

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université A. MIRA – BEJAIA



Faculté de Technologie

Département de Génie électrique

Spécialité : Energies renouvelables

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

En vue de l'obtention du diplôme de Master

Thème

**Étude et conception d'un convertisseur DC/DC
bidirectionnel**

Réalisé par :

- SALMI Adel
- BENDRIS Samy

Encadreur :

Mme REKIOUA Djamila

Co-Encadré par :

Melle BELAID Saloua

Promotion 2023/2024

REMERCIEMENTS

Avant tout, nous exprimons notre profonde gratitude à Dieu Tout-Puissant pour nous avoir guidé, inspiré et doté de la volonté et de la force nécessaires à la réalisation de ce travail.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à notre encadrante, Professeure Djamila REKIOUA, pour son encadrement exceptionnel, sa disponibilité constante et ses conseils avisés tout au long de l'élaboration de ce mémoire.

Nos remerciements vont également à Monsieur Toufik REKIOUA, Directeur du laboratoire, pour son soutien inestimable. Nous remercions aussi chaleureusement l'ingénieur du laboratoire pour son assistance précieuse.

Nous adressons une reconnaissance particulière à notre co-encadrante, Mademoiselle Saloua BELAID, pour son inspiration, son aide précieuse et le temps généreux qu'elle a consacré à ce projet.

Enfin, nous remercions tous les membres du jury pour leur temps et leur expertise.

Nos plus vifs remerciements vont également à nos professeurs qui ont contribué à la concrétisation de notre formation, pour leur abnégation, leurs conseils avisés et leur patience tout au long de notre parcours académique.

DÉDICACES

Je souhaite tout d'abord exprimer ma profonde gratitude à mon binôme de projet, Samy, pour son soutien indéfectible, sa passion pour la recherche, et sa détermination à repousser les limites tout au long de cette aventure.

Je tiens également à remercier chaleureusement mes frères, Anis et Walid, pour leur aide inestimable et leur soutien moral durant les moments difficiles.

Enfin, une mention toute spéciale revient à ma mère, sans qui rien de tout cela n'aurait été possible. Je l'admire profondément pour avoir élevé seule mes frères et moi, et je suis immensément fier de tout ce qu'elle a accompli.

SALMI Adel.

DÉDICACES

Je dédie ce mémoire à mes proches, à ma famille, pour leur encouragement et leur soutien moral. Votre aide a été essentielle pour traverser les moments de doute et de difficulté. Votre amour inconditionnel, votre soutien et vos sacrifices ont permis cette réalisation. Merci d'avoir toujours cru en moi et de m'avoir donné les moyens de réussir, je vous aime <3.

À mes amis et collègues de classe, pour les moments de camaraderie, d'entraide et de soutien mutuel. Merci pour les souvenirs partagés et pour avoir rendu ce voyage académique si enrichissant et agréable.

Bien sûr, une dédicace spéciale ;) pour mon binôme Salmi Adel qui, sans lui, ce projet n'aurait jamais abouti. Je te remercie d'avoir donné le maximum de toi dans ce travail et d'avoir cru en ce projet et en nous malgré les nombreuses galères et péripéties que cela a engendrées. Merci, frère d'armes !

Enfin, à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce mémoire, je vous exprime ma profonde gratitude. Votre aide et vos encouragements ont été précieux et significatifs pour l'achèvement de ce travail.

BENDRIS Samy.

Table des matières

Introduction générale	1
CHAPITRE I.....	3
Les convertisseurs DC/DC dans les systèmes photovoltaïques	3
I.1 Introduction	4
I.2 Exploitation de l'énergie photovoltaïque	4
I.2.1 Installations connectées au réseau	4
I.2.2 Installations en site isolé	5
I.3 Les convertisseurs DC/DC	6
I.3.1 Rôle des convertisseurs DC/DC dans un système photovoltaïque	6
I.3.2 Types des convertisseurs DC/DC	8
I.4 Les moyens de conversion	9
I.5 Alimentation à découpage	10
I.5.1 Hacheur série « Buck »	10
I.5.2 Hacheur parallèle « Boost »	11
I.5.3 Hacheur à stockage inductif « Buck-Boost »	15
I.6 Avantages et inconvénients du convertisseur Boost	16
I.7 Conclusion	17
CHAPITRE II.....	18
Le hacheur DC/DC bidirectionnel	18
II.1 Introduction	18
II.2 Domaine d'utilisation des hacheurs réversibles	18
II.3 Types des hacheurs réversibles	18
II.3.1 Hacheur réversible en tension (deux quadrants)	19
II.3.2 Hacheur réversible en courant (deux quadrants)	21
II.3.3 Hacheur réversible en courant et en tension (quatre quadrants)	24
II.4 Conclusion	27
CHAPITRE III.....	28
Modélisation et simulation du système photovoltaïque	28
III.1 Introduction	28
III.2 Contraintes et cahier des charges	29
III.3 Modélisation du système photovoltaïque	29
III.3.1 Modélisation du module photovoltaïque	29
III.3.2 Modélisation du convertisseur DC/DC	31
III.3 Dimensionnement des composants actifs du convertisseur	32

III.3.1 Dimensionnement de l'interrupteur T	32
III.3.2 Dimensionnement du condensateur de sortie	33
III.3.3 Dimensionnement de l'inductance	34
III.5 Simulation du système photovoltaïque	35
III.5.1 Simulation du module photovoltaïque	35
III.5.2 Simulation du convertisseur survolteur	39
III.5.3 Simulation du convertisseur réversible en courant	40
III.6 Conclusion	44
CHAPITRE IV	45
Conception et réalisation du convertisseur bidirectionnel.....	45
IV.1 Introduction	46
IV.2 Réalisation du convertisseur bidirectionnel	46
IV.2.1 Partie puissance	46
IV.2.2 Partie commande	49
IV.3 Réalisation du circuit imprimé	58
IV.3.1 Carte d'alimentation	58
IV.3.2 Carte de commande	59
IV.4 Résultats des tests pratiques	60
IV.5 Conclusion	64
Conclusion générale	65
Références	76

LISTE DES FIGURES

Figure I. 1 Installation photovoltaïque connectée au réseau.....	5
Figure I. 2 Batterie Lithium de stockage d'énergie solaire.....	5
Figure I. 3 Installation photovoltaïque en site isolé.....	6
Figure I. 4 Rôle d'un convertisseur DC/DC dans un système photovoltaïque.....	7
Figure I. 5 Schéma représentatif de différents hacheurs.	9
Figure I. 6 Eléments de circuit disponibles pour la conception des convertisseurs.....	9
Figure I. 7 Schéma électrique d'un convertisseur BUCK.....	10
Figure I. 8 Schéma électrique d'un convertisseur BOOST.....	12
Figure I. 9 Schéma équivalent du hacheur boost pendant la phase active.	13
Figure I. 10 Schéma équivalent du hacheur boost pendant la phase de roue libre.	13
Figure I. 11 Signal de commande de l'interrupteur.....	14
Figure I. 12 Schéma électrique d'un convertisseur BUCK-BOOST.	16
Figure II. 1 Différents types de hacheurs.	19
Figure II. 2 Structure du hacheur série réversible en tension.	20
Figure II. 3 Principe de fonctionnement du hacheur réversible en tension (Phase 1).....	20
Figure II. 4 Principe de fonctionnement du hacheur réversible en tension (Phase 2).....	21
Figure II. 5 Structure du hacheur série réversible en courant.	22
Figure II. 6 Principe de fonctionnement du hacheur réversible en courant (Phase 1).....	23
Figure II. 7 Principe de fonctionnement du hacheur réversible en courant (Phase 2).....	23
Figure II. 8 Structure du hacheur réversible en courant et en tension.	24
Figure II. 9 Schémas de principe de fonctionnement en mode moteur.	25
Figure II. 10 Schémas de principe de fonctionnement en mode génératrice.....	26
Figure III. 1 Schéma synoptique de conversion d'énergie solaire avec une commande MPPT....	28
Figure III. 2 Schéma équivalent d'un modèle à une diode.....	30
Figure III. 3 Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant réalisé avec Simscape.....	31
Figure III. 4 Schéma du bloc Matlab/Simulink du module photovoltaïque.	36
Figure III. 5 Influence de l'ensoleillement sur la caractéristique d'une cellule photovoltaïque. ...	37
Figure III. 6 Influence de la température sur la caractéristique d'une cellule photovoltaïque. ...	37
Figure III. 7 Différentes allures de puissance/tension pour température constante et ensoleillements variables.....	38
Figure III. 8 Différentes allures de puissance/tension pour ensoleillement constant et températures variables.	39
Figure III. 9 Schéma bloc Matlab/Simulink du convertisseur boost.	39
Figure III. 10 Différentes allures de tension en fonction du temps pour différents rapports cycliques.	40
Figure III. 11 Différentes allures de courant en fonction du temps pour différents rapports cycliques.	40
Figure III. 12 Schéma bloc du hacheur bidirectionnel associé à un moteur à courant continu....	41
Figure III. 13 Paramètres du bloc moteur.	41
Figure III. 14 Réglage des paramètres du pas.....	42
Figure III. 15 Allure de la vitesse de référence et la vitesse actuelle.....	42
Figure III. 16 Allure de l'état de charge de la batterie au moment du freinage.....	43

Figure III. 17	Allure de la tension de la batterie.	43
Figure III. 18	Allure du courant de la batterie.	44
Figure III. 19	Allures du courant du moteur et du couple électrique.	44
Figure IV. 1	Illustration de l'inductance.	46
Figure IV. 2	Illustration du condensateur.	47
Figure IV. 3	Caractéristique des interrupteurs de puissance [34].	48
Figure IV. 4	Illustration du bras IGBT.	48
Figure IV. 5	Circuit de commande réalisé avec KiCad.	49
Figure IV. 6	Schéma du régulateur réalisé avec KiCad.	49
Figure IV. 7	Illustration du TRACO.	50
Figure IV. 8	Schéma électrique de l'oscillateur réalisé sur Kicad.	51
Figure IV. 9	Les différents signaux générés par l'oscillateur à fréquence et rapport cyclique variable.	52
Figure IV. 10	Schéma synoptique de branchement du capteur à effet Hall.	52
Figure IV. 11	Illustration de capteur de courant à effet Hall LA 55-P.	53
Figure IV. 12	Circuit logique de commutation.	53
Figure IV. 13	Schéma représentatif d'un optocoupleur HCPL-3120.	54
Figure IV. 14	Schéma représentatif de l'inverseur CD4069.	55
Figure IV. 15	Schéma représentatif de la porte logique AND HEF4081BP.	56
Figure IV. 16	Schéma représentatif du driver IR2112.	56
Figure IV. 17	Schéma représentatif du dissipateur thermique.	58
Figure IV. 18	Circuit imprimé de la carte d'alimentation.	59
Figure IV. 19	Circuit imprimé de la carte de commande.	60
Figure IV. 20	Circuit d'alimentation sur maquette.	61
Figure IV. 21	Circuit du générateur de signaux.	61
Figure IV. 22	Circuit logique de commutation.	62
Figure IV. 23	Allures de V_s et e.	62
Figure IV. 24	Allures de V_s' et e.	63
Figure IV. 25	Allures de $\pm V_{sat}$.	63
Figure IV. 26	Signaux de l'inverseur.	63
Figure IV. 27	Signal de sortie des portes logiques AND.	64

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I. 1 Comparaison des convertisseurs en termes d'applications et gain de tension et en termes de rendement [15].	17
Tableau II. 1 Principe de fonctionnement du hacheur réversible en courant.	23
Tableau III. 1 Les paramètres du modèle à une diode.	31
Tableau III. 2 Les caractéristiques du panneau solaire utilisé.	35
Tableau IV. 1 Avantages de l'utilisation des TRACO.	50
Tableau IV. 2 Tableau explicatif du fonctionnement logique des transistors.	54

Nomenclatures et abréviations

$+V_{cc}$: Tension positive d'alimentation continue.

ΔI_L : L'ondulation absolue du courant l'inductance.

ΔQ : La variation de la charge électrique stockée dans un condensateur ou une capacité.

ΔV_s : Ondulation de la tension de sortie.

Δi_{max} : L'ondulation absolue maximum du courant l'inductance.

A : Facteur d'idéalité de la diode.

C : Capacité.

D : Diode.

e : La tension intégrée.

E : Tension d'entrée.

E_c : Générateur fictive de la tension du moteur.

E_G : Energie de gap $1,76 \cdot 10^{-19}$.

$E_{S_{ref}}$: L'ensoleillement sous conditions STC.

I_e : Courant d'entrée.

I_L : Courant traversant l'inductance.

I_{ph} : Représente le courant photo-généré.

I_{pv} : Courant émit par le panneau photovoltaïque.

I_s : Courant de sortie.

$\hat{I}_T : I_m$: Le courant crête dans l'interrupteur.

\hat{I}_c : Le courant crête dans le condensateur.

K : Constante de Boltzmann $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$.

K : Interrupteur.

L : Inductance.

L_a : Inductance fictive du moteur.

N_s : Nombre de cellules en série dans un module.

P_1, P_2 : Les pentes du signal triangulaire.

P_1, P_2, P_3, P_4 : Les constantes ou paramètres spécifiques utilisés dans les modèles mathématiques ou les équations décrivant les performances des panneaux solaires.

P_{pv} : Puissance émise par le panneau photovoltaïque.

q : La charge d'électron $1,6 \cdot 10^{-19}$ C.

$R_{th}(b \rightarrow r)$: Résistance thermique entre le boîtier et le radiateur.

$R_{th}(j \rightarrow a)$: Résistance thermique entre la jonction et le milieu extérieur.

$R_{th}(j \rightarrow b)$: Résistance thermique entre la jonction et le boîtier.

$R_{th}(r \rightarrow a)$: Résistance thermique radiateur-air ambiant.

R_{th} : Résistance thermique.

R : Résistance.

R_a : Résistance fictive englobant la partie électrique et mécanique du moteur.

R_p : Résistance de shunt.

R_s : Résistance interne.

$S : \bar{S} : \bar{\bar{S}}$: Signaux logiques de commutation représentant le courant.

T : Période de commutation/ interrupteur/température.

T_a : Température du milieu extérieur.

T_b : Température du boîtier.

T_f : Transistor qui implique la récupération d'énergie par freinage.

T_j : Température de jonction.

T_{Jref} : La température sous conditions STC.

T_p : Représente le transistor principal du hacheur bidirectionnel.

T_r : Température du radiateur.

U' : Nouvelle tension.

U_C : Tension de la charge.

U_M : Tension du moteur.

V_d : Tension aux bornes de la diode.

V_e : Tension d'entrée.

V_S : La tension de sortie de l'amplificateur (AOP 3).

V_S, V_0 : Tension de sortie.

V_S' : La tension de sortie de l'amplificateur (AOP 2).

V_{SAT} : Tension de saturation.

η : Rendement.

I_{Lmax} : Courant maximum de l'inductance.

I_{Lmin} : Courant minimum de l'inductance.

I_{Rp} : Courant traversant la résistance shunt.

I_{Smax} : Tension de sortie maximale.

$I_{T moy}$: La valeur moyenne traversant l'interrupteur.

$I_{T1} : I_{T2}$: Courant traversant l'interrupteur.

I_{Teff} : Le courant efficace dans l'interrupteur.

$P_{E moy}$: Puissance émise par la source d'entrée.

P_{th} : La puissance maximale dissipée par le composant.

T_{max} : Période de commutation maximal.

T_{min} : Période de commutation minimal.

