-DC.

DEDICACE

A mes parents

A mon mari

A mes enfants

A toute ma famille

REMERCIEMENTS

Arrivant au terme de ce travail de thèse, je tiens à adresser ma gratitude à tous ce qui m'ont aidé et soutenu.

En premier lieu, je tiens à exprimer ma profonde gratitude au Professeur Nacereddine DEBBACHE, Directeur de ma thèse pour avoir assuré la responsabilité de mes travaux. Ces qualités humaines, son esprit critique et la confiance qu'il m'a témoignée ont apporté beaucoup à l'aboutissement de ce travail.

Un grand merci à Monsieur Yacine AMIRAT pour ses conseils, ses orientations ainsi que ses encouragements qui m'ont aidé à orienter mes choix.

Je voudrai aussi remercier l'aide, la collaboration et l'amitié de Monsieur Ahmed OUARI, notre Directeur du Département d'Electrotechnique, mes collègues: Messieurs Amar OMEIRI, Hocine LABAR et Hocine BOUCHIKHA.

C'est un grand plaisir que je remercie Monsieur Hocine LABAR, Président du jury, Messieurs Salah Toumi, Amar OMEIRI et Abdelhani BOUKROUCHE examinateurs de cette thèse, pour l'intérêt qu'ils ont apporté à ce travail et la pertinence de leurs remarques qui ont permis d'améliorer ce manuscrit.

Des remerciements aussi chaleureux vont à mes collègues du Département d'Electrotechnique, ainsi qu'au personnel permanent (la liste est longue et je suis sure qu'ils vont se reconnaître).

Je réserve à la fin mes remerciements à ma famille pour leur soutien quotidien.

LISTE DES TABLEAUX

Tab	Titre	N°
Tableau 3.1	Valeurs énergétiques des photons issus du spectre solaire [21].	62
Tableau 3.2	Caractéristiques électriques du panneau SP 75 dans les conditions (CST)	78
Tableau 4.1	Dimensionnement des convertisseurs Boost et Buck en régime de conduction continue pour une fréquence de hachage $f = 10$ KHz et un générateur PV (SP 75).	108

LISTE DES SYMBOLES

SYMBOLE	DESIGNATION	UNITE
v_{DS}	tension drain source	V
i_D	courant de drain	A
V_T	tension de seuil (de la tension de grille source)	V
v_{GS}	tension grille-source	V
v_p	tension de pincement	V
r_{DSON}	résistance apparente à l'état passant	Ω
r_{N^+}	résistance à l'îlot N^+	Ω
r_{ch}	résistance de canal N	Ω
r_A	résistance due à l'accumulation de charge de la région N	Ω
r_j	résistance de la charge N située entre les zones de diffusion p	Ω
r_D	résistance entre les zones de diffusion p et le substrat N^+	Ω
r_s	résistance de substrat	Ω
C_{GS}	capacité grille-source	F
C_{GD}	capacité grille-drain	F
C_{DS}	capacité drain-source	F
C_{ISS}	capacité d'entrée	F
C_{OSS}	capacité de sortie	F
C_{RSS}	capacité de transfert inverse	F
L_G	inductance de grille	H
L_S	inductance de source	H
L_D	inductance de drain	H
I_F	courant appliqué	A
R_G	résistance de grille	Ω

$t_{d(on)}$	délai de la fermeture	S
t_{ri}	temps de la montée du courant i_D	S
t_{on}	$t_{don} + t_{ri}$ durée de la mise en courant	S
t_{fv}	temps de décente de la tension v_{DS}	S
I_{Dmax}	valeur maximale du courant de drain	A
$Q_{E(on)}$	charge stockée dans la grille	C
dI_d/dt	pente du courant	A/S
dV_{DS}/dt	pente de la tension de la décente	V/S
W_{on}	puissance de la perte pendant la commutation à la fermeture	J
v_{GEon}	tension de commande de grille	V
V_R	tension appliquée	V
I_F	courant appliqué	A
$T_{d(off)}$	délai à l'ouverture	S
t_{rtoff}	temps de la montée de la tension V_{DS}	S
t_{ftoff}	temps de la décente du courant i_D	S
$V_{DSmax(off)}$	valeur maximale de la tension drain-source	V
$Q_{E(off)}$	charge stockée dans la grille	C
W_{off}	puissance de la perte pendant la commutation à l'ouverture	J
T_j	température de jonction	S
I_{Cmax}	valeur maximale du courant du collecteur	A
t_g	durée de la queue	S
I_q	niveau de queue de courant	A
dI_c/dt	pente de courant	A/S
dV_{CE}/dt	pente de la tension	V/S

V_i	tension d'entrée du hacheur	V
V_0	tension de sortie du hacheur	V
I_0	courant de sortie	A
V_L	tension aux bornes de l'inductance	V
I_L	courant de l'inductance	A
α	rapport cyclique	
T	période de fonctionnement du hacheur	S
f	fréquence	Hz
δT	instant de décharge de l'inductance	S
\bar{I}_L	courant moyen traversant l'inductance	A
I_{Lmax}	courant maximale de l'inductance	A
I_{olim}	courant de sortie à limite de la conduction continue et discontinue	A
$ V_0 $	tension normalisée	V
$ I_0 $	courant normalisé	A
E_{ph}	énergie de photon	J
h	constante de Planch	
C	vitesse de la lumière	m/s
λ	longueur d'onde	μm
h_ν	énergie de rayonnement [j]	J
E_g	énergie associée à la bande interdite du semi-conducteur [j]	J
\vec{E}	champ électrique de la zone de déplétion N/C	N/C
I_D	courant circulant dans la diode	A
V_D	tension de diode	V
I_S	courant de saturation	A

T	température	°C
K	constante de Boltzmann	J/K
q	charge de l'électron	C
PV	photovoltaïque	
I_{CC}	courant de court-circuit	A
S	surface de la cellule	m ²
L_e	l'intensité de l'éclairement	W/m ²
I_{pv}	courant résultant de l'effet photovoltaïque	A
V_{PV}	tension	V
P_{pv}	puissance fournie par la cellule PV	W
P_{max}	valeur maximale de P_{pv}	W
PPM	point de puissance maximale	
I_{opt}	courant optimal	A
V_{opt}	tension optimale	V
V_{CD}	tension de circuit ouvert	V
η	rendement d'un module photovoltaïque	%
S_m	surface du module	m ²
GVP	générateur photovoltaïque	

Introduction Générale

L'utilité des circuits d'électronique de puissance pour la réalisation des convertisseurs de tension ou de courant n'est plus à démontrer.

L'élément clé de la conversion est l'interrupteur statique qui va permettre en interrompant ou non le transfert d'énergie entre les divers éléments du circuit, de gérer les valeurs moyennes des tensions et des courants.

Il subit de fortes contraintes et est responsable de la plus grande partie des pertes qui ce soit lors de la commutation ou quand il est en état de conduction. On comprend facilement l'intention toute particulière qu'il mérite.

Les interrupteurs basés sur les propriétés mixtes de blocage et de conduction des dispositifs à semi-conducteurs sont en constante évolution.

Depuis plusieurs années le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) s'est imposé comme une alternative efficace au transistor bipolaire (BJT), au transistor à effet de champ (MOSFET) et au transistor commandable (GTO) dans les applications de moyenne puissance et de moyenne tension.

Le comportement à la fermeture, à l'ouverture et en régime de conduction varie notablement selon le type d'interrupteur semi-conducteur utilisé.

Le comportement réel d'un interrupteur prend une forte importance au sens du bilan énergétique résultant de la somme des pertes en commutation et en conduction.

Par ailleurs, en électronique de puissance les convertisseurs continu-continu ou hacheurs sont aujourd'hui employés dans de vastes domaines de tension, de courant ou de puissance. Leurs applications vont des alimentations pour montages électroniques à l'alimentation des locomotives à partir de réseaux à courant continu et surtout dans le domaine de production d'électricité par le vent et la transformation d'énergie solaire.

Les énergies renouvelables deviennent progressivement des énergies à part entière rivalisant avec les énergies fossiles du point de vue coût et performance de production. Cependant leur système de conversion de l'énergie en électricité souffre souvent d'un manque d'optimisation qui en fait, sont encore des systèmes trop chers et présentant des déficiences importantes en rendement et en fiabilité.

Pour cela, bien qu'il existe de plus en plus de travaux de recherches prouvant la viabilité des sources comme, par exemple, l'énergie photovoltaïque (PV) ou l'énergie éolienne, beaucoup de réticences existent encore pour installer ces systèmes à grande échelle, autant en production de masse que chez des particuliers.

Bien que l'énergie photovoltaïque soit connue depuis de nombreuses années comme source pouvant produire de l'énergie électrique allant de quelques milliwatts au mégawatts, elle reste encore au stade anecdotique et ne se développe pas encore dans de grandes proportions, notamment à cause du coût trop élevé des capteurs; De plus plusieurs problèmes techniques doivent être résolus pour amener ces systèmes à un degré de maturité suffisant pour en faire des produits industriels à part entière.

Les problèmes concernant, autant le matériau de conversion photovoltaïque, qui reste cher à synthétiser, que la chaîne de conversion électrique qui présente beaucoup de pertes lors d'utilisations mal adaptées.

En effet, le problème majeur est que les modules photovoltaïques se comportent comme des générateurs non linéaires. Le module photovoltaïque possède un point de fonctionnement optimum appelé le point de puissance maximal dépendant de la température des cellules. L'addition d'un tel dispositif au système PV entraîne une augmentation notable de rendement globale du module PV.

D'autre part, nous sommes aperçus que, même si les systèmes de production photovoltaïque faisaient des progrès considérables, ils ne pouvaient à eux seuls représenter une source d'énergie fiable. En effet les variations de production étant fortement couplées aux données météorologiques, la production ne pouvait pas forcément être assurée lorsque l'utilisation s'en faisait sentir. Nous avons donc pensé à coupler les systèmes PV à d'autres sources d'énergie ainsi qu'à des moyens de stockage. Le système hybride éolien PV paraît prometteur. L'éolien est souvent complémentaire en production. En effet, les vents soufflent plus fort la nuit et la production éolienne aurait pu compenser, dans ces horaires, celle existante du PV.

Dans ce contexte, l'objet du travail présenté dans cette thèse est l'étude et la simulation des hacheurs à semiconducteurs blocables fonctionnant à hautes fréquences et leurs applications pour l'adoption et l'optimisation des systèmes photovoltaïques.

Le mémoire est organisé en cinq chapitres.

Dans le premier chapitre, nous nous intéressons à des composants utilisés MOSFET et IGBT en vue de l'étude de leur comportement en conduction et en commutation.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons, dans un premier temps, l'étude théorique des deux convertisseurs continu-continu à savoir le hacheur buck et le hacheur boost. Dans un deuxième temps, nous modélisons ces deux hacheurs avec les composants MOSFET et IGBT pour différentes fréquences afin de déterminer l'influence de ces dernières sur la qualité des grandeurs de sortie.

Dans le chapitre trois, on donnera des notions sur la production puis l'analyse de la structure d'énergie solaire et le fonctionnement électrique du générateur photovoltaïque ainsi que son adaptation à une charge résistive. Après avoir symbolisé le générateur PV "SP75", nous analysons son fonctionnement et son adaptation à une charge par le biais d'un convertisseur DC-DC (hacheur) en fonction de l'éclairement et de la température.

Dans le chapitre quatre, nous analysons le fonctionnement électrique dans l'environnement Orcad-Pspice, d'un système PV dont le fonctionnement est régulé par une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) analogique. Le générateur PV et le quadripôle d'adaptation sont ceux étudiés dans les chapitres deux et trois (générateur "SP75", convertisseur "hacheur"). Nous étudions la convergence du système PV vers le point de fonctionnement optimal (PPM) suite aux variations météorologiques (éclairement et température) et de la charge.

Le chapitre cinq, est consacré quand à lui à l'étude hybride photovoltaïque éolienne. En effet, lors des chapitres trois et quatre nous nous sommes rendu compte que les systèmes photovoltaïques ont des caractéristiques aléatoires qui dépendent des conditions météorologiques pour fournir une puissance électrique de qualité dans les zones éloignées. Le couplage de l'énergie photovoltaïque avec l'énergie éolienne est une excellente solution car elles sont souvent complémentaires en production. Un modèle équivalent du système hybride sera proposé en intégrant des pertes dans le convertisseur du sous système photovoltaïque.

1.1 Introduction

L'utilité des circuits d'électronique de puissance pour la réalisation des convertisseurs de tension ou de courant n'est plus à démontrer. Les méthodes utilisées en électronique de puissance conventionnelle, basées sur des éléments ou des transistors en régime linéaire, génèrent des pertes inacceptables dans la plupart des applications de moyenne et de hautes tensions. Les systèmes pulsés permettent des transferts des puissances sous diverses formes tels que la conversion de tension continue avec des rendements proches des limites idéales.

Dans tous les convertisseurs de l'électronique de puissance, le conditionnement de l'énergie électrique repose sur l'emploi de composant à semiconducteur fonctionnant en commutation, c'est-à-dire par tout ou rien.

L'élément clé de la conversion est l'interrupteur statique qui va permettre, en interrompant ou non le transfert d'énergie entre les divers éléments du circuit, de gérer les valeurs moyennes des courants et des tensions. Il subit de fortes contraintes et est responsable de la plus grande partie de pertes, que ce soit lors des commutations ou quand il est en état de conduction. On comprend facilement l'attention toute particulière qu'il mérite. Les composants interrupteurs, basés sur les propriétés mixtes de blocage et de conduction des dispositifs à semi conducteur, sont en constante évolution.

Les premiers transistors utilisés en électronique de puissance ont été tous comme en électronique de traitement du signal, des transistors bipolaires. C'est l'utilisation des techniques de gravure mises au point en microélectronique qui permet le développement des transistors de puissance à effet de champ (MOSFET et IGBT), car ces composants sont composés de plusieurs centaines de transistors élémentaires réalisés sur une même pastille et connectés en parallèles.

Aujourd'hui, les transistors à effet de champ, commandés par une tension, ont pratiquement supplanté les transistors bipolaires commandés par un courant, dans presque tous les domaines d'application, en raison principalement de leur robustesse et de leur grande facilité de commande qui nécessite peu de puissance.

Dans les paragraphes suivants, nous présentons, pour chaque composant étudié les éléments de physique et de technologie essentiels, les caractéristiques statiques puis les comportements dynamiques, en vue de les comparer.

1.2 Transistor MOSFET de puissance

Le transistor MOSFET (Metal-Oxide-Silicon Field-Effect-Transistor) [1], [2] et [3] présente la particularité d'être un interrupteur de puissance commande qui fonctionne en mode unipolaire, c'est-à-dire que le courant n'est dû qu'au déplacement d'un seul type de porteurs de charges. Il en résulte une très grande rapidité de commutation due à l'absence de charge stockée. En revanche, la chute de tension est relativement élevée à l'état passant. C'est dû à l'absence de la zone de plasma dans la zone N .

1.2.1 Physique et technologie du MOSFET de puissance

Un MOSFET de puissance est formé d'un grand nombre de cellules élémentaires mises en parallèle. Sa structure verticale permet au courant de traverser la puce de silicium perpendiculairement et assure une assez grande tenue en tension. La figure 1.1(a) représente une vue en coupe de deux cellules voisines, et la figure 1.1(b) montre le symbole usuel du MOSFET de puissance avec les notations classiques.

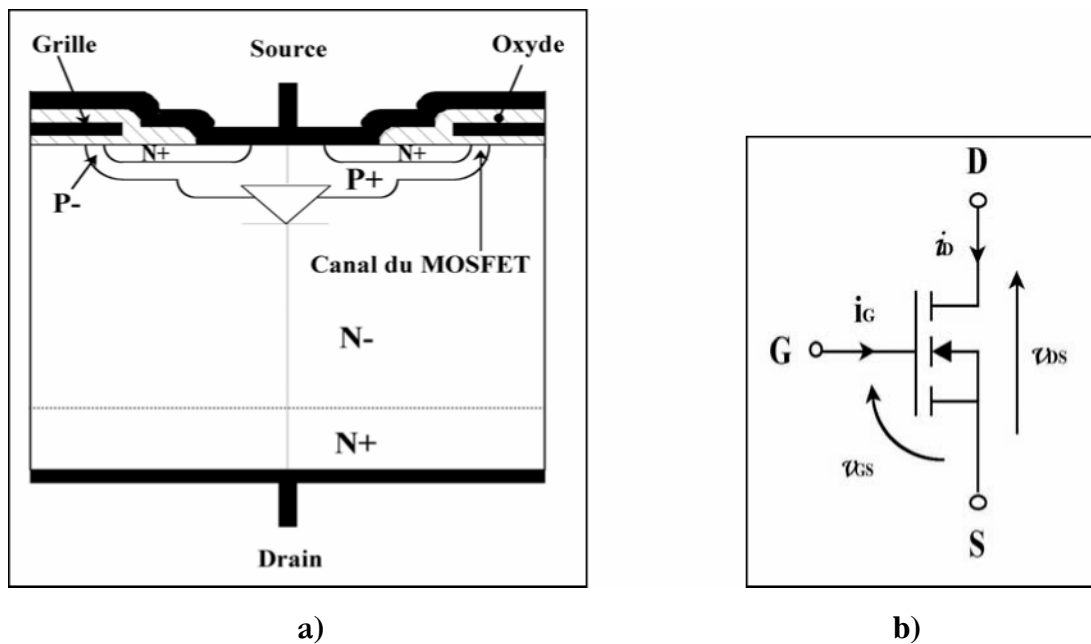


Figure 1.1: Structure et symbole de MOSFET

Le contact métallique sur lequel est brasée la puce de silicium constitue le contact de drain D . La zone en contact avec le drain est une zone de type N^+ qui est le substrat.

La partie N faiblement dopée rajoutée dans l'épaisseur du substrat sert à assurer la tenue en tension drain-source à l'état bloqué. La partie N^+ évite que l'épaisseur totale ne conduise à une résistance excessive. Des îlots de type P sont diffusés depuis la surface supérieure de la puce. Dans ces îlots ont été diffusés des îlots de type N^+ . Du côté de source, une première couche d'oxyde isole la métallisation de grille G de la surface de la puce entre les îlots N^+ et le substrat. Une deuxième couche d'oxyde isole la métallisation de grille de la métallisation de source S qui relie entre elles les diverses cellules élémentaires.

En l'absence de polarisation positive de la grille, le transistor est bloqué. Si une tension v_{DS} positive est appliquée aux bornes du drain et de la source, le courant de drain i_D est idéalement nul. En fait, il existe un très faible courant de fuite correspondant à la jonction PNN^+ polarisée en inverse.

Lorsque v_{DS} est positive, si l'on polarise positivement la grille, on peut rendre le transistor conducteur. Le champ électrique résultant qui apparaît dans la couche d'oxyde attire vers la surface du silicium les électrons minoritaires de la zone P et repousse les trous majoritaires. Lorsque la tension devient supérieure à une valeur appelée seuil V_T (*threshold voltage*) de l'ordre de quelques volts, les électrons deviennent localement assez nombreux pour assurer la conduction sous l'oxyde de grille. C'est le canal de type N entre les îlots N^+ et la zone N . Les électrons peuvent se déplacer dans ce canal et donner naissance au courant direct de drain.

Pour bloquer ce composant, il suffit de ramener la tension v_{GS} au-dessous de la tension de seuil pour éliminer les canaux.

1.2.2 Comportements du MOSFET de puissance

1.2.2.1 Caractéristiques statiques

Les caractéristiques donnent le courant de drain i_D en fonction de la tension drain-source v_{DS} , pour diverses valeurs de la tension grille-source v_{GS} . La figure 1.3 montre une allure de caractéristiques statiques obtenues par le traceur Tektronix 371A pour le composant MOSFET de référence IRF740 [4].

Lorsque la tension v_{GS} est inférieure à la tension de seuil V_T , le transistor est bloqué. Le courant i_D est pratiquement nul, du moins tant que v_{DS} n'atteint pas la tension d'avalanche V_{BR} de la jonction PNN^+ qui supporte cette tension.

Lorsque la tension v_{GS} dépasse la tension de seuil, l'apparition d'un canal rend le transistor conducteur. A partir de $v_{DS} = 0$, le courant i_D croît d'abord proportionnellement à v_{DS} , ce qui correspond à une résistance $r_{DS(on)}$ entre drain et source presque constante.

Lorsque la tension v_{DS} atteint une valeur appelée tension de pincement v_p (*pinching voltage*), le canal est interrompu par la zone de charge de la jonction PN : le courant i_D devient presque indépendant de v_{DS} . Car les électrons passent en vitesse limite. Cela correspond au régime de saturation du MOSFET.

Figure 1.2: Caractéristiques statiques pour le composant du MOSFET (IRF740)

A l'aide de la figure 1.3, la caractéristique de transfert, on peut extraire la valeur V_T , la tension de seuil. Cette caractéristique donne les variations du courant de drain i_D en fonction de la tension grille-source v_{GS} lorsque le MOSFET est en régime de saturation.

La tension v_{GS} doit rester inférieure à une valeur limite de quelques dizaines de volts, au-delà de laquelle, il y a risque de claquage de la couche d'oxyde de grille.

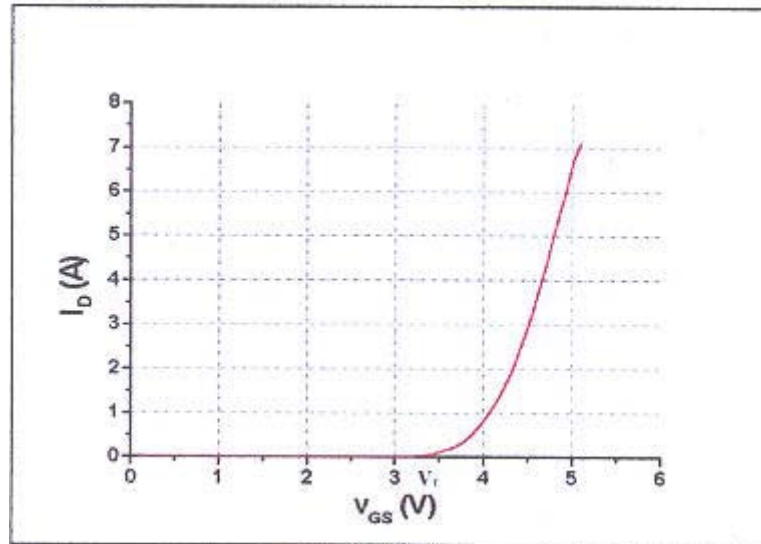


Figure 1.3: caractéristique de transfert pour le MOSFET (IRF740)($V_{DS}=5V$)

1.2.2.2 Résistance apparente à l'état passant

Dans un MOSFET en conduction (zone résistive), la résistance totale entre Drain et Source est un paramètre important pour définir les pertes par conduction et par conséquent le courant maximum admissible pour éviter une température de jonction du composant trop élevée.

Lorsque le transistor est à l'état fermé ou *ON*, c'est-à-dire lorsque v_{GS} est supérieure à V_T , la résistance de chaque canal est inversement proportionnelle à sa section ; celle-ci augmente avec v_{GS} : à courant i_D donné, la tension v_{DS} diminue quand v_{GS} augmente.

Toutefois, au-delà d'une tension v_{GS} de l'ordre d'une dizaine de volts, la résistance apparente à l'état passant $r_{DS(ON)}$ atteint une valeur limite qui ne dépend plus que du dopage et de l'épaisseur de la zone *N*.

Outre la tension v_{GS} , les principaux facteurs qui influencent la valeur de la résistance $r_{DS(ON)}$ sont : [5]

- *La température* : $r_{DS(on)}$ augmente avec la température de jonction, ce qui favorise l'équilibrage du courant entre les cellules élémentaires mises en parallèle mais augmente la chute de tension ;
- *La surface de la pastille de silicium* : $r_{DS(on)}$ est inversement proportionnelle au nombre de cellules élémentaires que comporte le transistor, puisque les résistances de ces cellules sont mises en parallèle. Plus la surface de la pastille est grande, plus il y a des cellules et plus $r_{DS(on)}$ est faible ;
- *La tension admissible à l'état bloqué* : la résistance à l'état *ON* de chaque cellule dépend principalement de l'épaisseur de la couche *N* faiblement dopée. La résistance $r_{DS(on)}$ dépend donc du calibre en tension du transistor

La résistance à l'état passant $r_{DS(on)}$ est définie comme (figure 1.4)

$$r_{DS(on)} = r_{N^+} + r_{Ch} + r_A + r_J + r_D + r_S \quad (1-1)$$

r_{N^+} : résistance de l'îlot N^+ . Cette résistance représente une très faible proportion de la résistance globale de passage $r_{DS(on)}$.

r_{Ch} : résistance du canal *N*. Cette dernière représente une part de la résistance globale de passage $r_{DS(on)}$ pour de faibles valeurs de tension $V_{BR(DSS)}$.

r_A : lorsque la tension Grille-Source est positive il y a accumulation de charge à proximité de la grille, dans la région *N*.

r_J : la résistance r_J correspond à la région *N* située entre les zones de diffusion *P* se comporte comme celle du canal *JFET*.

r_D : Cette résistance, située au dessous des zones de diffusion *P* et jusqu'au substrat N^+ est la partie importante de la résistance globale de passage $r_{DS(on)}$ pour de fortes valeurs de la tension $V_{BR(DSS)}$.

r_S : Cette résistance de substrat peut être ignorée pour de fortes valeurs de la tension $V_{BR(DSS)}$. Par contre pour des tensions $V_{BR(DSS)} \leq 50V$ elle représente une partie importante de la résistance $r_{DS(on)}$.

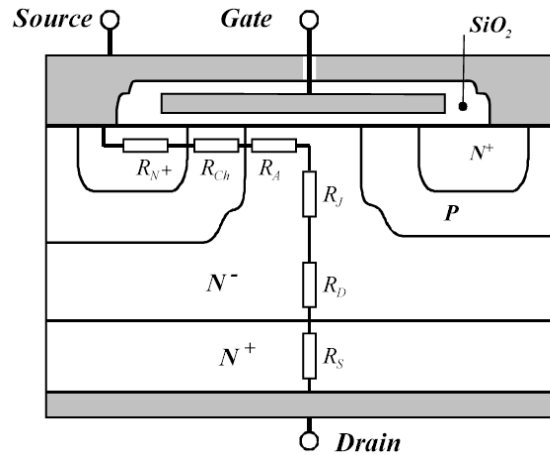


Figure 1.4: Localisation des différentes composantes résistives dans un MOSFET de puissance

Selon [6] la valeur surfacique de $r_{DS(on)}$ est donnée par la formule :

$$r_{DS(on)}^S = 5,93 \cdot 10^{-9} \cdot V_{BR}^{2,5-2,7} [\Omega \cdot \text{cm}^{-2}] \quad (1-2)$$

On obtient pour $r_{DS(on)}$ des valeurs allant de quelques centièmes d'ohm (grande pastille, basse tension) à une dizaine d'ohm (petite pastille, tension de plusieurs centaines de volts). Dès que le courant direct s'écarte de zéro, la chute de tension d'un MOSFET à l'état passant est supérieure à celles des autres transistors qui sont des composants bipolaires.

Ce composant $\frac{r_{DS(on)}}{V_{BR}}$ constitue le principal inconvénient du MOSFET et le condamne à des applications basse tension.

1.2.2.3 Comportement dynamique

Le MOSFET est intrinsèquement plus rapide que les composants bipolaires, car il n'a pas de charge stockée. Ce sont les capacités structurelles qui limitent la rapidité des commutations.

Ces capacités peuvent être modélisées comme le montre la figure 1.5. On remarque qu'il y a trois principales capacités dans un transistor MOSFET: la capacité grille-source C_{GS} , la capacité grille-drain C_{GD} et la capacité drain-source C_{DS} . Parmi ces capacités, C_{GS} est la plus importante à cause de la couche d'oxyde isolant la grille de la métallisation de source et du substrat. La capacité C_{GD} correspond à la zone de déplétion

qui apparaît dans la zone P sous la métallisation de grille. La capacité C_{DS} correspond à la capacité de la jonction P^+N aux bornes de laquelle se retrouve pratiquement toute la tension v_{DS} à l'état bloqué.

Figure 1.5: Trois capacités parasites dans le transistor MOSFET

En pratique, on mesure les capacités C_{iss} , C_{oss} et C_{rss} pour calculer ces trois capacités :

La capacité d'entrée C_{iss} mesurée entre grille et source, avec court-circuit entre D et S . Donc,

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (1-3)$$

La capacité de sortie C_{oss} mesurée entre drain et source, avec court-circuit entre G et S . Donc,

$$C_{oss} = C_{DS} + C_G \quad (1-4)$$

La capacité de transfert inverse C_{rss} mesurée entre drain et grille, avec court-circuit entre G et S . Donc,

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (1-5)$$

On peut obtenir directement :

$$C = C_{iss} - C_{rss} \quad (1-6)$$

et

$$C = C_{oss} - C_{rss} \quad (1-7)$$

On étudie le cas usuel où un MOSFET est placé, avec une diode, dans une cellule de commande (figure 1.6), alimenté sous la tension E et fournissant un courant I . La commande de grille est appliquée par des impulsions rectangulaires de tension à travers une résistance R_G .

Le câblage est représenté par quatre inductances L_G , L_S , L_D , L_{diode} représentant respectivement l'inductance du circuit de commande, le terme de couplage entre puissance et commande et les deux inductances des circuits de puissance.

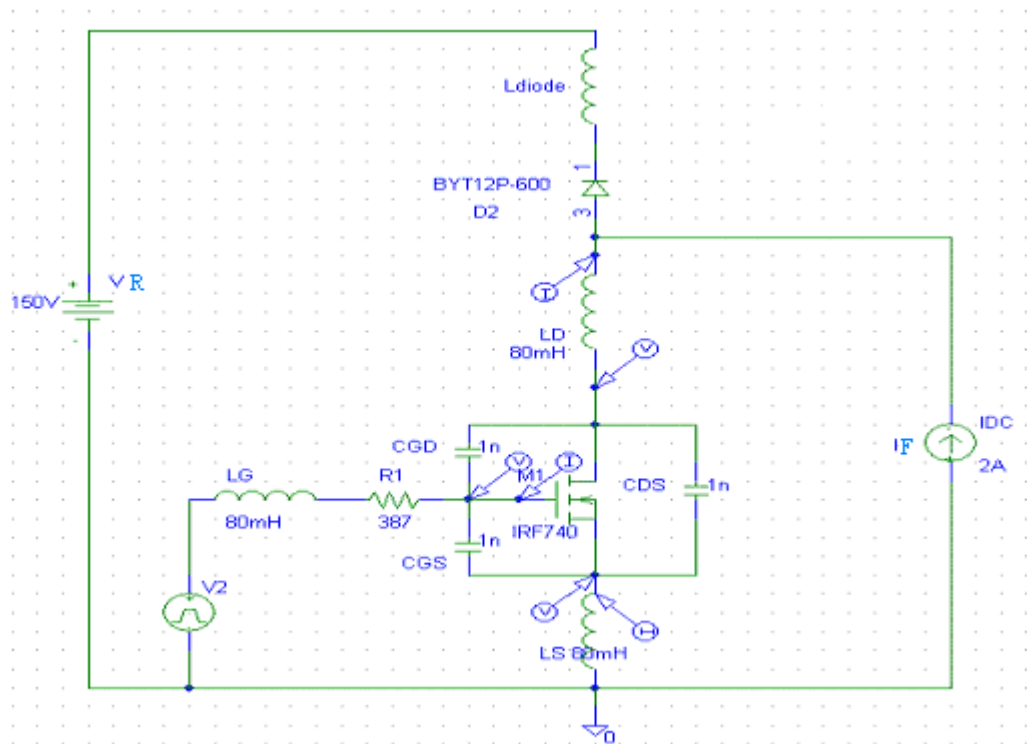


Figure 1.6: Circuit de commutation d'un MOSFET

On remarque que :

$$I_F = i_D + i_{diode} \quad (1-8)$$

I_F étant constant les variations de i_D seront identiques au signe près.

On a donc :

$$V_{LD} + V_{L_{diode}} = (L_D + L_{diode}) \frac{di_D}{dt} \quad (1-9)$$

Dans ce qui suit on représentera L_D et L_{diode} par L_D seul.

Commutation à la fermeture

La figure 1.7 montre l'évolution temporelle de i_G , v_{GS} , i_D , v_{DS} et de la puissance instantanée p_{on} ($p_{on} = i_D * v_{DS}$) pendant la commutation à la fermeture. Nous allons procéder à l'analyse classique de cette commutation.

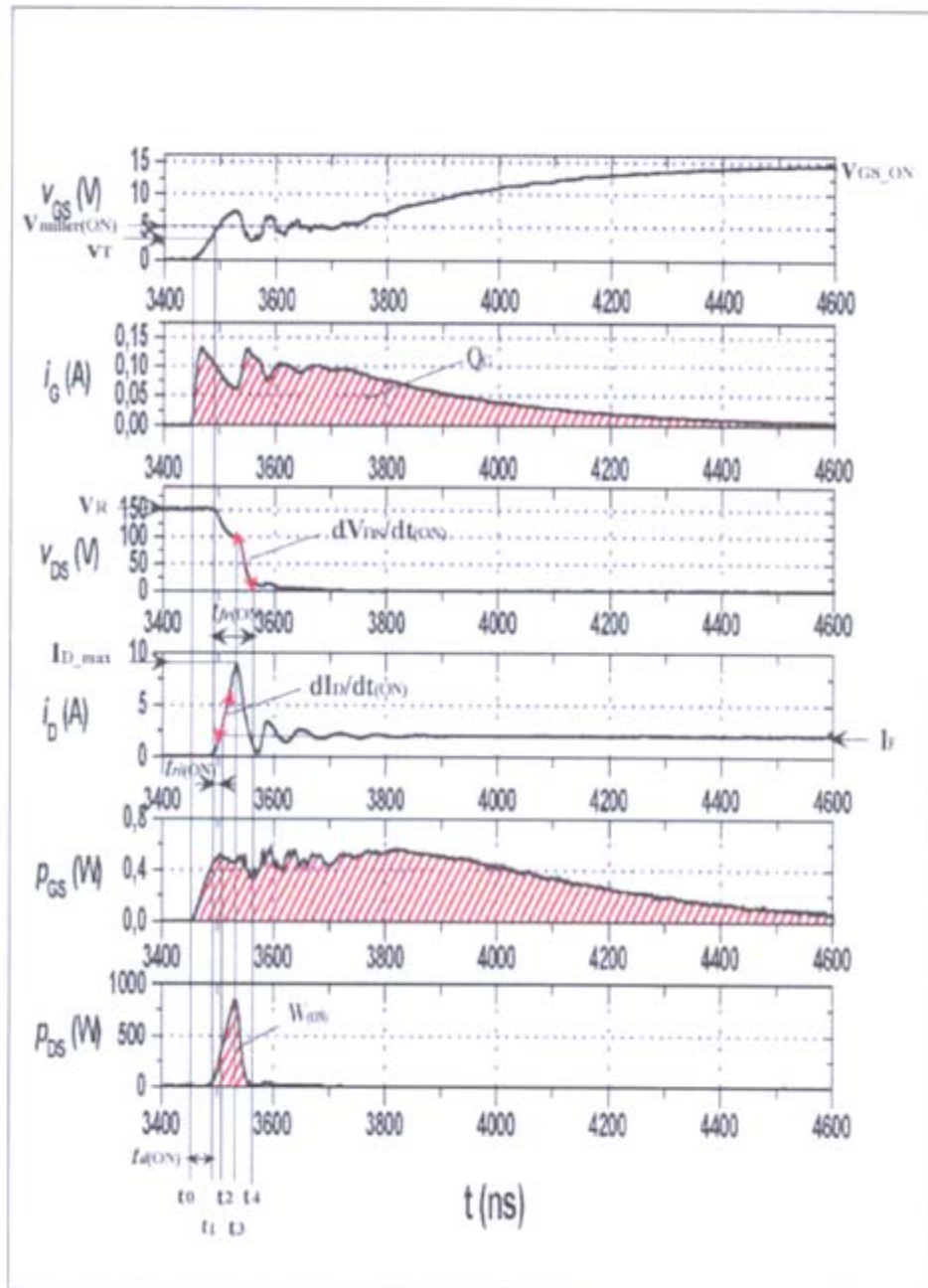


Figure 1.7: Allure des ondes électriques de la commutation du MOSFET à la fermeture (T : IRF740, $R_g=100\Omega$, $V_R=150V$, $I_F=2A$, $L_D=L_G=L_S= 80mH$, D :BYT12P600)

Pour $0 < t < t_1$ tant que v_{DS} est inférieure à la tension de seuil, il n'existe pas de canal dans le MOSFET. i_D est presque nul, I_F circule dans D et la tension v_{DS} est égale à $V_R = 150 \text{ V}$. Un courant positif charge la grille ce qui conduit à la croissance de v_{GS} .

A $t = t_0 + t_{don}$ la tension v_{GS} atteint la tension de seuil v_T le canal devient conducteur. Le transistor est dans les conditions du régime de saturation

$$0 < v_{GS} - v_T < v_{DS}$$

et fonctionne en source de courant. Tant que $I_D < I_F$ D conduit imposant V_R au point A. L'augmentation de i_{con} entraîne l'apparition d'une tension aux bornes de L_D et L_S ce qui donne :

$$V_{DS} = V_0 - (L_D + L_S) \frac{di_{con}}{dt} \quad (1-10)$$

Dans la maille de commande on a :

$$V_2 = V_{R_G} + V_{L_G} + v_{GS} + V_{L_S} \quad (1-11)$$

V_1 étant constant, l'augmentation de V_{L_S} tend à faire à faire baisser v_{GS} , V_{R_G} et V_{L_S} .

La diminution de v_{DS} suivant l'équation (1-10) passe par la décharge de C_{GD} . Comme $i_G = i_{C_{GD}} + i_{C_{GS}}$ est limité par R_G et L_G l'augmentation de $i_{C_{GD}}$ implique la diminution de $i_{C_{GS}}$ et par conséquent le ralentissement de la charge de C_{GS} .

Cette phase dite de commutation en courant se termine lorsque $i_T = I_F + I_{RM}$

Pour $t_2 < t < t_3$ durant cette phase $i_D = I_F$, la tension v_{DS} diminue, v_{GS} reste pratiquement constante.

La vitesse de décroissance de v_{DS} est contrôlée par la capacité C_{GD} , C_{DS} et C_{diode} , la décharge de C_{GD} et C_{DS} et la charge de C_{diode} nécessite des courants très faibles devant I_F , on peut écrire :

$$i_T = I_F + (C_{GD} + C_{DS} + C_{diode}) \frac{dv_{DS}}{dt} \quad (1-12)$$

Durant cette phase, v_{GS} est constante, le courant $i_{C_{GD}}$ passe en totalité par R_G et L_G .

Comme I_D est constant, la tension aux bornes de L_S est nulle et $i_{C_{GD}}$ tend vers :

$$i_{C_{GD}} = \frac{(v_{GS} - V_2)}{R_G} \quad (1-13)$$

On voit bien que plus R_G est grande, plus le courant $i_{C_{GD}}$ sera faible et la phase de commutation en tension sera lente.

Pour $t > t_3$ quand la tension v_{DS} s'approche de la valeur finale $r_{DS(on)} I_D$, I_D ne varie plus, la tension v_{GS} recommence à croître tendant vers v_G et i_G à décroître vers zéro.

Commutation à l'ouverture

A l'ouverture, on retrouve les mêmes phases qu'à la fermeture mais dans l'ordre inverse figure 1.8.

L'énergie W_{onMOS} qui avait été stockée dans les capacités parasites du MOSFET pendant la fermeture est dissipée dans la résistance de grille R_G .

Les évolutions de v_{GS} et i_D durant la phase d'ouverture du transistor sont visibles figure 1.8. Un découpage en quatre phases, identique à la fermeture, peut être établi. Les schémas de la figure 1.7 peuvent être utilisés, en commençant par t_4 et en finissant par t_0 .

Lorsque, à t_0 , la tension de commande passe à $0V$, la tension v_{GS} commence à décroître. Le transistor est dans les conditions du régime linéaire ($v_{GS} - V_T > v_{DS}$) et peut donc être assimilé à une résistance $r_{DS(on)}$ modulée par v_{GS} . La tension grille-source diminuant, $r_{DS(on)}$, et par là v_{DS} , augmente.