$U_{C moy}$: Tension moyenne aux bornes du condensateur / tension moyenne au borne de la charge.

$U_{L moy}$: Tension moyenne de la bobine.

$U_{M moy}$: Tension moyenne du moteur.

V_{Tmax} : Tension maximale aux bornes de l'interrupteur.

V_{Smax} : Tension de sortie maximum.

V_{Smin} : Tension de sortie minimum.

di : Dérivée de courant.

dt : Dérivée du temps.

dv : Dérivée de la tension.

f : La fréquence.

f_{max} : La fréquence de commutation maximal.

f_{min} : La fréquence de commutation minimal.

I_{cc} : Courant de court-circuit.

I_{ppm} : Courant photo généré Maximum.

P_{max} : La puissance maximale.

T_{off} : Période de temps pendant laquelle l'interrupteur T est ouvert.

T_{on} : Période de temps pendant laquelle l'interrupteur T est fermé.

V_{co} : Tension de circuit ouvert.

V_{ppm} : La tension photo généré Maximum.

α : Rapport cyclique.

α_{\max} : Rapport cyclique maximum.

Abréviations

AC : courant continue.

DC : courant continu.

EDC : état de charge de la batterie.

EMI : Réduction des perturbations électromagnétiques.

H : forme d'une structure électrique reprenant celle de la lettre H.

IGBT : Transistor Bipolaire à Grille Isolée.

LC : filtre composé d'une inductance en plus d'une capacité.

MCC : mode de conduction continue.

MCD : mode de conduction discontinue.

MLI : modulation de largeur d'impulsion.

MOS : Mosfet : Transistor à Effet de Champ Métal-Oxyde-Semi-conducteur.

MPPT : point de puissance maximum.

Opto : émetteur qui génère de la lumière.

PCB : Printed circuit board ou circuit imprimé.

PID : Proportionnelle-Intégrale-Dérivée.

PV : Panneau photovoltaïque.

TGV : Train à grande vitesse.

VCES : Tension de Collecteur-Émetteur en mode Blocage

Introduction générale

L'énergie solaire se démarque comme une source renouvelable élégante. En plus d'être silencieuse, elle s'intègre harmonieusement aux constructions, ne nécessitant pas beaucoup d'entretien particulier en raison de l'absence de pièces mobiles. Cette fiabilité en a fait une référence dans les applications spatiales et dans les zones isolées, émergente comme une option viable pour les applications à faible et moyenne consommation d'énergie, en particulier depuis la baisse des coûts des panneaux solaires et l'amélioration de leurs performances.

Les convertisseurs DC/DC représentent une composante essentielle dans les systèmes photovoltaïques. Ils sont essentiels pour optimiser l'efficacité énergétique, stabiliser les tensions, protéger les composants, offrir une flexibilité et une modularité accrue, réduire les pertes de transmission et améliorer la gestion intelligente de l'énergie. Ils permettent de maximiser la performance globale et la fiabilité des installations photovoltaïques de l'électronique de puissance moderne. Le travail a couvert les hacheurs directs et indirects ainsi que les convertisseurs à découpage tels que le Buck, le Boost et le Buck-Boost. Chaque type de convertisseur présente des avantages et des inconvénients spécifiques, et leur sélection dépend des exigences de l'application.

Le cahier des charges a mis en évidence l'importance de prendre en compte les caractéristiques de la source d'énergie et de la charge lors de la conception d'un convertisseur. Cette étape intermédiaire entre la source et la charge est cruciale pour l'adaptation et la régulation de la tension, répondant ainsi aux besoins spécifiques de l'application.

La réversibilité des hacheurs tels que celle en tension, en courant et en courant-tension, démontre son importance et sa capacité à permettre un flux bidirectionnel d'énergie. Cette fonctionnalité est particulièrement essentielle dans les systèmes de stockage d'énergie et autres contextes nécessitant une gestion flexible de la puissance, où l'énergie doit pouvoir circuler dans les deux sens entre la source et la charge. L'objectif de notre travail est l'étude et la conception d'un hacheur Boost bidirectionnel. Le projet a été réalisé au sein du laboratoire d'excellence de Technologie Industrielle et de l'Information (LTII) de l'université Abderrahmane Mira de Béjaïa.

Pour se faire, le mémoire est organisé en quatre chapitres:

► Dans le **premier chapitre**, on présente les systèmes photovoltaïques et les différents convertisseurs DC/DC utilisés dans un système PV.

► Dans le **deuxième chapitre**, nous étudions les hacheurs réversibles, en mettant l'accent sur le hacheur réversible en courant qui sera utilisé dans la suite de notre travail.

► Le **troisième chapitre** est consacré à la modélisation et à la simulation du module solaire, du hacheur boost et du hacheur bidirectionnel associé au freinage d'un électromoteur, avec des simulations réalisées à l'aide du logiciel Matlab/Simulink.

► Dans le **quatrième chapitre**, nous présentons la réalisation pratique du convertisseur réversible en courant (bidirectionnel) précisant les étapes de conception des circuits imprimés.

Le mémoire se termine par une conclusion générale, et des perspectives futures.

CHAPITRE I

Les convertisseurs DC/DC dans les systèmes photovoltaïques

Sommaire

I.1 Introduction

I.2 Exploitation de l'énergie photovoltaïque

I.2.1 Installations connectées au réseau

I.2.2 Installations en site isolé

I.3 Les convertisseurs DC/DC

I.3.1 Rôle des convertisseurs DC/DC dans un système photovoltaïque

I.3.2 Types des convertisseurs DC/DC

I.4 Les moyens de conversion

I.5 Alimentation à découpage

I.5.1 Hacheur série « Buck »

I.5.2 Hacheur parallèle « Boost »

I.5.3 Hacheur à stockage inductif « Buck-Boost »

I.6 Avantages et inconvénients du convertisseur Boost

I.7 Conclusion

I.1 Introduction

Les systèmes photovoltaïques, utilisant des matériaux semi-conducteurs, transforment la lumière solaire en courant continu. Applicables dans divers contextes, des bâtiments aux applications spatiales [1], ils jouent un rôle crucial dans la transition énergétique en réduisant la dépendance aux combustibles fossiles et les émissions de gaz à effet de serre [2]. Leur développement rapide entraîne des performances accrues, une plus grande durabilité et une meilleure intégration dans les infrastructures existantes.

Les convertisseurs DC/DC sont indispensables dans les systèmes photovoltaïques pour maximiser l'efficacité énergétique, assurer la stabilité de la tension, protéger les composants, et offrir une flexibilité de conception et de gestion de l'énergie. Leur rôle dans l'optimisation et la fiabilité des systèmes PV en fait des éléments clés pour le développement et l'expansion des énergies renouvelables.

Dans ce chapitre, nous allons examiner les différents types de convertisseurs DC/DC utilisés dans un système photovoltaïque ainsi que leurs modes de fonctionnement.

I.2 Exploitation de l'énergie photovoltaïque

Les installations photovoltaïques peuvent être divisées en deux grandes catégories en fonction de leur connexion au réseau électrique [3]. Voici quelques-uns des principaux domaines d'application de l'énergie photovoltaïque :

I.2.1 Installations connectées au réseau

Ces installations sont connectées au réseau électrique principal et fournissent de l'électricité directement au réseau.

L'électricité produite par les panneaux solaires est utilisée en premier lieu pour alimenter les besoins de l'installation elle-même, puis tout excès est injecté dans le réseau.

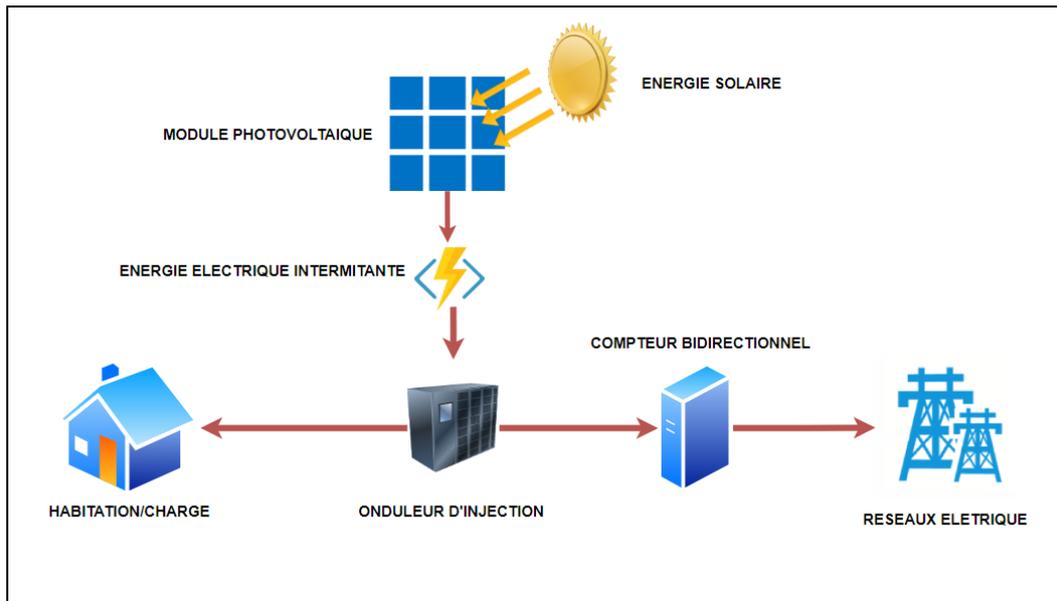


Figure I. 1 Installation photovoltaïque connectée au réseau.

Ces installations peuvent être dimensionnées en fonction de la taille de la demande énergétique de l'utilisateur [4] [5].

I.2.2 Installations en site isolé

Ces installations ne sont pas connectées au réseau électrique principal et sont conçues pour fonctionner de manière autonome, sans avoir besoin d'une connexion au réseau.

Elles utilisent généralement des systèmes de **stockage d'énergie** tels que des batteries pour stocker l'électricité produite pendant les périodes de forte production solaire, afin de la rendre disponible lorsque le soleil ne brille pas.



Figure I. 2 Batterie Lithium de stockage d'énergie solaire.

Les installations en site isolé sont souvent utilisées dans des endroits éloignés ou difficile d'accès où l'accès au réseau électrique est limité ou coûteux [4].

Elles sont couramment utilisées pour alimenter des équipements tels que des maisons de vacances, des chalets, des stations météorologiques, des télécommunications et des installations de pompage d'eau dans les régions rurales ou isolées [5].

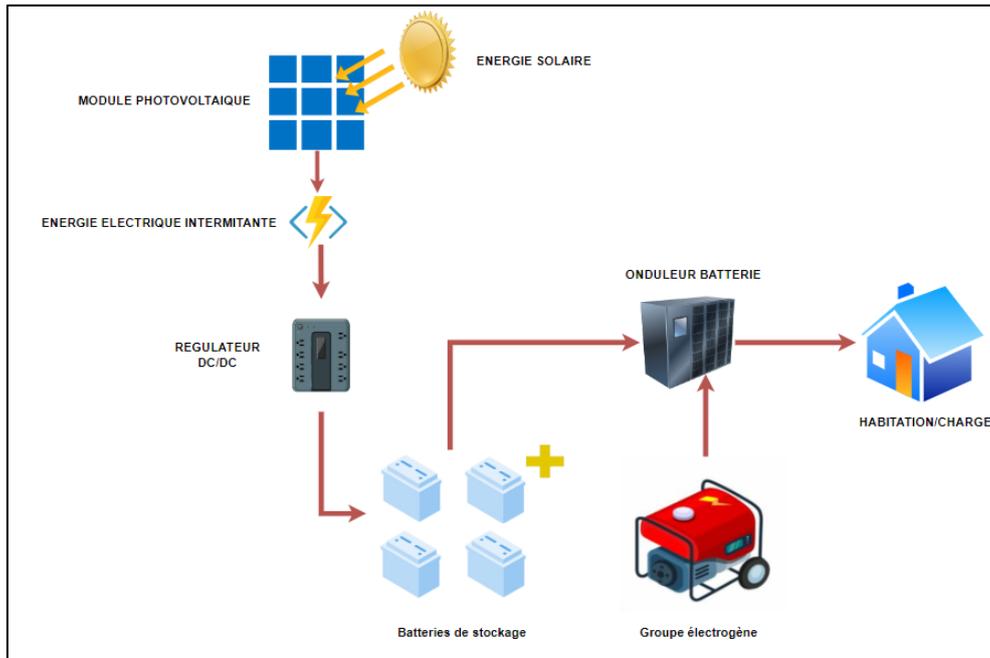


Figure I. 3 Installation photovoltaïque en site isolé.

I.3 Les convertisseurs DC/DC

I.3.1 Rôle des convertisseurs DC/DC dans un système photovoltaïque

Les convertisseurs DC/DC jouent un rôle crucial dans les systèmes photovoltaïques pour plusieurs raisons importantes comme peut le montrer la figure suivante :

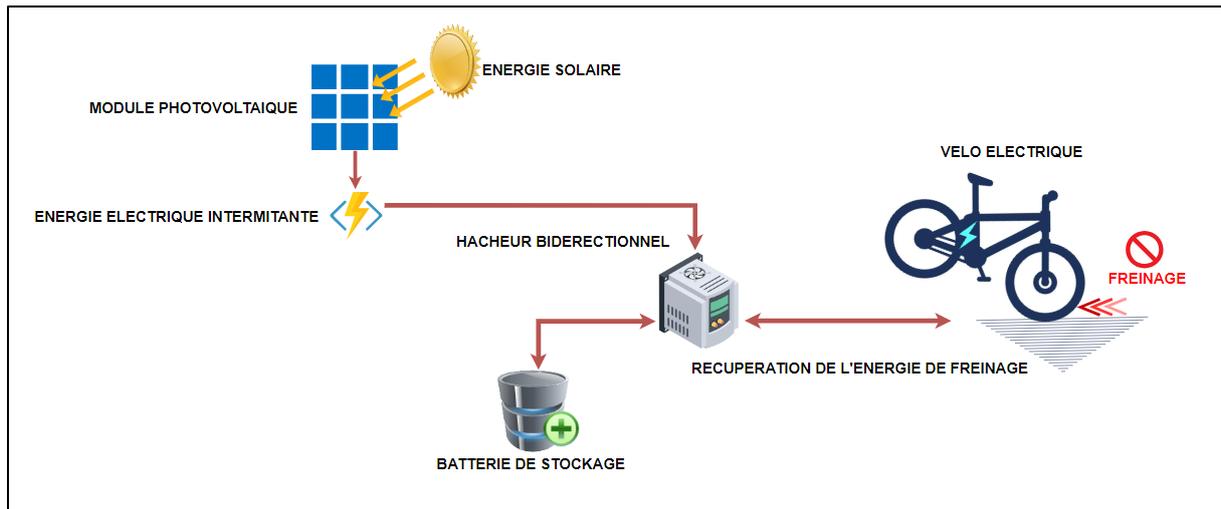


Figure I. 4 Rôle d'un convertisseur DC/DC dans un système photovoltaïque.

- **Optimisation de la performance du système:** Les convertisseurs DC/DC sont souvent équipés de la technologie MPPT qui permet d'extraire le maximum de puissance possible des panneaux solaires en ajustant continuellement le point de fonctionnement du système. Cela maximise l'efficacité énergétique et augmente la production d'électricité [6].
- **Adaptation des niveaux de tension:** Les convertisseurs DC/DC permettent de transformer la tension variable et souvent non idéale générée par les panneaux solaires en une tension stable et adaptée aux besoins du système, qu'il s'agisse de charger des batteries ou de fournir de l'énergie à un onduleur pour la conversion en courant alternatif (AC).
- **Stabilité et régulation:** Ils assurent une régulation stable de la tension de sortie, même en présence de variations de l'ensoleillement, garantissant ainsi une alimentation électrique fiable et constante aux composants du système PV [7].
- **Amélioration de l'efficacité globale:** Les convertisseurs DC/DC de haute qualité minimisent les pertes de conversion d'énergie, augmentant ainsi l'efficacité globale du système PV. Les technologies avancées de ces convertisseurs permettent d'atteindre des rendements très élevés, souvent supérieurs à 95% [8].
- **Flexibilité de conception:** Ils permettent l'utilisation de composants aux caractéristiques différentes (comme les panneaux solaires avec différentes tensions de sortie) au sein du même système, offrant ainsi une grande flexibilité de conception et d'expansion du système PV [7].

- **Protection des composants:** Les convertisseurs DC/DC protègent les composants sensibles du système, comme les batteries et les onduleurs, contre les surtensions et les variations brusques de tension, prolongeant ainsi leur durée de vie et réduisant les risques de pannes [8].
- **Compatibilité avec le stockage d'énergie :** Dans les systèmes PV hybrides ou autonomes, les convertisseurs DC/DC sont essentiels pour la gestion efficace de la charge et de la décharge des batteries, optimisant ainsi l'utilisation de l'énergie stockée.
- **Intégration avec d'autres sources d'énergie:** Ils facilitent l'intégration de sources d'énergie complémentaires (comme l'éolien ou les générateurs diesel) en assurant une conversion et une régulation adéquates des différentes tensions de sortie, permettant une gestion intelligente et optimale de l'énergie [9].

I.3.2 Types des convertisseurs DC/DC

Les hacheurs, qui sont des convertisseurs utilisés pour moduler l'énergie en courant continu, permettent de réguler soit la tension appliquée à une charge, soit le courant qui y circule [10]. Placés entre un générateur et un récepteur fonctionnant tous deux en courant continu, ils assurent un contrôle précis de l'énergie transférée. Il existe deux types principaux de hacheurs:

- **Les hacheurs directs** établissent une connexion entre un générateur et un récepteur, où l'un agit comme une source de tension et l'autre comme une source de courant, conformément à la règle d'alternance des sources. Ils sont composés uniquement d'interrupteurs permettant de manipuler les connexions entre le générateur et le récepteur.
- **Les hacheurs indirects** connectent un générateur et un récepteur de même nature. Ils comprennent des interrupteurs ainsi qu'un élément de stockage d'énergie agissant comme une source intermédiaire de courant ou de tension, en fonction des caractéristiques du générateur et du récepteur. Cet élément de stockage reçoit de l'énergie du générateur, puis la transmet au récepteur selon les connexions établies par les interrupteurs.

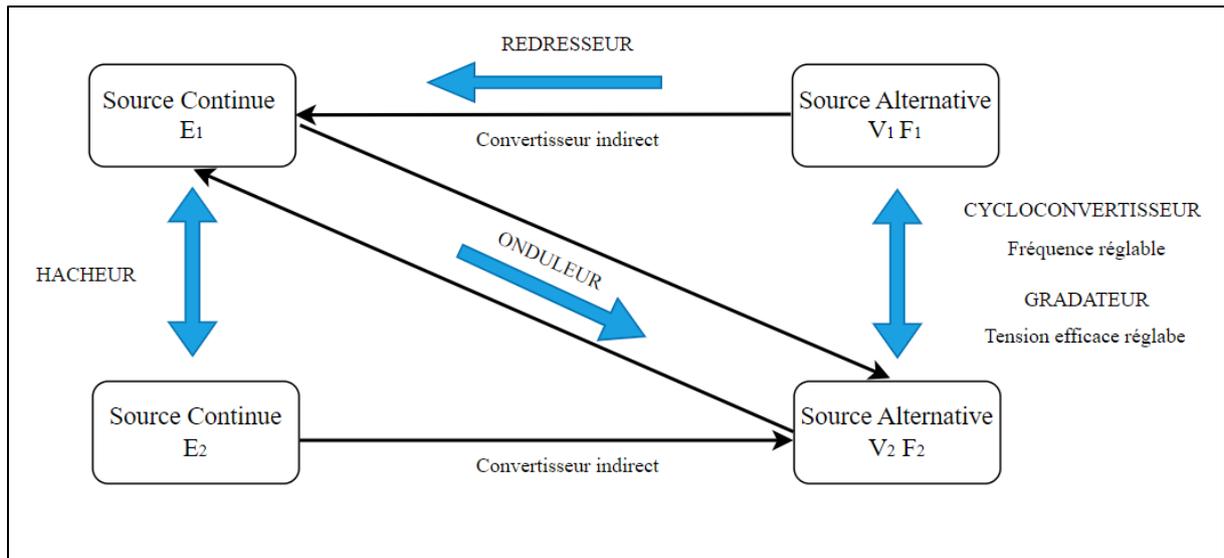


Figure I. 5 Schéma représentatif de différents hacheurs.

I.4 Les moyens de conversion

Les éléments de circuit conventionnels disponibles pour les concepteurs en électronique de puissance sont présentés dans la (Figure I.5). Ils comprennent les résistances, les condensateurs, les éléments magnétiques et les composants actifs à semi-conducteurs.

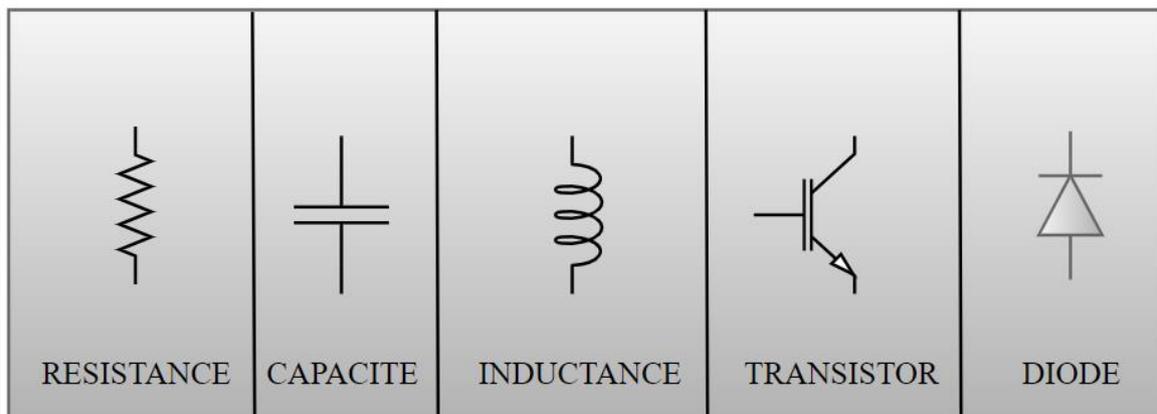


Figure I. 6 Eléments de circuit disponibles pour la conception des convertisseurs.

Dans les applications où le rendement de conversion n'est pas la principale préoccupation, ces éléments peuvent être utilisés. Cependant, lorsque l'efficacité énergétique est primordiale, les condensateurs et les inductances sont préférés car idéalement, ils ne consomment pas de puissance. En revanche, les éléments résistifs et les semi-conducteurs fonctionnant en mode linéaire doivent être évités dans ces cas. Les semi-conducteurs, tels que

les transistors, sont utilisés en mode de commutation. Lorsqu'un semi-conducteur est en état passant, il présente une chute de tension presque nulle à ses bornes, ce qui signifie qu'il dissipe très peu de puissance. De plus, lorsqu'il est bloqué, son courant est nul, ce qui signifie qu'il ne dissipe pas de puissance. Dans la suite, nous examinerons les convertisseurs à commutation qui utilisent des condensateurs, des inductances et des semi-conducteurs en mode de commutation [11].

I.5 Alimentation à découpage

I.5.1 Hacheur série « Buck »

On le nomme souvent dévolteur (Figure I.6), parce qu'il réduit de façon variable la tension de sortie par rapport à celle de l'entrée ou encore le hacheur abaisseur de tension. Il est constitué par un interrupteur d'amorçage commandé en série avec la source et une diode de roue libre parallèle à la source. Ces commutateurs fonctionnent de manière périodique. La quantité de puissance transférée est contrôlée en ajustant le rapport cyclique qui est égal au rapport entre le temps de fermeture et le temps d'ouverture de l'interrupteur de commutation. Le rapport cyclique est souvent ajusté par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Souvent, ce contrôle est fait dans le but de réguler la tension de sortie, bien qu'il puisse aussi permettre d'asservir le courant d'entrée, le courant de sortie, ou bien la puissance de sortie [12].

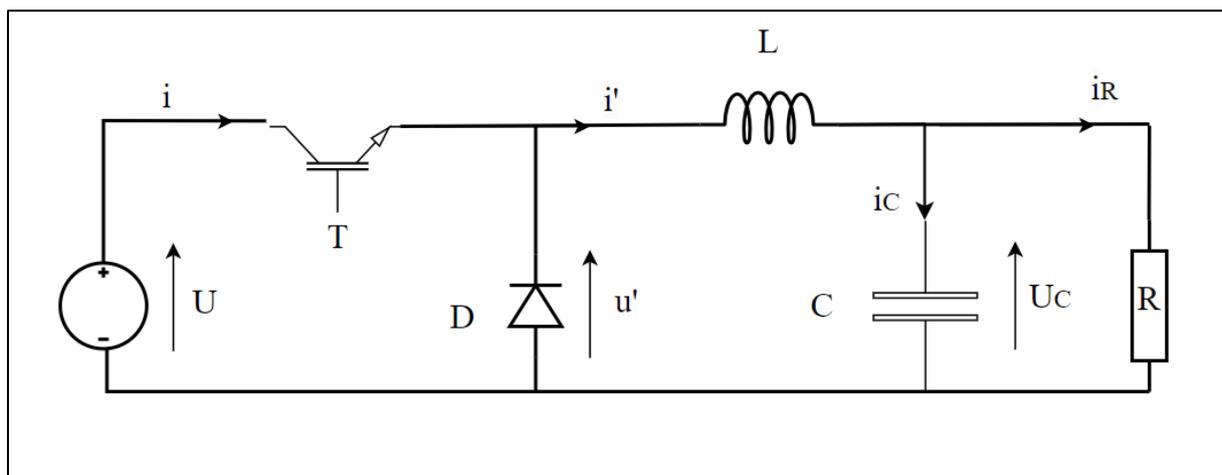


Figure I. 7 Schéma électrique d'un convertisseur BUCK..

Ce cycle comprend deux étapes. Lors de la première, l'interrupteur (T) est fermé pendant l'intervalle $[0, \alpha T]$, la source d'entrée U fournit de l'énergie à la charge et à

l'inductance la diode est polarisée en inverse. Lors de la seconde, l'interrupteur (T) est ouvert et la diode passante au cours de l'intervalle $[\alpha T, T]$.

On obtient les équations suivantes :

• **Pour $0 < t < \alpha T$**

Le transistor T conduit :

$$i = i' , \quad (\text{I.1})$$

$$U' = U , \quad (\text{I.2})$$

$$U_C = U - L di' dt . \quad (\text{I.3})$$

• **Pour $\alpha T < t < T$**

La diode D conduit :

$$i = 0 , \quad (\text{I.4})$$

$$U' = 0 , \quad (\text{I.5})$$

$$U_C = -L di' dt . \quad (\text{I.6})$$

Puisque la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle en régime permanent, la tension de sortie U_C a la même valeur moyenne que U' :

$$U_C = U' = \alpha U \quad (\text{I.7})$$

L'ondulation de U_C est négligeable. On peut confondre U_C avec sa valeur moyenne $U_{C \text{ moy}}$ et prendre comme valeur du courant dans la charge :

$$i_R = \frac{U_C}{R} = \frac{\alpha U}{R} \quad (\text{I.8})$$

Sachant que le rapport cyclique de fonctionnement α est défini par la fraction :

$$\alpha = \frac{U_C}{U} \quad (\text{I.9})$$

I.5.2 Hacheur parallèle « Boost »

Un convertisseur Boost (Figure I.7), ou hacheur parallèle, sert à convertir une tension continue à une autre tension continue de plus forte valeur, Il est basé sur deux interrupteurs, un commandé et l'autre à commutation naturelle qui fonctionnent en complémentarité durant une

période, un filtre LC et une résistance prise comme une charge. Comme précédemment expliqué, l'interrupteur T est commandé par un signal à modulation de largeur d'impulsion de période de découpage fixe et de rapport cyclique variable α qui permet d'ajuster la quantité d'énergie délivrée à la charge et donc d'imposer une nouvelle tension U' [12].

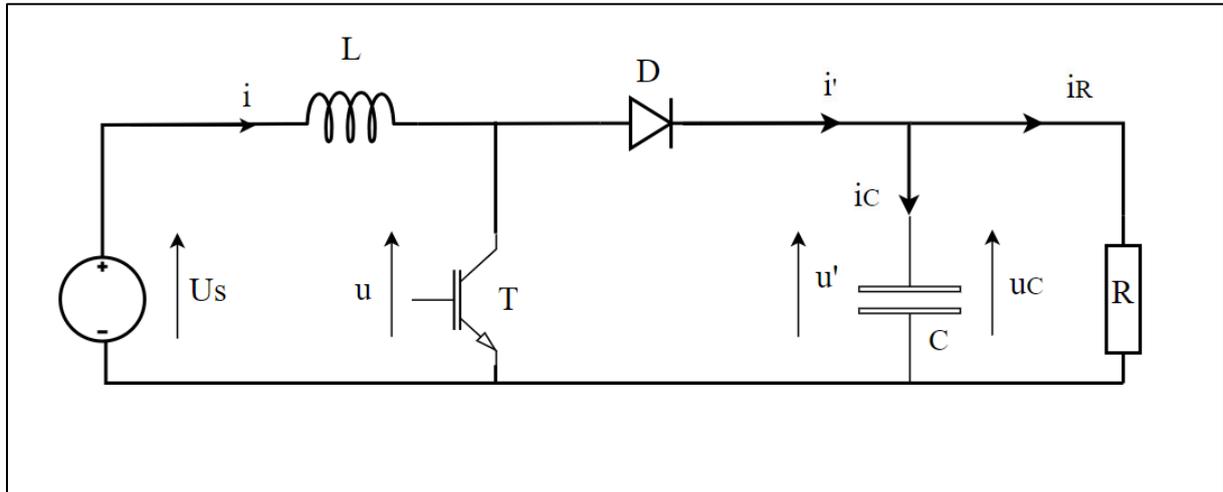


Figure I. 8 Schéma électrique d'un convertisseur BOOST.

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost peut être divisé en deux phases selon l'état de l'interrupteur (T) :

- **Phase active** : une phase d'accumulation d'énergie lorsque ce dernier est fermé, pendant l'intervalle $[0, \alpha T]$, cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance, donc le stockage d'une quantité d'énergie et puisque la diode est bloquée, la charge est déconnectée de l'alimentation.