A partir de t_1 , il n'est plus possible de maintenir $i_D = I_F$. En effet, on atteint le point où $I_F = gm (v_{GS} - V_T)$ (en considérant la transconductance du transistor comme constante). La fraction du courant I_F en excès va donc venir charger les capacités C_{GD} , C_{DS} et C_{diode} , provoquant la phase de commutation en tension. Là encore, la charge de C_{GD} va être limitée par le circuit de commande, et la commutation se fera à v_{GS} constant: Si C_{GD} se chargeait à travers C_{GS} , v_{GS} augmenterait, ce qui tendrait à augmenter i_{can} et donc à réduire $i_{C_{GD}}$.

Lorsque la tension au point A atteint V_R , à l'instant t_2 , la diode commence à conduire. Le courant i_D va pouvoir commencer à décroître, limité dans ses variations par la tension qui se développe aux bornes des inductances de câblage L_S et L_D .

Tout comme dans la phase de commutation en courant à la fermeture, l'inductance L_S jouera un double rôle de limitation, en faisant en plus augmenter v_{GS} lorsque $\frac{di_D}{dt}$ diminue ($\frac{di_D}{dt}$ est négative à l'ouverture).

A t_3 , la commutation en courant est terminée, $i_{diode} = I_F$. Le transistor est totalement ouvert, et v_{GS} peut évoluer vers $V_{GS(on)}$. Les capacités C_{GD} et C_{DS} (qui ont maintenant une faible valeur, puisqu'une zone de charge d'espace s'est développée dans la couche v du MOSFET) sont libres d'osciller avec les inductances de câblage.

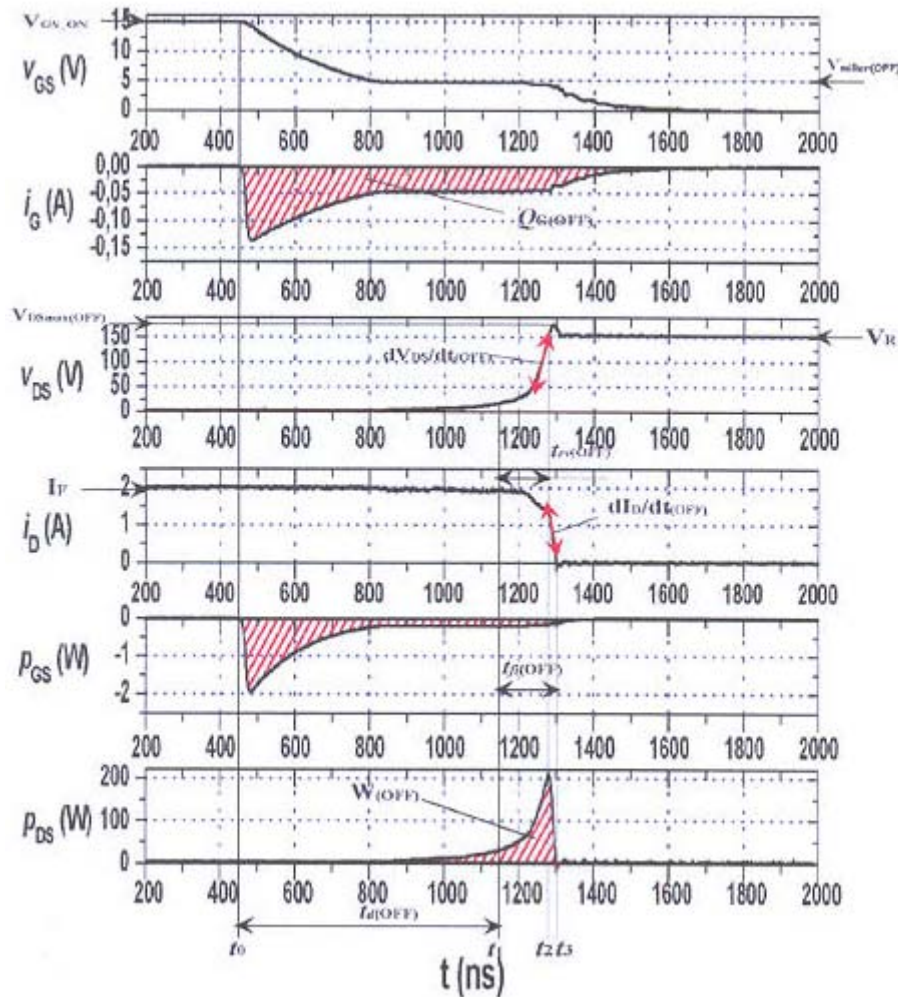


Figure 1.8: Allure des ondes électriques de la commutation du MOSFET à l'ouverture ($T:IRF740$, $R_g=100\Omega$, $V_R=150V$, $I_F=2A$, $L_D=L_G=L_S= 80mH$, $D:BYT12P600$)

1.2.3 Energie dissipée en conduction et en commutation

Les semiconducteurs sont le siège de deux types de pertes :

- Les pertes de conduction
- Les pertes de commutation

Pour un point de fonctionnement donné, les pertes par conduction peuvent être calculées de manière assez simple. Si on désire plus de précision, on peut, par un calcul itératif tenir compte de l'effet de la température de jonction sur la résistance $r_{DS(on)}(T_J)$.

L'énergie dissipée lors de la conduction prend la forme suivante :

$$E_{cond} = \int_0^{t_{on}} r_{DS(on)}(T_J) i_D^2 dt \quad (1-14)$$

La puissance moyenne correspondante s'écrit :

$$P_{cond} = E_{cond} \cdot F_P = r_{DS(on)}(T_J) \cdot F_P \cdot \int_0^{t_{on}} i_D^2 dt = r_{DS(on)}(T_J) \cdot I_{DRMS}^2 \cdot \alpha \quad (1-15)$$

Où α est le rapport cyclique de commutation.

Pour les pertes de commutation, le calcul s'avère impossible. En effet il faut connaître les formes de la tension et du courant pendant l'intervalle de commutation. Vu le nombre de paramètres en jeu, la tâche n'est pas réalisable. Le fabricant propose des courbes donnant l'énergie de commutation en fonction de divers paramètres.

A partir de ces courbes et par une simple règle d'homothétie il est possible de connaître, pour une application donnée, l'énergie de commutation à la fermeture et à l'ouverture du composant. Il faut toutefois noter que la caractéristique de recouvrement de la diode de roue libre associée au MOSFET peut avoir une importance capitale.

Pour être complet, il faudrait encore connaître la dépendance de l'énergie de commutation avec la tension v_{DS} et la tension v_{GS} . Le fabricant ne donne pas ces courbes pour les raisons suivantes :

- à partir de $v_{GS} = 10V$, il n'y a pas de dépendance entre W_{off} et la tension v_{GS} .
- L'influence de la tension v_{GS} pour W_{on} est négligeable par rapport à la diode de roue libre utilisée pour le test.

- La dépendance de la tension v_{DS} sur les énergies de commutation W_{on} et W_{off} est linéaire.

Fort de ces quelques remarques, il est possibles d'estimer les énergies de commutation en appliquant les relations suivantes :

$$W_{on}(i_{D(réelle)}, R_{G(réelle)}, v_{DS(réelle)}) = W_{on}(i_{D(réelle)}). \quad (1-16)$$

$$W_{off}(i_{D(réelle)}, R_{G(réelle)}, v_{DS(réelle)}) = W_{off}(i_{D(réelle)}). \quad (1-17)$$

Pour la puissance moyenne de commutation :

$$P_{Com} = [W_{on}(i_{D(réelle)}, R_{G(réelle)}, v_{DS(réelle)}) + W_{off}(i_{D(réelle)}, R_{G(réelle)}, v_{DS(réelle)})] \cdot f \quad (1-18)$$

On a ainsi une estimation de la puissance totale ($P_{Com} + P_{Com}$) dissipée pour un point de fonctionnement *DC*. La puissance totale ainsi obtenue permet le dimensionnement thermique du module de puissance et par conséquent le choix du type de refroidissement à envisager.

1.3 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) [1], [2], [3] et [7] est né du désir de marier les avantages des transistors MOS et des transistors bipolaires. L'idée très simplifiée est de remplacer le substrat N^+ du MOSFET par un substrat P^+ pour l'IGBT. Sa structure permet d'atteindre l'objectif d'avoir une faible chute de tension à l'état passant et une forte tenue en tension à l'état bloqué en conservant une facilité de commande par une grille isolée. En revanche, la vitesse de commutation est dégradée par rapport au MOSFET. Ce composant est employé de plus en plus dans les dispositifs pour remplacer les transistors bipolaires, les thyristors et les GTOs dans le domaine des moyennes et fortes puissances.

1.3.1. Physique et technologie de l'IGBT

L'IGBT est formé d'un grand nombre de cellules élémentaires mises en parallèle. La figure 1.9 présente la coupe de deux cellules voisines. Sur cette figure, on retrouve la même structure que celle d'un MOSFET. La source devient l'émetteur. Du côté du collecteur C, on trouve une zone P^+ fortement dopée qui forme avec la zone N du substrat une jonction PN , tandis que dans un MOSFET le drain est directement connecté à travers une couche N^+ . [8]

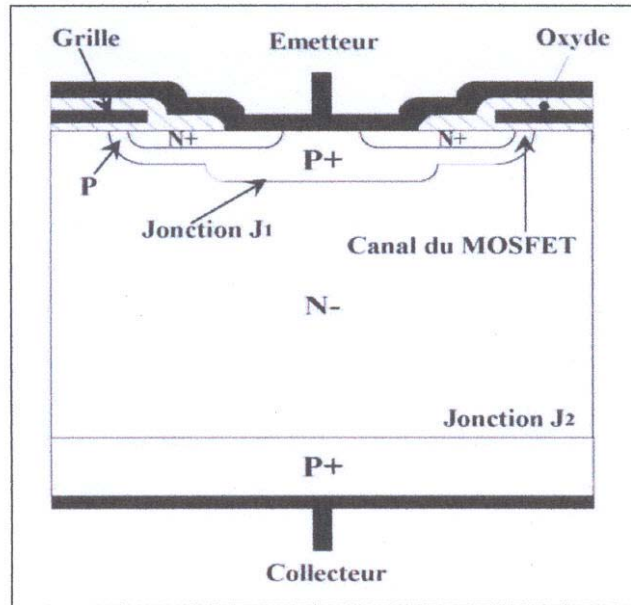


Figure 1.9: Structure de l'IGBT

On note qu'en polarisation directe, la couche P^+ injecte des porteurs (trous) dans la zone résistive du drain du MOSFET (N). Mieux encore cette injection crée une zone de plasma, comme dans la jonction PN d'une diode PiN . La chute de tension dans une zone de plasma étant très faible à cause du mécanisme de diffusion. La résistance de la couche N est modulée et réduite par rapport à celle du MOSFET correspondant. Par conséquent, la chute de tension à l'état passant est diminuée.

Cette structure ne comporte pas une diode parallèle inverse, donc elle peut supporter une tension inverse à l'état bloqué. Cette tenue en tension inverse est toutefois assez faible à cause des forts dopages. Dans la pratique, la majorité des applications de l'IGBT utilisent des modules avec une diode rapide dont le calibre en tension et celui en courant sont les mêmes que pour l'IGBT. Dans notre projet, le but est d'étudier directement le comportement de l'IGBT, nous choisissons un composant IGBT seul (sans diode).



Figure 1.10: Schéma équivalent simplifié du composant IGBT et son symbole

Généralement, on distingue deux types d'IGBT, selon leurs technologies de fabrication : [9]

- la structure homogène (Non Punch Through, NPT) (Figure 1.10 (a))
- la structure épitaxiale (Punch Through, PT) (Figure 1.10 (b))

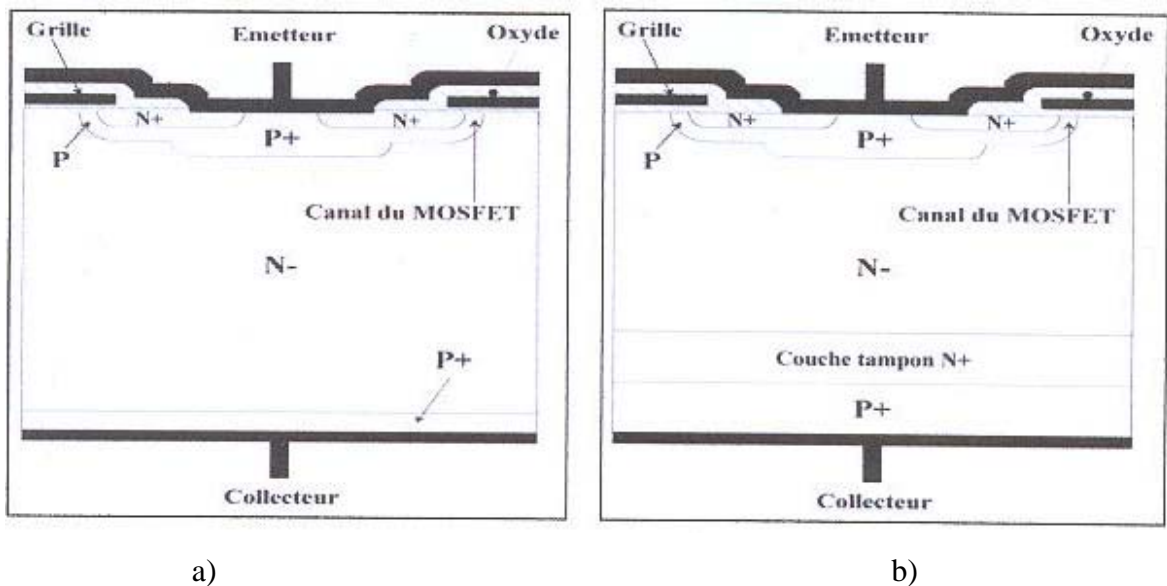


Figure 1.11: Principales technologies utilisées pour la réalisation du composant IGBT

Les IGBT de type *PT* possèdent une couche N^+ (buffer) de faible épaisseur entre les zones P^+ du côté du collecteur et N^+ . Cette couche permet de réduire l'épaisseur de la zone N^- pour une valeur donnée de la tension de claquage de la jonction J_1 et sert de centre de recombinaison pour les électrons de la zone N^- à la fin de la phase de blocage. Ce type de structure est la plus utilisée en pratique, surtout dans la gamme de tension inférieure à $1200V$. Les caractéristiques résultent d'un compromis entre la durée d'élimination du courant de queue et la chute de tension directe à l'état passant.

Les IGBT de type *NPT*, ou la zone *N* n'est pas complètement envahie par la zone de déplétion à l'état bloqué, ne comportent pas de couche N^+ . En revanche, la jonction J_2 est réalisée de façon à réduire l'injection de trous de *P* dans *N*. La technologie homogène est utilisée dans la gamme de tension supérieure à 1200V.

1.3.2 Comportements de l'IGBT

1.3.2.1 Caractéristiques statiques

Les caractéristiques statiques d'un IGBT (BUP202), mesurées par la même technique qu'au chapitre précédent et donnant le courant i_c en fonction de la tension v_{CE} pour diverses valeurs de la tension de commande v_{GE} , sont représentées à la figure 1.12

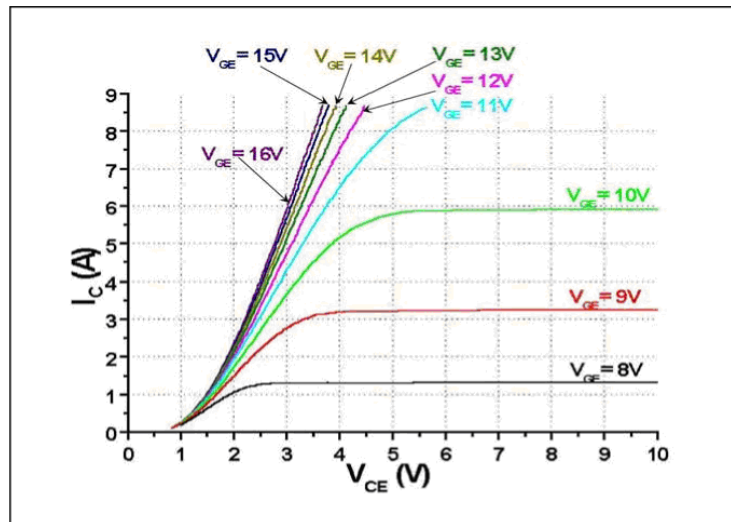


Figure 1.12: Caractéristiques statiques pour le composant IGBT (BUP202)

Lorsque v_{GE} est inférieure à la tension de seuil V_T , le transistor est bloqué et la caractéristique $i_c(v_{CE})$ est pratiquement confondue avec l'axe des tensions, pour autant que la tension v_{CE} reste inférieure à la tension d'avalanche V_{BR} de la jonction J_1 qui supporte la tension appliquée.

Lorsque v_{GE} dépasse V_T , la création du canal permet au transistor de conduire. Mais les porteurs doivent traverser la jonction NP^+ côté collecteur. Ce n'est donc que pour des valeurs de v_{CE} supérieures au volt qu'on observe une rapide croissance de i_c avec v_{CE} .

Lorsque v_{CE} a dépassé cette valeur, les caractéristiques $i_C(v_{CE})$ ont une pente beaucoup plus forte que celles du MOSFET en raison de la forte diminution de la résistance de la zone N grâce à la zone de plasma.

1.3.2.2 Comportements dynamiques

Plusieurs aspects du comportement dynamique d'un IGBT sont similaires à ce que l'on obtient avec un transistor MOSFET. La particularité essentielle de l'IGBT se situe à l'ouverture. Nous allons la présenter dans ce paragraphe.

On étudie le cas usuel où un IGBT, est placé dans une cellule de commutation (figure 1.13). C'est le même circuit que le circuit de commutation RL du MOSFET.

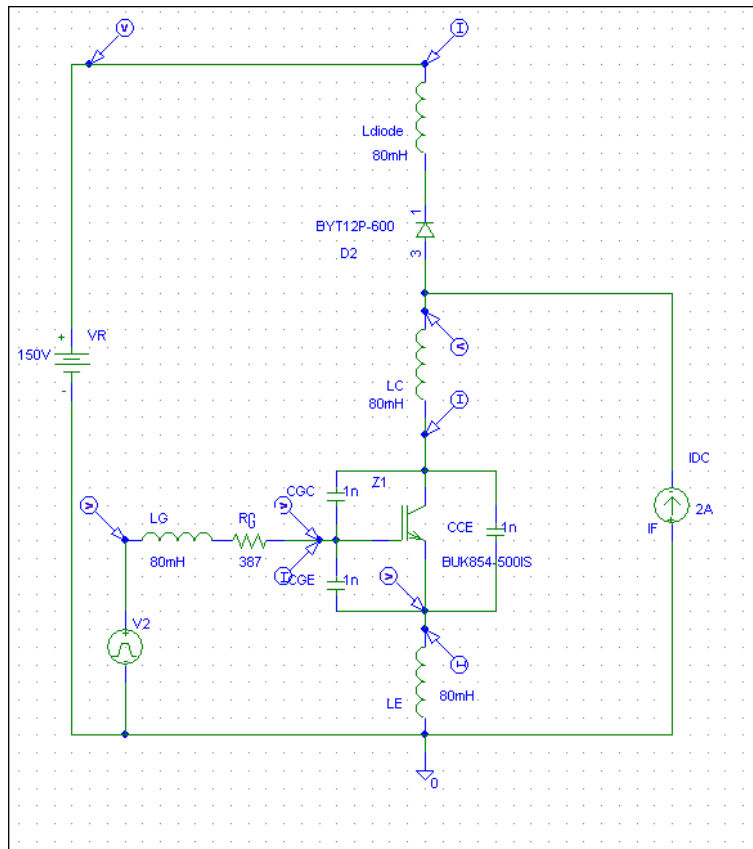


Figure 1.13: Circuit de la commande d'un IGBT

Commutation à la fermeture

La figure 1.14 montre l'évolution de i_G , v_{GE} , i_C , v_{CE} et de la puissance instantanée P_{on} ($P_{on} = i_C \cdot v_{CE}$) pendant la commutation à la fermeture.

Avant l'instant $t = t_0$, la diode D est à l'état passant avec courant I_F . L'IGBT T est bloqué, $i_G = 0$. Les bornes de l'IGBT supportent la pleine tension, $v_{CE} = V_R$.

A $t = 0$, on applique une tension positive de commande V_G . De $t = 0$ à $t = t_1$, v_{GE} étant inférieure à V_T , v_{CE} reste égale à V_R , i_C reste nul.

De $t = t_1$ à $t = t_2$, v_{GE} continue à croître et atteint le niveau V_T . L'IGBT commence à conduire. i_C croît très rapidement de zéro à I_F . Cette croissance de i_C correspond à la chute du courant i_D à travers la diode D . v_{CE} reste proche de V_R .

A l'instant t_2 , le courant i_D passe à zéro et la tension inverse aux bornes de la diode D augmente. Le courant dans l'IGBT atteint I_F , la valeur de la source de courant. Le di/dt a pour expression :

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{on} = g_m \cdot \frac{V_{GEon} - V_T}{r_{DSon}} \cdot \frac{I_F}{g_m} \quad (1-19)$$

De $t = t_2$ à $t = t_3$, v_{GE} reste presque constant (effet Miller), le courant i_C atteint une amplitude maximale correspondant au courant de charge I_F plus le courant de recouvrement inverse de la diode D (I_{RM}). La croissance du courant collecteur provoque une petite diminution de la tension v_{CE} due à la présence des inductances de câblage.

A l'instant t_3 , la diode a retrouvé son pouvoir de blocage. La tension v_{CE} chute. Si on suppose que la dv/dt est très importante durant cette phase, la totalité du courant de grille dans l'IGBT sert à décharger sa capacité C_{GE} . La dynamique de la tension est fortement liée à sa commande :

$$\left(\frac{dv_{CE}}{dt}\right)_{on} = \frac{V_{GEon} - V_T}{r_{DSon}} \cdot \frac{I_F}{g_m} \quad (1-20)$$

La tension v_{CE} présente une traînée due à la forte non linéarité de la capacité C_{GE} . Celle-ci augmente fortement lorsque v_{GE} diminue. Dans l'expression précédente, C_{GCmin} devient C_{GCmax} . Cette commutation se termine par l'apparition d'un régime d'oscillation amortie dû aux capacités des interrupteurs et à l'inductance de câblage.

A $t = t_4$, v_{CE} termine sa décroissance, v_{GE} tend vers sa valeur finale V_G .

Les surfaces hachurées de la puissance instantanée P_{on} correspondent aux énergies W_{on} fournies pendant la commutation à la fermeture de l'IGBT.

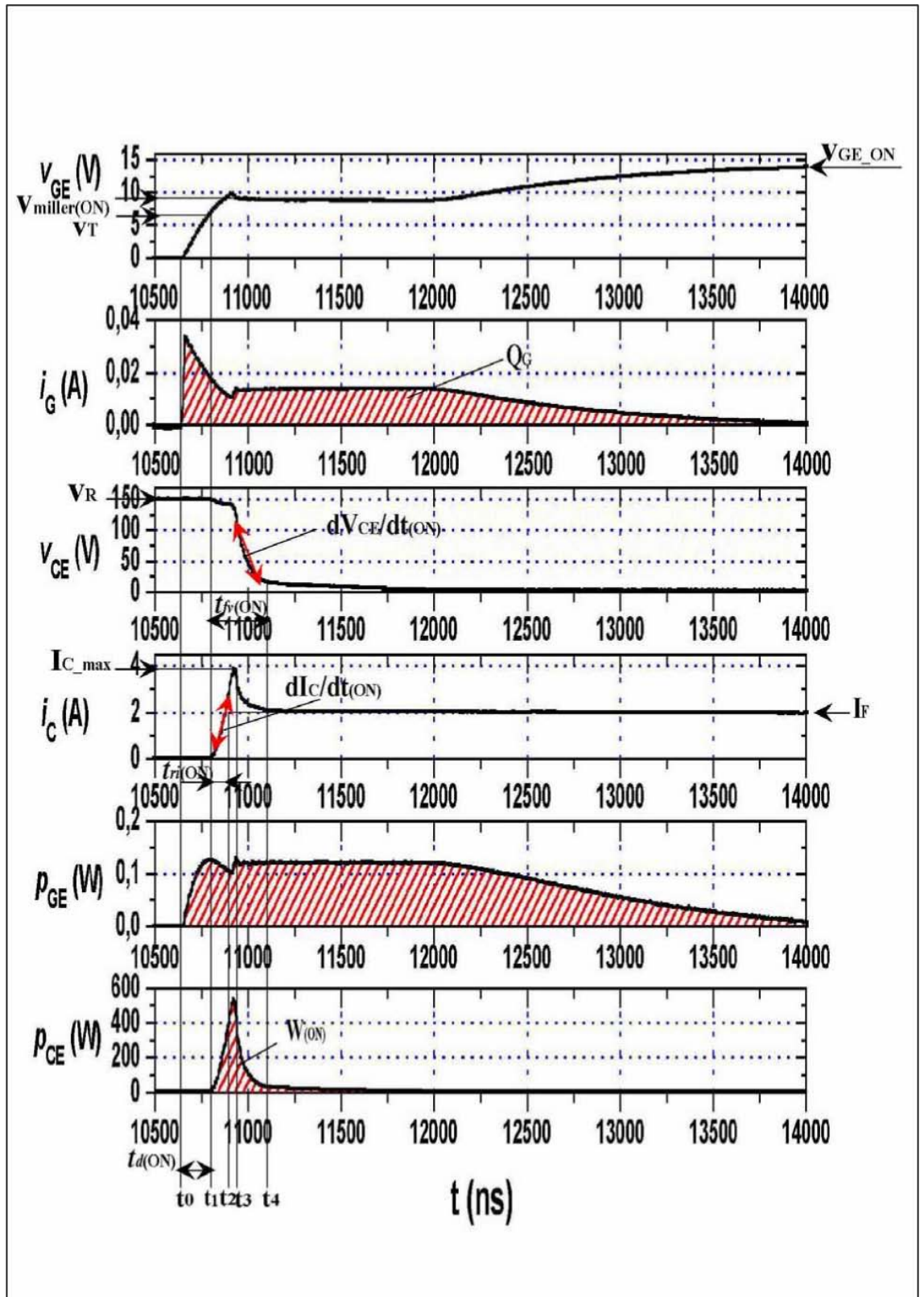


Figure 1.14 Allure des formes électriques de la commutation de IGBT à la fermeture (T : BUP202, $R_g = 387\Omega$, $V_R = 150V$, $I_F = 2A$, $L_E=L_C=L_G = 80mH$, D : BYT12P600)

Commutation à l'ouverture

Le transistor IGBT est à l'état passant. L'amplitude I_F du courant collecteur est fixée par la charge. Le générateur de commande de grille impose une tension de polarisation positive de $+15V$. La chute de tension à l'état passant de L'IGBT est faible.

Le transistor IGBT est bloqué par une tension de commande de grille de V_G à zéro où, le plus souvent, a une valeur négative pour accélérer la décharge de la capacité d'entrée. Cette valeur négative est maintenue pendant toute la phase de blocage de l'IGBT pour assurer son blocage en évitant un amorçage par le bruit inopiné.

Les signaux électriques à l'ouverture de l'IGBT peuvent s'analyser en deux phases (figure 1.15).

La première phase.

De $t = t_0$ à $t = t_1$, la grille commence à se décharger à travers R_g tandis que v_{CE} et i_C restent presque constants.

De $t = t_1$ à $t = t_2$, la jonction J_1 s'étend et la tension v_{CE} augmente, d'abord lentement puis de plus en plus vite. Le courant i_C reste proche de I_F , tandis que la diode reste bloquée. La dynamique de la tension v_{CE} durant cette phase peut être fixée par deux phénomènes : si on considère que cette dynamique ne dépend que du courant de charge, celle-ci est égale à :

$$\frac{dv_{CE}}{dt} = \frac{I_F}{C_{OSS}} \quad (1-21)$$

Par contre, si on considère que cette dynamique génère un fort courant capacitif dans C_{GE} , la commande de l'IGBT peut contribuer à la dynamique de la tension (c'est le plus petit dv/dt qui l'emporte). Le courant de grille sert à décharger la capacité Miller ce qui fait apparaître un plateau sur la tension de grille. Le dv/dt est alors égal à :

$$\left(\frac{dv_{CE}}{dt} \right)_{off} = \frac{V_T + \frac{I_F}{g_m}}{r_{DSoff}} \quad (1-22)$$

De $t = t_2$ à $t = t_3$, le courant dans la diode augmente tandis que i_C diminue. Cette première partie de la descente de i_C correspond à l'interruption du courant d'électrons qui passait par les canaux. Le di_C/dt est très élevé et le temps de descente $t_{fi} = t_3 - t_2$, varie

peu avec I_F . Lors de cette première phase, la dynamique du courant peut être limitée par l'induction de la maille de commutation

$$\left(\frac{di_C}{dt} \right)_{off} = \frac{L_C}{v_{CE} - V_R} \quad (1-23)$$

La deuxième phase.

De $t = t_3$ et $t = t_4$, le courant i_C qu'on appelle courant de queue (tail current) décroît progressivement au fur et à mesure que la charge stockée dans la zone de plasma disparaît par recombinaison des paires électron-trou. Le courant de queue dépend de la durée de vie ambipolaire dans cette région, donc cela peut être relativement long.

A l'instant $t = t_4$, le courant i_C a retrouvé sa valeur de régime à l'état bloqué. C'est durant la phase $t_3 - t_4$ qu'apparaît la part la plus importante des pertes par commutation à l'ouverture. L'existence de cette phase est la principale cause qui limite la fréquence maximale de commutation d'un IGBT par rapport à un MOSFET.

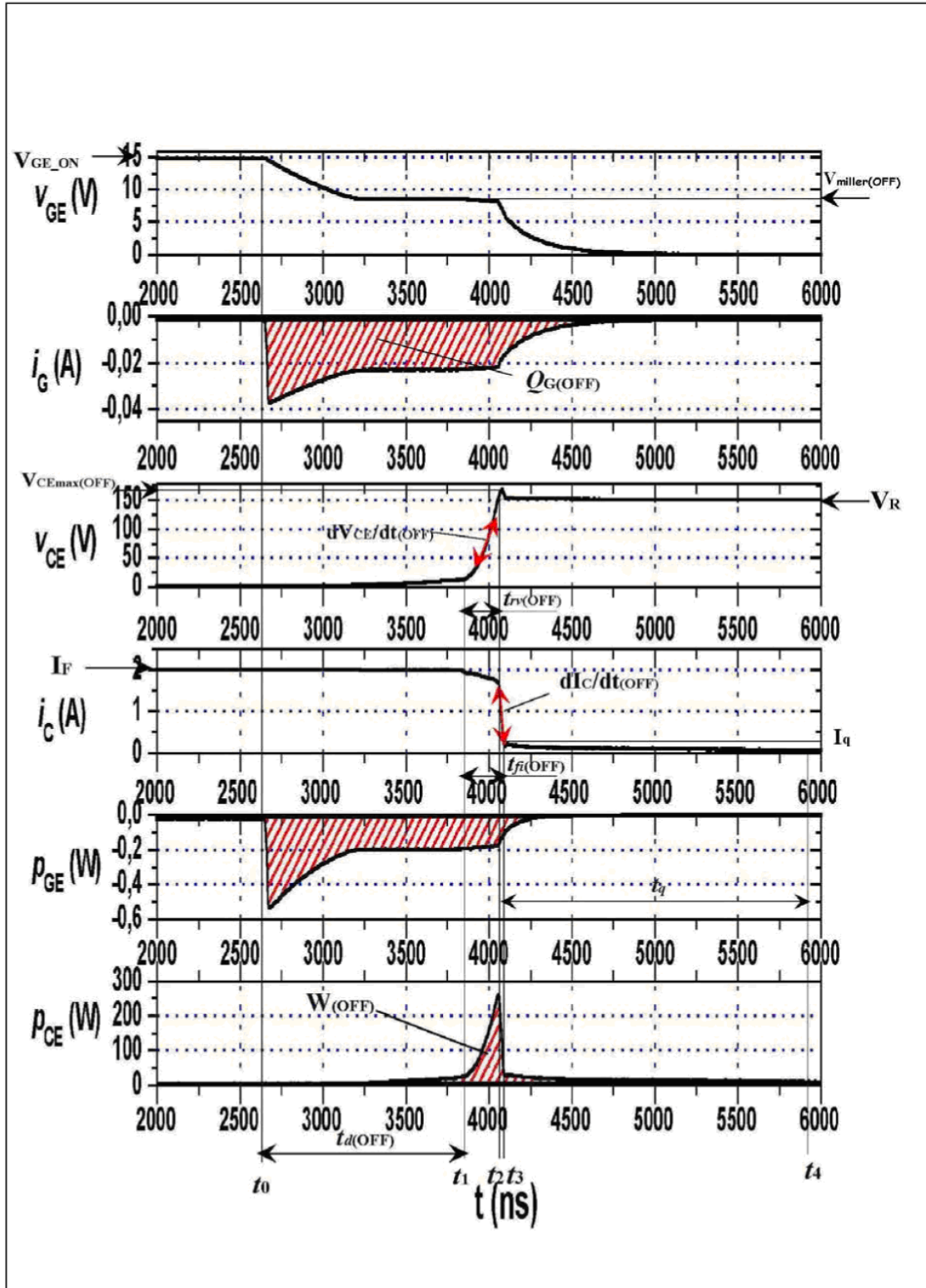


Figure 1.15 Allure des formes électriques de la commutation de l'IGBT à l'ouverture (T : BUP202, $R_g = 38\Omega$, $V_R = 150V$, $I_F = 2A$, $L_E=L_C=L_G = 80mH$, D : BYT12P600)

1.3.3 Energie dissipée en conduction et en commutation

- Les pertes de conduction

Pour un point de fonctionnement donné, les pertes par conduction apparaissent à la fin d'une commutation en fermeture jusqu'au début d'une commutation d'ouverture.

En utilisant la relation :

$$V_{CE}(T_{JMAX}) = V_{CEO}(T_{JMAX}) + R_{CE}(T_{JMAX})I_C(T_{JMAX}) \quad (1-24)$$

Les pertes par conduction peuvent être calculées pour différentes formes d'ondes de courant. Grâce à la caractéristique $V_{CEsat} = f(I_C, T_J)$ on peut écrire :

$$V_{CE}(T_J) = (V_{CEO}(T_{JMAX}) + R_{CE}(T_{JMAX})I_C) \frac{V_{cesat}(T_J)}{V_{cesat}(T_{JMAX})} \quad (1-25)$$

L'énergie dissipée lors de la conduction prend la forme suivante :

$$E_{Cond} = \int_0^{ton} V_{cesat}(T_J) I_C dt \quad (1-26)$$

$$= \frac{V_{cesat}(T_J)}{V_{cesat}(T_{Jmax})} \int_0^{ton} (V_{ceo}(T_{Jmax}) + R_{ce}(T_{Jmax}) I_C) I_C dt \quad (1-27)$$

La puissance moyenne correspondante s'écrit :

$$P_{Cond} = E_{Cond} \cdot f$$

$$= \frac{V_{cesat}(T_J)}{V_{cesat}(T_{Jmax})} (V_{ceo}(T_{Jmax}) I_C + R_{ce}(T_{Jmax}) I_{CRMS}^2 \alpha) \quad (1-28)$$

Où

- I_C : courant moyen dans le collecteur.
- I_{CRMS} : courant efficace dans le collecteur.

- Les pertes de commutation

Pour les pertes de commutation, comme pour le MOSFET, le calcul s'avère impossible. En effet il faudrait connaître les formes de la tension et du courant pendant l'intervalle de commutation. Vu le nombre de paramètres en jeu, la tâche n'est pas réalisable.

Le fabricant propose des courbes donnant l'énergie de commutation en fonction des divers paramètres. A partir de ces courbes et par une simple règle d'homothétie il est

possible de connaître, pour une application donnée, l'énergie de commutation à la fermeture et à l'ouverture de composant.

Les énergies de commutation sont fonction du courant du collecteur I_C , de la résistance de grille R_G et enfin de la température de la jonction T_J :

$$W_{on}(I_C, R_G, T_j) = W_{on}(I_C, R_{Gtest}, T_{JMAX}, V_{DC test}) \frac{W_{on}(R_G)}{W_{on}(R_{Gtest})} \cdot \frac{W_{on}(T_J)}{W_{on}(T_{Jmax})} \quad (1-29)$$

$$W_{off}(I_C, R_G, T_j) = W_{off}(I_C, R_{Gtest}, T_{JMAX}, V_{DC test}) \frac{W_{off}(R_G)}{W_{off}(R_{Gtest})} \cdot \frac{W_{on}(T_J)}{W_{on}(T_{Jmax})}$$

Pour finir, il y a une dépendance linéaire de l'énergie de commutation à la tension V_{DC} . On obtient donc, pour les énergies de commutation à la fermeture W_{on} et à l'ouverture W_{off} :

$$W_{on}(I_C, R_G, T_j, V_{DC}) = E_{on}(I_C, R_{G test}, T_{J MAX}, V_{DC test}) \frac{W_{on}(R_G)}{W_{on}(R_{Gtest})} \cdot \frac{W_{on}(T_J)}{W_{on}(T_{Jmax})} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{DCtest}} \quad (1-30)$$

$$W_{off}(I_C, R_G, T_j, V_{DC}) = E_{off}(I_C, R_{G test}, T_{JMAX}, V_{DC test}) \frac{W_{off}(R_G)}{W_{off}(R_{Gtest})} \cdot \frac{W_{on}(T_J)}{W_{on}(T_{Jmax})} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{DCtest}}$$

Puis pour la puissance moyenne de commutation :

$$P_{Com} = [W_{on}(I_C, R_G, T_j, V_{DC}) + W_{off}(I_C, R_G, T_j, V_{DC})] \cdot f \quad (1-31)$$

On a ainsi une estimation de la puissance totale ($P_{Cond} + P_{Com}$) dissipée pour un point de fonctionnement.

La puissance totale ainsi obtenue permet le dimensionnement thermique du module de puissance et par conséquent le choix du type de refroidissement à envisager.

1.4 Conclusion

En début des années 90, le composant de puissance commandé était le thyristor GTO. Employé pour la construction des hacheurs ainsi que des onduleurs, il a été remplacé récemment (dès 1995) par des composants plus performants, les thyristors à effet de champs: MOSFET de puissance et IGBT.

Plus rapide (quelques dizaines de KHz) et plus faciles à commander, ils sont supplantés par les thyristors bipolaires et les GTO dans presque tous les domaines.

Dans ce chapitre, nous nous sommes tenus au minimum nécessaire pour présenter de façon simple les éléments de physique des semi-conducteurs.

Cela nous a servi pour expliquer les principales caractéristiques statiques et dynamiques pour les transistors MOSFET et IGBT.

La simulation de ces composants a été faite par le logiciel PSPICE, en utilisant leurs schémas électriques équivalents.

L'analyse et la simulation du comportement statique et dynamiques montrent que:

- Le principal inconvénient du MOSFET est la relation directe de sa résistance à l'état passant $R_{DS(ON)}$ et la tension V_{BR} qu'il peut supporter à l'état bloqué (pertes en conducteurs très élevées quand V_{BR} augmente), ce qui le condamne à des utilisations de très faibles puissance.
- Le MOSFET est plus rapide en commutation que l'IGBT ($t_{on}+t_{off}=950ns$ pour le MOSFET contre 3725ns pour l'IGBT).

Enfin, on conclut que le MOSFET trouve son application dans le domaine de faible tension lorsqu'on a besoin d'une grande fréquence de commutation (> à 40 KHz) mais devient très dissipatif lorsqu'il doit bloquer des tensions importantes.

Dès que la puissance augmente et pour des fréquences inférieures à 50 KHz l'IGBT est de loin le plus recommandé.

2.1 Introduction

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant d'obtenir d'un courant, dont la tension et la polarité sont données, un courant continu ayant une tension et/ou une polarité différentes.

Contrairement à d'autres convertisseurs, les hacheurs ont la particularité de travailler pratiquement sans pertes et avec un rendement élevé puisqu'ils utilisent des composants électroniques fonctionnant en commutation périodique [10].

Les hacheurs sont alimentés par une source continue qui n'a donc aucune tendance à annuler régulièrement le courant dans les semiconducteurs passants. Ces convertisseurs doivent comporter au moins un semiconducteur commandé à l'ouverture et à la fermeture, thyristor GTO, MOSFET, IGBT (ou, de plus en plus rarement, thyristor ordinaire muni d'un circuit auxiliaire d'extinction).