À l'instant $t=0$, on ferme l'interrupteur pendant une durée $[\alpha T]$. La tension aux bornes de la diode D est égale à $(U_D = U_T - U_s)$. Comme l'interrupteur est fermé, on a $U = 0$, ce qui implique $(U_D = -U_s)$. La diode est donc bloquée puisque $U_s > 0$. Dans ces conditions, On obtient alors le schéma équivalent de la figure ci-dessous [13]:

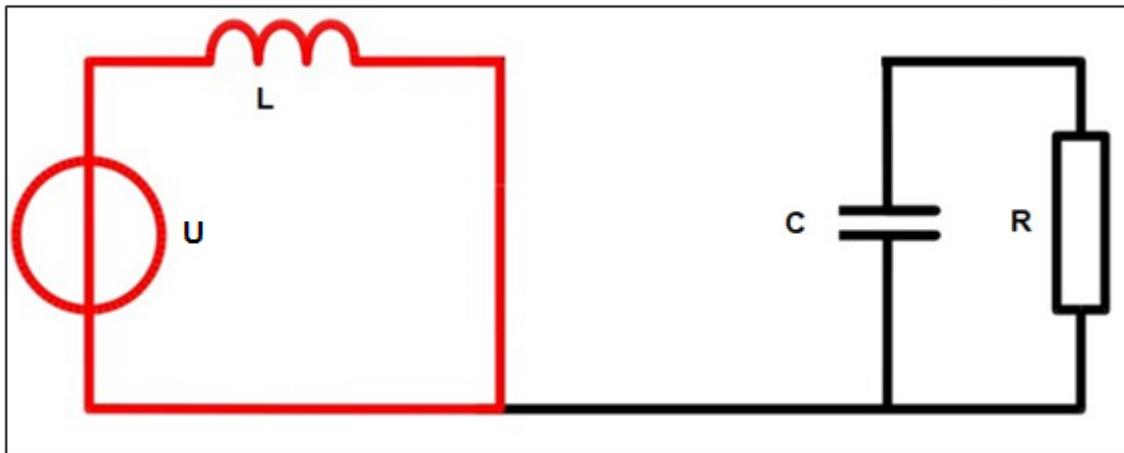


Figure 1. 9 Schéma équivalent du hacheur boost pendant la phase active.

• **Phase de roue libre** : Lorsque (T) est ouvert au cours de l'intervalle $[\alpha T, T]$, l'inductance se trouve en série avec la source et son énergie accumulée dans la phase 1 s'additionne à celle de la source (effet survolteur), Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode, le condensateur et la charge. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité.

À l'instant $t = \alpha T$, on ouvre l'interrupteur pendant une durée $[(1 - \alpha)T]$. Pour assurer la continuité du courant, la diode D entre en conduction. On obtient alors le schéma équivalent de la figure ci-dessous [13]:

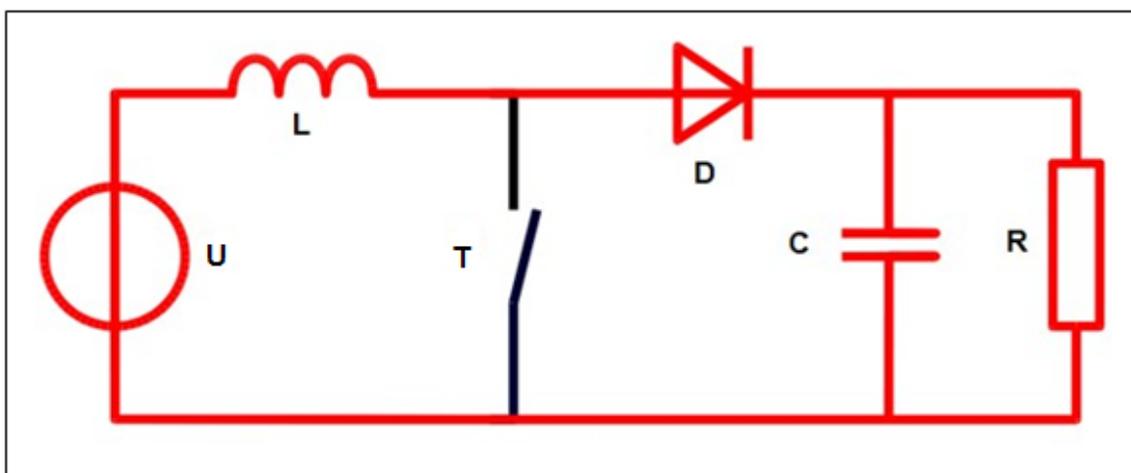


Figure 1. 10 Schéma équivalent du hacheur boost pendant la phase de roue libre.

La figure (I.10) présente l'allure du signal de commande appliqué à l'interrupteur. C'est un signal rectangulaire de fréquence f dont la durée est à l'état haut (durée de conduction de l'interrupteur, notée T_{on}) est ajustée par le paramètre (α). Ce paramètre, appelé rapport cyclique,

est défini comme étant le rapport entre la durée de conduction de l'interrupteur et la période de découpage T de celui-ci [13]:

$$\alpha = T_{\text{on}}/T \quad (\text{I.10})$$

on a :

$$T = T_{\text{on}} + T_{\text{off}} \quad (\text{I.11})$$

Où T_{off} correspond à la durée de blocage de l'interrupteur.

La durée de conduction T_{on} est comprise entre 0 et T donc, le rapport cyclique est compris entre 0 et 1. On peut exprimer la durée de conduction et de blocage de l'interrupteur en fonction de α et T :

- Durée de conduction :

$$T_{\text{on}} = \alpha T \quad (\text{I.12})$$

- Durée de blocage :

$$T_{\text{off}} = (1 - \alpha) T \quad (\text{I.13})$$

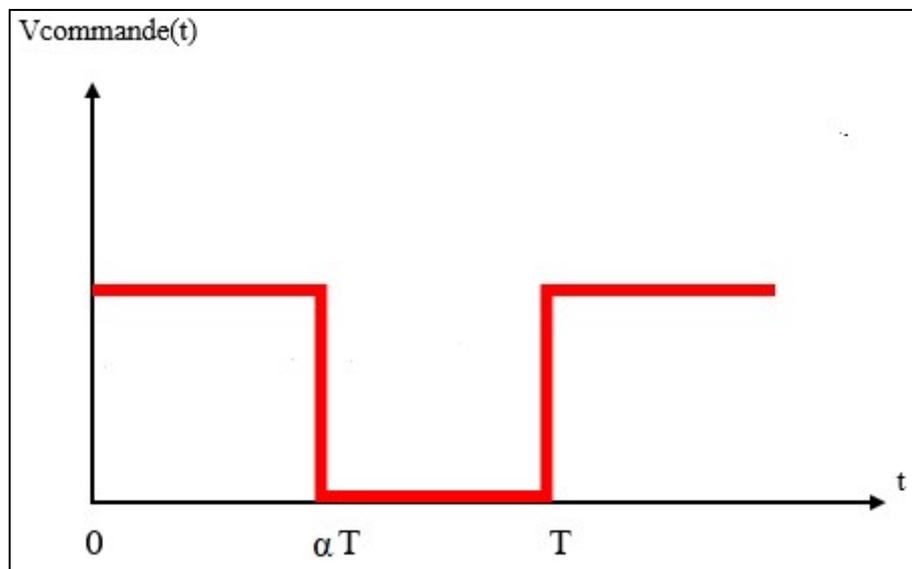


Figure I. 11 Signal de commande de l'interrupteur.

On obtient les équations suivantes :

- Pour $0 < t < \alpha T$ (Phase active)

L'interrupteur T conduit :

$$i' = 0, \quad (\text{I.14})$$

$$i_C = \frac{U_C}{R}, \quad (\text{I.15})$$

$$U = 0, \quad (\text{I.16})$$

$$L \frac{di}{dt} = U_S. \quad (\text{I.17})$$

• Pour $\alpha T < t < T$ (Phase de roue libre)

La diode D conduit :

$$i' = i, \quad (\text{I.18})$$

$$i_C = i - \frac{U_C}{R}, \quad (\text{I.19})$$

$$U = U_C, \quad (\text{I.20})$$

$$L \frac{di}{dt} = U_S - U_C. \quad (\text{I.21})$$

L'augmentation du courant i pendant le premier intervalle étant égale à sa diminution pendant le second, la valeur moyenne de la tension est nulle aux bornes de L. On a :

$$U_S 2\pi\alpha + (U_S - U_C)(2\pi\alpha) = 0 \quad (\text{I.22})$$

Sachant que le rapport cyclique de fonctionnement α est défini par la fraction :

$$\alpha = \frac{U_C - U_S}{U_C} \quad (\text{I.23})$$

I.5.3 Hacheur à stockage inductif « Buck-Boost »

Ce hacheur abaisseur/élevateur (Figure I.11) est un convertisseur direct qui va nous permettre de fournir une tension continue plus faible ou plus élevée à la sortie suivant la tension appliquée en son entrée, il doit être monté entre deux sources de polarités opposées. Cette variation de tension est dépendante de la valeur du rapport cyclique (α). Comme expliqué dans les précédents exemples, Il est basé sur deux interrupteurs, un commandé et l'autre à commutation naturel durant une période, l'interrupteur T est commandé par un signal à modulation de largeur d'impulsion [12].

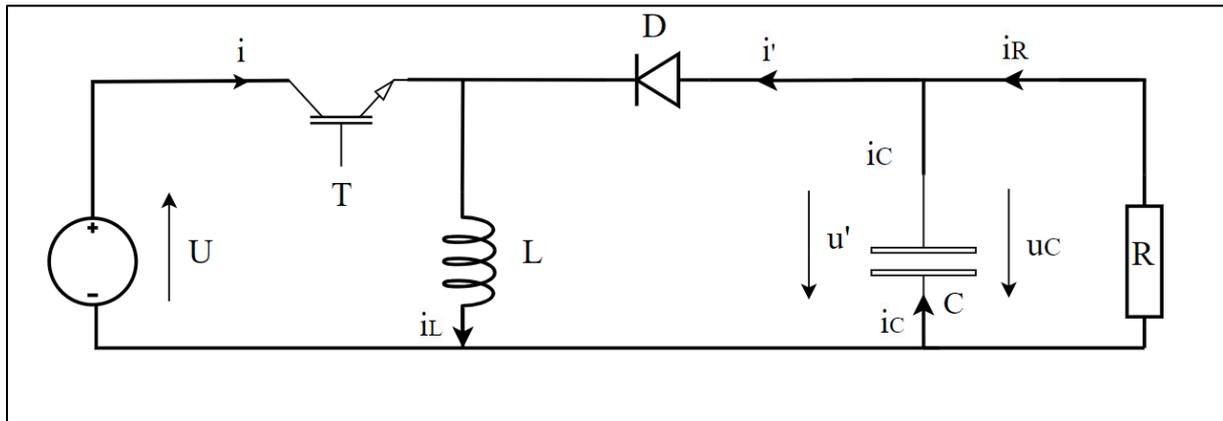


Figure I. 12 Schéma électrique d'un convertisseur BUCK-BOOST.

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck-Boost peut être divisé en deux phases selon l'état de l'interrupteur (T), une phase d'accumulation d'énergie lorsque l'interrupteur (T) est fermé, pendant l'intervalle $[0, \alpha T]$, son comportement est assimilable à celui d'un convertisseur Boost. Lorsque (T) est ouvert au cours de l'intervalle $[\alpha T, T]$, une phase de décharge, cette fois ci on peut l'assimiler à un convertisseur Buck. Il en résulte un transfert adaptatif de l'énergie de sortie imposé, l'effet survolteur pour $\alpha \geq 0.5$ et l'effet dévolteur pour $\alpha \leq 0.5$.

$$U_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} U \quad (I.24)$$

I.6 Avantages et inconvénients du convertisseur Boost

Le convertisseur Boost est utilisé pour les systèmes photovoltaïques avec un suiveur du point de puissance maximale (MPPT). Ceci émane du fait que ce convertisseur fonctionne au mode de courant continu extrayant autant de puissance que possible à partir des cellules solaires. Par conséquent le rendement énergétique du convertisseur Boost peut être plus grand que celui tous les autres hacheurs. L'un de ses avantages est que l'inductance (L) limite l'ondulation du courant d'entrée. Tous les convertisseurs cités précédemment peuvent jouer ce rôle d'élevateur de tension excepté le Buck.

Le convertisseur Buck-Boost est élévateur pour un rapport cyclique supérieur à un demi. Les contraintes en tension et en courant sur les interrupteurs et les diodes sont presque similaires pour les différentes topologies élévatrices [14].

Tableau I. 1 Comparaison des convertisseurs en termes d'applications et gain de tension et en termes de rendement [15].

	Applications	Gain en tension	Rendement
<i>Régulateur linéaire</i>	Abaisser la tension	$\frac{V_s - \Delta V}{V_e}$	20% - 50%
<i>Boost</i>	Élever la tension	$\frac{1}{1 - \alpha}$	75% - 90%
<i>Buck</i>	Abaisser la tension	α	80% - 95%
<i>Buck-Boost</i>	A la fois abaisser et élever la tension	$\frac{\alpha}{1 - \alpha}$	70% - 90%

Bien que les convertisseurs Boost offrent de nombreux avantages en termes d'augmentation de la tension d'alimentation, ils peuvent également présenter des inconvénients tels que la diminution de leurs efficacités à faible charge dans les applications avec des besoins de puissance variables, il présente également des limites liées aux contraintes de tension et aux capacités de courant de sortie, l'augmentation du bruit électromagnétique en raison de la commutation rapide des composants électroniques. Ces aspects doivent être pris en compte lors du choix et de la conception d'un convertisseur Boost pour une application particulière [16].

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné les convertisseurs DC/DC, utilisés dans un système photovoltaïque. Notamment, les hacheurs directs et indirects ; les convertisseurs à découpage (Buck, Boost, Buck-Boost), cela a mis en évidence l'importance de la conception adaptée à la source d'énergie et à la charge. Ces convertisseurs permettent une régulation efficace de la tension, répondant aux exigences spécifiques.

Dans ce qui suit, nous avons choisis d'étudier le hacheur bidirectionnel qui joue un rôle essentiel dans les systèmes photovoltaïques, particulièrement dans les configurations qui incluent des dispositifs de stockage d'énergie comme les batteries.

CHAPITRE II

Le hacheur DC/DC bidirectionnel

Sommaire

II.1 Introduction

II.2 Domaine d'utilisation des hacheurs réversibles

II.3 Types de hacheurs réversibles

II.3.1 Hacheur réversible en tension

II.3.2 Hacheur réversible en courant

II.3.3 Hacheur réversible en courant et en tension

II.4 Conclusion

II.1 Introduction

Les hacheurs réversibles sont des convertisseurs DC/DC permettant le transfert bidirectionnel d'énergie entre deux sources. Ils jouent un rôle essentiel dans le contrôle du flux de puissance en courant continu. Ce chapitre présente les principaux types de hacheurs selon leur réversibilité : en courant, en tension et en tension/courant. Les hacheurs réversibles en courant permettent l'inversion du sens du courant tout en maintenant une tension de sortie unidirectionnelle. Ceux réversibles en tension permettent l'inversion de la tension de sortie tout en maintenant un flux de courant unidirectionnel. Les hacheurs réversibles en tension et en courant offrent une flexibilité maximale en permettant l'inversion à la fois du courant et de la tension de sortie. Nous discuterons de leurs principes de fonctionnement, la structure de chaque type et leurs caractéristiques, illustrant leur importance dans les systèmes de conversion d'énergie.