La fréquence du cycle fermeture-ouverture des semi-conducteurs est fixée par la cadence des signaux de commande qui leur sont appliqués.

Dans les hacheurs, cette fréquence de commande peut être choisie librement puisque le récepteur est lui aussi un circuit à courant continu. On adopte généralement une fréquence réellement supérieure à celle du réseau industriel afin de faciliter le filtrage.

Les inductances et les capacités des filtres nécessaires pour lisser les signaux formés de créneaux, fournis par le hacheur sont d'autant moins encombrantes, lourdes et onéreuses que la fréquence de ces signaux est plus élevée.

Les hacheurs sont aujourd'hui employés dans de vastes domaines de tension, de courant et de puissance. Leurs applications vont des alimentations à découpage pour montage électronique à l'alimentation de tramways et locomotives à partir de réseaux à courant continu [11].

Une des applications intéressantes des hacheurs est son utilisation comme étage d'adaptation dans les systèmes photovoltaïques : C'est d'ailleurs l'objet de cette thèse à travers le développement des chapitres qui vont suivre.

Dans ce chapitre, on présentera deux types de convertisseurs statiques continu-continu ; à savoir un hacheur série (buck) et un hacheur parallèle (boost) et l'influence de la fréquence de découpage des semiconducteurs commandés sur l'ondulation du courant de sortie.

2.2 Convertisseur buck

2.2.1 Généralités

La façon la plus simple de réduire une tension est d'utiliser un diviseur de tension, mais les diviseurs de tension, dissipant sous forme de chaleur l'excès de tension, possèdent un faible rendement ce qui est rédhibitoire pour les applications d'électronique de puissance. Un convertisseur Buck possédant un fort rendement (jusqu'à 95%), et offrant la possibilité de réguler la tension de sortie..

2.2.2 Principe de Fonctionnement

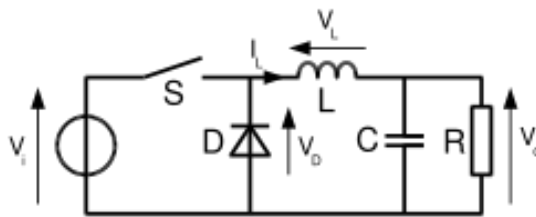


Figure 2.1: Schéma de base d'un convertisseur Buck

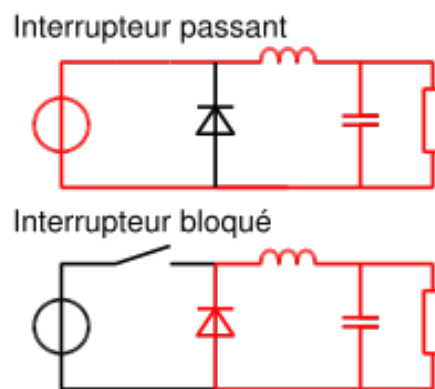


Figure 2.2: Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur S (voir figure 2.2) [12] :

- Dans l'état passant, l'interrupteur S est fermé, la tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = V_i - V_o$. Le courant traversant l'inductance augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.

- Dans l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert. La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = -V_o$. Le courant traversant l'inductance décroît.

2.2.2.1 Conduction continue

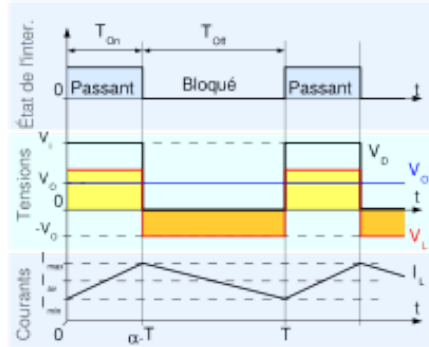


Figure 2.3: Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck

Quand un convertisseur Buck travaille en mode de conduction continue, le courant I_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La figure 2.3 montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Buck.

Le taux d'accroissement de I_L est donné par :

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2-1)$$

Avec V_L égale $V_i - V_o$ pendant l'état passant et $-V_o$ durant l'état bloqué. Par conséquent, l'augmentation de I_L durant l'état passant est donnée par :

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{\alpha.T} dI_L = \int_0^{\alpha.T} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_i - V_o) \cdot \alpha.T}{L} \quad (2-2)$$

De même, la baisse du courant dans l'inductance durant l'état bloqué est donnée par :

$$\Delta I_{Loff} = \int_{\alpha.T}^T dI_L = \int_{\alpha.T}^T \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_o \cdot (T - \alpha.T)}{L} \quad (2-3)$$

Si on considère que le convertisseur est en régime permanent, l'énergie stockée dans chaque composant est la même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} L \times I_L^2 \quad (2-4)$$

En conséquence, le courant I_L traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0 \quad (2-5)$$

En remplaçant ΔI_{Lon} et ΔI_{Loff} par leur expression, on obtient :

$$\frac{(V_i - V_o) \cdot \alpha \cdot T}{L} - \frac{V_o \cdot (T - \alpha \cdot T)}{L} = 0 \quad (2-6)$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$V_o = \alpha \cdot V_i \quad (2-7)$$

Grâce à cette équation, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique. Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, la tension de sortie V_o est toujours inférieure à celle d'entrée. C'est pour cela que l'on parle parfois de dévolteur.

2.2.2.2. Conduction discontinue

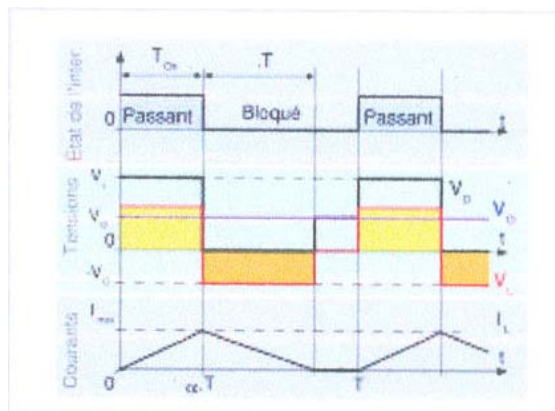


Figure 2.4: Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en conduction discontinue.

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inducteur s'annule pendant une partie de la période. La seule différence

avec le principe de fonctionnement décrit précédemment est que l'inductance est complètement déchargée en début de cycle (voir les formes d'ondes sur la figure 2-4). Bien que faible, la différence entre conduction continue et discontinue a un fort impact sur la formule de la tension de sortie. La tension de sortie peut être calculée de la façon suivante :

On considère toujours que le convertisseur a atteint le régime permanent. L'énergie stockée dans les composants est donc la même en début et en fin de cycle (elle est nulle dans le cas de la conduction discontinue). Cela engendre aussi que la tension moyenne aux bornes de l'inductance (V_L) est nulle. Ceci se traduit sur la figure 2-4, par une égalité de l'aire des rectangles jaune et orange :

$$(V_i - V_o)\alpha.T - V_o.\delta.T = 0 \quad (2-7)$$

On peut en déduire la valeur de δ :

$$\delta = \frac{V_i - V_o}{V_o} \alpha \quad (2-8)$$

En supposant que le condensateur de sortie est suffisamment important pour maintenir la tension de sortie constante pendant un cycle de commutation, le courant de sortie délivré à la charge (I_o) est constant. Cela implique que le courant traversant le condensateur est de valeur moyenne nulle. Par conséquent, nous avons :

$$I_L = I_o \quad (2-9)$$

Avec I_L le courant moyen traversant l'inductance. Comme on peut le voir sur la figure 2-4, le courant I_L traversant l'inductance est de forme triangulaire. Par conséquent, la valeur moyenne de I_L peut donc être calculée géométriquement de la façon suivante :

$$I_L = \left(\frac{1}{2} I_{L\max} \cdot \alpha.T + \frac{1}{2} I_{L\max} \cdot \delta.T \right) \frac{1}{T} = \frac{I_{L\max}(\alpha + \delta)}{2} = I_o \quad (2-10)$$

Le courant dans l'inductance est nul en début de cycle puis augmente pendant $\alpha.T$ jusqu'à atteindre $I_{L\max}$. Cela veut dire que $I_{L\max}$ est égale à :

$$I_{L\max} = \frac{V_i - V_o}{L} \alpha.T \quad (2-11)$$

En remplaçant $I_{L_{max}}$ dans les relations précédentes par son expression, on obtient :

$$I_0 = \frac{(V_i - V_0)\alpha T(\alpha + \delta)}{2L} \quad (2-12)$$

On remplace δ par son expression :

$$I_0 = \frac{(V_i - V_0)\alpha T \left(\alpha + \frac{V_i - V_0}{V_0} \alpha \right)}{2L} \quad (2-13)$$

Qui peut se mettre sous la forme :

$$V_0 = V_i \frac{1}{\frac{2L I_0}{\alpha^2 V_i T} + 1} \quad (2-14)$$

On peut voir que l'expression de la tension de sortie est bien plus compliquée que celle obtenue pour la conduction continue. En effet, la tension de sortie dépend non seulement de la tension d'entrée (V_i) et du rapport cyclique α mais aussi de la valeur de l'inductance (L), de la période de commutation (T) et du courant de sortie (I_0).

2.2.2.3 Limite entre la conduction continue et discontinue

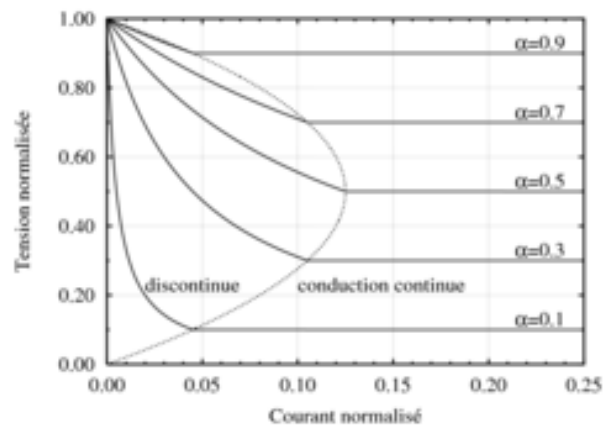


Figure 2.5: Evolution de la tension de sortie normalisée d'un convertisseur Buck avec un courant de sortie normalisé.

Comme expliqué dans le paragraphe précédent, le convertisseur fonctionne en conduction discontinue quand le courant demandé par la charge est faible, et il fonctionne en conduction continue pour les courants plus importants. La limite entre conduction

continue et conduction discontinue est atteinte quand le courant dans l'inductance s'annule juste au moment de la commutation. Avec les notations de la figure 2-4, cela correspond à :

$$\alpha.T + \delta.T = T \quad (2-15)$$

$$\alpha + \delta = 1 \quad (2-16)$$

Dans ce cas, le courant de sortie I_{olim} (courant de sortie à la limite de la conduction continue et discontinue) est égal au courant moyen traversant l'inductance:

$$I_{olim} = \frac{I_{Lmax}(\alpha + \delta)}{2} = \frac{I_{Lmax}}{2} \quad (2-17)$$

En remplaçant I_{Lmax} par son expression en conduction discontinue:

$$I_{olim} = \frac{V_i - V_0}{2L} \alpha.T \quad (2-18)$$

A la limite entre les deux modes de conduction, la tension de sortie obéit aux expressions des deux modes. On utilisera celle donnée pour le mode de conduction continue:

$$V_0 = \alpha.V_i \quad (2-19)$$

On peut donc réécrire I_{olim} de la façon suivante:

$$I_{olim} = \frac{V_i(1 - \alpha)}{2L} \alpha.T \quad (2-20)$$

Introduisons deux nouvelles notations :

- La tension normalisée, définie par $|V_0| = \frac{V_0}{V_i}$, qui correspond au gain en tension du convertisseur.
- Le courant normalisé, défini par $|I_0| = \frac{L}{T.V_i} I_0$. Le terme $\frac{T.V_i}{L}$ correspond à l'augmentation maximale de courant que l'on peut atteindre lors d'un cycle (variation du courant dans l'inductance atteinte pour $\alpha = 1$). On obtient donc, en

régime permanent, $|I_0|$ égale 0 quand le courant de sortie est nul, et 1 pour le courant maximum que peut fournir le convertisseur.

En utilisant ces notations, on obtient:

- En conduction continue, $|V_0| = \alpha$
- En conduction discontinue,

$$|V_0| = \frac{1}{\frac{2L \cdot I_0}{\alpha^2 \cdot V_i \cdot T} + 1} = \frac{1}{\frac{2|I_0|}{\alpha^2} + 1} = \frac{\alpha^2}{2|I_0| + \alpha^2} \quad (2-21)$$

- Le courant limite entre la conduction continue et discontinue est:

$$I_{0\text{lim}} = \frac{V_i(1-\alpha)}{2L} \alpha T = \frac{I_{0\text{lim}}}{|I_0|} \cdot \frac{(1-\alpha)}{2} \alpha \quad (2-22)$$

Par conséquent, la frontière entre conduction continue et discontinue est décrite par:

$$\frac{(1-\alpha)\alpha}{2|I_0|} \quad (2-23)$$

Cette courbe a été tracée sur la figure 2.5. La différence de comportement entre conduction continue et discontinue est très nette. Cela peut engendrer des problèmes d'asservissement de la tension de sortie.

2.2.2.4 Cas du circuit non-idéal

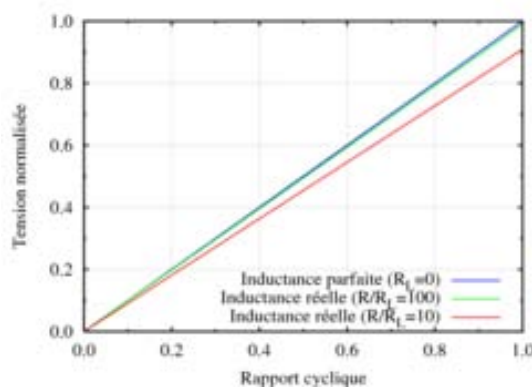


Figure 2.6: Évolution de la tension de sortie d'un convertisseur Buck en fonction du rapport cyclique quand la résistance parasite de l'inductance augmente.

L'étude précédente a été faite avec les hypothèses suivantes:

- Le condensateur de sortie a une capacité suffisante pour fournir une tension constante, au cours d'un cycle de fonctionnement, à la charge (une simple résistance);
- La chute de tension aux bornes de la diode est nulle;
- Pas de pertes par commutation dans les semi-conducteurs;
- Pas de pertes dans les composants d'une manière générale.

Ces hypothèses peuvent être très éloignées de la réalité, les imperfections des composants réels pouvant avoir des effets importants sur le fonctionnement du convertisseur.

2.2.3 Ondulation de la tension de sortie

L'ondulation de tension de sortie est le nom donné à l'augmentation de la tension de sortie à l'état passant et à la diminution de la tension lors de l'état bloqué. Plusieurs facteurs influent sur cette ondulation: la fréquence de fonctionnement du convertisseur, le condensateur de sortie, l'inductance, la charge mais aussi les caractéristiques du circuit de contrôle du convertisseur. En première approximation, on peut considérer que l'ondulation de tension résulte de la charge et de la décharge du condensateur de sortie:

$$dV_0 = \frac{i \cdot dT}{C} \quad (2-24)$$

Pendant l'état bloqué, le courant mentionné dans cette équation est le courant traversant la charge. Durant l'état passant, ce courant désigne la différence entre le courant délivré par la source de tension et le traversant la charge. La durée (dT) est définie par le rapport cyclique α et la fréquence de découpage.

Pour l'état passant:

$$dT_{on} = \alpha \cdot T = \frac{\alpha}{f} \quad (2-25)$$

Pour l'état bloqué:

$$dT_{off} = (1 - \alpha) \cdot T = \frac{1 - \alpha}{f} \quad (2-26)$$

L'ondulation de tension diminue donc avec l'augmentation du condensateur de sortie ou de la fréquence de découpage. L'ondulation de tension est généralement fixée par le cahier des charges de l'alimentation à réaliser. Le choix du condensateur se fait sur des critères de coûts, de volume disponible et aussi des caractéristiques des différentes technologies de condensateur. Le choix de la fréquence de découpage se fait suivant des critères de rendement, le rendement ayant tendance à baisser avec l'augmentation de la fréquence de découpage. L'augmentation de la fréquence de découpage peut aussi poser des problèmes de compatibilité électromagnétique.

2.3 Convertisseur boost

2.3.1 Principe de fonctionnement

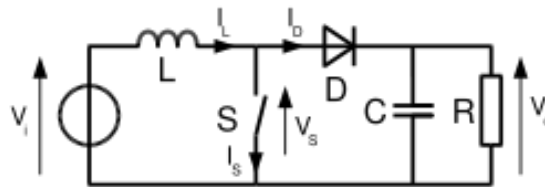


Figure 2.7 : schéma de base d'un convertisseur Boost

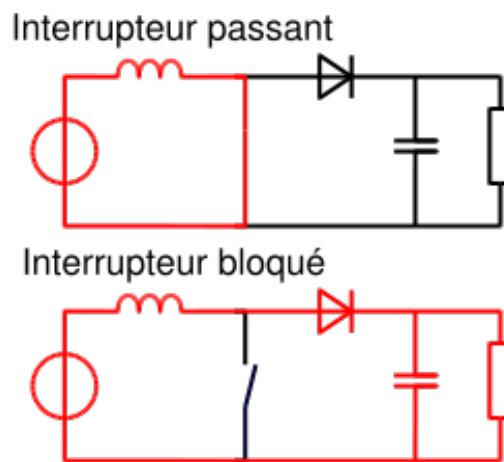


Figure 2.8 : les deux configurations d'un convertisseur Boost suivant l'état de l'interrupteur S

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost peut être divisé en deux phases distinctes selon l'état de l'interrupteur S (voir figure 2.8) [13] :

- Une phase d'accumulation d'énergie : lorsque l'interrupteur est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une

quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation.

- Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa *f.e.m.* s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode D , le condensateur C et la charge R . Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité.

2.3.1.1 Conduction continue

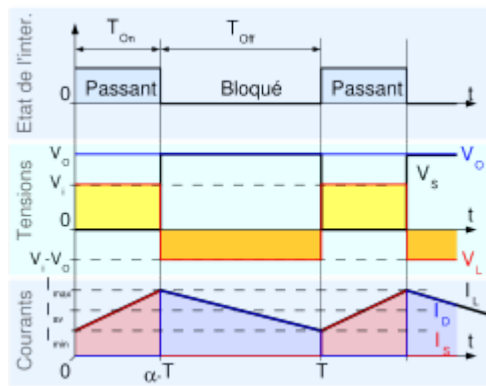


Figure 2.9: formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost

Quand un convertisseur Boost travaille en mode de conduction continue, le courant I_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La figure 2.9 montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Boost.

La tension de sortie est calculée de la façon suivante (en considérant les composants comme parfaits) :

Durant l'état passant, l'interrupteur S est fermé, entraînant l'augmentation du courant suivant la relation :

$$V_i = L \frac{dI_L}{dt} \tag{2-27}$$

À la fin de l'état passant, le courant I_L a augmenté de :

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{\alpha T} dI_L = \int_0^{\alpha T} \frac{V_i \cdot dt}{L} = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot T}{L} \tag{2-28}$$

α étant le rapport cyclique. Il représente la durée de la période T pendant laquelle l'interrupteur S conduit. α est compris entre 0 (S ne conduit jamais) et 1 (S conduit tout le temps).

Pendant l'état bloqué, l'interrupteur S est ouvert, le courant traversant l'inductance circule à travers la charge. Si on considère une chute de tension nulle aux bornes de la diode et un condensateur suffisamment grand pour garder sa tension constante, l'évolution de I_L est :

$$V_i - V_0 = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2-29)$$

Par conséquent, la variation de I_L durant l'état bloqué est :

$$\Delta I_{Loff} = \int_0^{(1-\alpha)T} dI_L = \int_0^{(1-\alpha)T} \frac{(V_i - V_0)dt}{L} = \frac{(V_i - V_0)(1-\alpha)T}{L} \quad (2-30)$$

Si on considère que le convertisseur a atteint son régime permanent, la quantité d'énergie stockée dans chacun de ces composants est la même au début et à la fin d'un cycle de fonctionnement. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} L I_L^2 \quad (2-31)$$

En conséquence, le courant traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0 \quad (2-31)$$

En remplaçant ΔI_{Lon} et ΔI_{Loff} par leur expression, on obtient:

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot T}{L} + \frac{(V_i - V_0)(1-\alpha)T}{L} = 0 \quad (2-32)$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (2-33)$$

Grâce à cette dernière expression, on peut voir que la tension de sortie est toujours supérieure à celle d'entrée (le rapport cyclique variant entre 0 et 1), qu'elle augmente avec α , et que théoriquement elle peut être infinie lorsque α se rapproche de 1. C'est pour cela que l'on parle de survolteur.

2.3.1.2 Condition discontinue

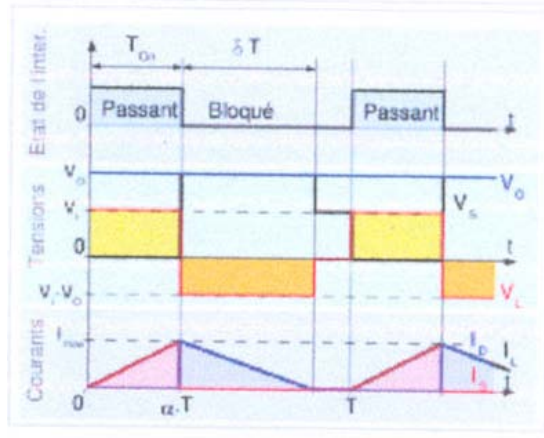


Figure 2.10: formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost en conduction discontinue.

Comme pour le hacheur buck (paragraphe 2.2.2.2), quand le hacheur boost fonctionne en mode de conduction, la tension de sortie peut être calculée de la façon suivante:

Comme le courant de l'inductance est nul en début de cycle, son maximum $I_{L_{max}}$ ($a t = \alpha.T$) vaut :

$$I_{L_{max}} = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot T}{L} \tag{2-34}$$

Pendant l'état bloqué, I_L s'annule après $\delta.T$:

$$I_{L_{max}} + \frac{(V_i - V_o) \cdot \delta \cdot T}{L} = 0 \tag{2-35}$$

En utilisant les deux dernières équations, δ vaut :

$$\delta = \frac{V_i \cdot \alpha}{V_o - V_i} \tag{2-36}$$

Le courant dans la charge I_o est égal au courant moyen traversant la diode (I_D). Comme on peut le voir sur la figure 2.10, le courant traversant la diode est égal à celui dans l'inductance pendant l'état bloqué.

Par conséquent, le courant traversant la diode peut être écrit de la façon suivante :

$$I_0 = I_D = \frac{I_{Lmax}}{2} \quad (2-37)$$

En remplaçant I_{Lmax} et δ par leurs expressions respectives, on obtient :

$$I_0 = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot T}{2L} \frac{V_i \cdot \alpha}{V_0 - V_i} = \frac{V_i^2 \cdot \alpha^2 \cdot T}{2L(V_0 - V_i)} \quad (2-38)$$

Par conséquent, le gain de tension en sortie peut être écrit de la façon suivante :

$$\frac{V_0}{V_i} = 1 + \frac{V_i \cdot \alpha^2 \cdot T}{2L \cdot I_0} \quad (2-39)$$

Cette expression est bien plus complexe que celle obtenue lors de l'étude en conduction continue. En conduction discontinue, le gain en tension dépend du rapport cyclique mais aussi de la tension d'entrée, de la valeur de l'inductance et du courant de sortie.

2.3.1.3 Limite entre la conduction continue et discontinue

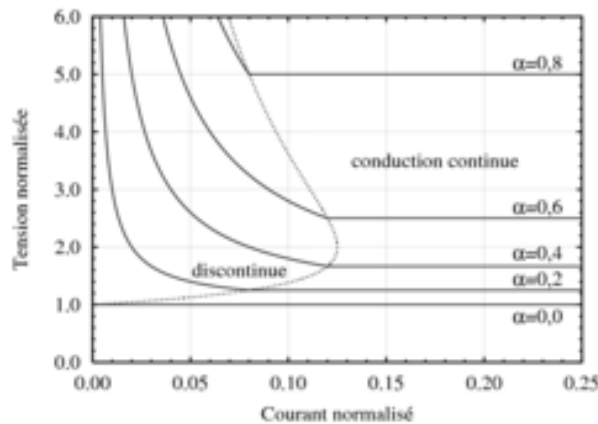


Figure 2.11: Evolution de la tension de sortie normalisée d'un convertisseur Boost avec un courant de sortie normalisé.

Comme expliqué dans le paragraphe 2.2.2.3, La limite entre conduction continue et conduction discontinue est atteinte quand le courant dans l'inductance s'annule à l'instant T . Avec les notations de la figure 2.10, cela correspond à $\alpha.T + \delta.T = T$, $\alpha + \delta = 1$.

Dans ce cas, le courant de sortie I_{olim} (courant de sortie à la limite de la conduction continue et discontinue) est donné par la relation :

$$I_{olim} = I_D = \frac{I_{Lmax}}{2}(1 - \alpha) \quad (2-40)$$

En remplaçant I_{Lmax} par son expression en conduction discontinue :

$$I_{olim} = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot T}{2L}(1 - \alpha) \quad (2-41)$$

À la limite entre les deux modes de conduction, la tension de sortie obéit aux expressions des deux modes. On utilisera celle donnée pour le mode de conduction continue :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (2-42)$$

On peut donc réécrire I_{olim} de la façon suivante :

$$I_{olim} = \frac{V_i \cdot T}{2L} \frac{V_i}{V_0} \left(1 - \frac{V_i}{V_0}\right) \quad (2-43)$$

En utilisant les notations de la tension normalisée $|V_0| = \frac{V_0}{V_i}$, et du courant normalisé

$I_0 = \frac{L}{T \cdot V_i} I_0$, En utilisant ces notations, on obtient :

- en conduction continue, $|V_0| = \frac{1}{1 - \alpha}$ (2-44)

- en conduction discontinue, $|V_0| = 1 + \frac{V_i \cdot \alpha^2 \cdot T}{2L \cdot I_0} = 1 + \frac{\alpha^2}{2|I_0|}$ (2-45)

- le courant limite entre la conduction continue et discontinue est:

$$I_{olim} = \frac{V_i \cdot T}{2L} \alpha(1 - \alpha) = \frac{I_{olim}}{2|I_0|} \alpha(1 - \alpha) \quad (2-46)$$

Par conséquent, la frontière entre conduction continue et discontinue est décrite par :

$$\frac{1}{2|I_0|} \alpha(1-\alpha) = 1 \quad (2-47)$$

Cette courbe a été tracée sur la figure 2.11. La différence de comportement entre conduction continue et discontinue est très nette. Cela peut engendrer des problèmes d'asservissement de la tension de sortie.

2.3.2 Analyse en valeur moyenne

Un modèle en valeur moyenne est une méthode pour calculer la moyenne par période des formes d'ondes. Elle consiste à écrire les équations correspondantes dans chacun des états du système (ici, il y a deux états, comme expliqué sur la figure 2.2), et à les multiplier par la proportion de temps que passe le convertisseur dans chaque état.

Dans le cas d'un convertisseur Boost, dans l'état passant, la variation du courant dans l'inductance est donnée par :

$$L \frac{dI_L}{dt} = V_i \quad (2-48)$$

Pendant l'état bloqué, la tension aux bornes de l'interrupteur est égale à la tension de sortie (on considère que la diode n'engendre pas de chute de tension) :

$$L \frac{dI_L}{dt} = V_i - V_0 \quad (2-49)$$

Par conséquent, la variation moyenne dans l'inductance est obtenue en multipliant les deux équations précédentes par le temps passé dans l'état correspondant (αT pour l'état passant et $(1-\alpha)T$ pour l'état bloqué) puis en divisant le tout par la période de commutation :

$$L \frac{dI_L}{dt} = (\alpha T V_i + (1-\alpha)T (V_i - V_0)) \frac{1}{T} = \alpha V_i + (1-\alpha)(V_i - V_0) \quad (2-50)$$

$\frac{dI_L}{dt}$ représente les variations dans l'inductance à une échelle plus lente que celle de la fréquence de découpage.

Pour un convertisseur en régime permanent, $\frac{dI_L}{dt} = 0$. Les équations précédentes deviennent donc :

$$\alpha.V_i + (1-\alpha).(V_i - V_0) = 0 \quad (2-51)$$

Qui peut se mettre sous la forme : $\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1-\alpha}$, (On retrouve l'équation obtenue par l'étude précédente)

L'intérêt de cette méthode est qu'elle masque l'existence des interrupteurs du convertisseur, autorisant ainsi une étude du convertisseur avec les techniques classiques de modélisation en continu/alternatif.

2.3.3 Cas du circuit non-idéal

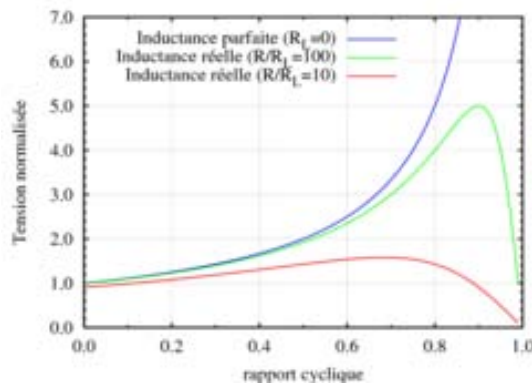


Figure 2.12: Evolution de la tension de sortie d'un convertisseur Boost en fonction du rapport cyclique quand la résistance parasite de l'inductance augmente.

L'étude précédente a été faite avec les hypothèses suivantes :

- Le condensateur de sortie a une capacité suffisante pour fournir une tension constante, au cours d'un cycle de fonctionnement, à la charge (une simple résistance)
- La chute de tension aux bornes de la diode est nulle
- Pas de pertes par commutation dans les semi-conducteurs
- Pas de pertes dans les composants d'une manière générale

Ces hypothèses peuvent être très éloignées de la réalité, les imperfections des composants réels pouvant avoir des effets importants sur le fonctionnement du convertisseur.

Dans l'étude précédente, la résistance interne des composants n'a pas été prise en compte. Cela signifie que toute la puissance est transmise sans perte de la source de tension vers la charge. Il existe cependant des résistances parasites dans tout le circuit à cause de la résistivité des matériaux utilisés pour sa construction. Par conséquent, une fraction de la puissance transmise par la source de tension est dissipée dans ces résistances parasites.

Pour des raisons de simplicité, on ne considèrera ici que les défauts de l'inductance en la modélisant par une inductance en série avec une résistance. Cette hypothèse est acceptable car une inductance est constituée d'un long fil qui peut donc présenter une résistance propre R_L . De plus, le courant traverse la bobine dans les deux états du convertisseur (interrupteur passant et bloqué).

En utilisant la méthode de l'étude en valeur moyenne, on peut écrire :

$$V_i = V_L + V_S \quad (2-52)$$

Avec V_L et V_S les tensions moyennes, sur un cycle de fonctionnement, aux bornes respectivement de l'inductance et de l'interrupteur. Si on considère que le convertisseur est en régime permanent, le courant moyen à travers l'inductance est constant. La tension moyenne aux bornes de l'inductance devient donc :

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} + R_L I_L = R_L I_L \quad (2-53)$$

Quand l'interrupteur est passant, $V_S=0$. Quand il est bloqué, la diode devient passante donc $V_S=V_o$. Par conséquent, la tension moyenne à travers l'interrupteur est :

$$V_S = \alpha \cdot 0 + (1-\alpha)V_o = (1-\alpha)V_o \quad (2-54)$$

Le courant de sortie est égal à celui dans l'inductance durant l'état bloqué. Le courant moyen dans l'inductance s'écrit donc :

$$I_L = \frac{I_o}{1-\alpha} \quad (2-55)$$

Si on considère les ondulations de tension et de courant en sortie comme négligeables, la charge peut être considérée comme purement résistive. Si on note R la résistance de la charge, l'expression précédente devient :

$$I_L = \frac{V_0}{(1-\alpha)R} \quad (2-56)$$

En utilisant les équations précédentes, la tension d'entrée s'écrit :

$$V_i = R_L \frac{V_0}{(1-\alpha)R} + (1-\alpha)V_0 \quad (2-57)$$

Cette expression peut se mettre sous la forme :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{\frac{R_L}{R(1-\alpha)} + 1 - \alpha} \quad (2-58)$$

Si la résistance de l'inductance est nulle, on retrouve l'équation obtenue dans le cas idéal. Mais plus R_L augmente, plus le gain en tension du convertisseur diminue par rapport au cas idéal. De plus l'influence de R_L augmente avec le rapport cyclique (Voir figure 2.6).

2.4 Simulation des hacheurs

Pour mettre en évidence l'influence de la fréquence de commutation sur la qualité de la tension de sortie nous avons simulé les hacheurs buck et boost à MOSFET puis à IGBT pour différentes fréquences.

Le programme de simulation a été effectué en utilisant le logiciel PSPICE qui permet de visualiser sur un intervalle de temps donné, l'évolution de la tension et du courant de la charge.

2.4.1 Hacheur dévolteur à MOSFET

Le circuit de simulation d'un hacheur dévolteur à MOSFET sous Pspice est donné par la figure 2-13

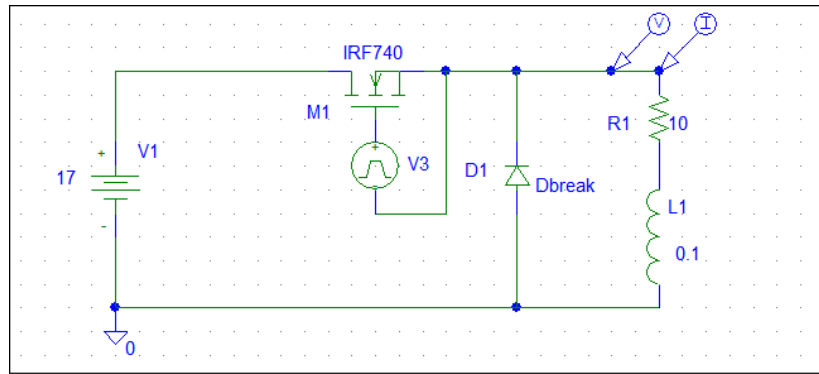


Figure 2.13: Hacheur buck à MOSFET

Les figures 2.14 a) et 2.14 b) représentent respectivement l'analyse temporelle et spectrale de la tension et du courant de sortie du hacheur buck à MOSFET pour une fréquence de commutation $f=10\text{KHz}$.



Figure 2.14 a) : Formes d'ondes de la tension et du courant de sortie d'un hacheur buck à MOSFET $f=10\text{KHz}$

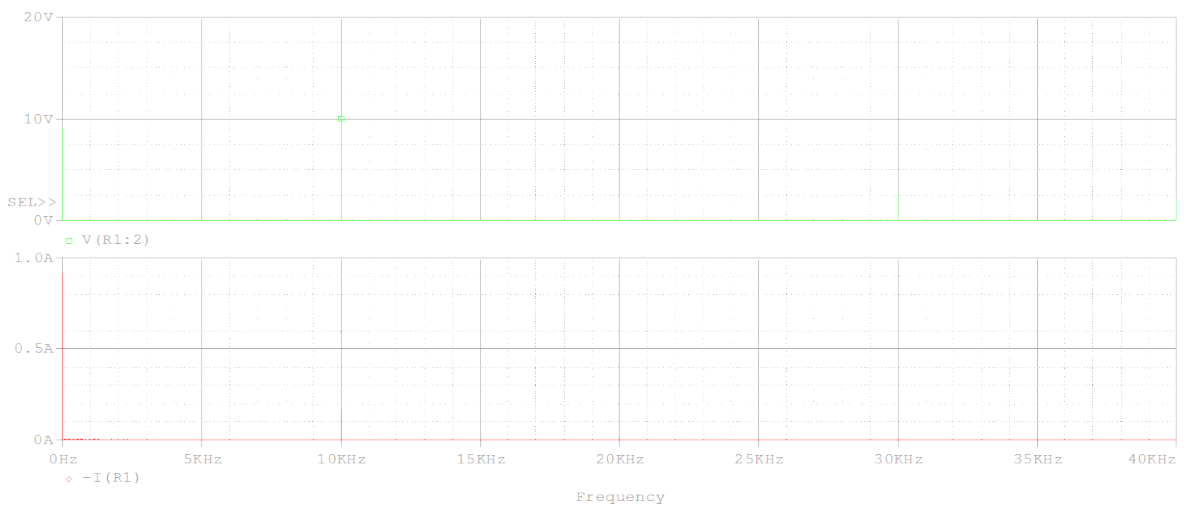


Figure 2.14 b) : Spectre de la tension et du courant de sortie d'un hacheur buck $f=10\text{KHz}$

Les figures 2.15 a) et 2.15 b) représentent l'analyse temporelle et spectrale de la tension et du courant de sortie pour une fréquence $f=20\text{KHz}$.



Figure 2.15 a) : Formes d'ondes de la tension et du courant de sortie d'un hacheur buck à MOSFET $f=20\text{KHz}$

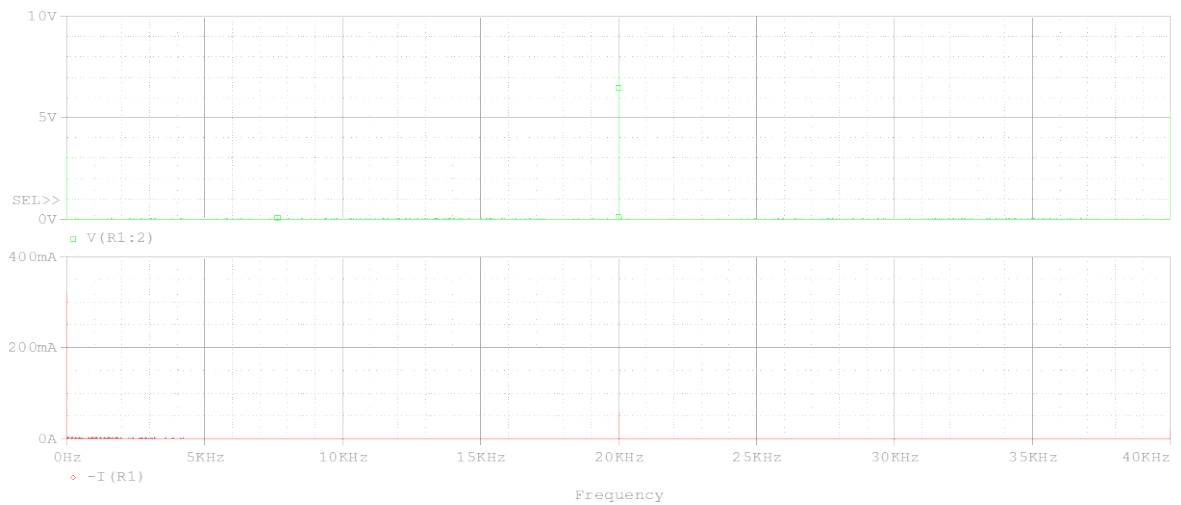


Figure 2.15 b) : Spectre de la tension et du courant de sortie d'un hacheur buck $f=20\text{KHz}$

2.4.2 Hacheur dévolteur à IGBT

Le circuit de simulation d'un hacheur dévolteur à IGBT sous PSPICE est donné par la figure 2-16.

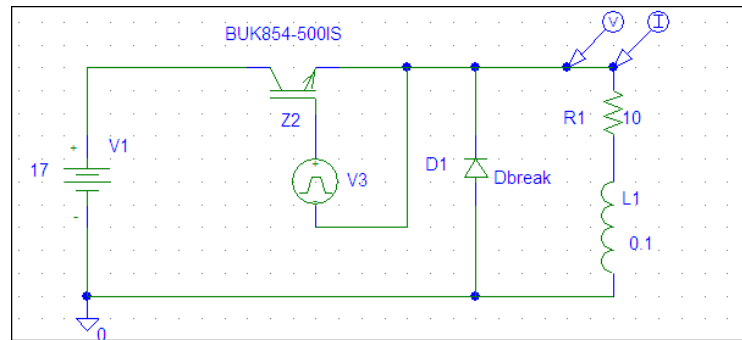


Figure 2.16: Hacheur buck à IGBT

Les figures 2.17 a) et 2.17 b) représentent l'analyse temporelle et spectrale de la tension et du courant de sortie du hacheur buck à IGBT pour $f=500\text{Hz}$.