II.2 Domaine d'utilisation des hacheurs réversibles

Les hacheurs sont largement utilisés pour moduler la vitesse des moteurs à courant continu (MCC), notamment dans les véhicules à traction moyenne comme les métros. Par exemple, la première génération de TGV (TGV Sud Est) utilise des ensembles hacheurs-moteurs à courant continu [17]. Ces dispositifs permettent de contrôler efficacement la puissance électrique dans des circuits en courant continu, offrant une flexibilité élevée et un rendement optimal. De plus, les hacheurs sont indispensables dans les systèmes exploitant les énergies éolienne et solaire, en stabilisant une tension d'entrée très variable. Ils jouent également un rôle crucial dans l'alimentation des moteurs pas à pas.

II.3 Types des hacheurs réversibles

En ce qui concerne la réversibilité des grandeurs de sortie, on distingue deux catégories de hacheurs : Réversibles et irréversibles. La réversibilité permet d'apporter certains avantages aux hacheurs. On cite par exemple, l'inversion du sens de rotation des moteurs électriques, le freinage par récupération, rechargement des batteries par récupération... [18].

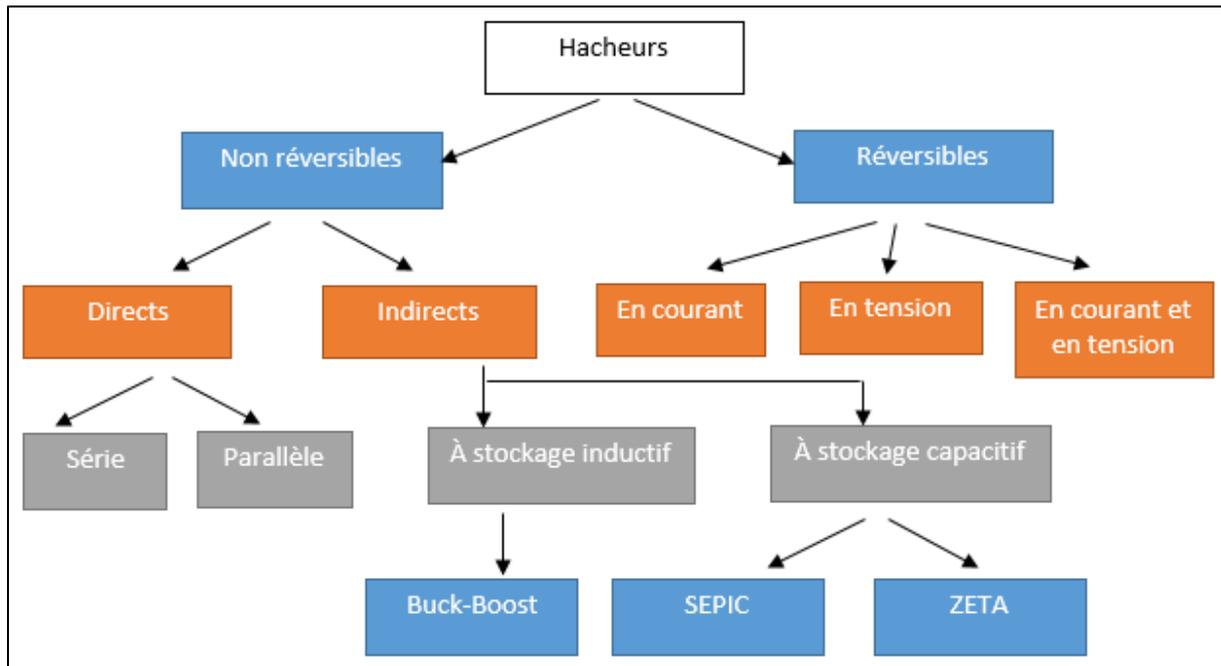


Figure II. 1 Différents types de hacheurs.

Les hacheurs réversibles permettent de changer la direction du courant ou de la tension. Ce comportement est couramment utilisé dans les systèmes d'entraînement électrique. Ainsi, lorsqu'un moteur est connecté en sortie d'un hacheur, il fonctionne comme une charge. Cependant, lorsqu'il est nécessaire de freiner, le moteur agit comme une génératrice, renvoyant de l'énergie vers la source, ce qui est plus efficace qu'un freinage mécanique simple [19]. Il existe trois types de hacheurs réversibles dans cette catégorie :

II.3.1 Hacheur réversible en tension (deux quadrants)

Un hacheur réversible de tension est structuré comme un pont en H, équipé de deux interrupteurs commandés et deux diodes. Chaque interrupteur est associé à une diode en série, avec la charge placée entre les deux interrupteurs [20]. La tension appliquée à la charge peut varier entre $+E$ et $-E$, permettant ainsi, en ajustant le rapport cyclique, d'obtenir une tension moyenne de sortie positive ou négative. Cependant, le courant doit demeurer de même signe dans la charge, car les interrupteurs ne sont pas bidirectionnels.

• Structure du montage

Le schéma ci-dessous représente la structure du hacheur série réversible en tension.

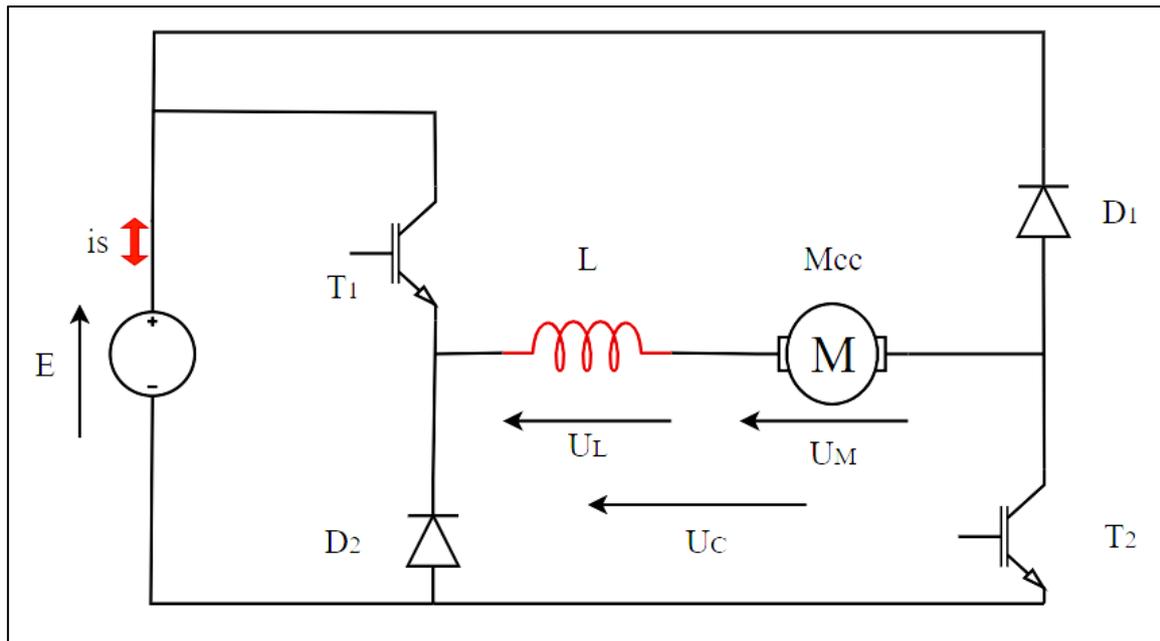


Figure II. 2 Structure du hacheur série réversible en tension.

• Principe de fonctionnement

Le fonctionnement du pont est complémentaire : lors de la commutation, les interrupteurs sont conducteurs tandis que les diodes sont bloquées. En l'absence de commutation, les interrupteurs sont bloqués et ce sont les diodes qui deviennent conductrices.

- La variation de tension de commutation par le rapport cyclique produit une réversibilité de tension de la façon suivante:
- Si $(\alpha > \frac{1}{2})$ on aura une tension positive,
- Si $(\alpha < \frac{1}{2})$ on aura une tension négative,
- Si $(\alpha = \frac{1}{2})$ la tension obtenue est nulle.

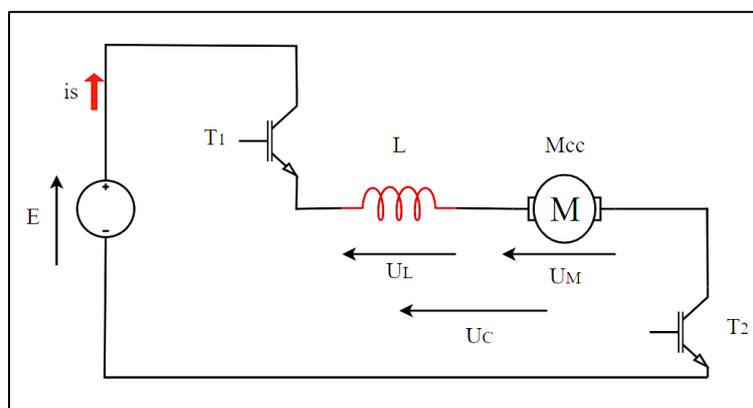


Figure II. 3 Principe de fonctionnement du hacheur réversible en tension (Phase 1).

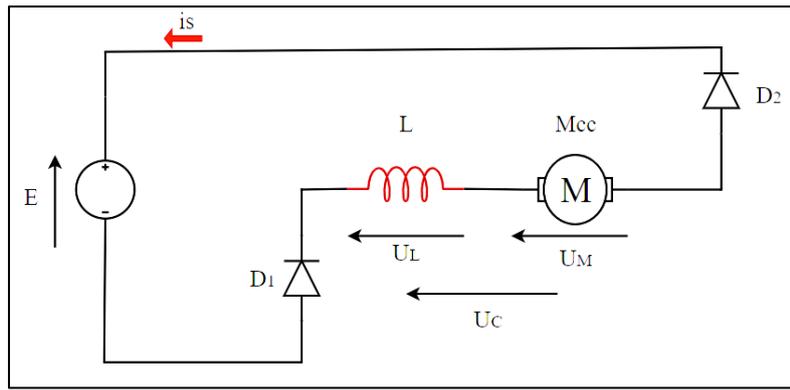


Figure II. 4 Principe de fonctionnement du hacheur réversible en tension (Phase 2).

• L'expression de la tension d'un hacheur réversible en tension

Calculons la valeur moyenne de:

$$U_{C \text{ moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T E(t) dt = \frac{1}{T} \cdot (\alpha T \times E + (1 - \alpha) T \times (-E)) = (2\alpha - 1)E. \quad (\text{II.1})$$

La loi des mailles donne par ailleurs:

$$U_C = U_L + U_M \quad (\text{II.2})$$

$$U_{C \text{ moy}} = U_{L \text{ moy}} + U_{M \text{ moy}} \quad (\text{II.3})$$

La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une bobine étant toujours nulle en régime périodique ($U_{L \text{ moy}} = 0$), en identifiant les résultats nous avons:

$$U_{C \text{ moy}} = U_{M \text{ moy}} = (2\alpha - 1)E \quad (\text{II.4})$$

II.3.2 Hacheur réversible en courant (deux quadrants)

Un convertisseur de type hacheur à deux quadrants combine un hacheur en série avec un hacheur en parallèle. Ce convertisseur permet un flux de courant réversible, mais ne permet pas une inversion de la tension. L'énergie est transférée de la source de tension continue vers la source de courant continu lorsque I_s est positif, et inversement lorsque I_s est négatif. L'alimentation (avec $U_E > 0$) doit permettre un flux de courant réversible.

Ainsi, le courant I_T peut être soit positif, soit négatif. Cela élimine les phénomènes de conduction discontinue et l'impossibilité pour le courant de changer de signe. En fonction du sens du courant, l'un des composants assurera la conduction [21].

• Structure du montage

C'est la structure du hacheur série classique par des interrupteurs réversibles en courant avec modification de la charge. En prenant une MCC qui peut, sous tension constante, fonctionner en génératrice ou en moteur. La structure est donnée par la figure (II.5).

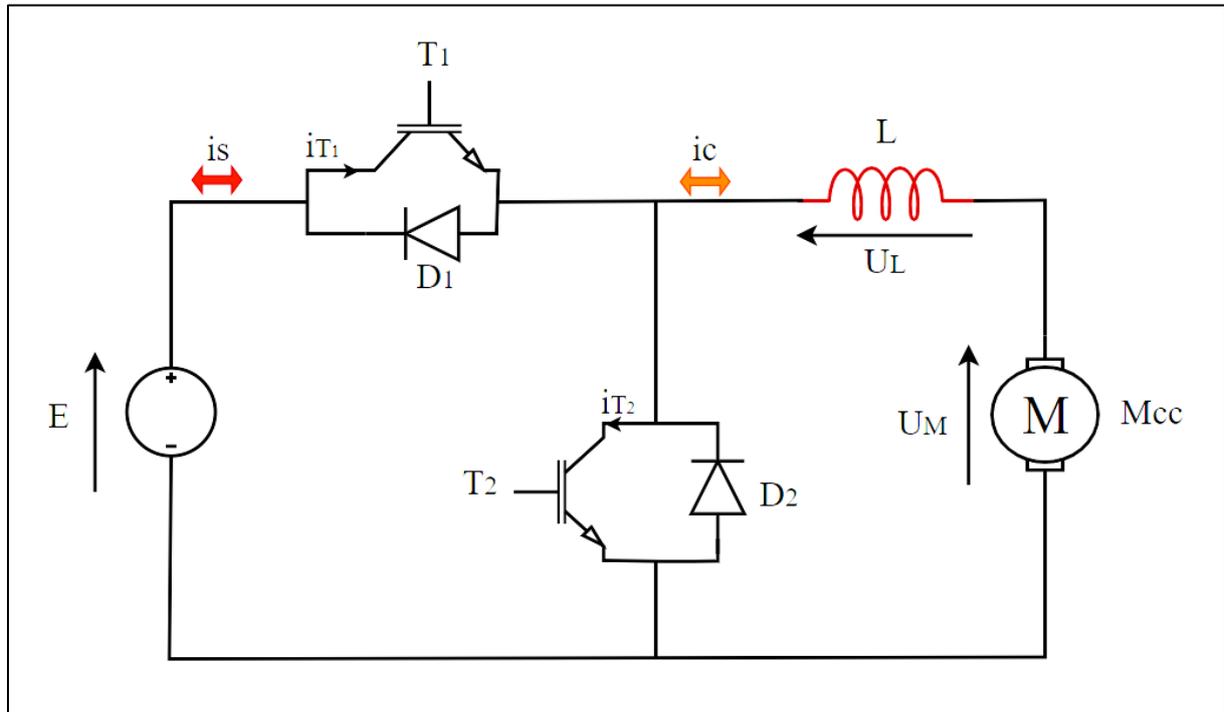


Figure II. 5 Structure du hacheur série réversible en courant.

• Principe de fonctionnement

On effectue une commande complémentaire des interrupteurs électroniques de telle manière que l'on ait:

→ T1 fermé ou D2 passante, et T2 ouvert et D1 bloquée, pendant $[\alpha T]$.

→ T1 ouvert et D2 bloquée, et T2 fermé ou D1 passante, pendant $[(1 - \alpha)T]$.

On obtient alors les schémas équivalents suivants figures (II.6 et II.7).

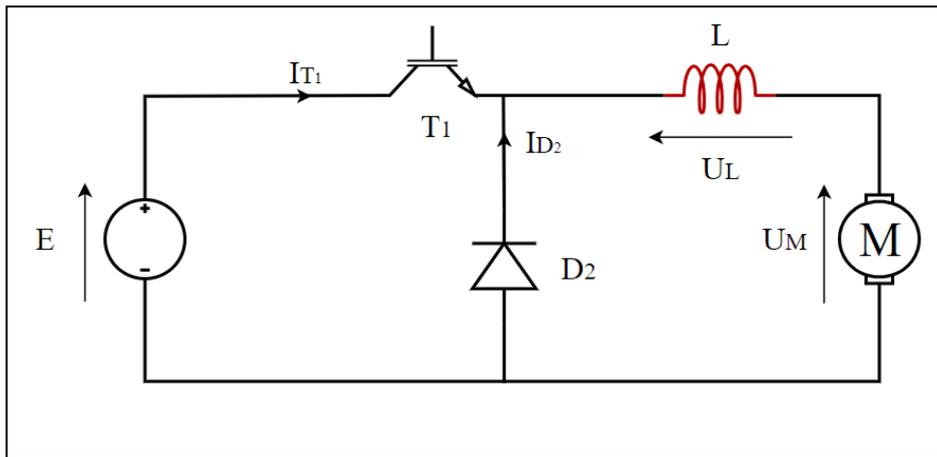


Figure II. 6 Principe de fonctionnement du hacheur réversible en courant (Phase 1).

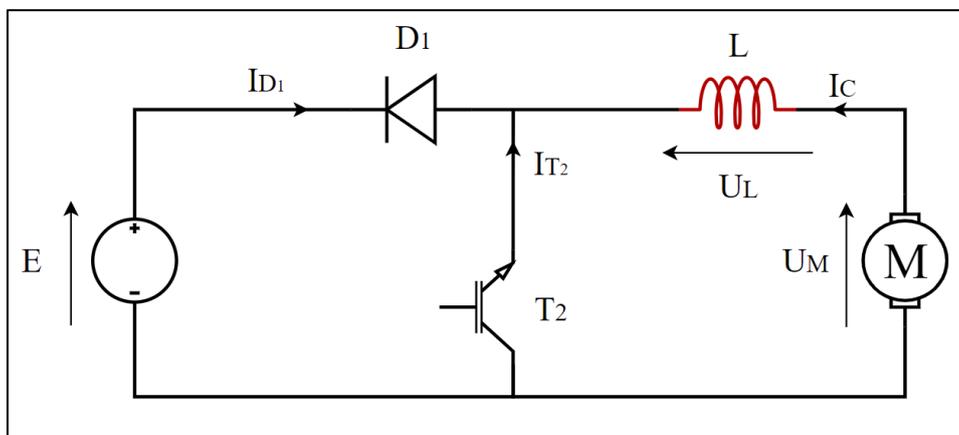


Figure II. 7 Principe de fonctionnement du hacheur réversible en courant (Phase 2).

- $0 \leq t < \alpha T$: T1 est fermé et T2 ouvert. On a : $U_C = E$ et $I_T = I_C$.
- $\alpha T \leq t \leq T$: T1 est ouvert et T2 fermé. On a : $U_C = 0$ et $I_T = 0$.

D'où :

$$U_{C \text{ moy}} = \alpha E \text{ et } I_{T \text{ moy}} = \alpha I_C \tag{II.5}$$

$$P_{E \text{ moy}} = E \cdot I_{T \text{ moy}} = E \cdot I_C = U_{C \text{ moy}} \cdot I_C = P_{C \text{ moy}} \tag{II.6}$$

Tableau II. 1 Principe de fonctionnement du hacheur réversible en courant.

Deux quadrants ($E > 0$)	$I_C > 0$	$I_C < 0$
$0 < \alpha < 1 \Rightarrow U_{C \text{ moy}} > 0$	$P_{E \text{ moy}} = P_{C \text{ moy}} > 0$	$P_{E \text{ moy}} = P_{C \text{ moy}} < 0$

Si $P_{E \text{ moy}} = P_{C \text{ moy}} > 0$, alors la source de tension fournit de l'énergie à la source de courant, et réciproquement si $P_{E \text{ moy}} = P_{C \text{ moy}} < 0$.

Remarques :

→ On pourrait envisager des commandes séparées du hacheur série et du hacheur parallèle, mais seule la commande complémentaire décrite ici assure la continuité du réglage de $U_{C\text{ moy}}$ quelque soient le sens et la valeur de I_C

→ On obtient les mêmes formules que pour le hacheur série, mais le courant I_C peut être positif ou négatif avec le hacheur deux quadrants, alors qu'il ne peut être que positif avec le hacheur série [22].

II.3.3 Hacheur réversible en courant et en tension (quatre quadrants)

On modifie la structure du hacheur réversible en tension décrite précédemment en remplaçant les interrupteurs par des interrupteurs réversibles en courant. Cela permet au courant de la charge d'inverser son sens. Tout comme pour un hacheur simplement réversible en courant, selon la direction du courant dans l'interrupteur, c'est la diode ou le transistor qui sera en conduction. La structure obtenue est illustrée dans la figure suivante.

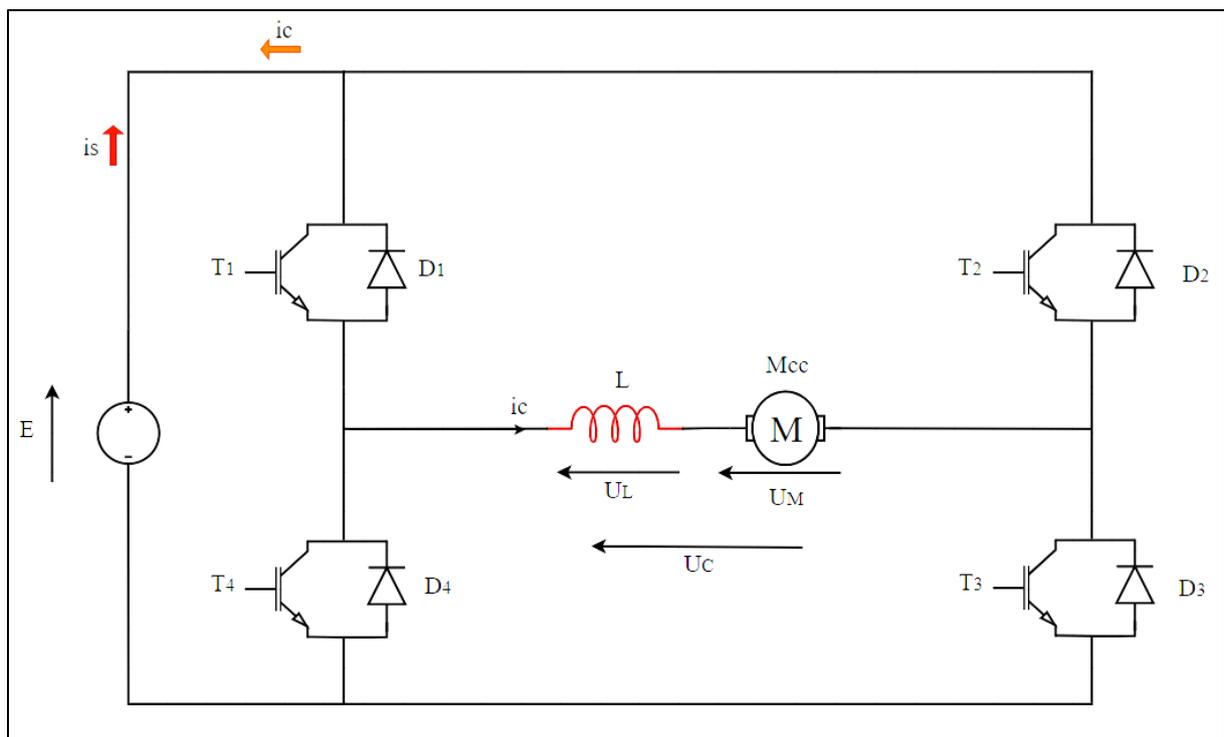


Figure II. 8 Structure du hacheur réversible en courant et en tension.

Cette fois, la tension moyenne de sortie et le courant moyen de sortie peuvent être positifs ou négatifs. La source et la charge peuvent avoir leurs régimes inversés suivant le signe de ces grandeurs.

• Principe de fonctionnement

→ Les interrupteurs T1 et T3 sont commandés simultanément avec la période T. Ils sont commandés à la fermeture pour $t \in [0; \alpha T]$ et ouverts le reste de la période.

→ Les interrupteurs T2 et T4 sont commandés simultanément avec la période T. Ils sont commandés à la fermeture pour $t \in [\alpha T; T]$ et ouverts le reste de la période.

→ En jouant sur la fréquence de commutation des transistors, il est possible de faire varier la vitesse et le sens de rotation du moteur en limitant plus ou moins la puissance fournie au moteur. La commande des interrupteurs est du type complémentaire.

On dénombre deux modes de fonctionnement :

→ **Fonctionnement moteur** (sens positif ou négatif)

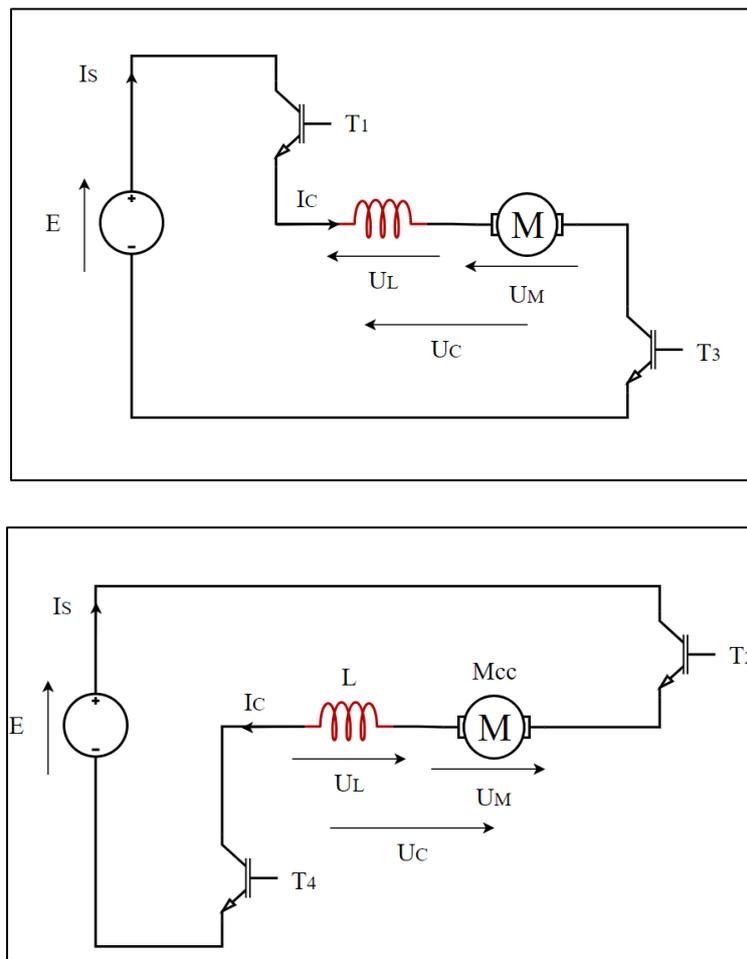


Figure II. 9 Schémas de principe de fonctionnement en mode moteur.

→ **Fonctionnement génératrice** (sens positif ou négatif)

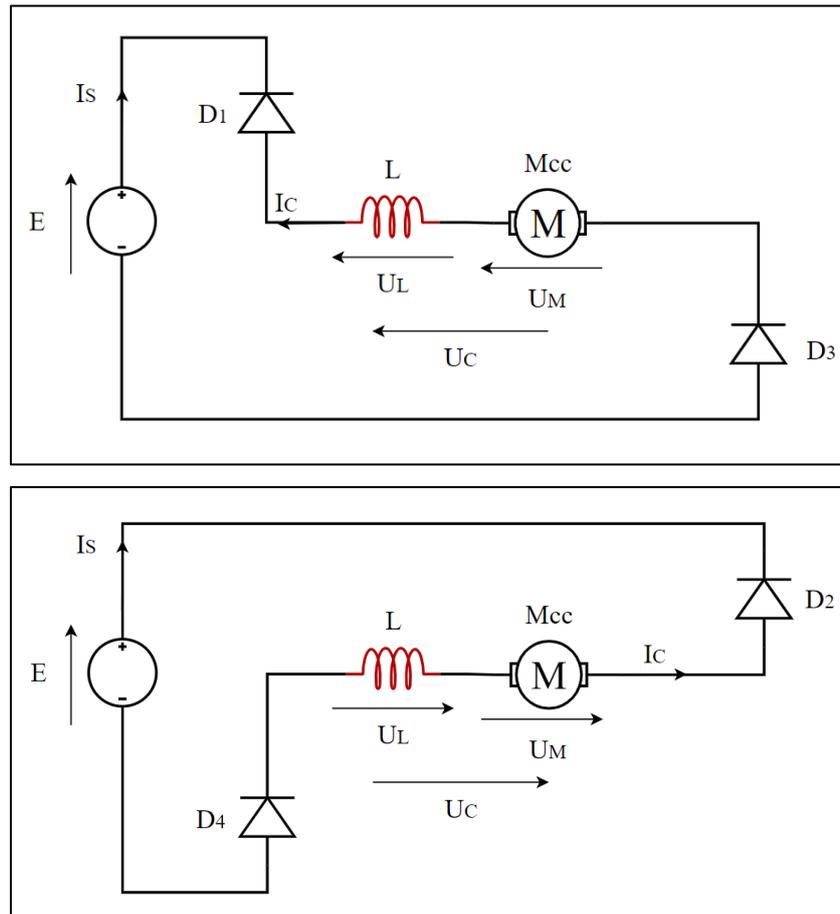


Figure II. 10 Schémas de principe de fonctionnement en mode génératrice.

La valeur moyenne de tension $U_{C \text{ moy}}$ aux bornes de la charge:

$$U_{C \text{ moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T E(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} E dt + \int_{\alpha T}^T -E dt \right] \quad (\text{II.7})$$

On trouve donc

$$U_{C \text{ moy}} = (2 \cdot \alpha - 1)E \quad (\text{II.8})$$

Quand α varie de 0 à 1; $U_{C \text{ moy}}$ varie de +E à -E.

En fonction de la relation suivante :

$$P_E = P_{C \text{ moy}} \rightarrow E \cdot I_S = U_{C \text{ moy}} \cdot I_{C \text{ moy}} \quad (\text{II.9})$$

On trouve :

$$I_{C \text{ moy}} = \frac{1}{(2\alpha - 1)} \cdot I_S \quad (\text{II.10})$$

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné les principaux types de hacheurs réversibles couramment utilisés, en décrivant les différentes équations qui les régissent. À partir de cette étude théorique, nous avons illustré le fonctionnement de chacun d'eux dans les différents quadrants. Le choix d'un montage hacheur réversible en courant (ou bidirectionnel) dans un système photovoltaïque est motivé par plusieurs facteurs clés. Ce type de convertisseur est particulièrement avantageux dans les systèmes PV qui incluent des dispositifs de stockage d'énergie comme c'est le cas dans notre application, nous aurons besoin de récupérer l'énergie émise par le freinage d'un moteur. Le prochain chapitre abordera la modélisation et la simulation d'un hacheur bidirectionnel.