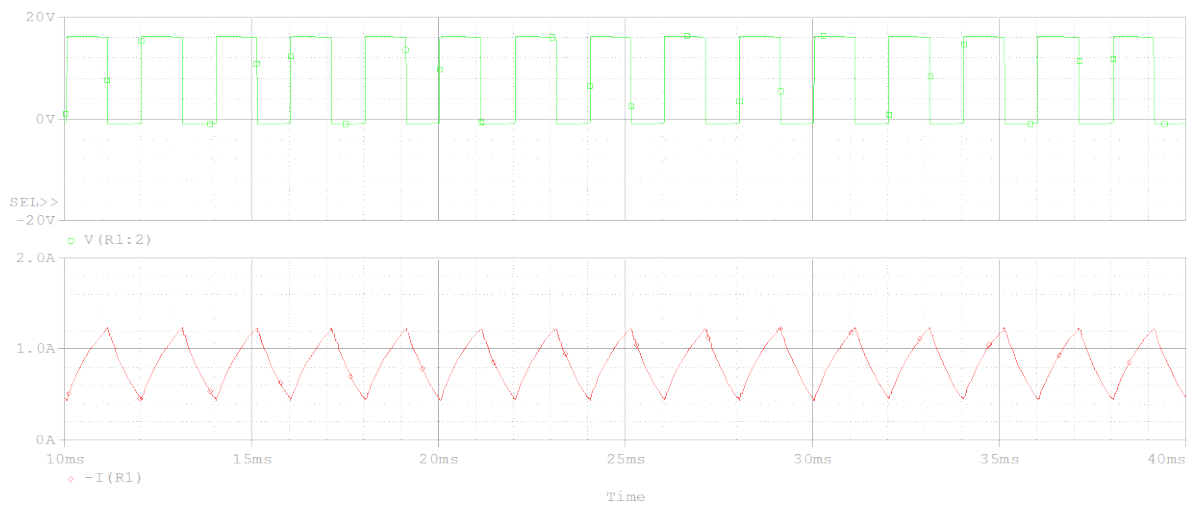


Figure 2.17 a) : Formes d'ondes de la tension et du courant de sortie d'un hacheur buck à IGBT $f=500\text{Hz}$.

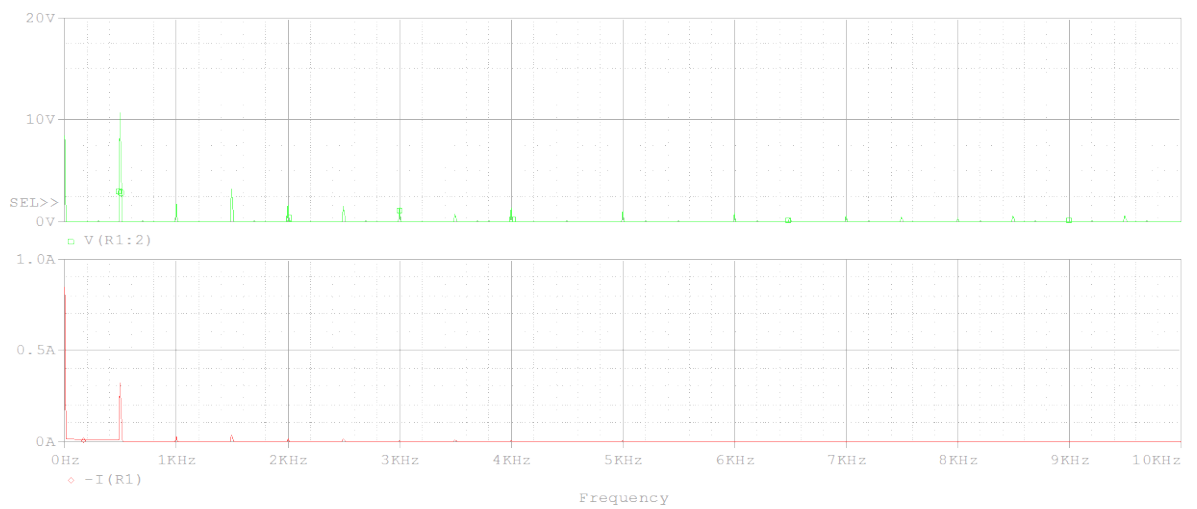


Figure 2.17 b) : Spectre de la tension et du courant de sortie d'un hacheur buck $f=500\text{Hz}$

Les figures 2.18 a) et 2.18 b) représentent l'analyse temporelle et spectrale de la tension et du courant de sortie pour $f=1\text{KHz}$.

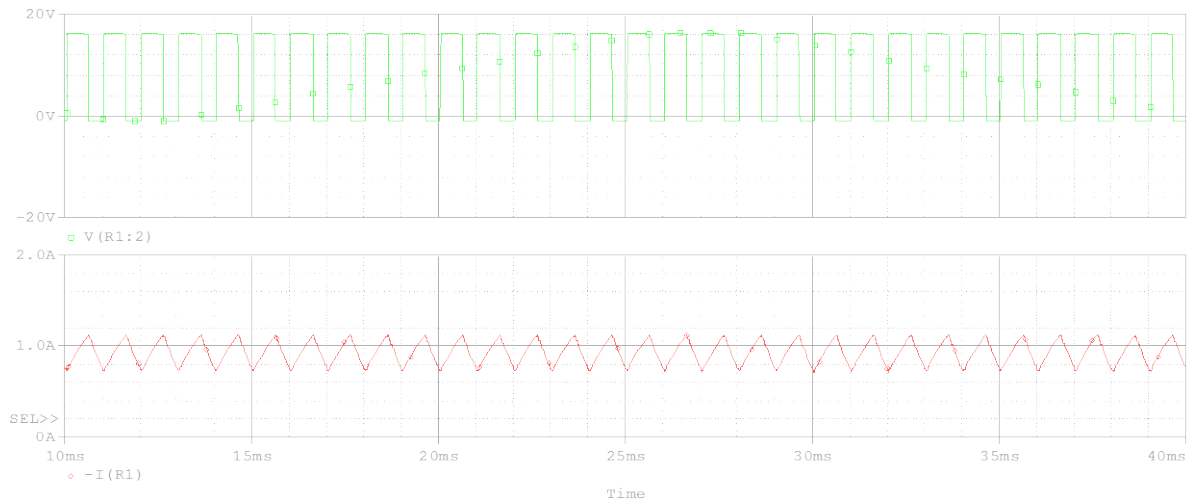


Figure 2.18 a) : Formes d'ondes de la tension et du courant de sortie d'un hacheur buck à IGBT $f=1\text{KHz}$.

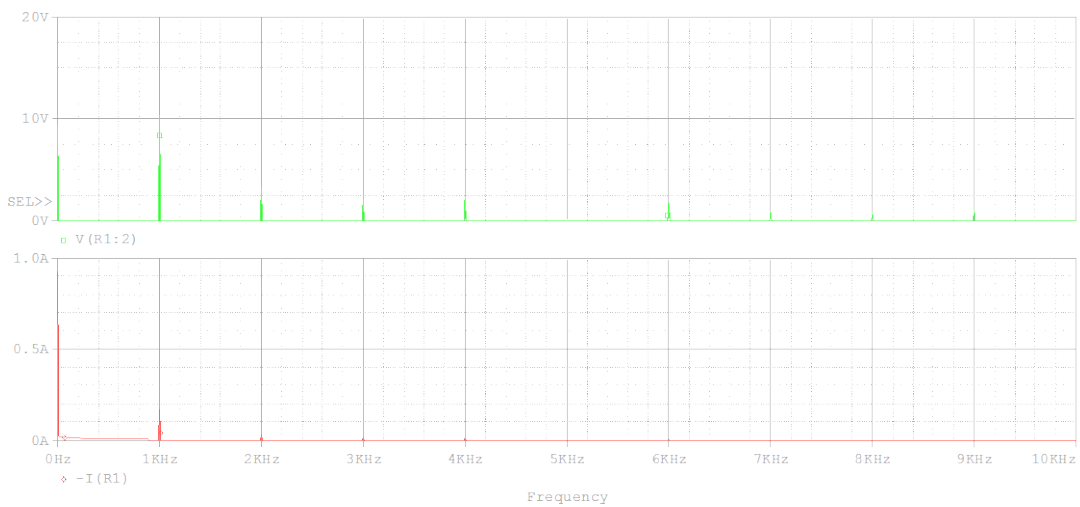


Figure 2.18 b) : Spectre de la tension et du courant de sortie d'un hacheur buck $f=1\text{KHz}$

2.4.3 Hacheur survolteur à MOSFET

Le circuit de simulation d'un hacheur survolteur à MOSFET sous PSPICE est donné par la figure 2.19.

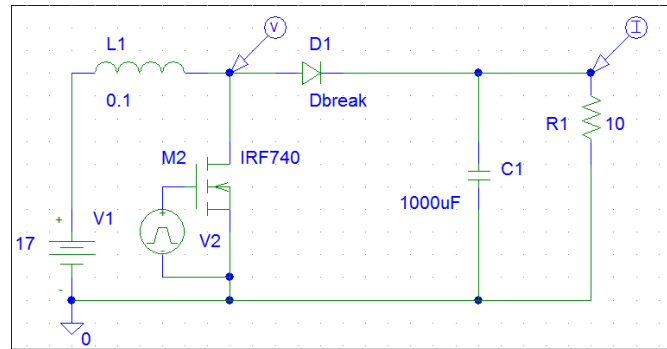


Figure 2.19: Hacheur boost à MOSFET

Les figures 2.20 a) et 2.20 b) représentent l'analyse temporelle et spectrale de la tension et du courant de sortie du hacheur boost à MOSFET pour $f=10\text{KHz}$.

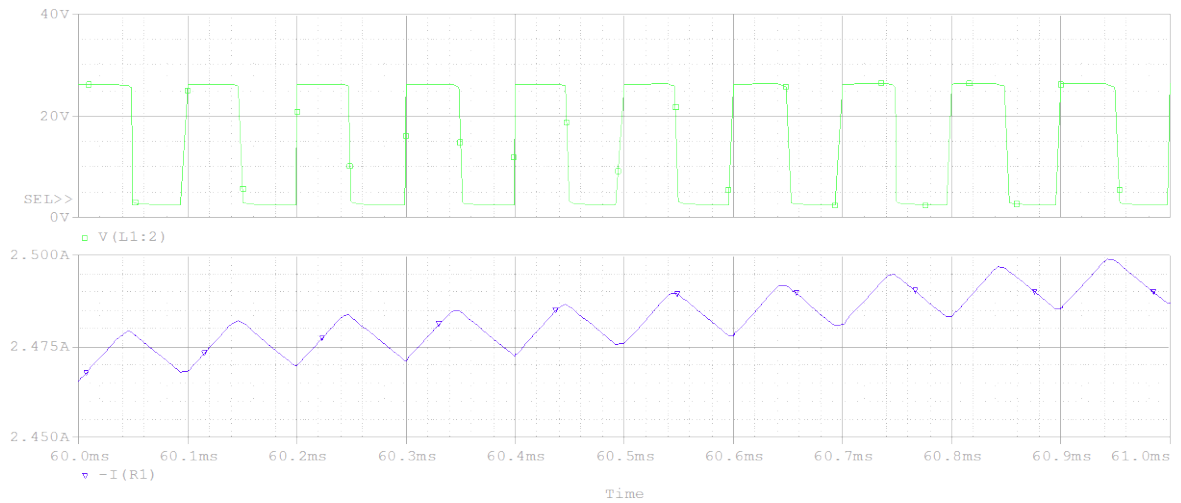


Figure 2.20 a) : Formes d'ondes de la tension et du courant de sortie d'un hacheur boost à MOSFET $f=10\text{KHz}$.

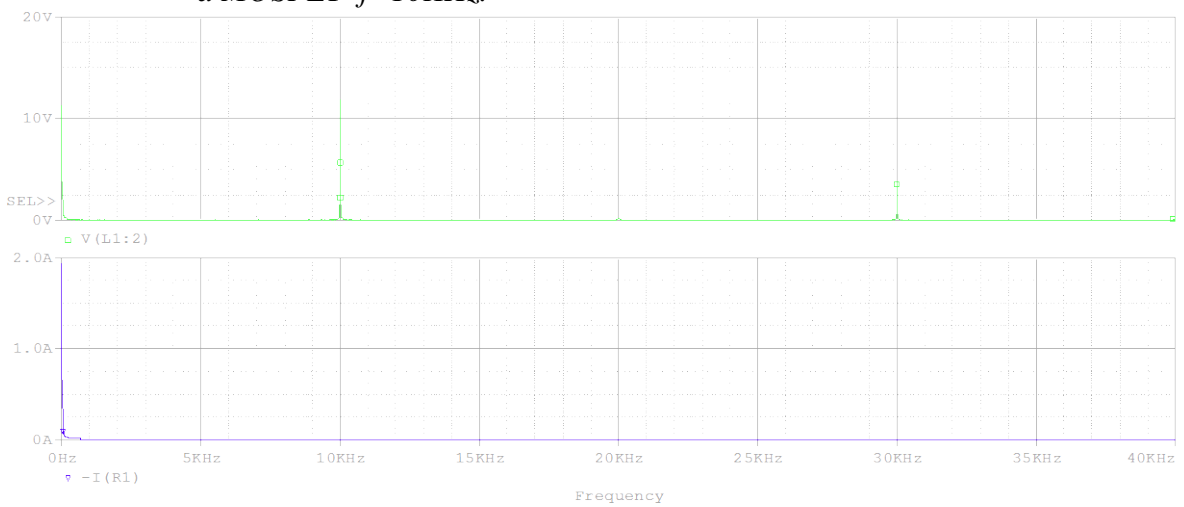


Figure 2.20 b) : Spectre de la tension et du courant de sortie d'un hacheur boost $f=10\text{KHz}$.

Les figures 2.21 a) et 2.21 b) représentent l'analyse des mêmes courbes pour $f=20\text{KHz}$.

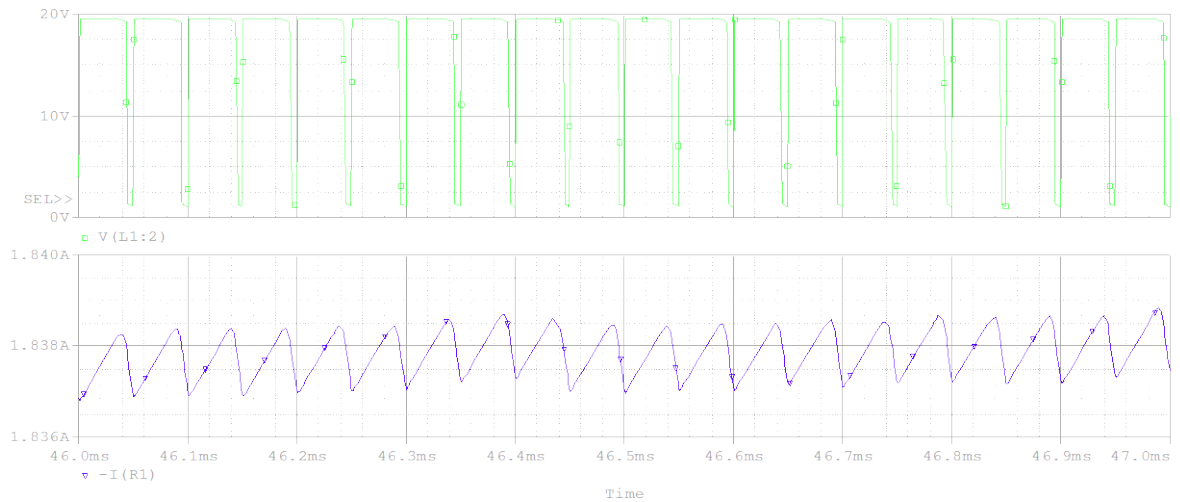


Figure 2.21 a) : Formes d'ondes de la tension et du courant de sortie d'un hacheur boost à MOSFET $f=20\text{KHz}$.

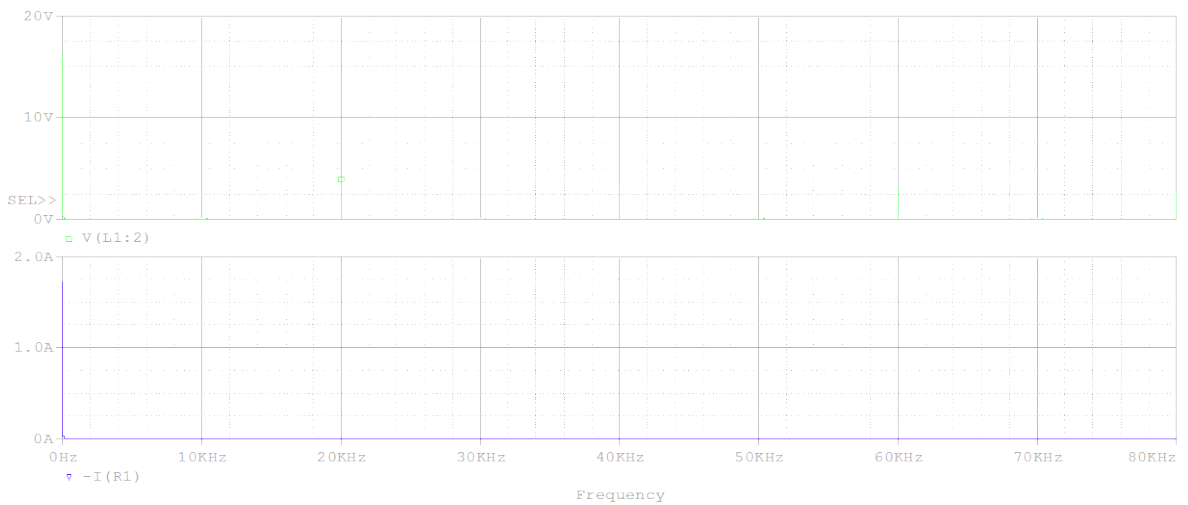


Figure 2.21 b) : Spectre de la tension et du courant de sortie d'un hacheur boost $f=20\text{KHz}$

2.4.4 Hacheur survolteur à IGBT

Le circuit de simulation d'un hacheur survolteur à IGBT sous PSPICE est donné par la figure 2.22.

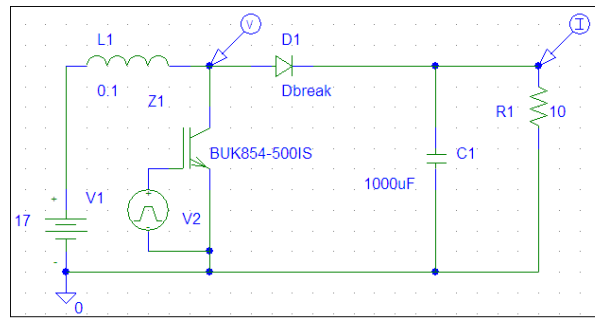


Figure 2.22: Hacheur boost à IGBT

Les figures 2.23 a) et 2.23 b) représentent l'analyse temporelle et spectrale de la tension et du courant de sortie du hacheur boost à IGBT pour $f=500\text{Hz}$.

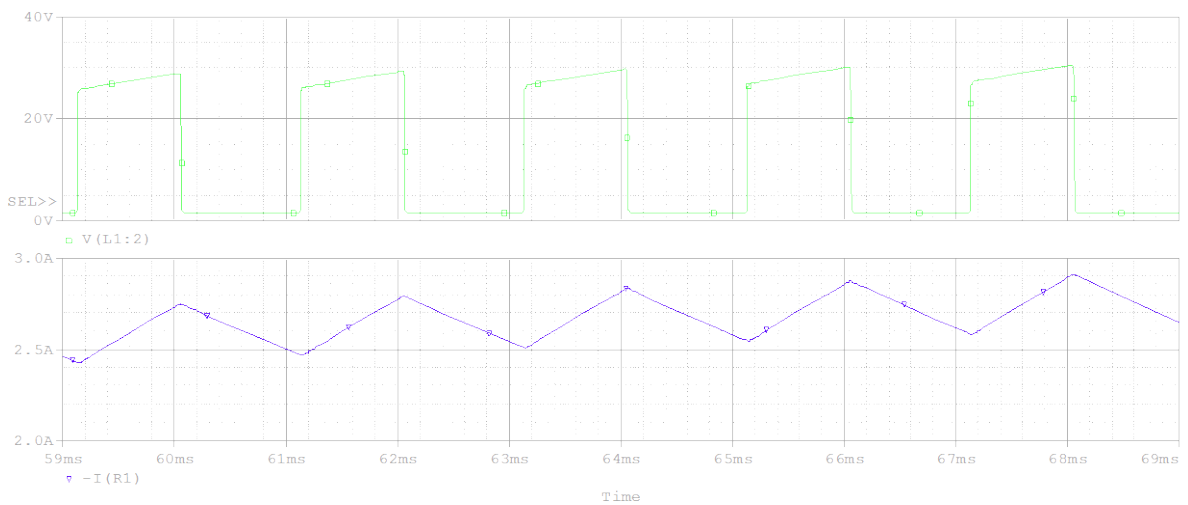


Figure 2.23 a) : Formes d'ondes de la tension et du courant de sortie d'un hacheur boost à IGBT $f=500\text{Hz}$.

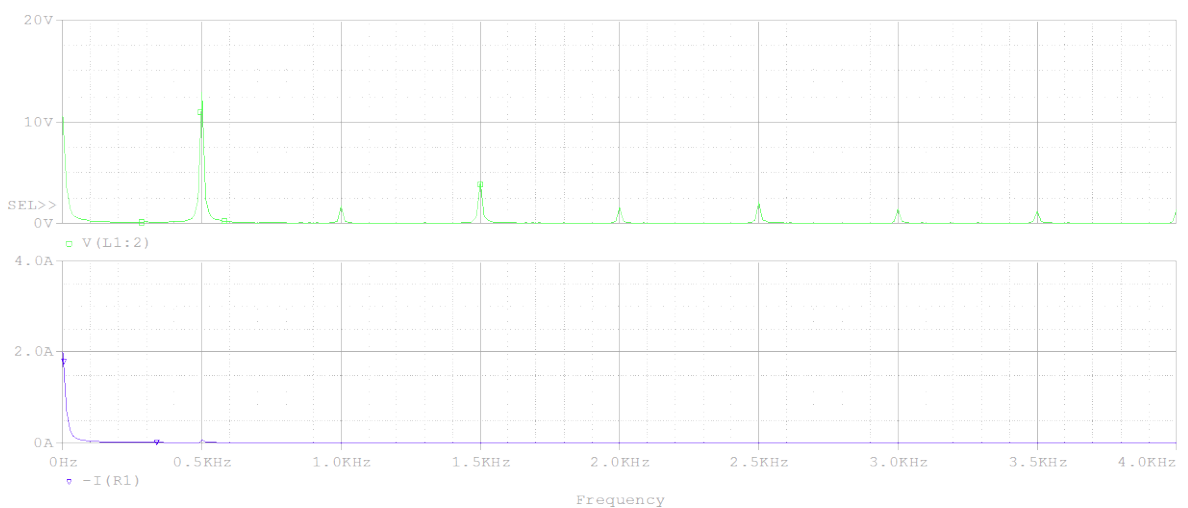


Figure 2.23 b) : Spectre de la tension et du courant de sortie d'un hacheur boost $f=500\text{Hz}$

Les figures 2.24 a) et 2.24 b) représentent l'analyse les mêmes courbes pour $f=10\text{KHz}$.

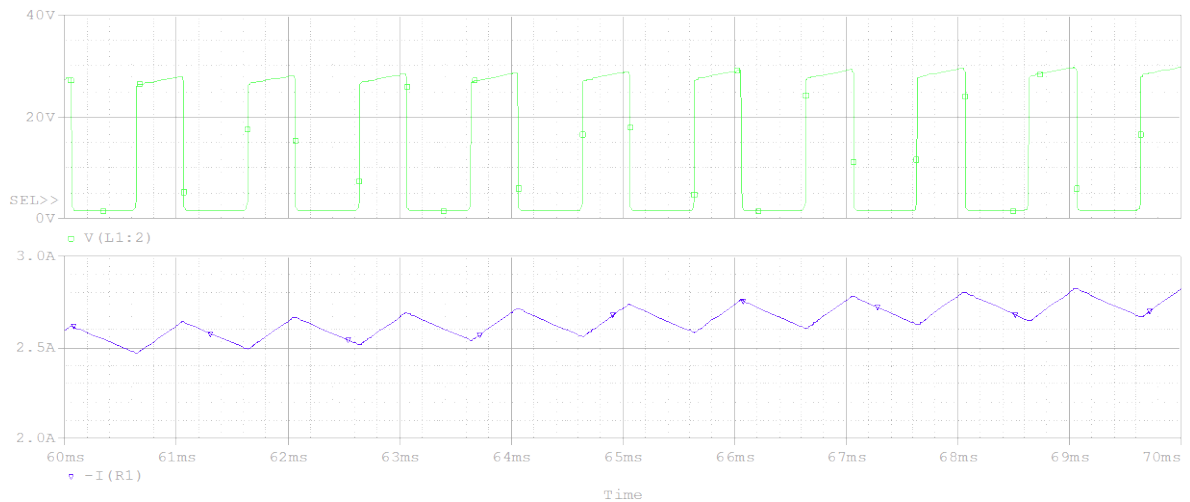


Figure 2.24 a) : Formes d'ondes de la tension et du courant de sortie d'un hacheur boost à IGBT $f=1\text{KHz}$.

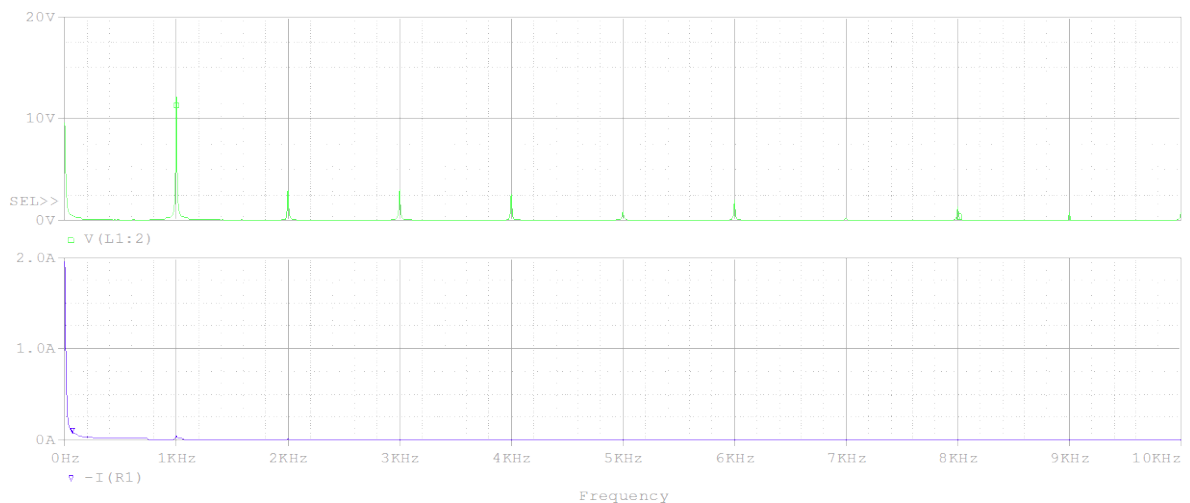


Figure 2.24 b) : Spectre de la tension et du courant de sortie d'un hacheur boost $f=1\text{KHz}$

Ces résultats de simulation nous montrent que:

- L'ondulation de la tension de forme rectangulaire est très prononcée. Elle pourra toutefois être nettement diminuée par un filtre LC .
- On peut choisir la fréquence de découpage de la tension. L'adoption d'une fréquence élevée (limitée par le composant semiconducteur utilisé) très supérieure à celle du réseau, permet d'éliminer et de repousser les harmoniques des signaux de sortie vers des rangs supérieurs; ce qui a pour conséquence de faciliter le filtrage.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous venons de présenter deux structures de convertisseur continu-continu à savoir les convertisseurs Buck et Boost en vue de leur utilisation au chapitre suivant;

L'étude de fonctionnement et des caractéristiques de ces convertisseurs a été approfondie.

Plusieurs cas de simulation accompagnés d'une analyse temporelle et spectrale ont été effectués pour les deux convertisseurs.

Les résultats de simulation montre que la fréquence de découpage dépend du type de composants utilisés et que pour lisser les signaux formés de créneaux par le convertisseur, sont d'autant moins encombrants, lourds et onéreux que la fréquence de ces signaux est plus élevée.

Dans les chapitres qui vont suivrent, nous allons utiliser ces hacheurs dans l'optimisation du fonctionnement des générateurs photovoltaïques.

4.1 Introduction

Dans le chapitre 3, nous avons montré que le raccordement direct du générateur PV à une charge ne permet de transmettre une puissance maximale que dans des conditions restreintes.

Ce problème complexe est tout à fait soluble par la réalisation d'une adaptation entre le générateur PV et la charge pour que le générateur PV fonctionne à sa puissance maximale et par conséquent à un rendement élevé [14].

Dans ce chapitre, nous analysons l'adaptation des générateurs en intercalant entre le générateur PV et la charge un quadripôle d'adaptation [15] et [43]

Ce quadripôle est convertisseur d'énergie "DC-DC" (hacheur) de type dévolteur ou survolteur selon les applications [36], [33] et [45], jouant le rôle adaptateur d'impédance.

Dans le but d'améliorer le rendement du générateur photovoltaïque (GPV), autrement dit maximiser la puissance délivrée à la charge quelques soient les comportements aléatoires de la source (GPV) et de la charge.

On utilise une technique de recherche de point de puissance maximal dite MPPT. Cette dernière force le système à fonctionner à sa puissance maximale, autrement dit à courant et tension optimaux d'une façon automatique et à tout instant.

Le contrôle rigoureux du rapport cyclique du hacheur permettra d'achever cette tâche par un suivi continu de la puissance théoriquement fournie, prise comme référence.

4.2 Adaptation et optimisation des générateurs PV: système PV

Le raccordement d'un générateur PV à une charge quelconque nécessite l'adaptation de ce générateur PV pour qu'il fonctionne, à une température et un éclairage donnés, à sa puissance maximale [15] et par conséquent à un rendement élevé. Ceci est réalisé en intercalant entre le générateur PV et la charge un quadripôle d'adaptation [15, 44, 32] qui est un convertisseur d'énergie DC-DC "Hacheur" pour des applications en régime continu. L'adaptation a lieu en variant le rapport cyclique de la commande de l'interrupteur du convertisseur [15].

Dans la suite, nous analysons la structure et le fonctionnement électrique de ces convertisseurs d'énergie.

4.2.1. Schéma synoptique du système PV adapté

Sur la figure 4.1 est représenté le schéma synoptique de l'adaptation DC-DC du générateur PV [15], [44] et [32] à une charge résistive. L'ensemble est constitué :

- d'un générateur PV. Dans notre cas c'est le générateur SP75 déjà symbolisé dans la librairie d'Orcad Pspice.
- d'un quadripôle constitué d'un convertisseur d'énergie de type dévolteur (buck) pour des applications 12V à 14V et survolteur (boost) pour des applications nécessitant des tensions supérieures à 17V [46], [33] et [44]. Ce convertisseur d'énergie se compose des condensateurs, des inductances, et des interrupteurs. Tous ces dispositifs idéalement ne consomment aucune puissance, qui est la raison des hauts rendements de ces convertisseurs. L'interrupteur est réalisé par un dispositif à semiconducteur en commutation. On utilise habituellement un transistor IGBT de faible temps de commutation pour minimiser les pertes de puissance IGBT [47].
- d'une commande du convertisseur générant un signal carré, de fréquence bien déterminée et de rapport cyclique à variable, permettant la commande de l'interrupteur du convertisseur. Ce signal de commande est issu d'un circuit qui est, en général, une commande de type "MPTT" (Maximum Power Point Tracking) [46], [36] et [33] dont le rôle essentiel est de poursuivre le point de puissance maximale (PPM) du générateur PV quelles que soient les conditions météorologiques et les variations de la charge.

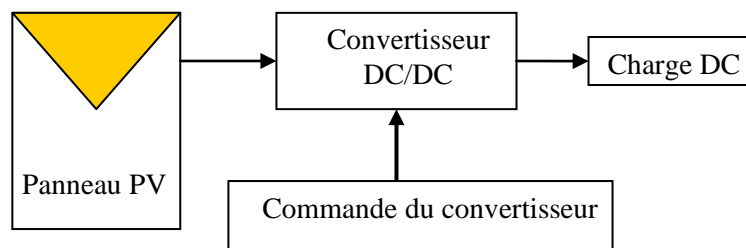


Figure 4.1: Schéma synoptique du système PV adapté par le convertisseur DC-DC (hacheur)

4.2.2 Structure des convertisseurs d'énergie Buck et Boost

4.2.2.1 Structure du convertisseur Boost

Sur la figue 4.2 nous avons représenté un système PV dont l'adaptation entre le générateur et la charge résistive R_S est réalisée par convertisseur DC-DC élévateur (boost).

Dans ce système :

- l'inductance et les capacités (L , C_e , C_S), si elles sont savamment calculée [47] et [48] permettent essentiellement de filtrer le courant et de minimiser le taux d'ondulation de la tension à l'entrée et à la sortie des convertisseurs [46] et [33]. La résistance R_L en série avec l'inductance représente la résistance du conducteur de bobinage et dépend du nombre de spires. En outre, le transfert d'énergie de l'entrée vers la sortie, se fait par l'intermédiaire de l'inductance L (ou d'un transformateur) qui stocke l'énergie $\left(\frac{LI_{pv}^2}{2}\right)$ sous forme magnétique puis la restitue au rythme du découpage (signal de commande). Le réglage de la tension de sortie se fait par action sur le temps de conduction de l'interrupteur (rapport cyclique).
- l'interrupteur du convertisseur est un transistor IGBT de puissance BUP202. Nous avons choisi de tel transistor puisqu'il présente des performances satisfaisantes [33], [47] et [49]: faibles pertes de puissance par commutation et présentation d'une résistance R_{Dson} très faible. Son dimensionnement sera détaillé dans la suite en fonction du courant I_{dmax} crête susceptible de le traverser et de la tension Emetteur - Collecteur V_{CEmax} à supporter.
- la diode D1 est une diode "roue libre". Elle permet d'évacuer l'énergie stockée dans la self pendant le blocage de l'interrupteur. Nous préférons une diode Schottky [33] et [48] de puissance dont la chute de tension à l'état passant est faible pour minimiser les pertes en conduction. Son choix se fait en fonction du courant I_d moyen, du courant I_{dmax} crête susceptible de la traverser et de la tension inverse V_R à supporter.

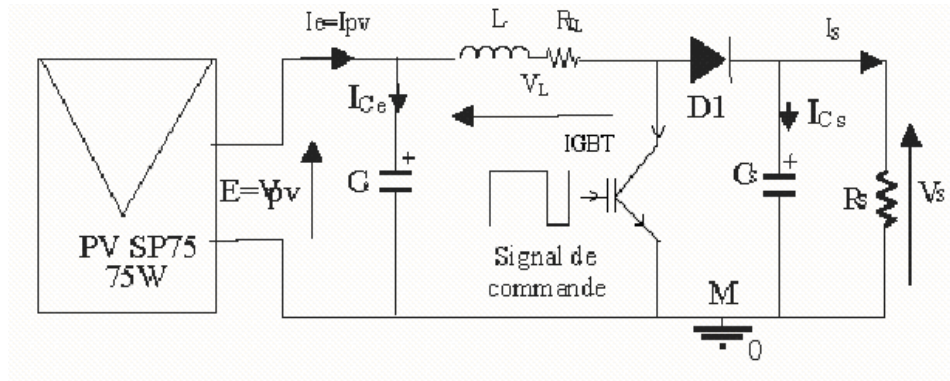


Figure 4.2: système PV formé par un générateur PV (SP75) convertisseur d'énergie "survolteur" et une charge résistive R_s

4.2.2.2 Structure du convertisseur Buck

Le système PV adapté par le convertisseur DC-DC de type abaisseur (buck) est représenté sur la figure 4.3. Le rôle des éléments réactifs (L , C_e , C_s), des interrupteurs (transistor IGBT et diode de roue libre) et la résistance R_L est le même comme dans le cas du convertisseur boost. En général, ce type de système PV correspond à toutes les applications 12 volts et très particulièrement au chargement d'une batterie [4-6].

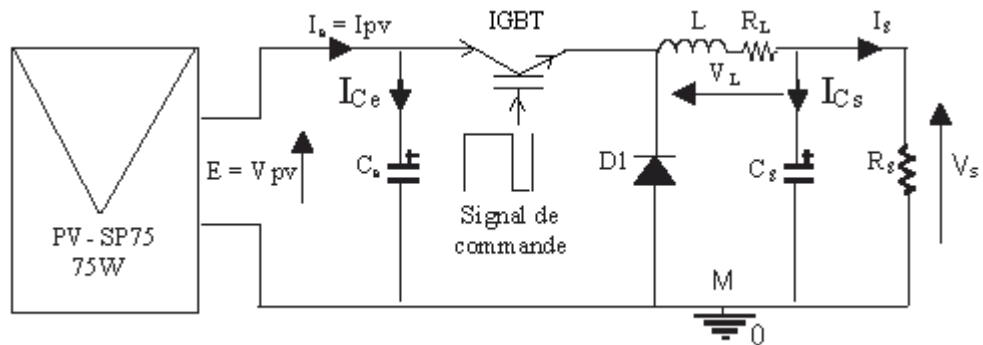


Figure 4.3: Système formé par un générateur PV (SP75), convertisseur d'énergie "dévolteur" et une charge résistive R_s .

4.2.3 Principe et régimes de fonctionnement des convertisseurs d'énergie

Les convertisseurs d'énergie DC-DC peuvent fonctionner en trois modes : régime continu, régime discontinu (interrompu) et critique. Il est alors nécessaire de dimensionner certains composants du convertisseur pour ne pas faire fonctionner ce dernier en mode interrompu.

Dans le chapitre 2, nous avons analysé les différents courants et tensions à l'entrée et à la sortie des convertisseurs buck et boost ainsi que les différents régimes de fonctionnement des convertisseurs. Dans la suite, nous mentionnons l'essentiel de ces

analyses : différents régimes, tension V_S (courant I_S) de sortie du convertisseur en fonction de la tension V_{pv} (courant I_{pv}) à l'entrée de convertisseur.

4.2.3.1 Convertisseur Boost

4.2.3.1.1 Régime continu

4.2.3.1.1.1 Définition

Le régime de fonctionnement est appelé continu lorsque le courant dans l'inductance n'a pas le temps de s'annuler. Dans ce mode de fonctionnement, nous avons représenté sur la figure 4-4, en présence des condensateurs C_e et C_s , la forme du signal de commande, de la tension de sortie $V_S(t)$, du courant dans l'inductance $I_L(t)$, du courant drain $I_D(t)$ dans le transistor et la tension aux bornes de l'inductance. Au cours du fonctionnement, la tension moyenne V_{Lmoy} aux bornes de l'inductance doit être nulle [3-24], [4-7], [4-4] et [4-8] ; nous pouvons donc écrire d'après la loi des aires (figure 4.4):

$$\alpha TV_{pv} = (1 - \alpha)T(V_S - V_{pv}) \quad (4-1)$$

A partir de cette dernière relation, nous déduisons :

$$V_S = \frac{V_{pv}}{1 - \alpha} \quad (4-2)$$

Cette équation montre que la tension V_S est fonction du rapport cyclique α et supérieure à celle d'entrée V_{pv} . Si nous admettons que la puissance échangée entre le générateur et la charge se conserve, nous pouvons écrire:

$$V_{pv}I_{pv} = V_S I_S \quad (4-3)$$

En tenant compte de l'équation (4.2) et (4.3), nous déduisons la relation entre le courant de sortie et celui d'entrée:

$$I_S = (1 - \alpha)I_{pv} \quad (4-4)$$

Cette dernière équation montre que le courant de sortie I_S est fonction du rapport cyclique et il est inférieur à celui d'entrée I_{pv} .

Notons que dans une installation PV, on rajoute les condensateurs C_e et C_s (figure 4.2) pour que la tension de sortie V_S (relation 4-17) et le courant I_S (relation (4-4)) se maintiennent à des valeurs constantes (avec une ondulation acceptable) même pendant la fermeture de l'interrupteur IGBT. Aussi, nous dimensionnons les composants du convertisseur pour que les tensions et courants à l'entrée et à la sortie présentent des faibles ondulations lors du passage de l'interrupteur de la fermeture à l'ouverture (et inversement).

En posant $Y = \frac{V_s}{V_{pv}}$ et à partir de la relation (4-2), nous déduisons :

$$Y = \frac{1}{1-\alpha} \quad (4-5)$$

L'expression (4-5) montre donc que ce rapport Y est constant pour un α donné: c'est le régime continu.