CHAPITRE III

Modélisation et simulation du système photovoltaïque

Sommaire

III.1 Introduction

III.2 Contraintes et cahier des charges

III.3 Modélisation du système photovoltaïque

III.3.1 Modélisation du module photovoltaïque

III.3.2 Modélisation du convertisseur DC/DC

III.4 Dimensionnement des composants actifs du convertisseur

III.4.1 Dimensionnement de l'interrupteur K

III.4.2 Dimensionnement du condensateur de sortie

III.4.3 Dimensionnement de l'inductance

III.5 Simulation du système photovoltaïque

III.5.1 Simulation du module photovoltaïque

III.5.2 Simulation du convertisseur survolteur

III.5.3 Simulation du convertisseur réversible en courant

III.6 Conclusion

III.1 Introduction

Dans le premier chapitre, nous avons vu les caractéristiques courant/puissance en fonction de la tension d'un panneau solaire qui montrent bien que la puissance maximale générée dépend fortement de l'intensité des radiations solaires ainsi que de la température. Pour que la puissance fournie par le générateur à la charge soit maximale, il faut en permanence poursuivre le point appelé Point de Puissance Maximale (PPM) sur la fonction caractéristique du courant fournie par le générateur en fonction de sa tension.

Pour assurer le fonctionnement optimal du PV, un équipement de commande doit être mis entre le PV et la charge, dont le but est l'adaptation des deux équipements (panneau/charge) pour un meilleur transfert d'énergie vers la charge. Ce dernier peut augmenter d'une manière significative le rendement en puissance du PV, nous utilisons pour cela un convertisseur DC/DC (hacheur réversible en courant) munis d'une commande MPPT [23].

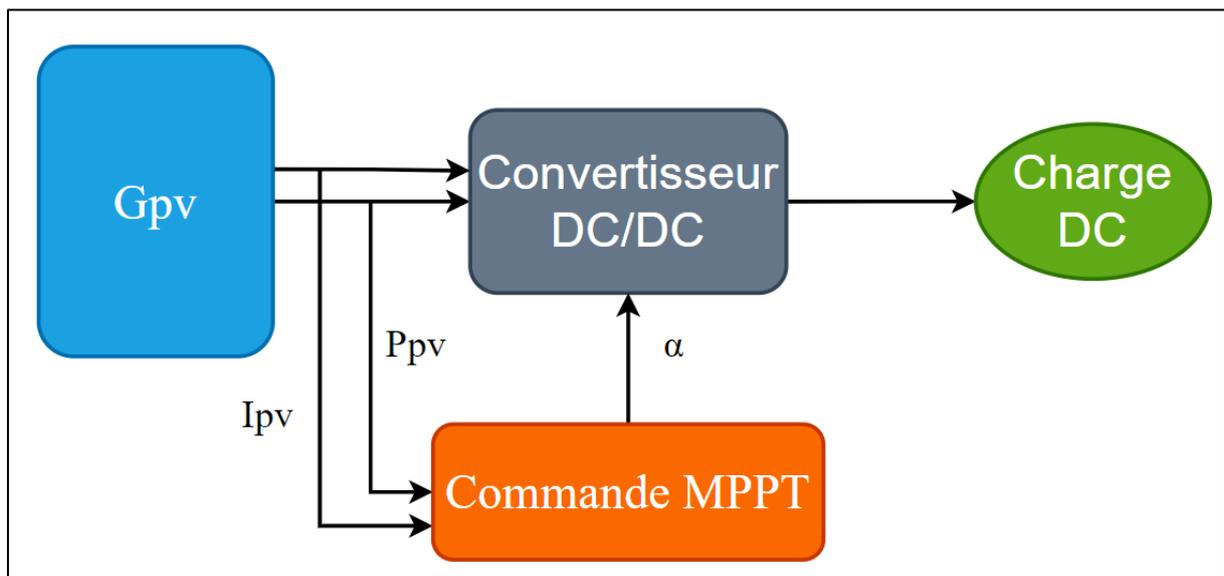


Figure III. 1 Schéma synoptique de conversion d'énergie solaire avec une commande MPPT.

L'utilisation des convertisseurs DC-DC permet le contrôle de la puissance électrique dans les circuits fonctionnant en courant continu avec une grande souplesse et un rendement élevé [24]. Dans cette partie, nous allons à la fois simuler, modéliser et dimensionner les différents composants nécessaires à la conception d'un hacheur bidirectionnel.

III.2 Contraintes et cahier des charges

Le convertisseur étant une étape intermédiaire entre la source d'énergie et la charge, les caractéristiques de ces deux éléments doivent être prises en compte lors de la conception afin d'identifier les exigences et construire le cahier des charges.

Nous notons les points essentiels qui ont un impact sur la conception du convertisseur, mais nous n'entrons pas en détail dans les caractéristiques des sources d'énergie. Que ce soit une batterie ou une sortie d'un récupérateur d'énergie, le niveau de tension de la source d'alimentation est plus ou moins imposé, par exemple pour les batteries MAC-TECH la tension est de 12V. Les niveaux des sources ne permettent pas toujours une adéquation optimale entre la source et la charge. L'étage de conversion permet de réaliser l'adaptation nécessaire.

Un deuxième point essentiel est la fluctuation de la tension délivrée par la source d'une grandeur qui n'est pas acceptable pour la plupart des charges. L'électronique de puissance doit également assurer une régulation fine de la tension d'alimentation de la charge.

D'un autre côté, la charge impose la majorité du cahier des charges : le niveau de tension optimal pour son fonctionnement, la puissance nécessaire et l'amplitude admise de l'ondulation de la tension [11].

III.3 Modélisation du système photovoltaïque

III.3.1 Modélisation du module photovoltaïque

La représentation mathématique d'une cellule photovoltaïque est basée sur des équations qui décrivent sa dynamique. De nombreux modèles mathématiques ont été élaborés pour rendre compte de son comportement non linéaire, résultant des caractéristiques des jonctions semi-conductrices qui la composent. Les travaux scientifiques proposent divers modèles de cellules photovoltaïques, variant selon la méthode utilisée et le nombre de paramètres impliqués dans le calcul de la tension et du courant [25] [26].

On peut citer alors les modèles électriques de la cellule photovoltaïque, qui sont :

- Modèle à une diode.
- Modèle à deux diodes.

Dans ce qui va suivre, nous allons nous concentrer sur le modèle à une diode en raison de sa simplicité et sa précision relative concernant l'obtention de résultats corrects durant la simulation comparativement à d'autres modèles.

Le modèle à une diode comprend une source de courant représentant la conversion de la lumière en électricité, une résistance série (R_s) pour modéliser la résistance de contact des grilles collectrices et la résistivité associée, ainsi qu'une résistance parallèle (R_p) qui caractérise les courants de fuite à travers la jonction.

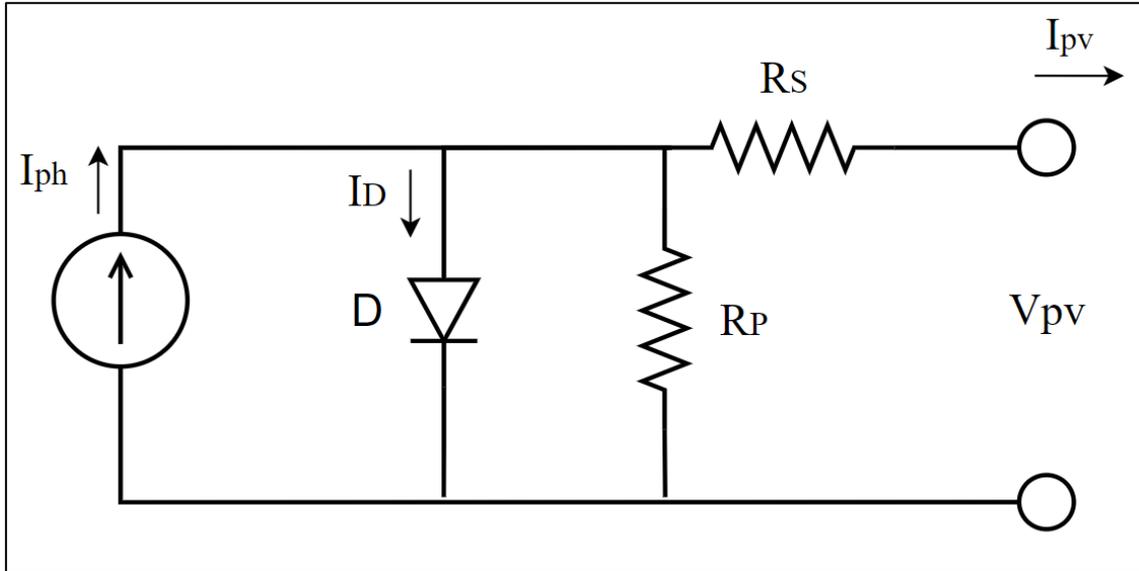


Figure III. 2 Schéma équivalent d'un modèle à une diode.

Le courant engendré par la cellule photovoltaïque est donné par la loi des mailles.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_{Rp} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$I_{ph} = P1 \cdot Es [1 + P2(Es - Esref) + P3(Tj - Tjref)] \quad (\text{III.2})$$

$$I_D = I_S \left[\exp\left(\frac{q(V_{pv} + R_s \cdot I_{pv})}{K \cdot A \cdot N_s T_j}\right) - 1 \right] \quad (\text{III.3})$$

Avec I_S étant le courant de saturation, il est donné par :

$$I_S = P4 \cdot T_j^3 \exp\left(\frac{E_s}{K T_j}\right) \quad (\text{III.4})$$

Sachant que :

P_1, P_2, P_3, P_4 : qui sont des paramètres constants.

E_{sref}, T_{jref} : qui représentent l'ensoleillement et la température sous conditions STC.

N_s : nombre de cellules en série dans un module.

q : la charge d'électron $1,6 \cdot 10^{-19}$ C.

K : constante de Boltzmann $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/°K.

E_G : énergie de gap $1,76 \cdot 10^{-19}$.

A : facteur d'idéalité de la diode.

Dans ce chapitre, nous allons modéliser puis simuler ce modèle à une diode. Nous nous basons sur ces paramètres [27] qui figurent dans le tableau (III.1).

Tableau III. 1 Les paramètres du modèle à une diode.

P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	A	R _s	R _p
0.005	$7.27 \cdot 10^{-5}$	$-1.1369 \cdot 10^{-5}$	38.0914	1	0.46	601

III.2.2 Modélisation du convertisseur DC/DC

Dans ce qui suit nous allons étudier le convertisseur réversible en courant (hacheur bidirectionnel).

Le hacheur réversible en courant doit permettre d'opérer un transfert réversible d'énergie entre une source de tension U d'une part, et d'une charge constituée par un électromoteur de force électromotrice $E < U$, en série avec une inductance L , d'autre part.

Le hacheur réversible en courant combine les structures série et parallèle comme le montre la figure ci-dessous (III.3).

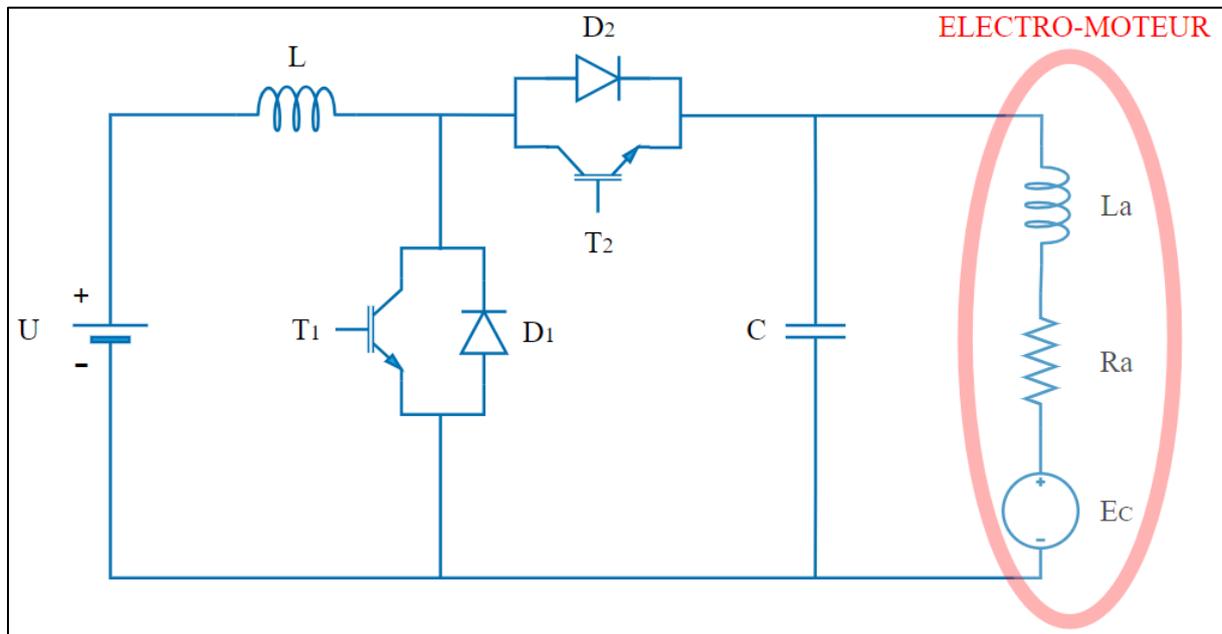


Figure III. 3 Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant réalisé avec Simscape.

Avec :

D1 et **D2** sont des diodes rapides.

T1 et **T2** des interrupteurs unidirectionnels commandés à la fermeture et à l'ouverture.

Principe de fonctionnement :

La commande de T1 et T2, alternativement fermés et ouverts, définit le fonctionnement du hacheur.

T2 étant bloqué, le contrôle de T1 correspond au fonctionnement en dévolteur. La diode D1 joue alors le rôle de diode de roue libre.

T1 étant bloqué, le contrôle de T2 associé à la diode D2 correspond au fonctionnement en survolteur.

Avec :

- $V_s = \alpha_1 \cdot V_e$ pour un courant de sortie positif.
- $V_e = \frac{V_s}{1-\alpha_2}$ pour un courant de sortie négatif, soit $V_s = (1 - \alpha_2) \cdot V_e$

Si on commande alternativement les interrupteurs T1 et T2, de façon complémentaire, on pourra passer sans discontinuité du montage dévolteur - transfert d'énergie de la source vers la charge - au montage survolteur - transfert d'énergie de la charge vers la source.

III.3 Dimensionnement des composants actifs du convertisseur

Afin de pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semi-conducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères) des tensions et des courants.

Rappelons que le calcul des pertes de conduction dans les semi-conducteurs nécessite la connaissance des valeurs crête, moyenne et efficace du courant qui les traverse.

Par sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (de 1.2 à 2) aux valeurs calculées des paramètres. C'est avec ces valeurs que le choix du composant est réalisé [28].

III.3.1 Dimensionnement de l'interrupteur T

- Courant dans l'interrupteur T :

Le courant crête I_m dans l'interrupteur est atteint à $t = \alpha T$. Il est plus intéressant de l'exprimer en fonction des grandeurs d'entrée ou de sortie.