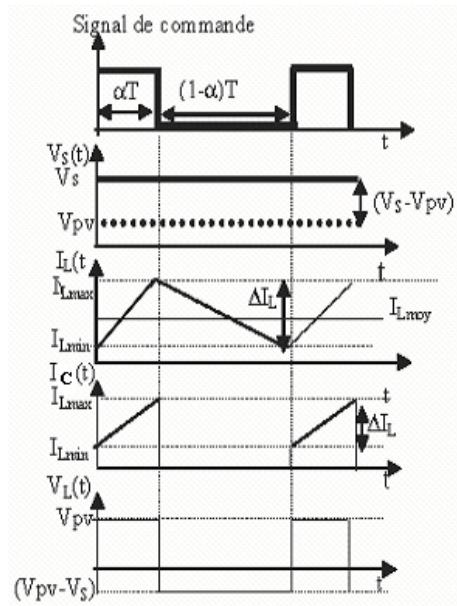


Figure 4.4 : Signal de commande et forme d'onde des différentes grandeurs électriques instantanées dans le convertisseur élévateur en mode de conduction continue en présence des condensateurs C_e et C_s

4.2.3.1.1.2 Ondulation à la sortie

Lorsqu'on filtre à la sortie par le condensateur C_s , la tension de sortie présente des ondulations. Dans ce paragraphe nous déduisons l'ondulation ΔV_s de cette tension en régime continu :

Pendant la fermeture du transistor ($0 < t < \alpha T$) on peut écrire:

$$V_L = V_{pv} = L \frac{dI_L}{dt} \quad (4-6)$$

Ou encore :

$$V_{pv} = L \frac{\Delta I_L}{\alpha T} \quad (4-7)$$

L'expression de l'ondulation du courant ΔI_L dans l'inductance est alors :

$$\Delta I_L = \alpha \frac{V_{pv}}{L f} \quad (4-8)$$

Les formes de courant dans l'inductance I_L , dans la diode I_D et de sortie I_s sont représentées sur la figure 4.5. L'ondulation de tension se déduit de l'équation différentielle régissant la tension de sortie V_s et le courant dans le condensateur I_s .

$$V_s = \frac{1}{C_s} \int I_{CS} dt + V_{s_0} = \frac{1}{C_s} \int (I_D - I_s) dt + V_{s_0} \quad (4-9)$$

où:

I_D : courant dans la diode,

I_{CS} : courant dans le condensateur de sortie C_s ,

V_{s_0} : tension de sortie déterminée à un instant donné.

Pendant la fermeture de l'interrupteur, le condensateur C_s se décharge à travers la charge R_s (la diode étant bloquée). Puisque la fréquence du signal de commande est importante, la phase de décharge du condensateur est rapide et le courant I_{CS} (ou I_s) est pratiquement constant.

Donc, à partir de la relation (4-9), nous déduisons:

$$V_s(t) = \frac{1}{C_s} \int (-I_s) dt + V_{s_0} \quad (4-10)$$

Ou encore,
$$V_s(t) = -\frac{I_s}{C_s} \alpha t + V_{s_0} \quad (4-11)$$

Puisque la variation de V_s est linéaire, nous pouvons déduire l'expression de l'ondulation ΔV_s sous la forme:

$$\Delta V_s = |V_s(t = \alpha T) - V_{s_0}| = \frac{I_s}{C_s} \alpha T = \frac{I_s}{C_s} \frac{\alpha}{f} \quad (4-12)$$

Nous remarquons que la tension de sortie (relation (4-9)) est linéaire lorsque le transistor est fermé (I_D est nul) et parabolique pendant l'ouverture du transistor (figure 4-5). Il apparaît donc une ondulation de la tension de sortie autour de la tension moyenne donnée par l'équation (4-2).

Nous pouvons alors déduire la valeur du condensateur C_s de sortie pour une ondulation fixée.

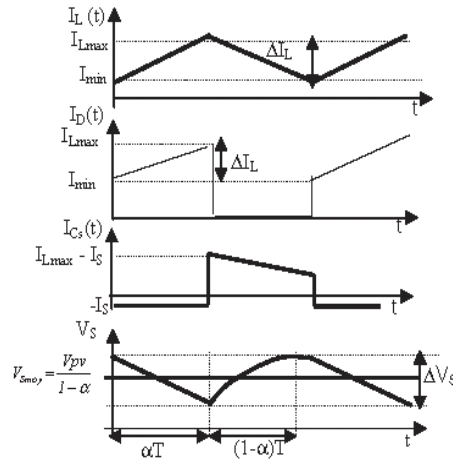


Figure 4.5: Formes de courant dans l'inductance, dans la diode I_D , en sortie I_S et forme de l'ondulation de la tension de sortie.

4.2.3.1.1.3. Ondulation à l'entrée

Le courant dans l'inductance peut être décomposé en courant continu I_{Lmoy} égal au courant d'entrée I_{pv} superposé à un courant alternatif I_{Lalt} (triangulaire):

$$I_L = I_{moy} + I_{Lalt} = I_{pv} + I_{Lalt} \quad (4-13)$$

Les auteurs des références [51], [48] et [52] ont analysé l'ondulation à l'entrée en considérant que le courant délivré par le générateur est quasiment constant (générateur de courant). Or, dans notre cas, cette hypothèse n'est pas tout à fait rigoureuse puisque le générateur PV n'est pas un générateur linéaire. Le courant I_{pv} peut subir des ondulations suite aux fluctuations de la tension V_{pv} . Ces ondulations du courant I_{pv} dépendent du taux d'ondulation de la tension V_{pv} et peuvent être minimisées si nous faisons un bon choix du condensateur C_e . Dans le cadre de nos simulations dans l'environnement Orcad-Pspice, nous avons vérifié que le courant I_{pv} est pratiquement constant. Le courant circulant dans le condensateur C_e est alors donné par:

$$I_{Ce} = I_{pv} - I_L \quad (4-14)$$

En tenant compte de la relation (4-13) nous pouvons écrire:

$$I_{Ce} = I_{Lalt} \quad (4-15)$$

Sur la figure 4.6, nous avons représenté la forme du courant dans l'inductance et à partir de la relation (4-15) nous avons déduit la forme du courant dans le condensateur. L'ondulation de tension se déduit de l'équation différentielle régissant la tension et le courant dans le condensateur. Nous pouvons écrire :

$$V_{pv} = \frac{1}{C_e} \int I_{C_e} dt + V_{pv_0} = \frac{-1}{C_e} \int I_{Lalt} dt + V_{pv_0} \quad (4-16)$$

où :

V_{pv_0} : tension à l'entrée à un instant donné

L'intégration sur une demi-période (figure 4.6) de l'équation (4-16), nous permet d'évaluer l'ondulation ΔV_{pv} de la tension d'entrée. Cette intégrale est égale à l'aire du triangle hachuré :

$$\Delta V_{pv} = \frac{1}{C_e} \left(\frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \right) \quad (4-17)$$

En tenant compte des expressions de l'ondulation ΔI_L du courant (relation (4-8)), l'expression de l'ondulation de la tension d'entrée peut se mettre sous l'expression :

$$\Delta V_{pv} = \frac{\alpha V_{pv}}{8LC_e f^2} \quad (4-18)$$

A partir de cette expression, nous pouvons déterminer la valeur du condensateur d'entrée pour une ondulation fixée.

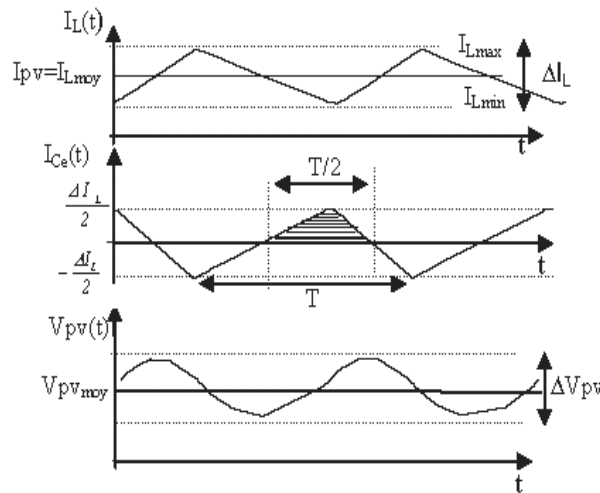


Figure 4.6 : Forme du courant dans l'induction, dans le condensateur d'entrée C_e et forme de l'ondulation de la tension d'entrée

4.2.3.1.1.4 Condition d'adaptation

A partir des équations (4-2) et (4-3) nous pouvons déduire en régime continu la résistance à la sortie du panneau PV (R_{pv}) en fonction de a et R_S :

$$R_{pv} = \frac{V_{pv}}{I_{pv}} = (1 - \alpha)^2 R_S \quad (4-19)$$

où encore,

$$R_S = \frac{R_{pv}}{(1 - \alpha)^2} \quad (4-20)$$

A partir de cette expression nous pouvons déduire l'expression du rapport cyclique α en fonction des résistance R_{pv} et R_S :

$$\alpha = 1 - \sqrt{\frac{R_{pv}}{R_S}} \quad (4-21)$$

Puisque le rapport cyclique α est inférieur à 1 ($\alpha < 1$), l'expression (4-21) montre que le convertisseur (figure 4.3) ne joue le rôle d'un élévateur que si la charge R_S remplit la condition suivante:

$$R_S > R_{pv} \quad (4-22)$$

Dans le cas du panneau SP75, lorsque l'éclairement varie de 200 à 1000 W/m² à une température 25°C, la résistance optimale R_{pv} du panneau varie de 23Ω à 3,85Ω. Donc, la charge R_S doit être supérieure à 23Ω (à 3,85Ω) pour un éclairement de 200 W/m² (1000 W/m²).

Compte tenu des l'équations (4-20) et (4-21), nous pouvons déduire que l'adaptation entre le générateur PV et la charge a lieu en variant le rapport cyclique α .

Dans les conditions optimales et pour une charge R_S donnée, la résistance à la sortie du panneau ($R_{pv} = R_{opt}$) et le rapport cyclique ($\alpha = \alpha_{opt}$) obéissent donc à l'équation :

$$R_{opt} = (1 - \alpha_{opt})^2 R_S \quad (4-23)$$

où encore:

$$\alpha_{opt} = 1 - \sqrt{\frac{R_{opt}}{R_S}} \quad (4-24)$$

4.2.3.1.2 Régime discontinu

Le mode de fonctionnement du hacheur est appelé discontinu lorsque le courant dans l'inductance a le temps de s'annuler au cours d'une période à un temps t_2 inférieur à

T ($t_2 < T$) [51], [48] et [52]. Les différentes formes d'onde sont représentées sur la figure 4.7.

Comme précédemment, nous supposons que la puissance fournie par le panneau est quasiment transférée à la charge [37] et [48] sans aucune perte, puisque aucune énergie n'est dissipée dans les autres composants purement réactifs (nous négligeons les pertes par conduction et par commutation dans le transistor IGBT et la diode ainsi que les pertes dans les résistances séries parasites).

Le courant débité par le panneau est aussi le courant moyen dans l'inductance. La conservation de la puissance et le courant moyen dans l'inductance, nous permettent de déduire :

$$I_{Smoy} = \frac{V_{pv}}{V_s} I_{moy} \quad (4-25)$$

$$I_{Lmoy} = \frac{V_{pv}\alpha}{2V_s L} t_2 \quad (4-26)$$

La tension V_{Lmoy} moyenne aux bornes de l'inductance doit être nulle [37] et [51]; comme précédemment, nous avons donc d'après la loi des aires (figure 3.7) :

$$I_{Smoy} = \frac{V_{pv}^2}{2fL} \frac{\alpha^2}{(V_s - E)} \quad (4-27)$$

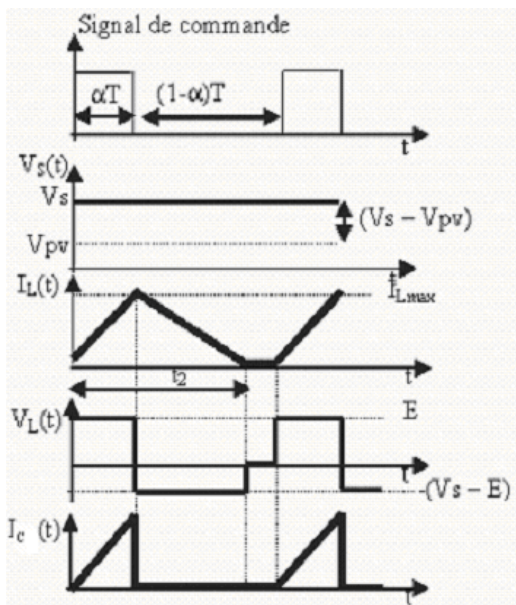


Figure 4.7: Signal de commande et forme d'onde des différentes grandeurs électriques dans le convertisseur élévateur en régime discontinu en présence des condensateurs

A partir de l'expression du courant I_S (équation 4-4), (paragraphe 4.2.3.1.1.1), nous pouvons déduire la relation donnant la variation du rapport $Y \left(Y = \frac{V_S}{V_{pv}} \right)$ en fonction du rapport cyclique α , du courant de sortie, de la tension d'entrée, de la fréquence et de l'induction L :

$$Y = 1 + \frac{\alpha^2}{2X} \quad (4-28)$$

où:

$$X = \frac{LfI_S}{V_{pv}}$$

Nous pouvons tracer sur la figure 4.8, la variation de Y en fonction de X pour plusieurs valeurs du rapport cyclique α en régime discontinu. Il apparaît que Y varie avec α et X . Sur la même figure nous avons représenté la variation de Y en fonction de X dans le cas du régime continu. Il apparaît que Y ne dépend que du rapport cyclique V .

4.2.3.1.3 Régime critique

Ce mode de fonctionnement marque la frontière entre les régimes discontinu et continu. Les relations (4-5) et (4-28) sont alors valables simultanément. En remplaçant α par son expression, nous déduisons:

$$I_S = \frac{V_{pv}^2 (V_S - V_{pv})}{2Lf V_S^2} \quad (4-29)$$

En posant:

$$X = \frac{LfI_S}{V_{pv}} \text{ et } Y = \frac{V_S}{V_{pv}}$$

Nous déduisons:

$$X = \frac{Y-1}{2Y^2} \quad (4-30)$$

En régime critique, nous avons tracé sur la figure 4.8, la variation de Y en fonction de X . nous déduisons la caractéristique du régime critique qui sépare les régimes continu et discontinu. Cette caractéristique présente un maximum au point X_0 tel que :

$$\left. \frac{dX}{dY} \right|_{X_0} = 0.$$

Soit alors :

A partir de la figure 4.8, nous pouvons déterminer la valeur de l'inductance pour que le hacheur fonctionne en régime continu [33]. Ceci est réalisé lorsque X est supérieur à $0,125$ quelle que soit la valeur de α .

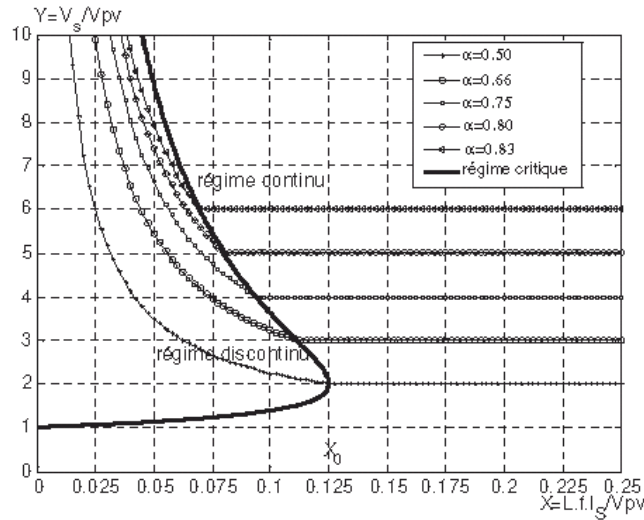


Figure 4.8: simulation de Y en fonction de X dans les trois cas du régime de fonctionnement d'un hacheur survolteur: continu, discontinu et critique.

4.2.3.2 Convertisseur Buck

4.2.3.2.1 Régime continu

4.2.3.2.1.1 Définition

Comme dans le cas du convertisseur boost, le régime est dit continu lorsque le courant I_L dans l'inductance ne s'annule jamais. Dans ce mode de fonctionnement, nous avons représenté sur la figure 4.9, en présence des condensateurs C_e et C_s , les différentes tensions et courants dans le convertisseur.

Au cours d'une période, la tension V_{Lmoy} moyenne aux bornes de l'inductance doit être nulle [33], [37], [51] et [49]. D'après la loi des aires, nous pouvons écrire:

$$V_S = \alpha V_{pv} \quad (4-31)$$

Nous admettons que la puissance échangée entre le générateur et la charge se conserve alors nous pouvons écrire pendant la fermeture du transistor IGBT:

$$I_S = \frac{I_{pv}}{\alpha} \quad (4-32)$$

Les relations (4-31) et (4-32) montrent qu'en régime continu la tension V_S est inférieure à celle d'entrée et le courant I_S est supérieur à celui d'entrée I_{pv} .

Dans une installation PV, on rajoute les condensateurs C_e et C_s (figure 4.3) pour que la tension de sortie V_s (relation 4-31) et le courant I_s (relation 4-32) se maintiennent, à des valeurs constantes, même pendant l'ouverture de l'interrupteur IGBT. Aussi, nous dimensionnons les composants du convertisseur pour que les tensions et courants à l'entrée et à la sortie présentent des faibles ondulations lors du passage de l'interrupteur de la fermeture à l'ouverture (et inversement).

Donc, en régime continu, le rapport $Y = \frac{V_s}{V_{pv}}$ est constant et ne dépend que de la valeur de α .

$$Y = \alpha \tag{4-33}$$

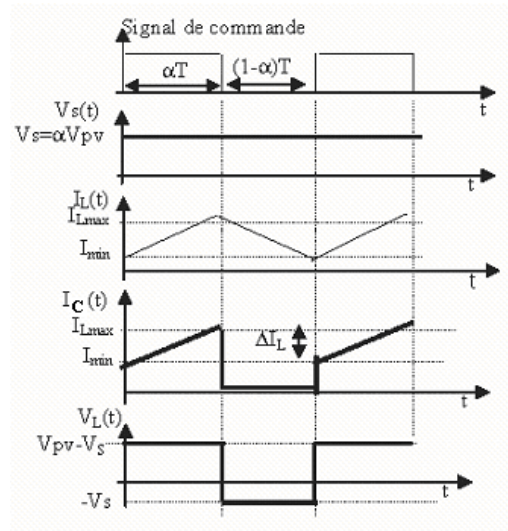


Figure 4.9: Signal de commande et forme d'onde des différentes grandeurs électriques dans le convertisseur abaisseur en régime continu et en présence des condensateurs C_e et C_s .

4.2.3.2.1.2 Ondulation à la sortie

Le courant dans l'inductance peut être décomposé en courant continu I_{Lmoy} , égal au courant de sortie I_s , et un courant alternatif I_{Lalt} :

$$I_L = I_{Lmoy} + I_{Lalt} = I_s + I_{Lalt} \tag{4-34}$$

Les ondulations du courant de sortie I_s dépendent du taux d'ondulation de la tension V_s . Nous avons vérifié que le courant I_s est pratiquement constant en faisant un bon choix du condensateur C_s . Le courant circulant dans le condensateur C_s est donné en tenant compte de (4-34) par :

$$I_{Cs} = +I_{Lalt} \tag{4-35}$$

Sur la figure 4.10, nous avons représenté la forme du courant dans l'inductance. A partir de cette représentation de I_L et la relation (4-35) nous avons déduit la forme du courant dans le condensateur C_S .

L'ondulation de la tension à la sortie du buck se déduit de l'équation différentielle régissant la tension et le courant dans le condensateur C_S . Elle est égale à l'aire du triangle hachuré [44] et représentée sur la figure 4.10:

$$\Delta V_s = \frac{1}{8Lf^2C_s} V_s (1-\alpha) \quad (4-36)$$

Pour une valeur acceptable de l'ondulation fixée par l'utilisateur, nous pouvons déduire la valeur du condensateur C_S .

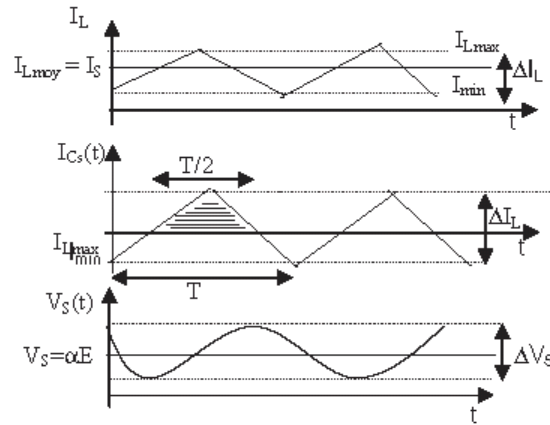


Figure 4.10: Forme du courant dans l'inductance, dans le condensateur de sortie C_S et forme de l'ondulation de la tension de sortie

4.2.3.2.1.3 Ondulation à l'entrée

L'ondulation dans l'inductance est donnée par l'équation différentielle régissant le courant dans l'inductance.

Pendant la fermeture du transistor ($0 < t < \alpha T$) on peut écrire:

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (4-37)$$

Ou encore,
$$V_L = V_{pv} - V_s = L \frac{\Delta I_L}{\alpha T} \quad (4-38)$$

L'ondulation du courant dans l'inductance est donc:

$$\Delta I_L = \alpha(1-\alpha) \frac{V_{pv}}{Lf} \quad (4-39)$$

Comme dans le cas du boost, le courant I_{pv} peut subir des ondulations suite aux fluctuations de la tension V_{pv} . Ces ondulations sont minimisées en faisant un bon choix du condensateur C_e et dès lors nous pouvons considérer le courant I_{pv} pratiquement constant. Le courant circulant dans le condensateur C_e est alors donné par:

$$I_{C_e} = I_{pv} - I_{CE} \quad (4-40)$$

avec :

I_{CE} : courant dans le transistor IGBT.

A partir de la forme du courant I_{DS} dans le transistor (figure 4.11) et la relation (4-40), nous pouvons déterminer la forme du courant I_{C_e} dans le condensateur d'entrée (figure 4.11).

L'ondulation de tension d'entrée ΔV_{pv} se déduit de l'équation différentielle régissant la tension et le courant dans le condensateur C_e . La forme de cette ondulation est représentée sur la figure 4.11 et donnée [44] par:

$$\Delta V_{pv} = V_{pv}(T) - V_{pv}(\alpha T) = \frac{1}{C_e} \int_{\alpha T}^T I_{pv} dt \quad (4-41)$$

d'où:

$$\Delta V_{pv} = \frac{I_{pv}}{C_e} (1 - \alpha) T \quad (4-42)$$

Nous pouvons alors déduire la valeur du condensateur C_e pour une ondulation fixée.

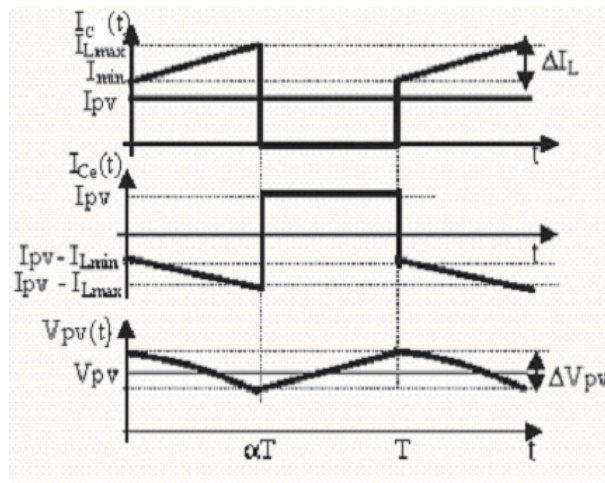


Figure 4.11: Forme de courant dans le transistor, en sortie IS et forme de l'ondulation de la tension d'entrée.

4.2.3.2.1.4 Condition d'adaptation

Comme dans le cas du convertisseur boost, la résistance R_{pv} à la sortie du panneau PV peut donc s'écrire en fonction de R_S suivant l'équation:

$$R_S = \alpha^2 R_{pv} \quad (4-43)$$

A partir de cette expression, nous pouvons déduire l'expression du rapport cyclique α en fonction de la résistance R_{pv} et R_S :

$$\alpha = \sqrt{\frac{R_S}{R_{pv}}} \quad (4-44)$$

Puisque le rapport α est inférieur à 1 ($\alpha < 1$), alors l'expression (4-44) montre que le convertisseur (figure 4.3) joue le rôle d'un abaisseur lorsque la charge R_S remplit la condition suivante :

$$R_S = R_{pv} \quad (4-45)$$

Le fonctionnement optimal du panneau SP75 nécessite une charge R_S inférieure à 23Ω ($3,85\Omega$) pour un éclairement de 200 W/m^2 (1000 W/m^2).

Compte tenu des équations (4-44) et (4-45), nous pouvons déduire que l'adaptation entre le générateur PV et la charge a lieu en variant le rapport cyclique α . Dans les conditions optimales et pour une charge R_S donnée, la résistance à la sortie du panneau ($R_{pv}=R_{opt}$) et le rapport cyclique ($\alpha=\alpha_{opt}$) obéissent donc à l'équation :

$$R_{opt} = \frac{1}{(\alpha_{opt})^2} R_S \quad (4-46)$$

où encore :

$$R_{opt} < \sqrt{\frac{R_S}{\alpha_{opt}}}$$

4.2.3.2.2 Régime discontinu

Le mode de fonctionnement du hacheur est appelé discontinu [51] et [49] lorsque le courant dans l'inductance a le temps de s'annuler au cours d'une période à un temps t_2 inférieur à T . les différentes formes d'onde sont représentées sur le schéma de la figure 4.12.

Le courant moyen dans la charge I_S (de sortie) est aussi le courant moyen dans l'inductance [51] et [48]. Le courant moyen I_S est alors :

$$I_S = \frac{(V_{pv} - V_S)}{2L} \alpha t_2 \quad (4-47)$$

La tension V_{Lmoy} moyenne aux bornes de l'inductance doit être nulle [37], [48] et [4-9], nous avons donc d'après la loi des aires (figure 4.8).

$$t_2 = \frac{\alpha T V_{pv}}{V_S} \quad (4-48)$$

En tenant compte des relations (4-47) et (4-48), l'expression du courant en régime discontinu s'écrit :

$$I_S = \frac{\alpha^2 T V_{pv}}{2L V_S} (V_{pv} - V_S) \quad (4-49)$$

En tenant compte de la fréquence du signal de commande $\left(f = \frac{1}{T}\right)$, la relation (4-49) s'écrit :

$$I_S = \frac{\alpha^2}{2fL} V_{pv} \left(\frac{V_{pv} - V_S}{V_S}\right) \quad (4-50)$$

A partir de l'équation (4-50), nous pouvons déduire la relation donnant la variation $Y \left(Y = \frac{V_S}{V_{pv}}\right)$ en fonction du rapport cyclique α et du paramètre X :

$$Y = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + 2X} \quad (4-51)$$

où:

$$X = \frac{LfI_S}{V_{pv}}$$

Nous avons tracé sur la figure 4.13 la variation de Y en fonction de X , pour plusieurs valeurs du rapport cyclique α en régime discontinu. Il apparaît que Y varie avec le paramètre X et le rapport cyclique. Sur la même figure nous avons tracé la variation de Y en fonction de X en régime continu. Il apparaît que Y ne dépend que du rapport cyclique α .

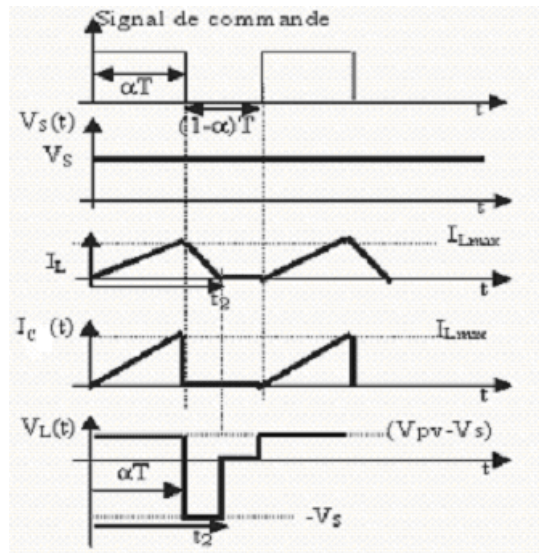


Figure 4.12: Signal de commande et forme d'onde des différentes grandeurs électriques dans le convertisseur abaisseur en régime discontinu

4.2.3.2.3 Régime critique

Ce mode de fonctionnement marque la frontière entre les régimes discontinu et continu. Les relations (4-33) et (4-51) sont alors valables simultanément [51] et [48]. Donc, en remplaçant α par son expression dans la relation (4-51), nous déduisons :

$$Y = \frac{Y^2}{Y^2 + 2X} \quad (4-52)$$

où encore :

$$X = \frac{1}{2}(Y - Y^2) \quad (4-53)$$

Nous avons tracé sur la figure 4.13 la variation de Y en fonction de X . Nous pouvons ainsi déduire la caractéristique qui marque la frontière entre les régimes continu et discontinu. Cette caractéristique présente un maximum au point X_0 , tel que :

$$\left. \frac{dX}{dY} \right|_{X_0} = 0$$

Soit alors :

$$X_0 = \frac{1}{8} = 0,125$$

A partir de la figure 4.13, nous déduisons que le hacheur buck fonctionne toujours en régime continu [33] lorsque X est supérieur à $0,125$ quelle que soit la valeur de α . A partir de cette dernière condition, nous pouvons alors déterminer la valeur de l'inductance L qui permet le fonctionnement en régime continu.

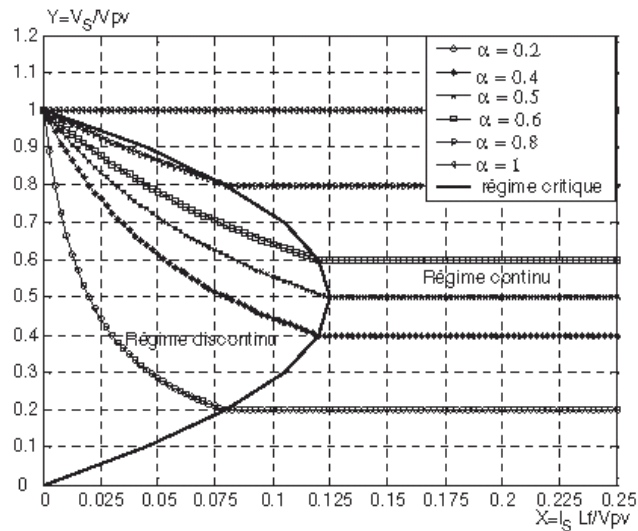


Figure 4.13: Simulation de Y en fonction de X dans les trois cas du régime de fonctionnement d'un hacheur dévolteur : continu, discontinu et critique

4.2.4. Dimensionnement des convertisseurs Boost et Buck

Le dimensionnement de chaque composant des convertisseurs boost ou buck est fonction de l'application et du type du générateur PV utilisé. Notre objectif est de réaliser, à partir d'un cahier de charges, un système PV adapté de moyenne puissance ($\approx 100\text{W}$) utilisant le panneau solaire SP75. Dans la suite, nous définissons notre cahier de charge ainsi que le dimensionnement de chaque élément des convertisseurs d'énergie.

4.2.4.1. Cahier de charges et objectifs

Le système PV adapté par le convertisseur Boost respectivement Buck à concevoir doit remplir les conditions de cahier de charges. Dans les deux cas des convertisseurs, la fréquence de hachage est fixée à 10 KHz et peut varier sur une plage de 10 KHz à 20 KHz . Nous avons choisi de travailler à cette fréquence relativement importante pour diminuer les dimensions des composants réactifs (capacités et inductance).

Dans le cas du convertisseur boost, le cahier de charges satisfait les conditions suivantes:

- le convertisseur fournit une tension réglable à la valeur souhaitée (dans notre cas inférieure à 100 V) à partir du panneau SP75, avec une ondulation résiduelle en tension de sortie ne dépassant pas 10 mV et en entrée ne dépassant pas 100 mV .
- le convertisseur fonctionne en conduction continue pour un courant de charge I_S qui varie de 0.3 A à 4.8 A (soit de 6% à 100% de sa valeur maximale). En

dessous de $0.3A$, l'utilisation du convertisseur n'est pas intéressante puisque son rendement est trop faible [36], [33] et [44]. Donc, la charge maximale R_{Smax} admissible est :

$$R_{Smax} = \frac{100}{0,3} = 300\Omega \quad (4-54)$$

- la charge R_S doit être supérieure à la résistance interne optimale R_{opt} $\left(R_{opt} = \frac{V_{opt}}{I_{opt}} \right)$ à un éclairement donné pour que le convertisseur effectue correctement son rôle [33] et [32]. le convertisseur doit être connecté très près du générateur PV (sur sa face arrière). Puisque les composants sont soumis à des températures variables, du fait de leur présence à l'extérieur, alors il faut prévoir des caractéristiques électriques de ces composants qui correspondent à des températures élevées par temps chaud.

Dans le cas du convertisseur buck, le cahier de charges satisfait les conditions suivantes:

- le convertisseur fournit une tension de $14V$ à partir du panneau solaire SP75,
- le courant minimal de sortie est de $0.3A$. L'ondulation résiduelle de la tension de sortie (d'entrée) ne dépasse pas $10mV$ ($100mV$).
- la charge R_S doit être inférieure à la résistance interne optimale R_{opt} $\left(R_{opt} = \frac{V_{opt}}{I_{opt}} \right)$ à un éclairement donné pour que le convertisseur effectue correctement son rôle d'abaisseur de tension.
- dans le cas du stockage d'énergie, la charge R_S est une batterie à plomb [50].

4.2.4.2. Dimensionnement des convertisseurs

Nous avons supposé que les tensions et courants d'entrée et de sortie du convertisseur sont constants. Cette hypothèse n'est pas tout à fait rigoureuse [44] et [37]. Il est alors possible d'évaluer le taux d'ondulation de ces grandeurs. A partir des relations établies lors de l'étude des régimes de fonctionnement des convertisseurs et du cahier de charges du paragraphe précédent, nous pouvons dimensionner les convertisseurs Boost et Buck.

Sur la table 4-1 sont représentées, en régime continu, les expressions qui permettent de déduire les valeurs de chaque éléments des convertisseurs (l'inductance L , le

condensateur de sortie C_S , le condensateur d'entrée C_e , ...). Dans chaque cas, nous nous plaçons dans la situation la plus défavorable du fonctionnement des convertisseurs. Dans les simulations, nous tenons compte de ces différentes valeurs calculées. Dans le cas de l'inductance.

	Convertisseur Boost	Convertisseur Buck
Inductance L	$L > \frac{X_0 V_{pv}}{I_{Smin} f}, X_0 = 0,125,$ $V_{pv} = 17,5V,$ $I_{Smin} = 0,3A$ $L > 0,73 \text{ mH}, \text{ soit } L \approx 80 \mu H$	$L > \frac{X_0 V_{pv}}{I_{Smin} f}, X_0 = 0,125,$ $V_{pv} = 17,5V,$ $I_S = 0,3A$ $L > 0,73 \text{ mH}, \text{ soit } L \approx 80 \mu H$
Condensateur C_S	$C_S > \frac{I_S}{\Delta V_S} \alpha, I_S = I_{Smax} = 4,41A,$ $\Delta V_S = 10 \text{ mV}$ $\alpha = 0,9 \text{ (cas défavorable)}$ $C_S > 396 \mu F.$	$C_S > \frac{V_S(1-\alpha)}{8Lf^2 \Delta V_S}, \Delta V_S = 10 \text{ mV} = 14A,$ $L = 80 \mu H$ $\alpha = 0,1 \text{ (cas défavorable):}$ $C_e > 196 \mu F.$
Condensateur C_e	$C_e > \frac{\alpha}{8Lf^2} \frac{1}{\frac{\Delta V_{pv}}{V_{pv}}}, \frac{\Delta V_{pv}}{V_{pv}} = 1\%,$ $\alpha = 0,9 \text{ (cas défavorable)}$ $C_e > 150 \mu F.$	$C_e > \frac{I_e}{\Delta V_{pv}} \frac{(1-\alpha)}{f}, I_e = I_{pv} = 4,41A,$ $\alpha = 0,1$ $\Delta E = 100 \text{ mV:}$ $C_e > 432 \mu F.$
Diode	<p>Dans les deux cas de convertisseurs, nous choisissons une diode de faible seuil à l'état passant pour minimiser la perte de puissance par conduction et de faible temps de commutation. Une diode Schottky de puissance [33], [44] s'avère à ce point de vue la plus satisfaisante. En outre, cette diode doit supporter un courant moyen en direct de 5A et une tension inverse de 100V.</p>	
Transistor de Commutation	<p style="text-align: center;"><u>Transistor IGBT</u></p> <p>Ces transistor sont les plus utilisés dans le domaine des faibles et moyennes puissances (quelques kW) [33], [47]. Dans notre cas, nous utilisons le transistor BUP202 caractérisé [44], [37] par:</p> <p>N-channel, $I_C = 28A$ $V_{CE} = 100V$, $R_{CE} = 77m\Omega$,</p>	

Tableau 4-1 : Dimensionnement des convertisseurs Boost et Buck en régime de conduction continue pour une fréquence de hachage $f = 10 \text{ KHZ}$ et un générateur PV "SP 75".

4.3. Analyse du fonctionnement des convertisseurs dans l'environnement Orcad-Pspice

Nous avons implanté les systèmes PV des figures 4.2 et 4.3 dans l'environnement OrcadPspice en considérant les paramètres du tableau 4-1. Ensuite, nous avons analysé l'adaptation du générateur PV SP75, pour un éclairement de 1000W/m^2 à 25°C et étudié l'effet de la charge résistive (R_S) et du rapport cyclique du signal commandant les convertisseurs sur les grandeurs électriques (courant, tension, puissance,...) à l'entrée et à la sortie des convertisseurs.

Pour réduire le temps des simulations, les interrupteurs des convertisseurs sont commandés par un générateur d'impulsion délivrant un signal de fréquence 10 KHZ et de rapport cyclique variable.

4.3.1. Convertisseur survolteur (Boost)

4.3.1.1. Caractéristiques électriques typiques du système PV

Pour un éclairement de 1000 W/m^2 constant à la température de 25°C et lorsque le système est fermé par une charge résistive ($R_S=50\Omega$), nous avons simulé, dans l'environnement Orcad-Pspice, le fonctionnement du système PV de la figure 4.2 en fixant un rapport cyclique $\alpha=0,71$. L'analyse temporelle nous a permis d'obtenir les résultats typiques de la tension et du courant (figures 4.14 et 4.15), à l'entrée et à la sortie du convertisseur. Il apparaît que :

- après un régime transitoire de 20 ms au début de la conversion, le régime permanent est atteint. Ce régime transitoire des tensions et courants correspond à une durée de l'ordre de grandeur d'une période d'oscillation du circuit LC_e ($t = 2\pi\sqrt{LC_e}$) [37];
- la tension se stabilise à la valeur de 17V (58V) à l'entrée (sortie) du convertisseur survolteur. Nous remarquons bien le comportement élévateur du convertisseur. Par la présence de la capacité de filtrage C_S , la tension de sortie se stabilise autour de la valeur moyenne qui est donnée par l'expression (4-17) :
- le courant se stabilise à la valeur de 4,4A (1,12A) à l'entrée (sortie) du convertisseur survolteur. Ces valeurs montrent que la courant de sortie obéit bien à la relation (4-4).

Sur la figure 4.16, nous avons représenté le tracé typique des puissances à l'entrée et à la sortie du convertisseur en fonction du temps. La puissance d'entrée (sortie) se stabilise à 75W (70W). Dans ce cas, le rendement du convertisseur survolteur est de l'ordre de 93,5

%. Les pertes de puissances (5W) (soit 6,6%) sont attribuées en grande partie aux pertes par commutation et conduction dans le transistor IGBT, par conduction dans la diode de roue libre et dans la self par pertes magnétiques.

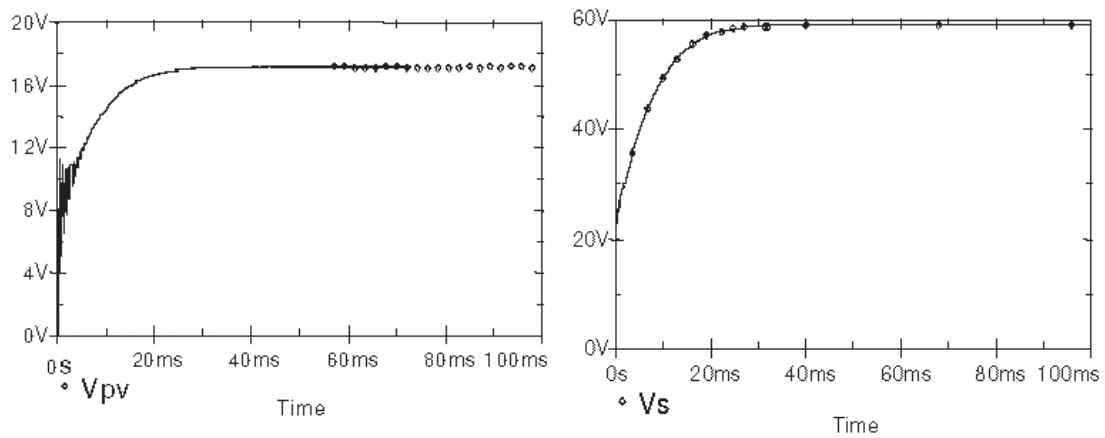


Figure 4.14: Simulation typique des tensions d'entrée V_{pv} et de sortie V_S du convertisseur survolteur en fonction du temps lorsque : $\alpha = 0,71$, $R_S = 50\Omega$, éclairement = $1000W/m^2$ à $25^\circ C$.

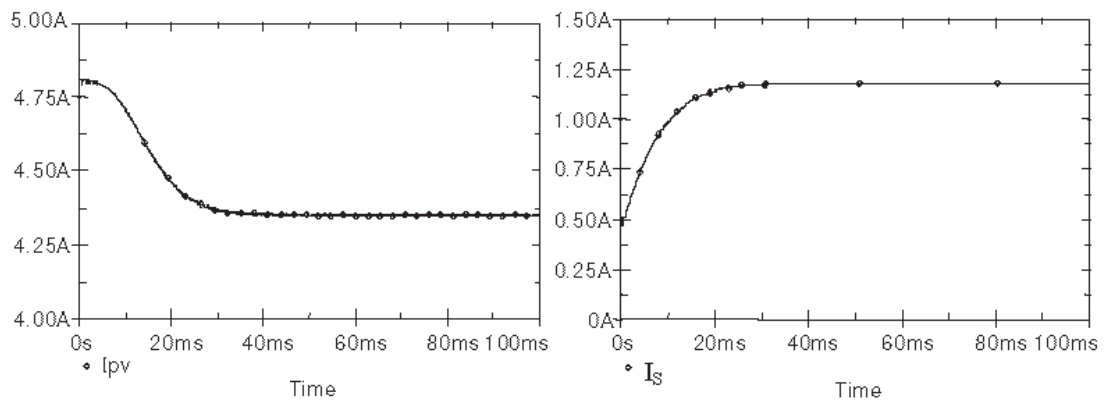


Figure 4.15: Simulation des courants d'entrée I_{pv} et de sortie I_S du convertisseur survolteur en fonction du temps lorsque : $\alpha = 0,71$, $R_S = 50\Omega$, éclairement = $1000W/m^2$ à $25^\circ C$

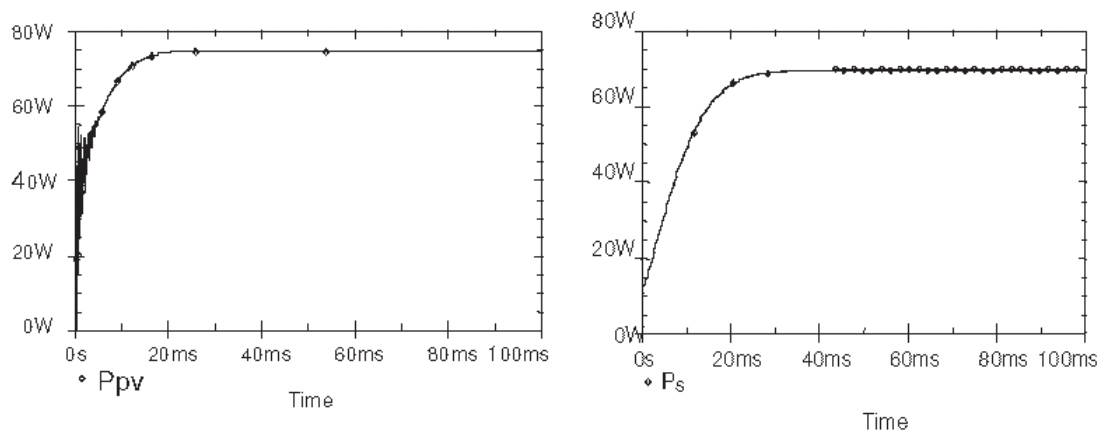


Figure 4.16: Simulation typique des puissances d'entrée P_{pv} et de sortie P_S du convertisseur survolteur en fonction du temps lorsque : $\alpha = 0,71$, $R_S = 50\Omega$, éclairement = $1000W/m^2$ à $25^\circ C$.

4.4 Adaptation des systèmes PV par une commande MPPT

4.4.1 Généralités

Dans les paragraphes précédents, nous avons montré pour qu'un générateur photovoltaïque (PV) fonctionne dans les conditions optimales, il doit être doté d'un quadripôle d'adaptation. Ce quadripôle peut être un convertisseur DC-DC survolteur ou dévolteur selon les applications. Lorsque le système alimente une charge résistive et les contraintes extérieures changent (éclairage et température) [44] et [32], l'adaptation du générateur PV à la charge peut se faire par le biais du convertisseur en réglant le rapport cyclique du signal commandant l'interrupteur du convertisseur. Le problème qui se pose est de concevoir une approche d'adaptation (commande MPPT: Maximum Power Point Tracking) qui permet d'ajuster ce rapport cyclique d'une manière automatique à sa valeur optimale en fonction des instabilités météorologiques ou variations de la charge qui peuvent survenir à tout moment.

4.4.2 Schéma synoptique du système PV

Sur la figure 4.17 est représenté le schéma synoptique d'un système PV qui est dans notre cas de moyenne puissance (100W) et alimente une charge résistive (R_S):

- le générateur PV est celui déjà implanté dans l'environnement Orcad-Pspice (SP75) [3-1], [3-4] et [4-10] selon la procédure de symbolisation décrite dans le chapitre IV; Ce panneau SP75 constitué de 36 cellules photovoltaïques élémentaires peut délivrer dans les conditions standards de test (CST) une puissance de 75W, un courant de 4,41A sous une tension optimale de 17V.
- le quadripôle d'adaptation est un convertisseur d'énergie de type dévolteur (abaisseur) pour des applications 12V à 14V et survolteur (élevateur) pour des applications nécessitant des tensions supérieures à 17V [15].
- La commande MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) est un organe du système PV et permet de chercher le point de fonctionnement optimal du générateur PV qui dépend des conditions météorologiques et de la variation de la charge [44], [32] et [55]. Son principe de régulation est basé sur la variation automatique du rapport cyclique α à la valeur adéquate de manière à maximiser continuellement la puissance à la sortie du panneau PV. Dans ce contexte nous étudions la conception et le fonctionnement d'une commande analogique, fonctionnant à 10KHz, de manière à ce que la puissance optimale délivrée par le

panneau solaire soit quasiment transférée à la charge de façon automatique qu'elle que soit l'intensité d'éclairement et la valeur de la charge.

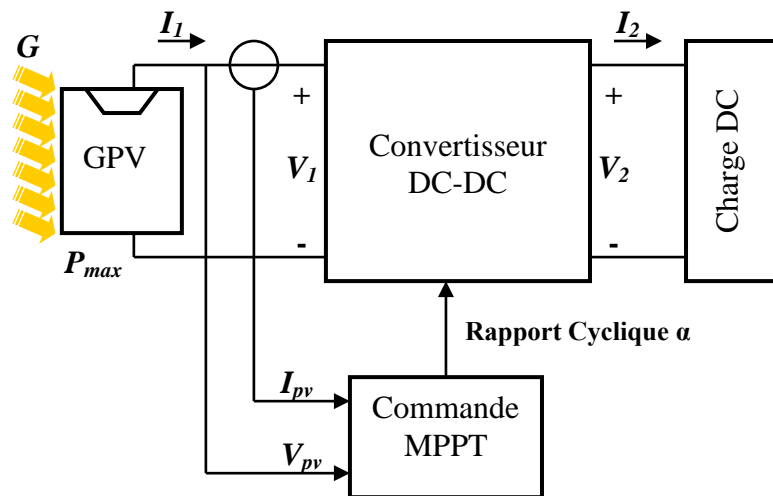


Figure 4.17: Schéma synoptique du système PV dont le fonctionnement est contrôlé par une commande MPPT.

4.4.3. Convertisseur d'énergie

Les schémas électriques des convertisseurs d'énergie figures 4.18 et 4.19, analysés et dimensionnés dans le paragraphe 4.2.2, sont commandés par un signal modulé en largeur d'impulsion (MLI) qui permet de commander, en fonction du temps, les interrupteurs des convertisseurs est représenté sur la figure 4.20. Ce signal est délivré par la commande MPPT analysée au cours de ce travail.

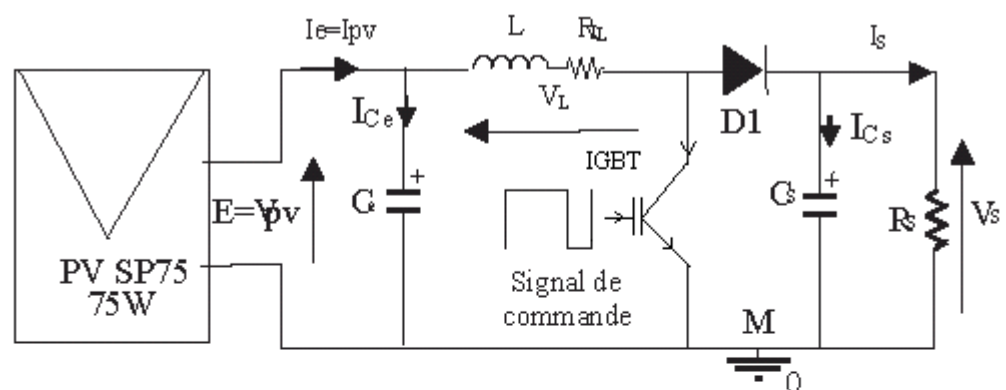


Figure 4.18: Système PV formé par un générateur PV, convertisseur "Survolteur" et une charge (R_s)

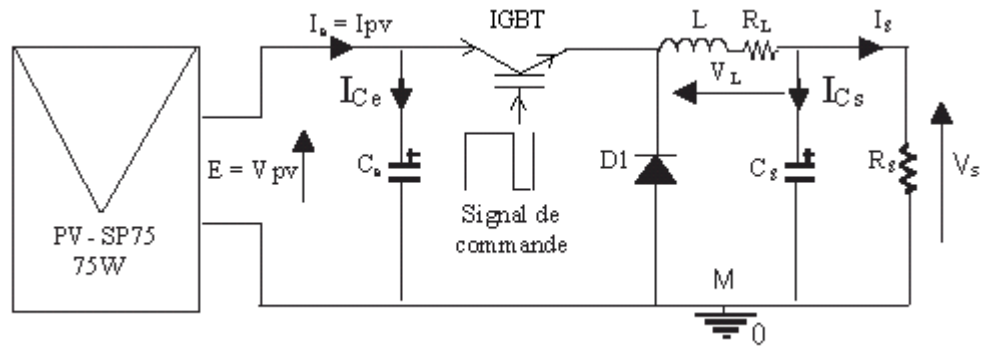


Figure 4.19: Système PV formé par un générateur PV, convertisseur "dévolteur" et une charge (R_S)

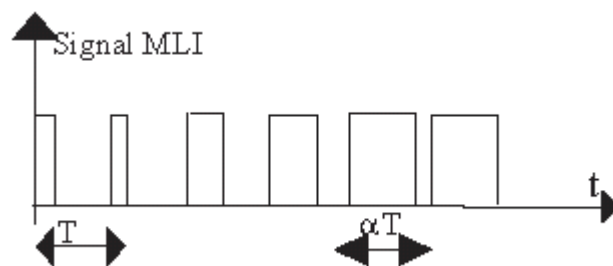


Figure 4.20: Signal commandant l'interrupteur des convertisseurs survolteur et dévolteur

4.4.4 Commande MPPT analogique

Dans le chapitre 3 nous avons montré que, pour une puissance incidente W_1 , la puissance optimale transférée à la charge ne pourrait être maximale que pour un rapport cyclique bien défini (α_{1opt}) (point PPM1 sur la figure 4.21-A). Si la puissance incidente change (W_2), alors ce point de puissance maximale est le point PPM2 et le point de fonctionnement du générateur PV est le point Pf (figure 4.21-A) [33], [36] et [56]. Pour converger vers le nouveau point PPM2, il faut ajuster le rapport cyclique α à la valeur α_{2opt} . Il en sera de même lorsque la charge R_S change (figure 4.21-B) : le point de puissance maximale dévie de sa position optimale (PPM1); pour converger vers ce PPM1, il faut agir sur le rapport cyclique α . Donc, dans un système photovoltaïque indépendant et autonome, cette régulation doit être réalisée automatiquement afin de poursuivre le point de fonctionnement optimal. En pratique, cette régulation est effectuée par la commande MPPT (figure 4.17).

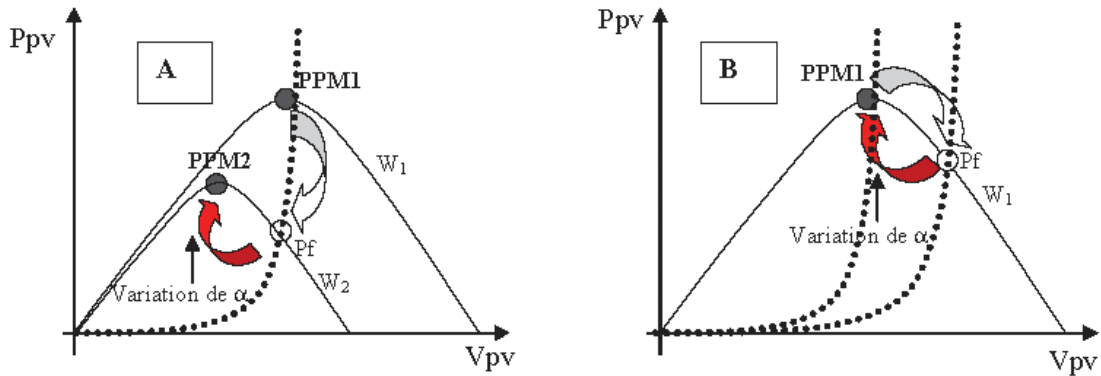


Figure 4.21: Fluctuation du point de puissance maximale avec l'intensité d'éclairement et la charge R_s .

A : variation de l'éclairement, B: variation de la charge;

W_1, W_2 : puissance de l'éclairement;

P_f : point de fonctionnement du générateur PV;

(—) : puissance à la sortie du générateur PV;

(....) : puissance fixée par la charge (R_{pv}) du générateur PV $\left(P_{pv} = \frac{V_{pv}^2}{R_{pv}} \right)$

4.4.5 Schéma synoptique et principe de fonctionnement

Sur la figure 4.22, nous avons représenté le schéma synoptique d'une commande MPPT analogique répondant à notre cahier de charge. Cette commande est caractérisée par sa simplicité de réalisation et son faible coût [36] et [33]. En plus elle pourrait fonctionner à hautes fréquences de découpage (supérieurs à 0,1 MHz). Cette commande MPPT analogique utilise directement le courant et la tension du panneau photovoltaïque pour chercher le point de fonctionnement correspondant à la puissance maximale [36] et [33]. Les différents composants qui la constituent sont :

- Une résistance shunt (R_{shunt}) de quelques milli ohms ($20 \cdot 10^{-3} \Omega$) connectée entre la masse et le pôle moins du panneau [33]. Dans notre cas, cette résistance doit supporter un courant de 4,41A. La puissance dissipée à ses bornes est alors de quelques milliwatts. La tension à ses bornes est l'image du courant I_{PV} fourni par le générateur PV :

$$V = -R_{shunt} * I_{PV} = -20 \cdot 10^{-3} I_{PV} \tag{4-55}$$

Vu la faible valeur de cette résistance, la chute de la tension à ses bornes est très faible. D'où la nécessité d'utiliser un amplificateur opérationnel pour amplifier cette chute de tension.

- Un amplificateur opérationnel monté en inverse de gain K de l'ordre de 20, pour ramener la tension V presque à 1V afin que celle-ci soit accessible à l'entrée du multiplieur analogique. la tension de sortie de l'inverseur est :

$$V = K.R_{shunt} * I_{PV} = 0,4 I_{PV} \quad (4-56)$$

- Un pont de deux résistances R_1 et R_2 qui permettent de prélever une fraction de la tension V_{PV} du générateur PV (une fraction de 1V est généralement suffisante). La tension maximale du panneau ne peut dépasser 22V. Nous prenons donc le pont diviseur dans un rapport de 1/22. La tension prélevée V_P est donc donnée par :

$$V_P = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{PV} = \frac{V_{PV}}{22} \quad (4-57)$$

- Un multiplieur analogique qui délivre à sa sortie, à une constante près C , le produit du courant I_{PV} et de tension V_{PV} . Ce produit est donc l'image de la puissance instantanée du panneau PV :

$$V_{mul} = C * I_{PV} * V_{PV} \quad (4-58)$$

Ce multiplieur doit être choisi de façon qu'il soit de bonne réfection des deux signaux d'entrée et que seul le produit apparaisse à la sortie,

- Deux intégrateurs RC : un rapide de constante de temps τ_1 et l'autre lent de constante de temps τ_2 . A un instant t quelconque, l'intégrateur rapide produit à sa sortie une tension Pr homogène à la puissance fournie par le panneau et l'intégrateur lent produit à sa sortie la puissance Pl qui est la même que Pr mais à instant $t+dt$ (puissance retardée). Donc, à un instant quelconque, la puissance Pr est supérieur (inférieur) à Pl lorsqu'il s'agit d'une augmentation (diminution) de puissance à la sortir du panneau.
- Un comparateur (1) qui compare à chaque instant t la puissance Pr à celle retardée Pl . Si la puissance à la sortie du panneau augmente (diminue), le comparateur bascule vers son état haut (bas),
- Une bascule JK montée en bascule T (flip-flop) dont la sortie Q change d'état à chaque front descendant du signal d'horloge qui est la sortie du comparateur (1). Dans l'environnement Orcad-Pspice, l'amplitude de la tension de sortie des circuits numériques n'atteint pas la valeur d'alimentation ($+V_{CC}$). Pour ce faire,

nous avons intercalé à la sortie de la bascule un amplificateur opérationnel en montage non-inverseur pour que la tension de sortie varie entre 0 et $+V_{CC}$.

- Un intégrateur (R_0 , C_0) dont le condensateur se charge et se décharge lentement. Lorsque la bascule T bascule à l'état haut (bas), la tension à la sortie de l'intégrateur augmente (diminue) lentement.
- Un comparateur (2) permettant de générer à sa sortie une tension rectangulaire modulée en largeur (rapport cyclique variable : signal MLI). Ceci est le résultat de la comparaison (Figure 4.23) entre le signal à la sortie de l'intégrateur (V_{ref}) et celui généré par un générateur triangulaire, ou en dent de scie, de fréquence fixée par le fonctionnement du convertisseur (dans notre cas 10KHz). Lorsque la tension V_{ref} augmente (diminue), le rapport cyclique α augmente (diminue). En tenant compte des analyses faites au paragraphe 4.3, nous avons conclu que les variations de la tension V_{ref} induisent, pour un éclairage et température donnés, le déplacement du point de fonctionnement sur la caractéristique puissance-tension (figure 4.24).
- Un driver dont le rôle est de transmettre, sans déformation, le signal modulé en largeur à l'interrupteur (transistor IGBT) commandant le convertisseur d'énergie [32] et [48].

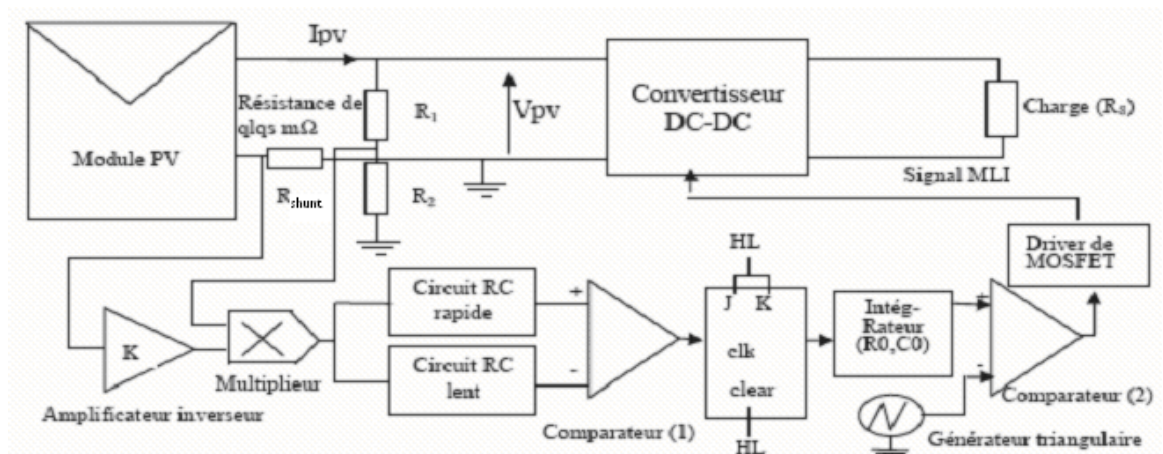


Figure 4.22 : Schéma synoptique de la commande MPPT analogique.

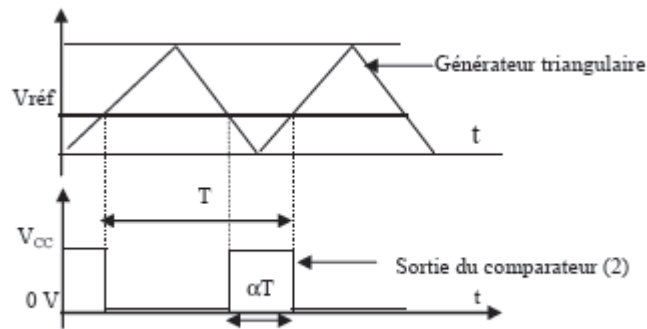


Figure 4.23 : Génération d'un signal carré à la sortie du comparateur (2)

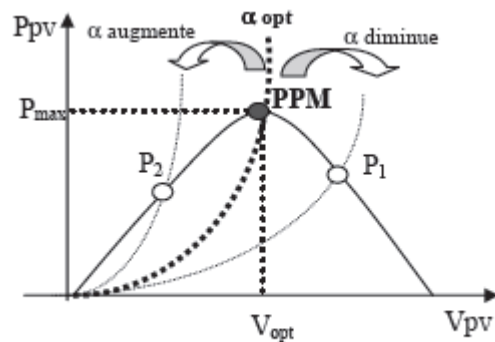


Figure 4.24 : variation de puissance instantanée (P_1, P_2) en fonction de la variation du rapport cyclique α .
 (———) puissance fourni par le générateur PV.
 (- - - - -) puissance fixée par la charge et le convertisseur ($P_{pv} = V_{pv}^2 / R_{pv}$) et dépendante du rapport cyclique α .
 PPM : Point de puissance maximale.

4.5 Simulation du fonctionnement électrique d'un système photovoltaïque

Dans ce paragraphe nous analysons, dans l'environnement Orcad-Pspice, le fonctionnement d'un système PV adapté par un convertisseur hacheur de type boost (survolteur) et buck (dévolteur). Tenant compte de la commande MPPT en fonction de l'éclairement. Dans notre cas, puisque le générateur PV est celui déjà symbolisé et analysé dans l'environnement Orcad-Pspice (paragraphe 5.1. chapitre 3) alors la valeur de la charge doit être supérieure à $3,85\Omega$ pour un éclairement de 1000 W/m^2 et supérieure à 23Ω pour un éclairement de 200 W/m^2 .

4.5.1 Système photovoltaïque adapté par un hacheur de type élévateur

4.5.1.1 Courants, tension et puissance dans le système PV

Sur la figure 4.25 nous avons représenté, pour un éclairement constant de 1000 W/m^2 et une température de 25°C , les résultats typiques de simulation dans l'environnement Orcad des caractéristiques électriques à la sortie du panneau et à la sortie du hacheur de type élévateur contrôlé par la commande MPPT analogique de la figure 4.23. Il apparaît que:

- Après un régime transitoire de durée 50 ms, la commande MPPT fait osciller le point de fonctionnement autour du point du PPM.

- Les différentes grandeurs électriques (puissances, tensions et courants) se stabilisent autour des valeurs fixées par note cahier de charge:
 - la puissance fournie par le générateur PV se stabilise autour de 75W et celle fournie à la charge autour de 68W.
 - à la sortie du panneau, la tension et le courant se stabilisent respectivement autour de 17V et 4,4A.
 - au niveau de la charge, la tension et le courant se stabilisent respectivement autour de 58V et 1,1A.

Notons que la différence entre puissance à la sortie du panneau et celle fournie à la charge reste dans la limite de 6 watts. Ces pertes sont donc attribuées aux pertes par commutation et par conduction dans le transistor IGBT [3-19] et [4-3], dans la diode et dans les différents composants de la commande MPPT.

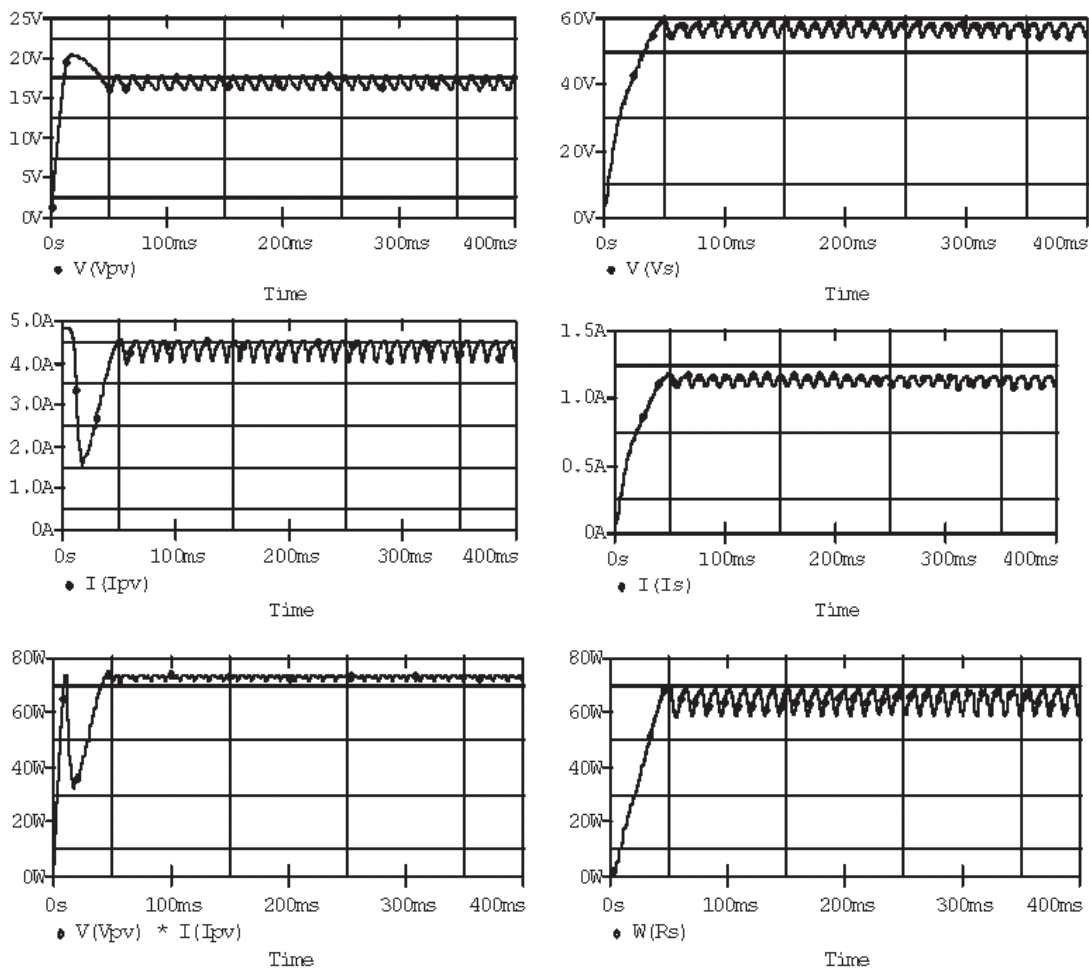


Figure 4.25: courants, tension et puissance typiques, simulés dans l'environnement Orcad, en fonction du temps dans le cas d'un convertisseur élévateur contrôlé par la commande MPPT (figure 4.22).

$$R_S=50\Omega, C_S=200\mu F, L=80\mu H, F=10KHz, \tau_1 = 1ms, \tau_2 = 2,2ms$$

4.5.1.2 Fonctionnement du système lors d'un changement de l'éclairement

Lorsque le générateur PV subit des variations de l'éclairement représentées sur la figure 4.26, nous avons simulé les différentes grandeurs électriques du système PV. Le panneau PV subit alors un éclairement variable: il varie de 1000W/m² à 600W/m² puis de 600W/m² à 1000W/m².

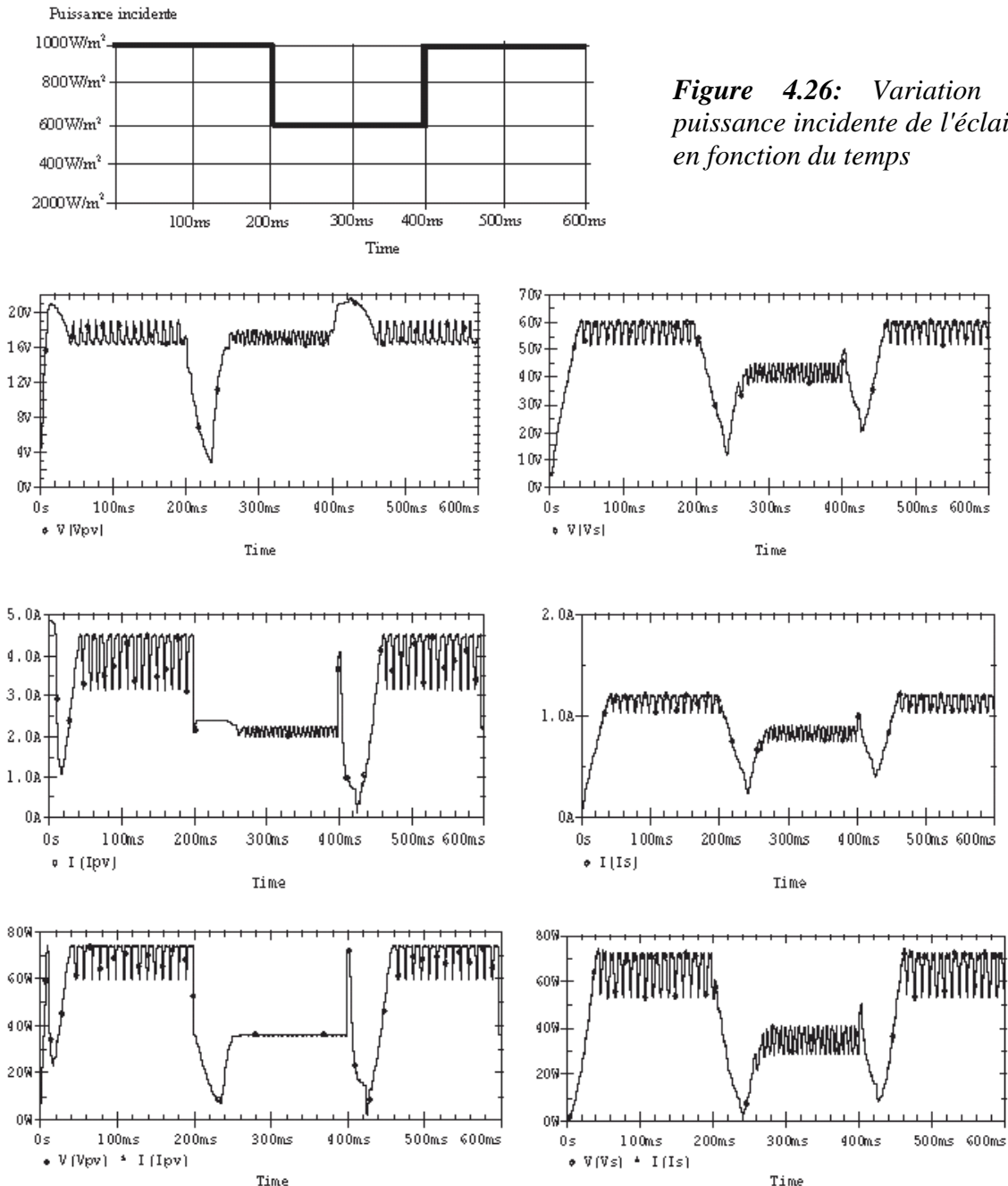


Figure 4.27: Simulation typique de l'influence du changement de l'éclairement (figure 4.26) sur les grandeurs électriques à l'entrée et à la sortie d'un boost du système PV muni de la commande MPPT:

$$R_S=50\Omega; C_S=200\mu F; C_e=2200\mu F; L_l=80\mu H; f=10KHz; \tau_1 = 0,1ms; \tau_2 = 1ms$$

La figure 4.27 montre que suite au changement de l'éclairement, le point de fonctionnement dévie vers un autre PPM grâce à la commande MPPT.

4.5.1.3 Fonctionnement du système lors d'un changement de la charge

Nous avons simulé les différentes figures grandeurs électriques du système PV lorsque la charge varie de 50Ω à 25Ω figure 4.28.

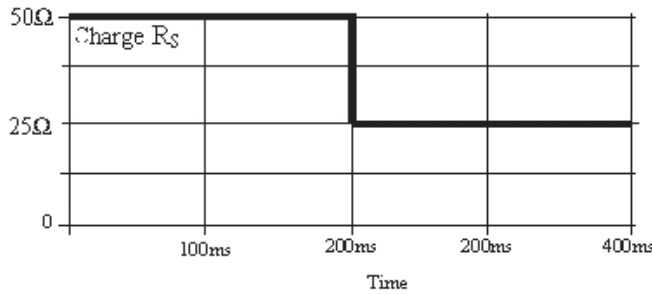


Figure 4.28: Chute de la charge

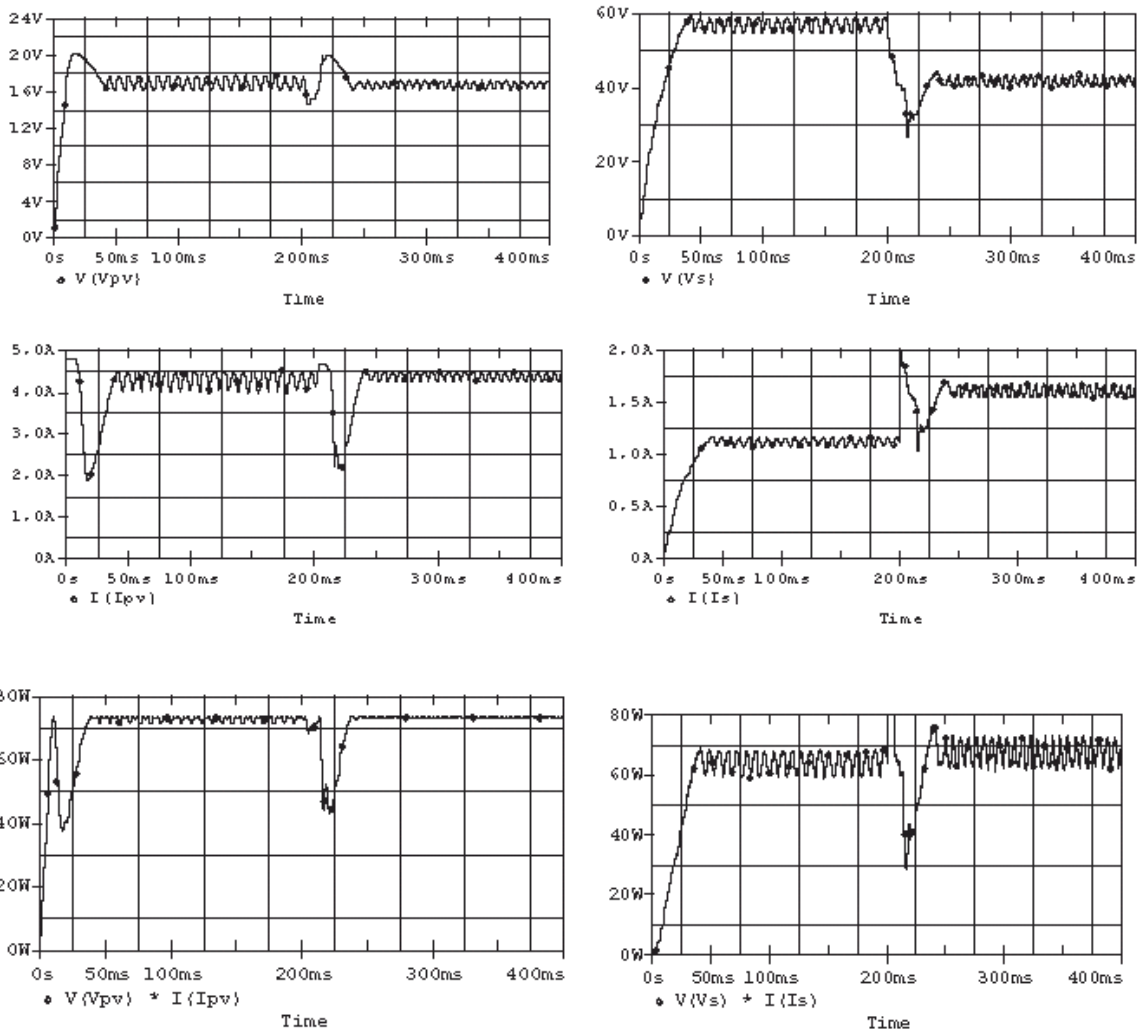


Figure 4.29: Simulation typique de l'influence de la charge(figure 4.28) sur les grandeurs électriques à l'entrée et à la sortie d'un boost du système PV muni de la commande MPPT:

$$C_S=200\mu F; C_e=2200\mu F; L_1=80\mu H; f=10KHz; \tau_1=0,1ms; \tau_2=1ms$$

4.5.2. Système photovoltaïque adapté par un hacheur de type dévolteur

Dans ce paragraphe nous analysons, dans l'environnement Orcad-Pspice le fonctionnement d'un système PV adapté par un convertisseur hacheur de type abaisseur (dévolteur) subissant un éclairement d'intensité variable. Nous analysons le fonctionnement du système PV lorsqu'on varie l'éclairage à une température 25°C dans le cas d'une charge résistive.

Dans le cas d'une charge résistive, nous avons montré dans le chapitre IV que la charge doit être inférieure à celle de la résistance interne optimale du panneau PV ($R_S < R_{opt}$) pour un éclairage donné. Nous avons simulé le fonctionnement du système PV pour une charge de valeur 2,5Ω.

Lorsque l'éclairage varie suivant la figure 4.30, nous avons représenté sur la figure 4.31 les résultats de typiques des courants, tensions et puissances à l'entrée et sortie du convertisseur en fonction du temps. Il apparaît que:

Pendant le changement brutal de l'éclairage (à 200ms), la recherche du PPM est assurée par la commande MPPT selon la procédure déjà discutée dans le paragraphe 4.4.5 (figure 4.22). La poursuite du nouveau PPM est spontanée.

Notons que quelque soit l'incident (inutile même de connaître son origine) qui perturbe le système, nous constatons que le temps de convergence du système vers un nouveau PPM reste inférieur à 100ms. Ces performances font de notre commande une technique adaptable à d'autres sources génératrices d'énergie dont le comportement électrique est aléatoire.

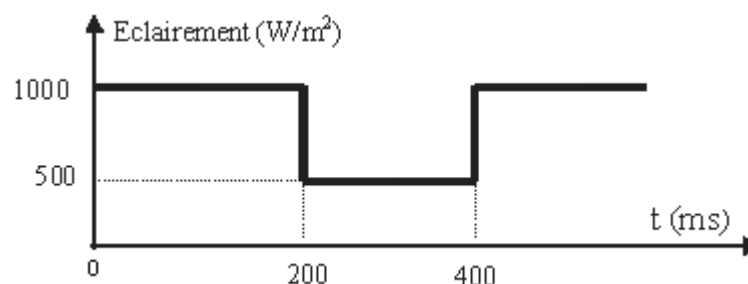


Figure 4.30: Variation de la puissance incidente de l'éclairage en fonction du temps

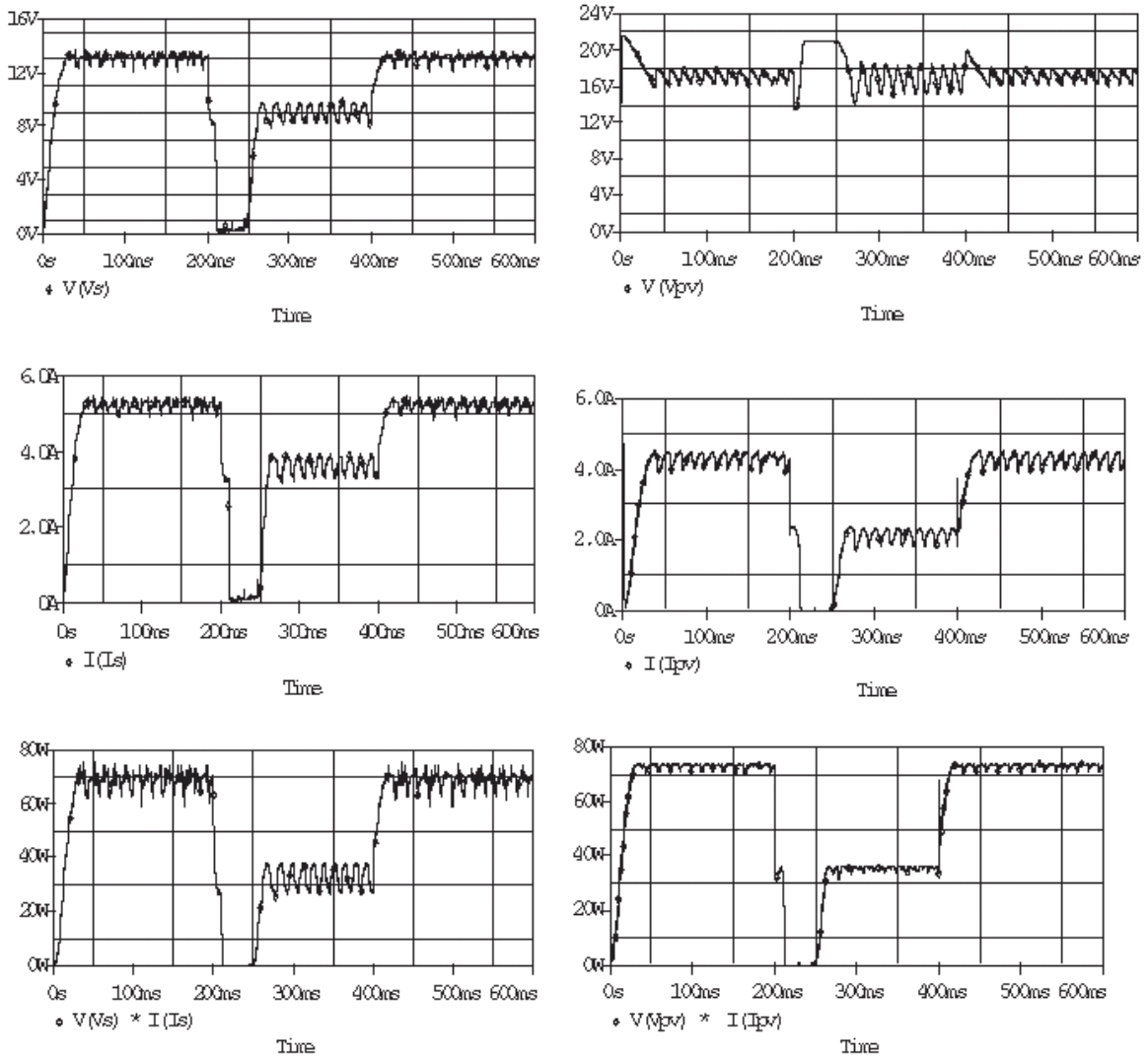


Figure 4.31: Simulation typique des grandeurs électriques à l'entrée et à la sortie d'un buck régulé par la commande MPPT lorsque l'éclairement varie.

$$R_S=2,5\Omega, C_S=200\mu F, C_e=400\mu F, L_l=80\mu H, f=10KHz, \tau_1 = 1ms, \tau_2 = 4,7ms$$

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé dans l'environnement Orcad-Pspice le fonctionnement d'un système PV, adapté par des convertisseurs d'énergie DC-DC (hacheur), régulé par une commande MPPT.

Nous avons montré tout d'abord que dans un système photovoltaïque, la puissance optimale transférée à la charge ne pourrait être maximale que pour un rapport cyclique bien défini (α_{opt}). Ce rapport cyclique correspond sur la caractéristique puissance-tension à un point de puissance maximale PPM. Ensuite, nous avons montré, que suite à un changement des conditions météorologiques ou de la charge, le point de puissance maximale dévie loin de sa position optimale. Pour converger vers un autre nouveau point de puissance

maximale, il faut ajuster le rapport cyclique α à une autre valeur optimale. Ceci nous a permis de conclure que dans un système photovoltaïque indépendant, cette régulation doit être réalisée automatiquement afin de poursuivre le point de fonctionnement optimal.

En conclusion, les résultats de simulation dans Orcad-Pspice montrent que:

- Le système conçu, dans ce travail, permet une meilleure exploitation de l'énergie solaire pour des applications domestiques, industrielles, ... même si il est exposé à des sévères conditions (variations de l'éclairement, de la température ou de la charge).
- La commande MPPT est indépendante de la structure du convertisseur utilisé, elle est valable aussi bien pour les convertisseurs élévateurs que pour les convertisseurs abaisseurs.

5.1. Introduction

Les unités de production d'énergie renouvelables autonomes sont déjà opérationnelles dans beaucoup d'endroits bien que la disponibilité de l'énergie solaire ou éolienne ne soit pas continue. L'opération d'isolement de ces unités de puissance peut ne pas être efficace en termes de coût, efficacité et fiabilité. Une solution alternative viable est de combiner ces différentes sources d'énergie renouvelable pour former un système d'énergie hybride [57] et [58]. Le système d'énergie hybride est une excellente solution pour l'électrification des régions rurales isolées et éloignées où l'électrification est difficile et non économique. Un tel système incorpore une combinaison de plusieurs sources d'énergie renouvelable telles que l'énergie solaire photovoltaïque, éolienne et peut être les générateurs conventionnels comme générateurs de secours.

Un système employant une combinaison de ces différentes sources a l'avantage d'être mieux équilibré et plus stable grâce à la force qu'offre chaque type de sources qui se complètent l'une et l'autre

L'objectif principal est de fournir une puissance de qualité nécessaire aux communautés éloignées durant 24 heures. Les systèmes hybrides peuvent fournir cette électricité à un prix comparativement économique dans beaucoup de régions éloignées. Afin d'obtenir l'électricité d'un système hybride sûrement et à un prix économique, sa conception doit être optimale en termes d'opération, commande et choix des composants. Beaucoup de topologies sont disponibles pour les systèmes hybrides, selon des convertisseurs d'interface entre les sources et les jeux de barres d'interconnexion à courant continu (basse tension « BT », très basse tension « TBT »).

Dans notre étude, nous avons adopté la conception d'une architecture optimale du système hybride à C.C de très basse tension (48V). Avec ce jeux de barre à courant continu, ce système hybride autonome peut être mis en application dans des secteurs ruraux ou urbains. De tels systèmes sont des sources importantes d'énergie pour des maisons, des magasins, des écoles, des cliniques dans les communautés de village et particulièrement dans des régions éloignées.

L'objectif de ce chapitre est l'analyse et la modélisation d'un système hybride de production d'énergie autonome comportant une éolienne et des sous-ensembles photovoltaïques. Le modèle utilise un algorithme de calcul basé sur le critère de puissance

moyenne délivrée par le système hybride grâce à des simulations dynamiques de longue durée. Le système hybride, en particulier le sous-ensemble photovoltaïque de conversion sont modélisés en intégrant les pertes de conduction et de commutation. Une étude particulière est développée pour la modélisation et l'analyse des pertes d'énergie impliquées dans les convertisseurs de puissance. Le système hybride est clairement un système multidisciplinaire. Afin d'établir le modèle d'un tel système, on a choisi une approche basée sur les flux d'énergie. Cette approche consiste à définir et modéliser les échanges d'énergie dans le système ; ceci peut être obtenu en le formalisant en Bond Graph qui est un outil graphique explicite pour décrire des échanges d'énergie dans un système.

Le Bond Graph permet une représentation unifiée des lois des divers champs de la physique, et peut d'ailleurs faciliter les échanges multidisciplinaires [59]. Les différents systèmes sont simulés pour des vitesses variables du vent et des intensités solaires respectivement et les résultats sont utilisés pour identifier les performances des systèmes hybrides.

5.2 L'énergie éolienne

5.2.1 Problématique

Parmi les énergies renouvelables contribuant actuellement à la production d'électricité, l'énergie éolienne est celle qui présente le plus fort potentiel de développement à court terme. Comme le photovoltaïque, cette énergie est très fluctuante et ses variations sont difficilement prévisibles. Cela pose alors des problèmes de production analogues à ceux évoqués lors de l'étude de l'énergie PV.

Il existe deux grandes catégories d'éoliennes selon la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée l'hélice :

- les turbines à axe horizontal,
- les turbines à axe vertical.

Sur le plan aérodynamique, on peut comparer les différents types de turbines en comparant leur coefficient aérodynamique de puissance C_p en fonction de la vitesse normalisée λ du vent (figure 5.1). Ces deux grandeurs sont définies dans le paragraphe suivant.

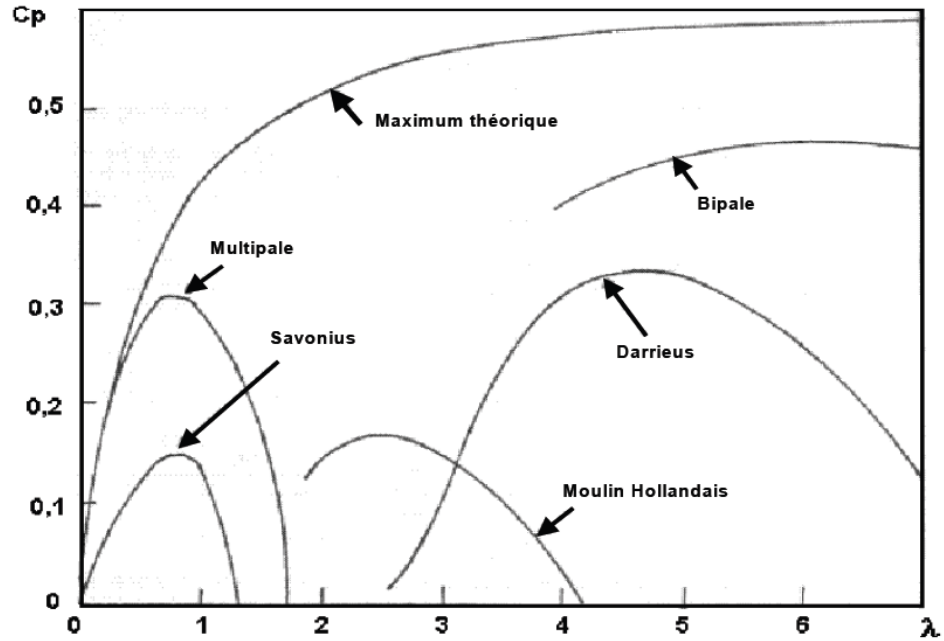


Figure 5.1 : Caractéristique $C_P(\lambda)$ différents types d'éoliennes

Pour chaque courbe $C_P(\lambda)$, on peut remarquer une vitesse normalisée optimale λ_{opt} correspondant au maximum de rendement aérodynamique. Les courbes $C_P(\lambda)$ sont plus plates pour les éoliennes à axes horizontaux par rapport à celles à axes verticaux ou multi-pales et sont donc moins sensibles aux variations de λ autour de λ_{opt} . De plus, concernant le coefficient de puissance, on peut noter un net avantage des éoliennes à axe horizontal pour la production de fortes puissances. Ce jugement est à nuancer lorsqu'il s'agit d'installer ces éoliennes dans des sites moins propices avec des profils de vent plus difficiles à exploiter (zone urbaine). Dans ces conditions, les mesures de l'énergie effectivement restituée montrent que les éoliennes à axe vertical peuvent mieux répondre à ce type de contrainte. Par contre, plus leur caractéristique $C_P(\lambda)$ sera en cloche, plus l'adaptation de la vitesse de rotation de l'éolienne par rapport à celle du vent sera nécessaire pour rester dans la zone optimale, et donc avoir un taux de production d'énergie non négligeable.

Une turbine éolienne est dimensionnée pour développer une puissance nominale P_n à partir d'une vitesse de vent nominale V_n . Pour des vitesses de vents supérieures à V_n , la turbine éolienne doit modifier ses paramètres aérodynamiques afin d'éviter les surcharges mécaniques et éviter que la puissance récupérée par la turbine ne dépasse la

puissance nominale pour laquelle l'éolienne a été conçue. Pour cela, les grandeurs suivantes sont à prendre en compte lors du dimensionnement d'une éolienne :

- V_D , vitesse du vent à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie,
- V_M , vitesse maximale de vent au-delà de laquelle l'éolienne doit être stoppée pour des raisons de sécurité.

5.2.2 Production d'énergie éolienne et conversion en électricité

Comme nous avons pu voir dans le paragraphe précédent, les performances d'une éolienne sont caractérisées par un coefficient de puissance C_P représentant le coefficient aérodynamique de puissance d'une turbine [61]. En fait, ce coefficient caractérise l'aptitude de l'aérogénérateur à capter l'énergie du vent. Il dépend de la puissance récupérée sur l'arbre de la génératrice P_a et de la puissance du vent P_{VENT} :

$$C_P = \frac{P_a}{P_{VENT}} \quad (5-1)$$

Cette puissance P_{VENT} caractérise l'énergie éolienne qui est formée de l'énergie cinétique de particules en mouvement contenues dans l'air traversant une surface S . Cette puissance est proportionnelle au cube de la vitesse du vent :

$$P_{VENT} = \frac{1}{2} C_P \rho \cdot S \cdot V_{VENT}^3 \quad (5-2)$$

avec ρ représentant la masse volumique de l'air ($kg.m^{-3}$), S la surface traversée par le vent (m^2) et V_{VENT} , la vitesse du vent ($m.s^{-1}$). Le coefficient de puissance C_P dépend également de la vitesse réduite λ (figure 5.1) qui se caractérise par la relation suivante :

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega}{V_{VENT}} \quad (5-3)$$

avec R , représentant le rayon des hélices (m) et Ω la vitesse de rotation des pales ($rd.s^{-1}$).

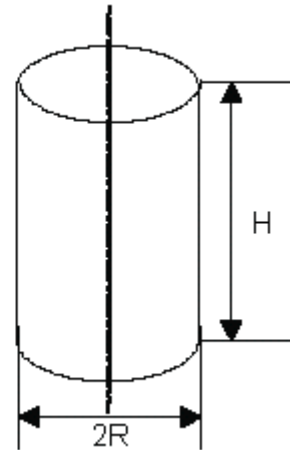


Figure 5.2: caractéristiques de l'éolienne, de type Savonius
 $R=0,5m$, $H=2m$, $S=2m^2$

Compte tenu des études que nous avons mené aux chapitres précédents sur les générateurs PV de faible puissance, le choix de l'éolienne à étudier s'est plus particulièrement porté sur une éolienne de très faible puissance ($<1Kw$) de type Savonius [62], Les caractéristiques mécaniques de cette éolienne sont données ci-dessous :

A partir de sa caractéristique $C_p(\lambda)$, Le couple éolien est déterminé comme étant :

$$C_{eol} = \frac{1}{2} \cdot C_p \cdot \rho \cdot (2 \cdot R \cdot H) \cdot \frac{V_{VENT}^3}{\Omega} \quad (5-4)$$

avec H représentant la hauteur de l'éolienne (m).

5.3 Système de production hybride photovoltaïque – éolienne HWPGS

La figure 5.3 montre le schéma d'un HWPGS connecté avec un jeu de barre (TBT) à courant continu de très basse tension (48V).

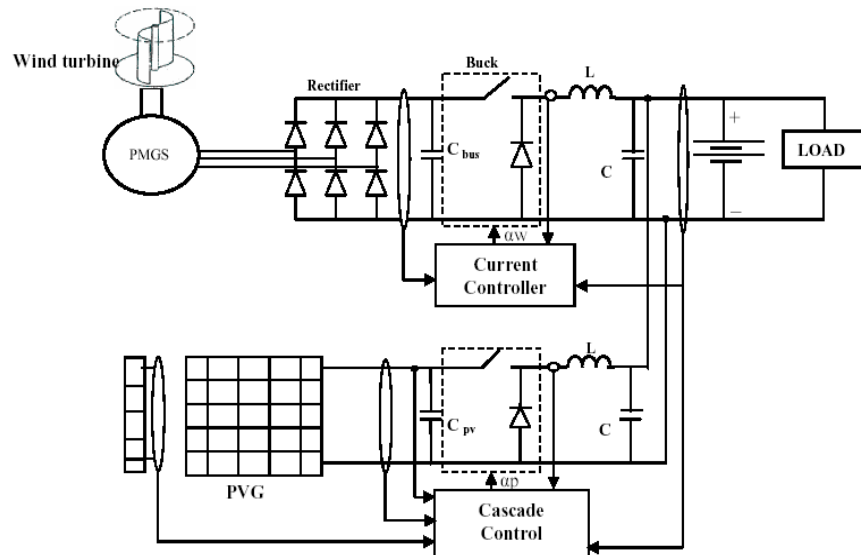


Figure 5.3: *Système de production hybride photovoltaïque –éolienne connecté à un jeu de barre à courant continu TBT.*

La tension et la fréquence variables du générateur synchrone éolien à un aimant permanent (PMSG) est d'abord redressée et contrôlée par un convertisseur C.C/C.C avant d'être connectée à un jeu de barre à courant continu commun de TBT. La tension de sortie variable du module photovoltaïque est également commandée par un convertisseur C.C/C.C. Le jeu de barre à courant continu rassemble toute la puissance des systèmes photovoltaïque et éolien et l'utilise partiellement pour fournir l'énergie nécessaire exigée par la charge et en partie pour charger la batterie. La modélisation du sous-ensemble photovoltaïque est décrite comme suit :

5.4 Sous-ensemble photovoltaïque de production d'énergie

La figure 5.4 montre le schéma fonctionnel du sous-ensemble photovoltaïque. Les cellules photovoltaïques utilisées fournissent la puissance maximale de 400 W (75.5 V et 5.5 A à 1kilowatt/m² et 25°C). Pour répondre aux exigences de la charge en tension de 48V, le hacheur doit être commandé pour extraire la puissance maximum du générateur photovoltaïque. Ceci est obtenu avec une technique de suivi du point maximum de puissance (MPPT). La technique MPPT détermine la tension du sous-ensemble photovoltaïque afin d'extraire l'énergie solaire maximum.

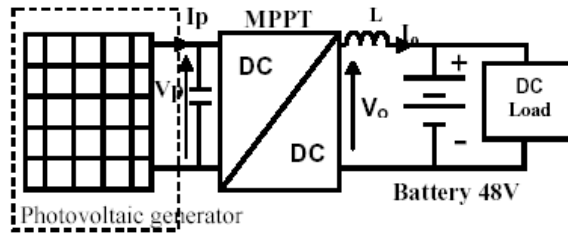


Figure 5.4: Sous-ensemble photovoltaïque de production d'énergie.

5.4.1 Générateur photovoltaïque

Le générateur photovoltaïque est constructivement composé de cellules solaires, en effet la cellule est une jonction de semi-conducteur (PN) qui convertit directement l'énergie solaire en électricité.

Le circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque est représenté par une diode comme le montre la figure 5.5.

La source de courant I_{ph} , représente la cellule photovoltaïque, la résistance R_d représente l'impédance non-linéaire de la jonction (PN) ; R_{sh} et R_s sont les résistances intrinsèques shunt et série de la cellule, respectivement. Généralement la valeur de R_{sh} , est très grande et celle de R_s , est très petite, cette dernière peut être négligée pour simplifier l'analyse [63], [64].

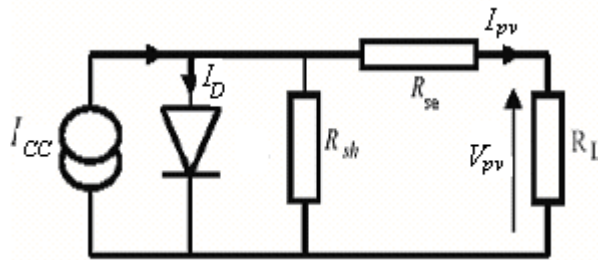


Figure 5.5: Circuit équivalent d'une cellule solaire.

Le courant fournit par une cellule photovoltaïque peut être modéliser mathématiquement :

$$I_{pv} = I_{CC} - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + R_{se} I_{pv}}{V_T}\right) - 1 \right] \frac{V_{pv} + R_{se} I_{pv}}{R_{sh}} \quad (5-5)$$

où : V_T est la tension thermodynamique.

Des cellules photovoltaïques sont groupées en plus grandes unités appelées les modules PV qui sont encore reliés ensemble dans une configuration (N_p - N_s) en série parallèle pour former des générateurs photovoltaïques. Le courant d'un générateur photovoltaïque est obtenu comme suit :

$$I_{pv} = N_p \left[I_{CC} - I_{sat} \left[\exp \left(\frac{1}{V_T} \left(\frac{V_{pv}}{N_s} + \frac{R_{se} I_{pv}}{N_p} \right) \right) - 1 \right] \right] \frac{N_p V_{pv}}{N_s R_{sh}} - \frac{R_{se} I_{pv}}{R_{sh}} \quad (5-6)$$

Pour la représentation en bond graph, le générateur photovoltaïque est alors modélisé par une source d'effort $S_f = I_{ph}$ parallèle à deux résistances R_D et R_{sh} , le tout suivi d'une résistance périodique R_{se} . La représentation du graphe de lien de la diode photovoltaïque est une résistance non linéaire R_D dont la relation courant-tension (relation 5-5) est non linéaire. Nous utilisons dans un premier temps un circuit équivalent standard composé de générateur photovoltaïque couplé à une charge (R_L) résistive.

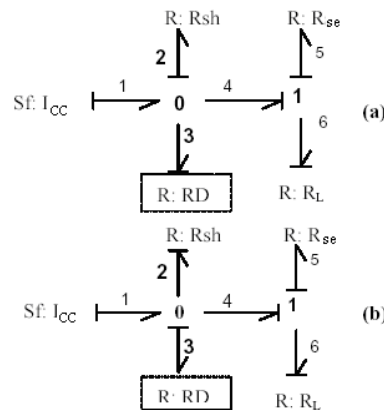


Figure 5.6 : *Modèle du bond graph du générateur photovoltaïque avec la causalité de conductibilité pour R_d (a), causalité de résistance pour R_d (b).*

Comme le montre la figure 5.6, le formalisme en bond graph illustre les transferts énergétiques dans un système en utilisant la notion de liens de puissance. Un lien de puissance est symbolisé par une demi flèche dont l'orientation indique la direction dans laquelle l'effort (tension en électricité) est imposé [65].

Dans le lien 2 et 3, deux tâches différentes de causalité peuvent être effectuées. En fait, les résistances R_D et le R_{sh} introduisent une incertitude dans la structure causale créant des problèmes numériques (boucle algébrique) liés aux équations implicites correspondant à la causalité de conductance pour la résistance R_D (figure 5.6 a) ou à la causalité de

résistance pour R_d (figure 5.6 b). La détection de cette double affectation de causalité avant de faire la phase de résolution numérique, met en l'évidence une application intéressante de modéliser en bond graph. Pour résoudre ce problème de boucle causale, une simplification du modèle de générateur de photovoltaïque est nécessaire. La représentation par un modèle réduit consiste souvent à négliger la résistance R_s qui évite les équations implicites et facilite considérablement l'exploitation du générateur photovoltaïque pour minimiser le temps de calcul. Le modèle de bond graph obtenu est bien adapté pour la simulation puisqu'il n'y a aucune boucle algébrique. Ce modèle est caractérisé par une source de flux modulé déterminé par l'énergie solaire associée en parallèle avec deux résistances R_D et R_{sh} [66]. Ainsi, ce modèle rappelle la représentation du phénomène physique de la cellule photovoltaïque (pertes ohmiques et de recombinaison en particulier), tout en ayant un temps de calcul réduit. Les entrées de ce modèle sont le rayonnement et la température. La variable de sortie est prise comme une source de courant électrique non-linéaire [64].

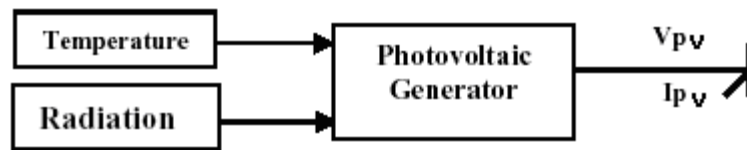


Figure 5.7 : Modèle en bond graph global du générateur photovoltaïque

La figure 5.8 représente les caractéristiques typiques courant-tension et puissance-tension du générateur photovoltaïque. Ces caractéristiques dépendent du rayonnement solaire et de la température.

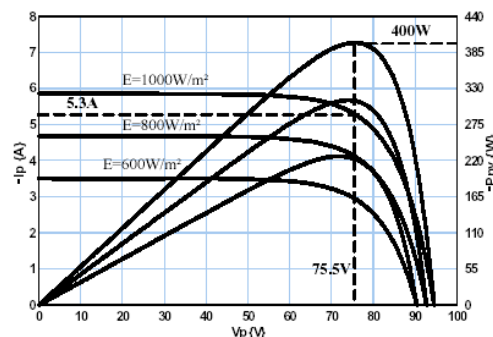


Figure 5.8 : caractéristiques courant-tension, puissance-tension d'un modèle photovoltaïque en fonction du rayonnement solaire.

5.4.2 Modèle du hacheur dévolteur

La cellule de commutation peut être représentée selon plusieurs modèles, correspondant aux objectifs, degrés d'amélioration et au coût distinct de simulation. Cette représentation est plus cruciale pour les convertisseurs statiques à commutation spontanée ou forcée qui sont souvent responsable des modes les plus rapides, donc plus « coûteux » dans la simulation des systèmes électriques de puissance. De point de vue analyse il est plus commode d'utiliser le modèle moyen en bond graph du convertisseur dévolteur, [65]. La figure 5.9 montre le schéma de principe d'un hacheur dévolteur.

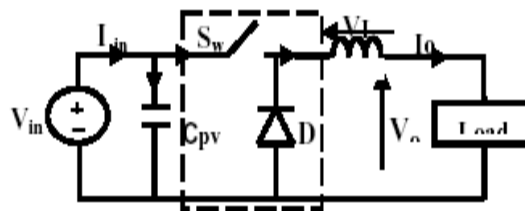


Figure 5.9 : Convertisseur (DC-DC)

Le hacheur fonctionne en mode continu si le courant dans l'inductance ne s'annule pas durant le cycle de commutation. Le principe de fonctionnement est décrit par les chronogrammes présentés sur figure 5.10.

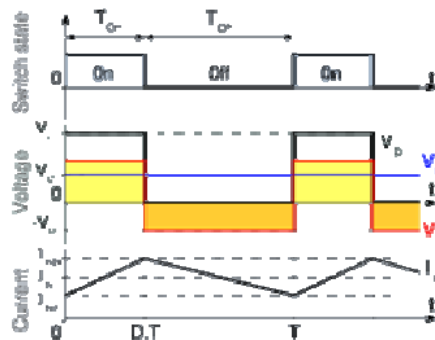


Figure 5.10 : Évolution des tensions et des courants dans un hacheur idéal fonctionnant en mode continu.

En changeant le rapport cyclique T_{on}/T du hacheur, la tension de sortie V_o peut être réglée. La tension aux bornes de la diode varie entre zéro et la tension d'entrée V_{in} , mais ceci n'est pas acceptable dans la plupart des applications. Pour cette raison une inductance est nécessaire. En mode de conduction continue, la valeur moyenne de la tension aux

bornes de l'inductance dans une période est égale à zéro. Par conséquent, en valeur moyenne et au cours d'une période de commutation (T), on obtient les équations suivantes

$$(V_{in} - V_0)T_{on} = V_0 \cdot (T - T_{on}) \quad (5-7)$$

où

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{T_{on}}{T} = \alpha$$

Ceci signifie que la tension de sortie varie linéairement en fonction du rapport cyclique. En négligeant les pertes, la puissance d'entrée est égale à la puissance de sortie :

$$V_{in} \cdot I_{in} = V_0 \cdot I_0 \quad (5-8)$$

Et

$$\frac{I_0}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{V_0} = \frac{1}{\alpha} \quad (5-9)$$

En effet, en mode de conduction continu, le convertisseur est équivalent à un transformateur de C.C dont le rapport peut être commandé dans une gamme de 0 à 1. Le modèle en bond graph du convertisseur est représenté sur la figure 5.11. Le modèle de la cellule de commutation a été pris comme transformateur modulé, qui a le même comportement qu'un interrupteur idéal pour un modèle moyen :

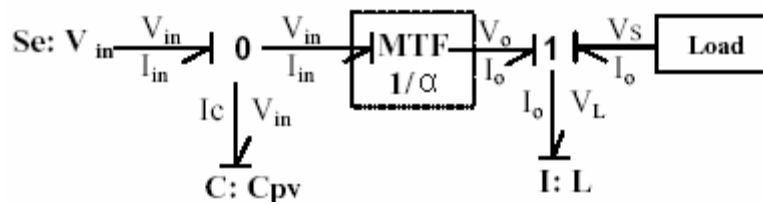


Figure 5.11. Modèle du bond graph ramené du convertisseur (DC-DC)

5.5 Modèle de pertes d'un hacheur dévolteur

Le modèle du convertisseur présenté comme transformateur modulé est un élément idéal qui ne reflète pas réellement la conversion d'énergie, c'est pour cette raison qu'on s'est intéressé à l'étude et l'amélioration du modèle du hacheur dévolteur en prévoyant et en intégrant les pertes de conduction et de commutation de l'IGBT et de la diode de roue libre. [66].

5.5.1 Modèle de pertes de conduction

Les pertes de conduction sont fonctions des courants et dépendent des caractéristiques statiques.

A partir de la documentation du constructeur aussi les valeurs caractéristiques des composants permettant le calcul des pertes en conduction peuvent être chiffrés. Pour simplifier le modèle, les pertes par conduction sont représentées par une chute de tension indépendante au courant débité par IGBT $U_{CE(sat)}$ et une résistance en série R_d représentant pertes en fonction du courant I_c . Le schéma équivalent du transistor comportant les pertes par conduction (IGBT à l'état de conduction, diode bloquée) est donné ci-dessous:

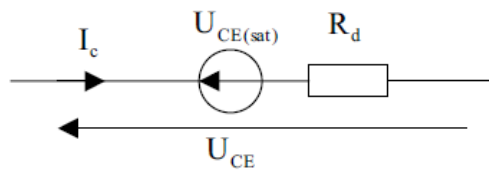
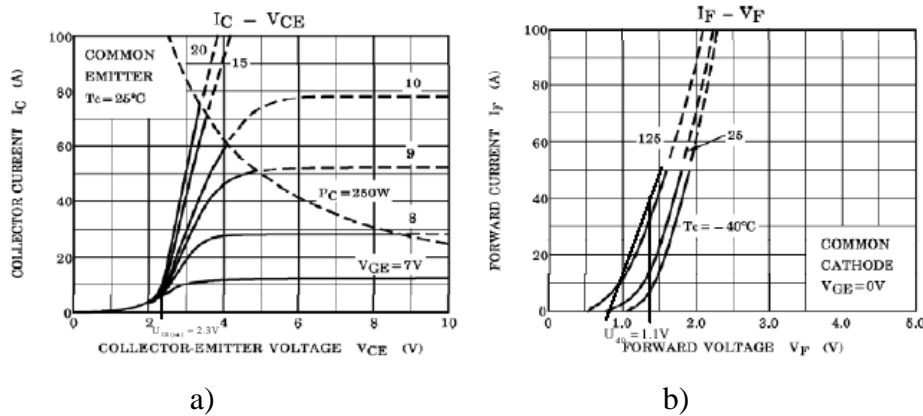


Figure 5.12 : Modèle équivalent d'un IGBT en conduction

La chute de tension sur le transistor IGBT peut être donc calculée d'après les formules suivantes :

$$V_{CE} = U_{CE(SAT)} + R_d \cdot I_c \tag{5-10}$$

Où U_{CE} et R_d sont la tension et la résistance dynamique de l'IGBT.



*Figure 5.13 : Caractéristiques courant-tension : a) de l'IGBT
b) de la diode*

On peut lire sur la figure 5.13 a) la valeur de la tension :

$$U_{CE(sat)} = 2,3V$$

Et déterminer la résistance dynamique R_d :

$$R_d = \frac{3 - 2,3}{40} = 17,5 \cdot 10^{-3} = 17,5m\Omega$$

De la même façon, les pertes en conduction dans la diode sont représentée aussi comme une chute de tension constante et une résistance en série figure 5.14. Le calcul de ces éléments s'appuie aussi sur les courbes de la figure 5.13 b) provenant de la documentation du constructeur.

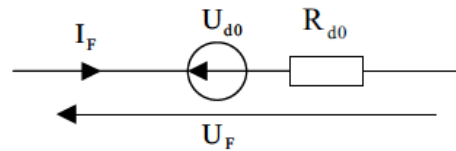


Figure 5.14 : Schéma équivalent d'une diode à l'état passant

La chute de tension U_{d0} est déterminée ainsi que la résistance dynamique R_{d0}

$$U_{d0} = 1,1V$$

$$R_{d0} = \frac{1,7 - 1,1}{40} = 15 \cdot 10^{-3} = 15m\Omega$$

Les pertes moyennes par conduction dans l'IGBT et la diode peuvent être exprimées respectivement comme suit :

$$\langle P_{IGBT_cond} \rangle = \langle V_{CE} \rangle \langle I_0 \rangle \alpha \quad (5-11)$$

$$\langle P_{diode_cond} \rangle = \langle V_F \rangle \langle I_0 \rangle (1 - \alpha) \quad (5-12)$$

Où α est le rapport cyclique

5.5.2 Modèle de pertes de commutation

Les pertes de commutation sont une fonction de la fréquence de commutation, le courant dans chaque dispositif, et les caractéristiques dynamiques du dispositif. A cause de la haute fréquence de commutation des IGBT ($F=10kHz$) dans le convertisseur statique utilisé ces pertes ne peuvent être négligées. Les pertes de commutation incluent les pertes d'ouverture et de fermeture de l'IGBT, ainsi que les pertes de recouvrement inverse.

• **Les pertes à la fermeture**

La figure 5.15 montre les formes d'ondes pendant la fermeture dure d'un IGBT. Le processus de fermeture provoque une perte d'énergie W_{on} évacuée sous forme de chaleur. Ces pertes se calculent à partir des formes d'ondes de la tension et du courant pendant la transition ouverture/fermeture. L'équation (5-13) donne les pertes moyennes d'énergie à la fermeture :

$$W_{on} = \int_0^{t_{on}} I_T(t).U_T(t).dt \tag{5-13}$$

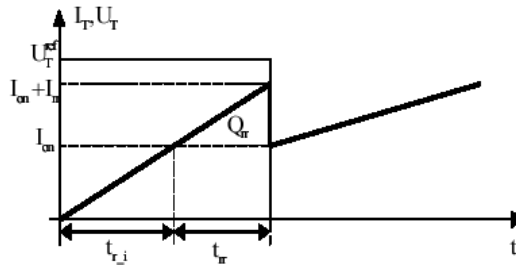


Figure 5.15 : caractéristiques transitoires durant la commutation lors de l'ouverture

Au fur et à mesure que la tension grille-émetteur V_{GE} d'IGBT augmente au-dessus de la tension de seuil V_T^{ref} , à l'instant $(t_{r_i} + t_{rr})$, le courant de l'IGBT atteint une valeur qui dépend de la tension de grille et de l'inductance parasite. Simultanément, la tension du collecteur d'IGBT chute à un niveau déterminé par l'inductance parasite du circuit. Lorsque le courant d'IGBT atteint la valeur du courant de charge à t_{r_i} , la diode de roue libre commence le recouvrement inverse de la charge stockée Q_{rr} . Les pertes à la fermeture sont données par l'équation :

$$W_{on} = \frac{V_T^{ref} \cdot (I_{on} + I_{rr}) \cdot (t_{r_i} + t_{rr})}{2} \tag{5-14}$$

Où :

I_{on} : Courant d'amorçage

I_{rr} : Courant de recouvrement de la charge dans la diode

T_{r_i} : Temps de la montée du courant

T_{rr} : Temps nécessaire pour l'évacuation de la charge Q_{rr}

Q_{rr} : Charge stockée dans la diode

V_T^{ref} : Tension au bornes de transistor de référence : $V_T^{ref} = 600V$

Le fabricant donne les caractéristiques du composant sous la forme des courbes de la figure 5.16. Courbes de temps de commutation d'un transistor. Les valeurs ont été lues et reportées sur un graphique (figure 5.17) aux axes linéaires. La caractéristique (à 25°C) obtenue est linéaire.

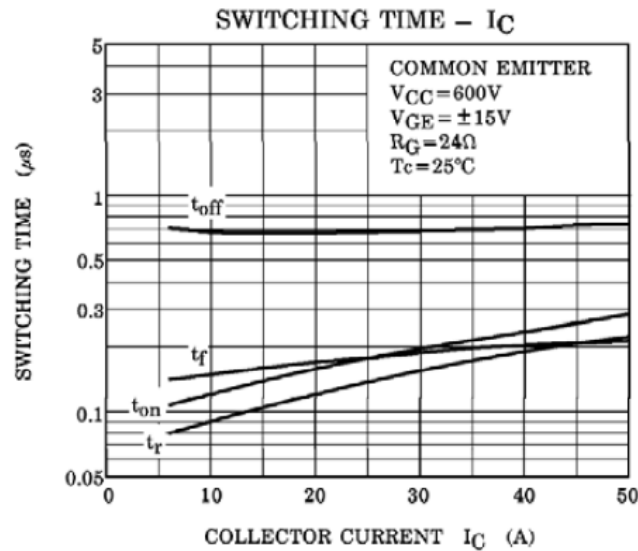


Figure 5.16 : Courbes du temps de commutation d'un transistor

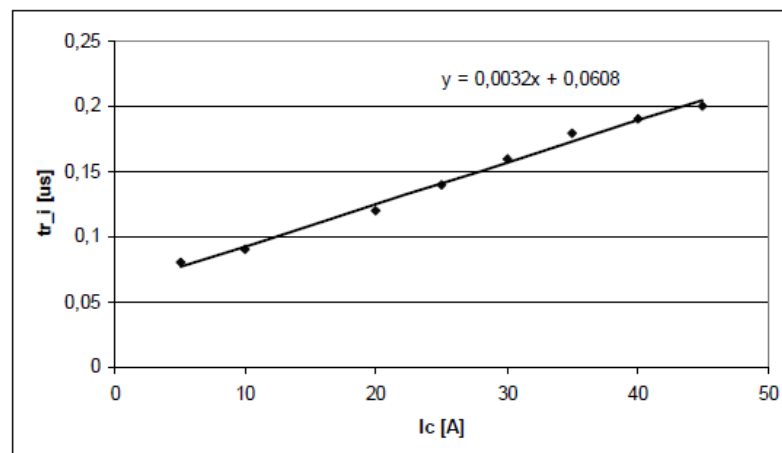


Figure 5.17 : Temps de montée en fonction du courant

La courbe de tendance déterminée à partir de ces points donne l'expression analytique du temps de montée du courant en fonction du courant I_C .

$$t_{r_i} = 3,2 \cdot 10^{-9} \cdot I_C + 60,8 \cdot 10^{-9} \quad (5-15)$$

La charge à évacuer de la jonction de la diode est égale à :

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \quad (5-16)$$

Pour un temps dt on a la variation de courant égale à :

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{I_{rr}}{t_{rr}} \quad (5-17)$$

Donc :

$$t_{rr} = \frac{I_{rr}^2}{di_r/dt} \quad (5-18)$$

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{rr}^2}{di_T/dt} \quad (5-19)$$

Habituellement la charge Q_{rr} en fonction du courant I_F est représentée sous la forme d'expression :

$$Q_{rr} = k \cdot I_F^\alpha \quad (5-20)$$

Avec $0 < \alpha < 1$ et par morceau. Le fabricant du composant donne les courbes caractéristiques de l'interrupteur (figure 5.19) seulement pour un courant supérieur à 5A alors la caractéristique de la charge Q_{rr} en fonction du courant I_F peut être décomposée en deux morceaux :

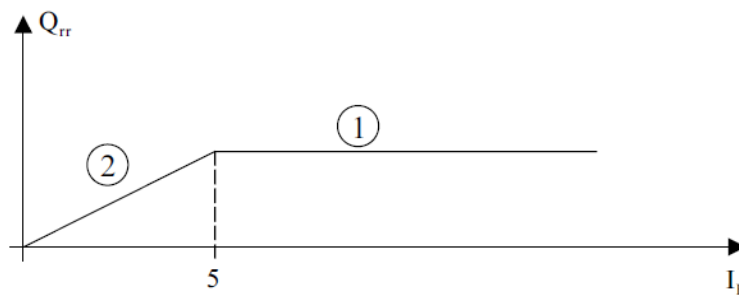


Figure 5.18 : Approximation de la charge Q_{rr} en fonction du courant I_F

Vu la courbe ci-dessous donnée par le fabricant de module IGBT on approxime le temps de recouvrement t_{rr} et le courant I_{rr} à des constantes dans la plage du courant $I_F \geq 5A$.

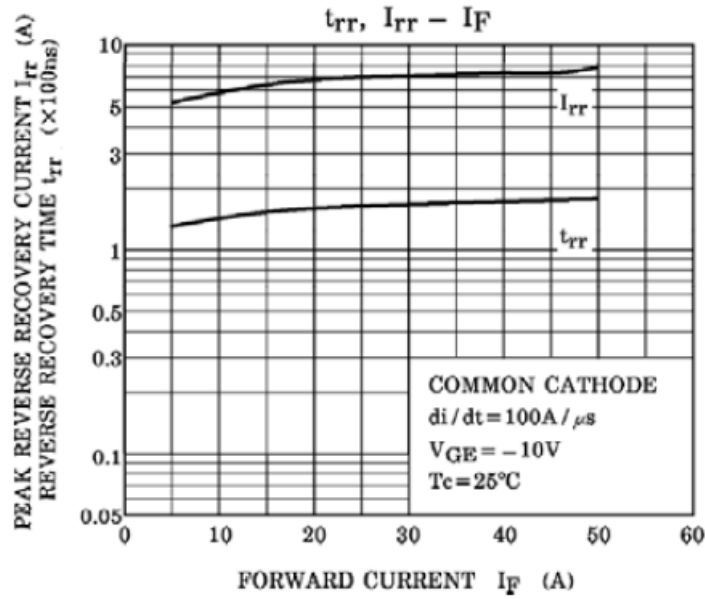


Figure 5.19 : caractéristique constructeur de module IGBT

Alors :

$$t_{rr} = 120 \cdot 10^{-9} s = cst \text{ pour } I_F \geq 5A \quad (5-21)$$

Et :

$$I_{rr} = 6A = cst \text{ pour } I_F \geq 5A \quad (5-22)$$

Donc le calcul de la charge stockée pour un courant $I_F \geq 5A$ est donné :

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} \cdot t_{rr} \cdot I_{rr} = \frac{1}{2} \cdot 120 \cdot 10^{-9} \cdot 6 = 360 \cdot 10^{-9} C \quad (5-23)$$

Comme cité précédemment la charge Q_{rr} e fonction du courant I_F est sous la forme (7), en visant un modèle comportemental simple on suppose que $\alpha=1$ donc :

$$Q_{rr} = k \cdot I_F \text{ pour } I_F \leq 5A \quad (5-24)$$

Alors :

$$Q_{rr} = k \cdot I_F = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{rr}^2}{di_T/dt} \quad (5-25)$$

Après le réarrangement, la relation suivante est obtenue :

$$I_{rr} = \sqrt{2 \cdot k \cdot \frac{di_T}{dt} \cdot I_F} = k' \cdot \sqrt{I_F} \quad (5-26)$$

Pour assurer la continuité de la courbe $Q_{rr}=f(I_F)$ on pose $I_{rr}=6A$ pour $I_F=5A$, alors :

$$k' = \frac{I_{rr}}{\sqrt{I_F}} = \frac{6}{\sqrt{5}} = 2,68 \quad (5-27)$$

Donc:

$$I_{rr} = 2,68 \cdot \sqrt{I_F} \text{ pour } I_F \leq 5A \quad (5-28)$$

Et :

$$t_{rr} = 120 \cdot 10^{-9} \text{ s pour } I_F = 5A \quad (5-29)$$

D'où :

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{I_{rr}}{t_{rr}} \frac{6}{120 \cdot 10^{-9}} = 50 \cdot 10^{-6} = 50 \frac{A}{\mu s} \quad (5-30)$$

Le coefficient k peut être alors calculé :

$$k = \frac{(k')^2}{2 \cdot di_T / dt} = \frac{2,68^2}{2 \cdot 50 \cdot 10^6} = 71,82 \cdot 10^{-9} \quad (5-31)$$

Et enfin :

$$t_{rr} = \frac{I_{rr}}{50} [\mu s] \quad (5-32)$$

Où encore :

$$t_{rr} = 53,6 \cdot \sqrt{I_F} [ns] \quad (5-33)$$

On vérifie :

$$Q_{rr} = k \cdot I_F = 71,82 \cdot 10^{-9} \cdot 5 = 360 \cdot 10^{-9} C \quad (5-34)$$

• Les pertes à l'ouverture

Les formes d'onde approximatives de l'ouverture de l'IGBT sont données par la figure 5.20. Les pertes d'énergie moyenne pendant les processus de l'ouverture sont données par l'expression :

$$W_{off} = \int_0^{t_{off}} I_T(t) \cdot U_T(t) \cdot dt \quad (5-35)$$

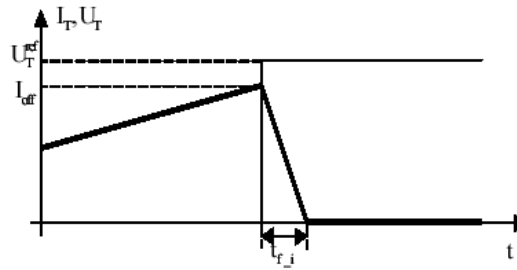


Figure 5.20 : Formes d'onde à l'ouverture du transistor IGBT.

Pendant t_{f_i} , le courant du transistor décroît rapidement, d'où la tension du transistor croît rapidement. Quand la tension V_T^{ref} est atteinte, la diode de roue libre devient conductrice et le courant chute rapidement à une valeur déterminée par la charge stockée dans le composant. L'affaiblissement du courant de queue dépend de la durée de vie des porteurs dans la grille de l'IGBT et du rendement de l'injection inverse de la jonction collecteur-grille. Les pertes à l'ouverture totale sont approximativement données par l'équation :

$$W_{off} = \frac{U_T^{ref} \cdot I_{off} \cdot t_{f_i}}{2} \tag{5-36}$$

Où :

I_{off} : Courant d'ouverture

t_{f_i} : temps de descente du courant

D'après la lecture des graphiques fournis par le constructeur (figure 5.16), la courbe de descente en fonction du courant I_C est tracée dans le repaire linéaire.

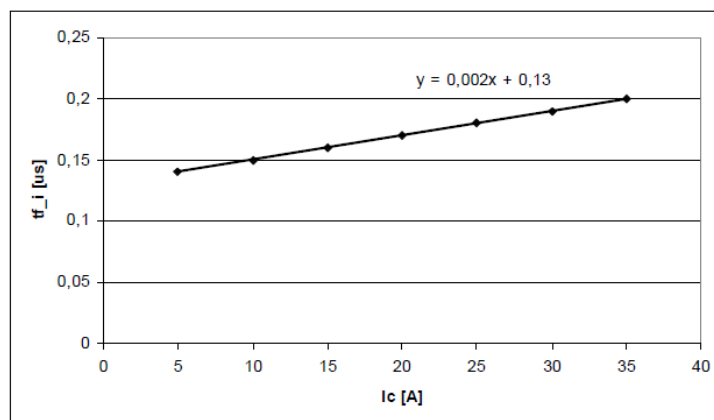


Figure 5.21 : Temps de descente du courant à l'ouverture du transistor IGBT

Le temps de descente a pour équation analytique l'expression tirée des points du graphique précédent (en secondes) :

$$t_{r_i} = 2.10^{-9}.I_C + 130.10^{-9} \quad (5-37)$$

Les pertes moyennes de commutation totales sont données par :

$$P_{IGBT_com} = (W_{on} + W_{off})f \quad (5-38)$$

Où : f : fréquence de commutation

Pour le modèle moyen on peut supposer que :

$$I_{on} = I_{off} = I_0, V_T^{ref} = V_{in}$$

Où : I_0 et V_{in} sont respectivement le courant de sortie et la tension d'entrée du convertisseur buck.

Les pertes totales résultantes dans une période de commutation

$$\langle P_{total_loss} \rangle = \langle P_{IGBT} \rangle + \langle P_{diode} \rangle \quad (5-39)$$

La Figure 5.22 montre un modèle moyen en bond graph d'un convertisseur buck, tenant compte de toutes les pertes de commutation et de conduction calculées auparavant.

Les pertes de puissance totales sont alors modélisées par une source d'effort modulée $MSe = f(V_{in}, I_0, \alpha)$, ou par une résistance modulée $MR = f(V_{in}, I_0, \alpha)$.

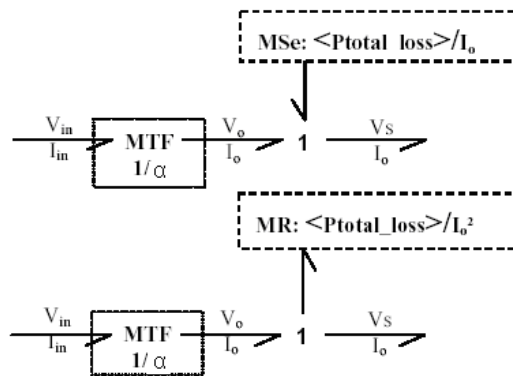


Figure 5.22 : *Modèle moyen en bond graph d'un convertisseur buck (DC-DC) intégrant les pertes.*

5.5.3 Modèle de la batterie

Le circuit équivalent simplifié de la batterie est représenté par la figure 5.23. La batterie peut être modélisée comme source de tension reliée en série à une résistance R_b et à une capacité C_b (figure 5.23). La figure 5.24 représente le modèle en bond graph d'une batterie en plomb acide correspondant au circuit équivalent électrique.

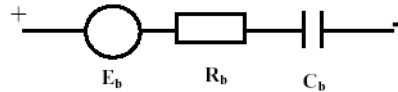


Figure 5.23 : Circuit équivalent de la batterie

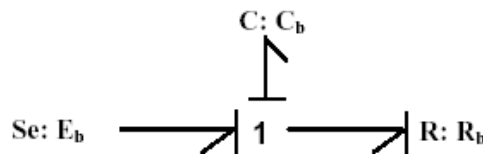


Figure 5.24 : Modèle en Bond Graph équivalent d'une batterie d'acide de plomb.

5.6 Stratégie de commande du sous-système photovoltaïque

Le but de la stratégie de commande est d'ajuster la tension V_p pour avoir l'extraction de puissance maximum. Le rapport cyclique α est le paramètre de commande. D'après la figure 5.25, on peut déduire que deux commandes doivent être utilisées pour commander respectivement la tension V_p et le courant I_o en tenant compte de l'algorithme MPPT. La stratégie de commande donnée par la figure 5.25 montre la technique MPPT en utilisant la tension de circuit ouvert du module photovoltaïque de faible puissance. Cette méthode utilise le fait que la tension optimale au point MPPT du module PV est presque linéairement proportionnelle à sa tension de circuit ouvert V_o .

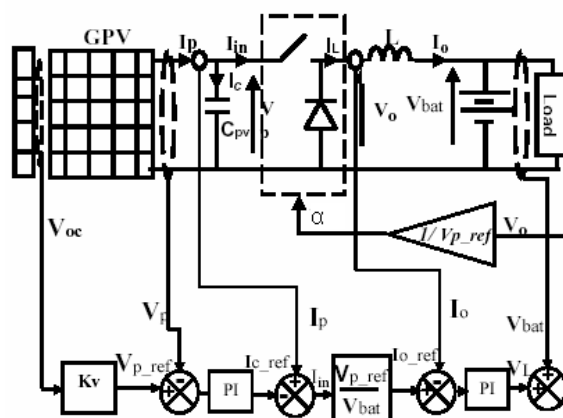


Figure 5.25. Diagramme de commande du sous-ensemble photovoltaïque.

$$V_{op} = K_v \cdot V_0 \quad (5-40)$$

La constante (K_v) est environ égale à 0,78 ($\pm 2\%$).

5.7 Résultats et discussions

Le modèle moyen du système hybride donné par la figure 5.3, décrit auparavant en tenant compte des différentes pertes dans les convertisseurs de puissance, peut être simulé avec un logiciel adéquat. Les résultats de simulation montrent le rendement du hacheur du sous-ensemble photovoltaïque défini par :

$$\eta = \frac{P_0}{P_{in}} = \frac{P_0}{P_0 + P_{loss}} \quad (5-41)$$

Où P_{in} et P_0 sont respectivement les puissances d'entrée et de sortie du convertisseur Buck, P_{loss} les pertes de puissance totales.

Leurs valeurs théoriques ont été calculées à partir de la documentation du constructeur. Le rendement théorique pour différentes valeurs de la puissance de sortie est donné par la figure 5.26.

On voit que le rendement est assez élevé (98%) et devient relativement constant quand la puissance augmente

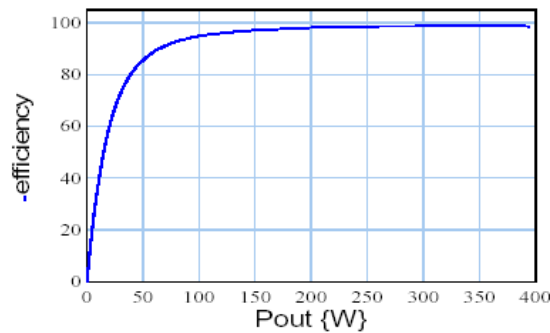


Figure 5.26 : Rendement du sous-ensemble photovoltaïque muni d'une commande MPPT

Les figures 5.27 a) et 5.27 b) montrent la puissance active fournie à la charge quand l'aérogénérateur et le générateur photovoltaïque sont reliés ensemble au jeu de barre à courant continu.

La figure 5.27 a) est caractérisée par des conditions climatiques optimale (vitesse de vent $V_{VENT}=16m/s$, rayonnement $I=1kw/m^2$, température $T=25^{\circ}C$).

La figure 5.27 b) correspond à une vitesse de vent variant autour de 12m/s et pour les conditions climatiques solaires optimales.

Ces résultats prouvent que la dynamique du système global est bien reproduite par le modèle continu moyen, et l'importance de la prise en compte de l'analyse des pertes dans les convertisseurs. L'objectif est de montrer le transfert réel de l'énergie du flux de puissance dans chaque partie du système hybride

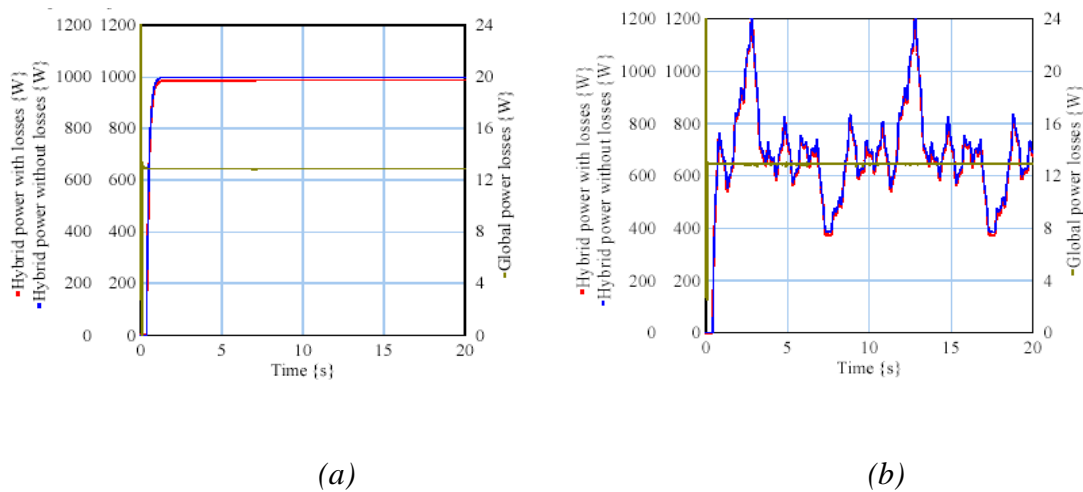


Figure 5.27 : Puissance hybride : a) avec et sans pertes et conditions climatiques optimales. b) avec et sans pertes et pour la vitesse du vent variable.

Ce résultat doit être pris en compte pour une évaluation de l'énergie à très grande échelle de temps.

5.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a proposé un modèle équivalent de moyenne puissance d'un système hybride photovoltaïque – éolien. Le modèle du sous-ensemble photovoltaïque été particulièrement développé avec l'intégration du modèle de pertes de puissance dans le convertisseur de puissance.

Il a été démontré que ce modèle est intéressant pour analyser le comportement dynamique et pour optimiser le système hybride.

La démarche clé pour améliorer les performances des caractéristiques de fonctionnement est d'inclure les pertes. Pour cette raison, on a développé une méthode de prédiction de pertes pour l'analyse des systèmes de production de puissance hybrides. Dans l'analyse on a inclus les modèles des pertes de puissance nécessaires pour prédire le rendement du système pour développer une balance énergétique réelle entre les puissances produites par les sources, demandées par la charge et stockées dans la batterie.

Conclusion Générale

Le travail effectué dans cette thèse apporte une contribution dans les domaines des hacheurs à semiconducteurs blocables et des énergies renouvelables.

A partir du logiciel Orcad-Pspice nous avons:

- Simulé, dans un premier temps les comportements dynamiques des transistors MOSFET et IGBT; dans un deuxième temps, nous avons simulé un hacheur dévolteur et un hacheur survolteur avec les deux composants et à différentes fréquences de découpage.
- Analysé le fonctionnement d'un système photovoltaïque, de moyenne puissance (100 W) adapté par des convertisseurs d'énergie "hacheur" de types dévolteur et survolteur fonctionnant à une fréquence de hachage de 10 KHz. Ces convertisseurs sont contrôlés par une commande analogique dont le rôle est de poursuivre le point de puissance maximale (PPM) du module photovoltaïque suivant les variations météorologiques et de charge. Cette commande spécifique est connue sous le nom de MPPT (Maximum Power Point Tracking).

Dans le chapitre 1, nous avons étudié deux composants de puissance à effet de champ à savoir le transistor MOSFET de puissance (Metal-Oxide-Silicium-Field-Effect-Transistor) et le transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Le but dans ce chapitre n'était pas de traiter la physique des semiconducteurs ni de leur technologie de fabrication, mais nous nous sommes tenus au minimum nécessaire pour expliquer les principales caractéristiques du MOSFET et de l'IGBT.

On a vu que pour un point de fonctionnement donné les pertes par conduction peuvent être calculées de manière assez simple d'après les caractéristiques statiques. Si l'on désire plus de précision, on peut par un calcul itératif tenir compte de l'effet de la température de jonction sur la résistance $R_{DS(on)}(T_j)$.

Pour estimer les temps de commutation et la puissance désignée qui en résulte, on a étudié les commutations à la fermeture et à l'ouverture des composants placés dans une cellule, associés à une diode qu'on supposera parfaite. On a pris en considération les inductances de câblage dues à la connectique.

Les simulations par le logiciel Pspice ont montré que le MOSFET peut être commuté beaucoup plus rapidement que l'IGBT. Donc ces pertes en commutation sont plus faibles mais en conduction sont plus importantes, surtout pour des composants prévus pour supporter des tensions de claquage élevées ($R_{DS(ON)}$ est proportionnelle à $V_{BR}^{2.5-2.7}$). Par contre les pertes en commutation de l'IGBT sont compensées par ces faibles pertes en conduction.

Dans le chapitre 2, nous avons étudié deux types de hacheurs à savoir le hacheur buck (dévolteur) et le hacheur boost (survolteur). La structure simple et la commutation dure des composants semiconducteurs a été un choix pour minimiser leur coût: en vue de les utiliser pour optimiser le fonctionnement des générateurs photovoltaïques.

Plusieurs cas de simulations accompagnées d'une analyse temporelle et spectrale des grandeurs de sortie ont été effectués. Les résultats de ces simulations montrent que l'ondulation de la tension et du courant diminue avec l'augmentation de la fréquence de découpage mais il faut noter que la fréquence de découpage se fait aussi suivant des critères de rendement: le rendement baisse avec l'augmentation de la fréquence de découpage.

Dans le chapitre 3, nous avons analysé le générateur photovoltaïque PV et son adaptation à une charge pour qu'il fonctionne dans les conditions optimales. Nous avons montré que l'élément de base formant un générateur PV est la cellule PV en silicium sous ses différentes formes (mono-, poly-cristallin et amorphe); Le premier problème majeur surgissant est le faible rendement de conversion de ces matériaux (dans les meilleurs des cas, il est de 17%). Puis nous avons décrit brièvement la physique de la cellule et son principe de fonctionnement électrique. Ensuite, nous avons donné le modèle électrique de la cellule et du panneau PV ainsi que leur comportement sous un éclairage et température donnés. A partir de l'analyse des résultats, nous avons pu dégager l'influence de certains paramètres tels que les conditions météorologiques et la variation de la charge sur le fonctionnement électrique de ces générateurs PV. Les principaux résultats montrent que :

- Les générateurs photovoltaïque peuvent avoir des forces électromotrices de la plus petite valeur possible (0.6 Volts cas d'une seule cellule) à plusieurs dizaines

de volts (panneau PV), voire même à des centaines de volts pour une association en série.

- Le courant débité par le générateur PV peut être fixé à la valeur souhaitée en procédant à une association parallèle des cellules ou modules.
- Les agents qui dégradent les performances du générateur PV sont l'élévation de la température et la faible intensité de l'éclairement.
- Les performances d'un générateur PV sont évaluées à partir des conditions standards de test: éclairement 1000 W/m^2 , température 25° C et spectre de soleil AM1.5.

Dans nos travaux de simulation dans l'environnement Orcad-Pspice, nous avons développé, selon la technique de symbolisation, les modèles Pspice de tous les composants qui n'existent pas dans le logiciel Orcad et nous les avons intégrés dans une bibliothèque spéciale pour faciliter les simulations. Nous avons symbolisé, le panneau PV SP75 de chez Shell solar qui a fait l'objet de notre étude de simulation et de notre future réalisation expérimentale. Nous avons analysé le fonctionnement de ce générateur en fonction de l'éclairement et de la température.

Concernant l'adaptation des générateurs, nous avons montré que la puissance extraite du panneau PV peut être dégradée si celui-ci est mal adapté à la charge. L'adaptation du générateur PV permet le fonctionnement au point de puissance maximale (PPM). Pour ce faire, nous avons intercalé entre le générateur PV et la charge un quadripôle d'adaptation par le biais des convertisseurs d'énergie : hacheurs pour des applications en continue (DC).

Dans le chapitre 4, nous avons analysé le fonctionnement d'une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) qui permet de faire fonctionner un générateur PV dans les conditions optimales en fonction des variations météorologiques et de la charge. Ceci est réalisé par action sur le rapport cyclique α du signal commandant l'interrupteur du convertisseur DC-DC. En se basant sur les résultats de la littérature, nous avons simulé dans l'environnement Orcad-Pspice le fonctionnement d'une commande MPPT analogique. Nous avons montré que cette commande analogique garantit la poursuite du point de puissance maximal pour des conditions météorologiques et de charge données.

Pour évaluer notre commande MPPT analogique, nous l'avons appliquée aux deux types de convertisseurs (hacheur élévateur et abaisseur) lorsque le panneau PV subit

différentes contraintes. Les résultats montrent que sa dynamique reste valable pour les deux types de convertisseurs. Cette caractéristique lui offre la possibilité de l'étendre à d'autres sources d'énergie dont le comportement électrique est aléatoire.

Dans le chapitre 5, nous avons étudié un système hybride photovoltaïque-éolien en intégrant les pertes de puissance dans le convertisseur du sous système photovoltaïque. On effectuée une simulation dynamique en tenant compte des pertes qui permet de prédire le rendement et de développer une balance énergétique réelle entre la puissance produite par les sources, demandée par la charge et stockée dans la batterie.

Les travaux effectués au cours de notre travail nous permettent de développer un nouveau champ d'action sur de nombreuses futures orientations.

Les perspectives sont :

- En ce qui concerne les composants semiconducteurs les futurs générateurs de dispositifs à semi-conducteurs verront apparaître un nouveau matériau semiconducteur le carbure de silicium SiC, extrêmement intéressant de part ses propriétés de conduction ainsi que ses propriétés de résistance aux températures élevées. Le SiC possède des propriétés physiques fort intéressantes, permettant de dépasser fortement toutes les attentes du silicium traditionnel comme la rapidité en commutation, la réduction considérable des phénomènes de recouvrement et enfin la température de jonction qui peut atteindre les 600°C contre 150°C pour le Si.
- En ce qui concerne les énergies renouvelables, l'acquisition d'un site expérimental de production photovoltaïque au sein de l'Institut d'électrotechnique nous permettra de réaliser le système photovoltaïque étudié dans cette thèse.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] : **Bausière R., Labrique F., Seguié G.** "La conversion continu-continu". 2ed., Paris : *Technique et Documentation-Lavoisier*, 1997, 513p.
- [2] : **Ferrieux J. P., Forest F.** "Alimentation à découpage, Convertisseurs à résonance". 3ed. Paris : *Dunod*, 1999, 318p.
- [3] : **Hautier J. P., Caron J. P.** "Convertisseurs statiques, Méthodologie causale de modélisation et de commande". Paris : *Edition Technip*, 1999, 308p.
- [4] : **Wei MI**, "Extraction des paramètres et domaine de validité modèle d'un composant de puissance" *Thèse, INSA de Lyon – CEGELY*, 2002.
- [5] : **Cyril Butty**, "Contribution à la conception par la simulation en électronique de puissance" Application à l'onduleur basse tension. Novembre 2004, *Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA)*.
- [6] : **B. Jayant**, "Power semiconductor devices", *PWS publishing compagny* 1996.
- [7] : **Lautier P.** "Modélisation des convertisseurs à découpage pour la conception et la commande: Application à l'onduleur" *Thèse DOCT.: INSA de Lyon*, 1998, 176p.
- [8] : **Jérôme vallon**, "Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes". 2003 *Institut National Polytechnique de Toulouse*.
- [9] : **Pierre Brosselard**, "Conception, réalisation et caractérisation d'interrupteur haute tension en carbure de silicium" *Thèse 2004 Institut National des Sciences Appliquées de Lyon*.
- [10] : **Serge Pittet**, "Modélisation physique d'un transistor de puissance IGBT. Trainée en tension à l'enclenchement". *Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne* 2005.
- [11] : **M'hamed Birane**, "Commande floue d'un convertisseur AC-AC à UPF en cascade avec un convertisseur DC-DC double étage alimentant un système de bibronnage par supercondensateurs d'un véhicule électrique" *Université de batna* 2003.
- [12] : Site Internet Convertisseur Buck - Wikipédia.
- [13] : Site Internet Convertisseur Boost - Wikipédia.
- [14] : **A. Aziz, Ka. Kassmi, K. Kassmi, F. Olivié, R. Maimouni, G. Sarrabayrouse, A. Martinez** "Modélisation des panneaux solaires dans l'environnement OrCAD", *MAJECSTIC'04. CDRM, Art 14_2_7. Calais-France, 13-15 Octobre 2004*.
- [15] : **A. Aziz, K. Kassmi, Ka. Kassmi, R. Maimouni, F. Olivié, G. Sarrabayrouse, A. Martinez**, "Adaptation DC-DC des systèmes photovoltaïques dans l'environnement Orcad - Pspice" *Rapport LAAS N°05269, 20p, Toulouse, Mai 2005*,

- [16] : **A. Aziz, K. Kassmi, R. Maimouni, F. Olivié, G. Sarrabayrouse, A. Martinez** "Symbolisation du schéma électrique des panneaux solaires Commercialisés dans l'environnement OrcadPspice". *PREMME - 2005, Université My Ismail, FST- Errachidia- Maroc, 15-16 Septembre 2005,*
- [17] : **A. Aziz, K. Kassmi, R.Maimouni, F. Olivié, G. Sarrabayrouse, A. Martinez.** "Intégration des nouveaux composants dans les bibliothèques du simulateur OrCAD. 2. Symbolisation des schémas électriques. Application aux systèmes photovoltaïques" *Rapport LAAS N°05271, 15p, Toulouse-France, Mars 2005,*
- [18] : **B. Multon, O. Gergaud, H. Ahmed, X. Roboam, S. Astier, B. dakyo, C. Nikita,** "Etat de l'art des aérogénérateurs", *l'électronique de puissance, vecteur d'optimisation pour les énergies renouvelables, éd. Novelect-ecrin, pp. 97-154, 2002.*
- [19] : **P. Claux,** "Atlas solaire français", *PYC éditions, 1982.*
- [20] : Site Internet: <http://www.edf.fr>
- [21] : **T. Fromherz, F. Padinger, D. Gebeyehu, C. Brabec, J. C. Hummelen, Saricifitci,** "Comparison of photovoltaic devices containing various blends of polymer and fullerene derivatives", *Solar Energy Materials and solar cells, vol 63, Iss. 1, pp. 61-68, 2000.*
- [22] : **A. Aziz, K. Kassmi, F. Olivié, G. Sarrabayrouse, A. Martinez,** "Synthèses bibliographiques sur les chaînes photovoltaïques. 1 -générateur photovoltaïque (PV)", *Rapport LAAS N°04348, 27p, Juin 2004,*
- [23] : <http://membres.lycos.fr/energiesoltpe/principe.htm>
- [24] : **Anne Labouret et Michel Viloz,** "Energie solaire photovoltaïque : Le manuel du professionnel", *Collection EEA Série Electrotechnique, Paris : Dunod, 2003,*
- [25] : **Jean-Paul BRAUN. Benjamin FARAGGI. Anne LABOURET.** Les cellules solaires. Editions techniques et scientifiques Françaises - Paris - 1996,
- [26] : **Noble Duncan et Robert K. Swartman.** The Canadian Renewable Energy Guide, Burns town, General Store Publishing House, 1995,
- [27] : **Tetsuya Taima, Susumu Toyoshima, Kohjiro Hara, kazuhiko Saito and Kiyoshi Yase.**"Control of measurement Environment for High-Efficiency Organic Photovoltaic cells", *pp. L217-L219, Japanese Journal of Applied Physics Vol. 45, N° 8, 2006,*
- [28] : [http://perso.wanadoo.fr/f5zv/RADIO/RM/R/27/RM27c01.html,](http://perso.wanadoo.fr/f5zv/RADIO/RM/R/27/RM27c01.html)
- [29] : **K. Kassmi, A. Aziz, F. Olivié, J. Ballet, G. Sarrabayrouse, A. Martinez,** "Propriétés électriques des diodes Schottky pour des applications photovoltaïques. 1- Logiciel et manuel d'utilisation", *Rapport LAAS/CNRS (Toulouse/France), N° 03443, 2003,*
- [30] : **K. Kassmi, A. Aziz, F. Olivié, J. Ballet, G. Sarrabayrouse, A. Martinez,** "Propriétés électriques des diodes Schottky pour des applications photovoltaïques. 2- Résultats de simulation", *Rapport LAAS/CNRS (Toulouse/France), N° 03444, 2003,*

- [31] : **Pierre Renaud - Gervais Oreiller.** Le soleil source d'énergie. Office fédéral de l'énergie. *Berne 1998,*
- [32] : **A. Aziz, K. Kassmi, F. Olivié, G. Sarrabayrouse, A. Martinez,** "Analyse dans l'environnement Orcad - Pspice l'adaptation DC-DC des systèmes photovoltaïques par des convertisseurs de type Boost fonctionnant à haute fréquence", *rapport LAAS/CNRS N° 05267, 19p. Toulouse-France, juin 2005,*
- [33] : **M.F. Shraif,** "Optimisation et mesure de chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque en énergie électrique", *These de l'université Paul Sabatier, LAAS/CNRS, N° 02569, Toulouse-France, 2002,*
- [34] : http://perso.wanadoo.fr/michel.hubin/physique/solide/chap_s8.htm,
- [35] : **A. Aziz, K. Kassmi, F. Olivié, G. Sarrabayrouse,** "Symbolisation du schéma électrique des panneaux solaires commercialisés dans l'environnement Orcad-Pspice" *Rapport LAAS N°05270, 17p. Toulouse-France, Mars 2005,*
- [36] : **Hannes Knopf,** Analysis, "Simulation and evaluation of maximum Power point Tracking (MPPT) methods for a solar powered vehicle" *thesis, Portland State university 1999,*
- [37] : **J. Auvray,** les systèmes électroniques " les alimentations à découpages".
http://perso.wanadoo.fr/avrj.cours/Cours/SE_016_Alimentations_decoupage.pdf,
- [38] : **Benoit Brousse** "Réalisation et caractérisation de cellules photovoltaïques organiques obtenues par dépôt physique". *Université de Limoges décembre 2004.*
- [39] : **Ludovic PROTIN, Stephan ASTIER,** Convertisseurs photovoltaïques, Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique D 3 360,
- [40] : http://sunwize.com/info_center/pdfs/shell_SP75.pdf,
- [41] : **Y. Khlifi,** Thèse du Doctorat. *Oujda (Maroc). 33, 2001,*
- [42] : **M.S. Liang, S.E. haddad, W. Cow, S. Cagnina,** *DMIE, p. 394, 1986,*
- [43] : **A. Aziz, K. Kassmi, R. Maimouni, F. Olivié, G. Sarrabayrouse, A. Martinez.** "Synthèses bibliographiques sur les chaînes photovoltaïques, 4 - Convertisseur d'énergie : Hacheurs", *rapport LAAS/CNRS N° 04760, 14p. Toulouse- France, septembre 2004,*
- [44] : **A. Aziz, K. Kassmi, F. Olivié, G. Sarrabayrouse, A. Martinez** "Conception d'un système photovoltaïque adapté par des convertisseurs d'énergie DC-DC de type dévolteur ou survolteur fonctionnant à haute fréquence (0.1 MHz)" *Rapport LAAS N°05346, 29p. Toulouse- France, Juillet 2005,*
- [45] : **S. Kar, W.E. Dahlke,** "Solid State Electronics" Vol. 15, p..221, 1972,
- [46] : **E. Matagne,** document de travail relatif à l'énergie solaire photovoltaïque, université catholique de Louvain, faculté des sciences appliquée, *état en octobre 2000,*

-
- [47] : **A. Aziz, K. Kassmi, R. Maimouni, F. Olivié, G. Sarrabayrouse, A. Martinez**, "Composants de puissance utilisés dans les convertisseurs des chaînes photovoltaïques en régime de commutation", *Rapport LAAS N°04758*, 27p., Toulouse - France, Septembre 2004,
- [48] : **Ph Dondon**. Site web <http://www.enseirb.fr/~dondon/puissance/flyback/Flyback.html> © Copyright 2000,
- [49] : "Cours d'Electronique Industrielle - Traitement Electronique de l'Energie Electrique, hacheurs et onduleurs autonomes", *E.N.S.E.E.I.H, Toulouse, groupe d'enseignants de la filière électronique avec la collaboration de chercheurs de L.E.E.I., Edition 1983*,
- [50] : **A. Aziz, K. Kassmi, R. Maimouni, F. Olivié, G. Sarrabayrouse, A. Martinez**. "Synthèses bibliographiques sur les chaînes photovoltaïques, 3-Stockage d'énergie", *rapport LAAS/CNRS N°04759*, 16p. Toulouse – France, Septembre 2004,
- [51] : **Girard Michel, Angelis Hugues, Girard Magali** Alimentations à découpage IUT BTS Ecoles d'ingénieurs. *Cours et exercices corrigés, 2ème édition, DUNOD, SCIENCES SUP, Nov 2003*,
- [52] : **Henri FOCH, Raphael ARCHES, Yvon CHERON, Bernard ESCAUT, Pierre MARTY et Michel METZ**. Conversion continu - continu, Hacheurs, Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique D 3160,
- [53] : **Guy Séguier, Robert Bausière, Francis Labrique** "Electronique de puissance. Structures, fonctions de base, principales applications, cours et exercices résolus", *8e édition, Editeur DUNOD, parution septembre 2004*,
- [54] : **A. Aziz, K. Kassmi, F. Olivié, A. Martinez**. "Symbolization of the electric diagram of the marketed solar panels in the Orcad-Pspice environment" *Moroccan Journal of Condensed Mater, Vol. 7 N°1, pp. 38-41, Janvier 2006*,
- [55] : **A. Aziz, K. Kassmi, F. Olivié, A. Martinez**. "Analyse dans l'environnement Orcad-Pspice de l'adaptation DC-DC des systèmes photovoltaïques par des convertisseurs de type boost fonctionnant à haute fréquence" *Rapport LAAS N°O6662 8p. journée d'étude sur les énergies renouvelables (JER'06), Oujda - Maroc 5 Mars 2006*,
- [56] : **A. Aziz, K. Kassmi, R. Maimouni, F. Olivié, G. Sarrabayrouse, A. Martinez**. "Synthèses bibliographiques sur les chaînes photovoltaïques, 2-Adaptation des générateurs photovoltaïques", *rapport LAAS N°04347*, 11p. Toulouse – France, Juin 2004,
- [57] : **T. Senjyu, T. Nakaji, K. Uezato and T. Funabashi**, "A hybrid System Using Alternative Energy Facilities in Isolated Island," *IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 20, no. 2, pp. 406-414 June 2005*
- [58] : **F. Giraud, and Z. M. Salameh**, "Steady-state performance of a grid connected rooftop hybrid wind-photovoltaic power system with battery storage," *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, No. 1, March 2001, pp. 1-7*.

- [59] : **N.K. Lujara, J.D. van Wyk, and P.N. Materu**, "Power electronic loss models of DC-DC converters in photovoltaic applications" *Industrial Electronics, 1998. Proceedings. ISIE '98. IEEE International Symposium on Volume 1, 7-10 July 1998 Page(s):35- 39 vol.1.*
- [60] : **B. Multon**, "L'énergie électrique: analyse des ressources et de la production, place des sources renouvelables", *journées électrotechnique du club EEA, 1999.*
- [61] : **M. Pai, N-C. Tien**, "Polysilicon Actuated Micromirror for large Matrix Optical Cross-connects", *MOEMS99, pp. 30-33, 1999.*
- [62] : **S. Boux de casson**, "Modélisation et simulation d'architectures de conversion de puissance associées à une commande MPPT destinées à l'optimisation de la production d'une éolienne", *rapport de diplôme de Recherche Universitaire, 2001.*
- [63] : **X. Roboam, and S. Astier**, " Les Bond Graphs causaux pour les systèmes à énergie renouvelable," *Techniques de l'ingénieur, D3910, 2006.*
- [64] : **O. Al-Naseem, R.W. Erickson, and P. Carlin**, " Prediction of switching loss variations by averaged switch modelling," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, vol 1, pp. 242 – 248, Feb. 2000.*
- [65] : IGBT Characteristics, International Rectifier note, AN-983.
- [66] : Z.M. Salameh and B.S. Borowy., "Dynamic Response of a Stand-Alone Wind Energy Conversion System with Battery Energy Storage to a Wind Gust" *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 12, Mars 1997.*