La valeur moyenne du courant dans l'inductance L étant égale au courant d'entrée I_e :

$$\hat{I}_T = I_m = I_e + \frac{\Delta I}{2} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta I}{2} \quad (\text{III.5})$$

La valeur moyenne s'écrit :

$$I_{T\text{moy}} = \alpha \cdot I_e = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} \cdot I_s \quad (\text{III.6})$$

On démontre que la valeur efficace s'écrit :

$$I_{T\text{eff}} = I_e \sqrt{\alpha \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I}{I_e}\right)^2\right)} \quad (\text{III.7})$$

• Tension maximale aux bornes de l'interrupteur T :

Durant la phase 2, lorsque la diode D conduit, l'interrupteur T est soumis à la tension de sortie V_s .

$$V_{T\text{max}} = V_s \quad (\text{III.8})$$

III.3.2 Dimensionnement du condensateur de sortie

Durant la phase 1 qui dure $[\alpha T]$, le condensateur fournit seul l'énergie à la charge. Le courant de sortie étant supposé constant, on peut calculer la charge fournie par le condensateur :

$$\Delta Q = I_s \cdot \alpha \cdot T \quad (\text{III.9})$$

Si l'on admet une ondulation ΔV_s de la tension de sortie, on peut écrire :

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_s \quad (\text{III.10})$$

Pour déterminer l'expression de l'ondulation en tension ΔV_s , on suppose que le courant I_s est parfaitement constant. On a la relation suivante :

$$I_C = C \cdot \frac{dV_s}{dt} \quad (\text{III.11})$$

Or, pour $0 < t < \alpha T$:

$$I_C = -I_s \quad (\text{III.12})$$

La résolution de cette équation différentielle nous donne [29]:

$$V_s = \frac{-I_s}{C} \cdot t + V_{s\text{max}} \quad (\text{III.13})$$

A $t = \alpha T$, nous avons :

$$V_s(\alpha T) = V_{s\text{min}} = \frac{-I_s}{C} \cdot \alpha t + V_{s\text{max}} \quad (\text{III.14})$$

Et par la suite, nous avons :

$$\Delta V_S = V_{S_{\max}} - V_{S_{\min}} = \frac{I_S}{C} \cdot \alpha T \quad (\text{III.15})$$

Enfin, nous aurons :

$$\Delta V_S = \frac{\alpha \cdot V_S}{R \cdot C \cdot f} \quad (\text{III.16})$$

Cette expression nous montre que l'ondulation en tension diminue lorsque la fréquence de commutation f ou la valeur du condensateur C augmente [29].

Le dimensionnement du condensateur C , à partir d'une ondulation en tension donnée, s'effectue à l'aide l'inéquation suivante :

$$C \geq \frac{\alpha_{\max} \cdot V_S}{R \cdot \Delta V_S \cdot f} \quad (\text{III.17})$$

On en déduit la capacité du condensateur de sortie :

$$C = \frac{I_S \cdot \alpha \cdot T}{\Delta V_S} \quad (\text{III.18})$$

Dans la pratique, il faut également tenir compte de la résistance série équivalente ESR du condensateur. Le courant crête dans le condensateur est égal à $I_m - I_S$, d'où :

$$\hat{I}_{CS} = \frac{\alpha \cdot I_S}{1 - \alpha} + \frac{\Delta I}{2} \quad (\text{III.19})$$

III.3.3 Dimensionnement de l'inductance

Le calcul de l'inductance débute par le calcul du courant d'entrée maximal. On impose la fréquence de découpage en haute fréquence et on vérifie si l'ondulation de courant est correcte en basse fréquence. La taille de l'inductance diminue avec l'augmentation de la fréquence de commutation [30]. Après calculs, l'inductance peut se trouver dans le marché ou bien être fabriquée.

L'ondulation absolue du courant I_L est défini par :

$$\Delta I_L = I_{L_{\max}} - I_{L_{\min}} \quad (\text{III.20})$$

à $t = \alpha T$, on peut écrire:

$$I_{L_{\max}} = \frac{V_{pv}}{L} \alpha T + I_{L_{\min}} \quad (\text{III.21})$$

On en déduit l'expression de Δi_L suivante :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha \cdot V_{pv}}{L \cdot f} \quad (\text{III.22})$$

Cette expression nous montre que l'ondulation en courant diminue lorsque la fréquence de commutation f ou la valeur de l'inductance L augmente [29].

Comme nous avons :

$$V_{pv} = V_S (1 - \alpha) \quad (\text{III.23})$$

On peut écrire :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha(1-\alpha) \cdot V_S}{L \cdot f} \quad (\text{III.24})$$

En résolvant la dérivée $\frac{d\Delta i_L}{d\alpha} = 0$, on trouve que l'ondulation en courant ΔI_L est maximale pour $\alpha = \frac{1}{2}$. Le dimensionnement de l'inductance L , à partir d'une ondulation en courant donnée, s'effectue à l'aide de l'inéquation suivante :

$$L \geq \frac{V_S}{4 \cdot f \cdot \Delta i_{L_{max}}} \quad (\text{III.25})$$

III.5 Simulation du système photovoltaïque

III.5.1 Simulation du module photovoltaïque

Nous allons simuler le panneau disponible au niveau du laboratoire de recherche (LTII), à savoir le Suntech (STP080S-12/Bb).

Tableau III. 2 Les caractéristiques du panneau solaire utilisé.

Caractéristiques	Valeurs
P_{\max}	80W _C
V_{co}	21.6V
I_{cc}	5A
I_{ppm}	4.65A
V_{ppm}	17.2V
Température nominale de fonctionnement de la cellule	50°C

Pour la simulation du panneau, nous avons utilisé Matlab/Simulink pour réaliser un schéma bloc comme présenté sur la figure (III.4) qui se base sur le modèle à une diode.

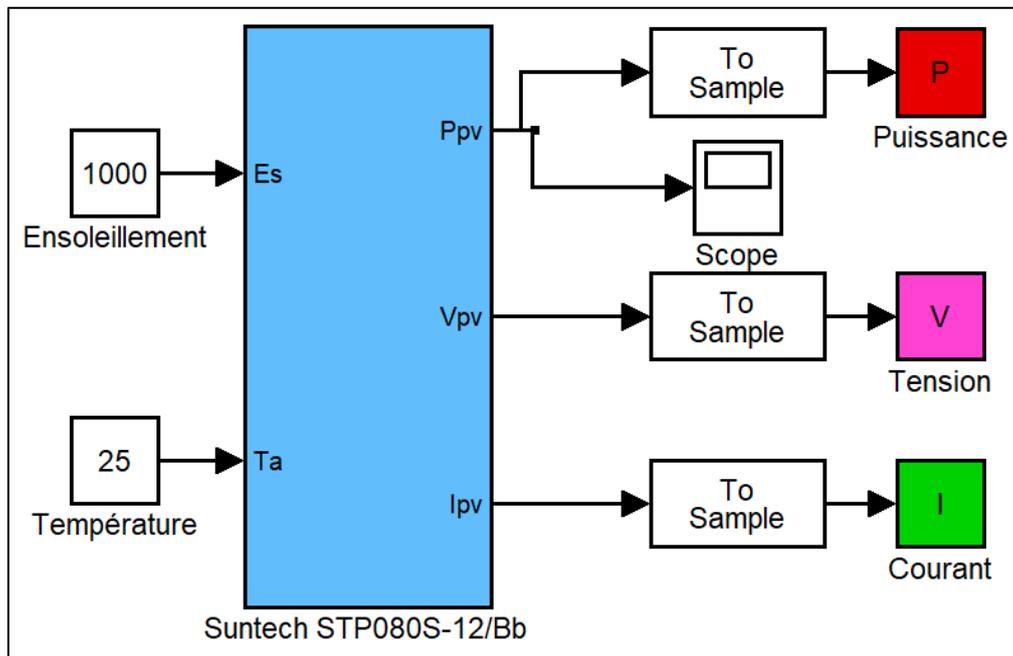


Figure III. 4 Schéma du bloc Matlab/Simulink du module photovoltaïque.

Nous avons simulé ce modèle pour différentes valeurs d'ensoleillement ainsi que de température. Les caractéristiques courant/tension sont représentées dans les figures qui vont suivre.

• Influence de l'ensoleillement sur la cellule photovoltaïque

La figure (III.6) présente un exemple des caractéristiques courant/tension pour différentes valeurs d'ensoleillement.

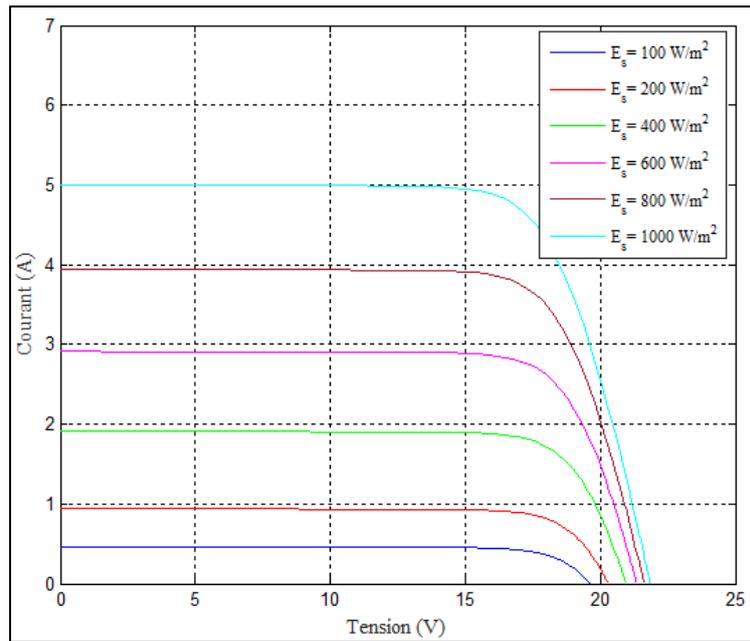


Figure III. 5 Influence de l'ensoleillement sur la caractéristique d'une cellule photovoltaïque.

Il est observé que le courant de court-circuit dans un système photovoltaïque augmente proportionnellement à l'intensité de l'ensoleillement [31]. En revanche, la tension en circuit ouvert reste pratiquement constante, même lorsque l'éclairement est faible.

- **Influence de la température sur la cellule photovoltaïque**

La figure (III.6) présente un exemple de la caractéristique courant/tension pour différentes températures de fonctionnement.

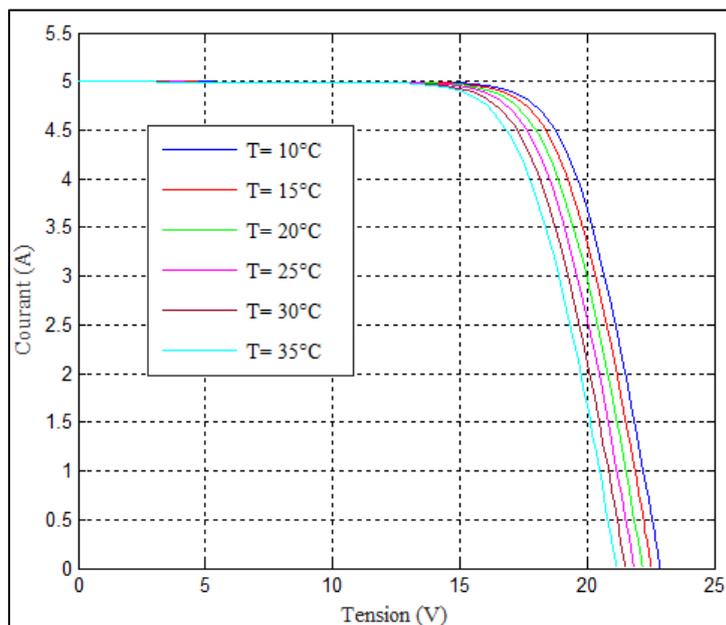


Figure III. 6 Influence de la température sur la caractéristique d'une cellule photovoltaïque.

Il est noté que la température a peu d'effet sur le courant de court-circuit d'un système photovoltaïque. En revanche, la tension en circuit ouvert diminue considérablement avec l'élévation de la température, ce qui réduit la puissance disponible. Par conséquent, lors de la planification d'une installation, il est essentiel de tenir compte des fluctuations de température du site pour optimiser les performances du système [31].

• Caractéristique P(V) du panneau

Pour avoir la caractéristique puissance/tension du panneau, on a fait varier l'ensoleillement et la température. Les figures ci-dessous illustrent les résultats de la simulation, d'abord avec une température constante ($T_a=25^\circ\text{C}$) et une variation de l'ensoleillement, puis avec un ensoleillement constant ($E_s=1000\text{W/m}^2$) et une variation de la température.

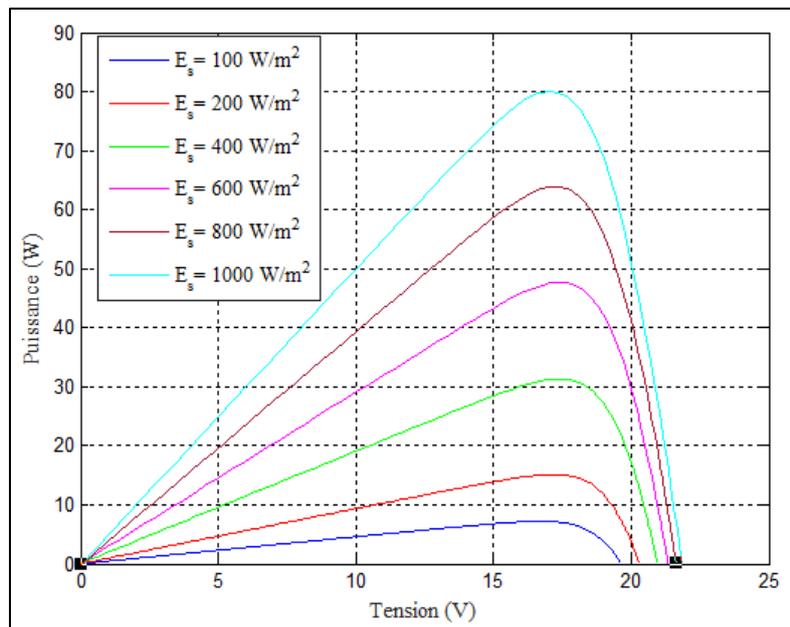


Figure III. 7 Différentes allures de puissance/tension pour température constante et ensoleillements variables.

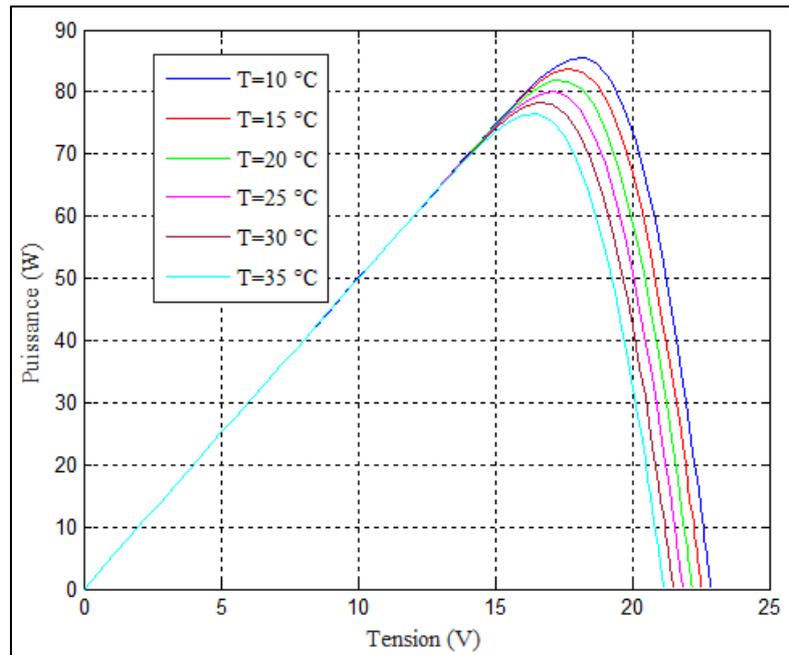


Figure III. 8 Différentes allures de puissance/tension pour ensoleillement constant et températures variables.

III.5.2 Simulation du convertisseur survolteur

Nous allons simuler le convertisseur statique modélisé à partir des expressions III.1 et III.2, sur le logiciel Matlab/Simulink. On obtient le modèle bloc représenté par la figure (III.9) ci-dessous.

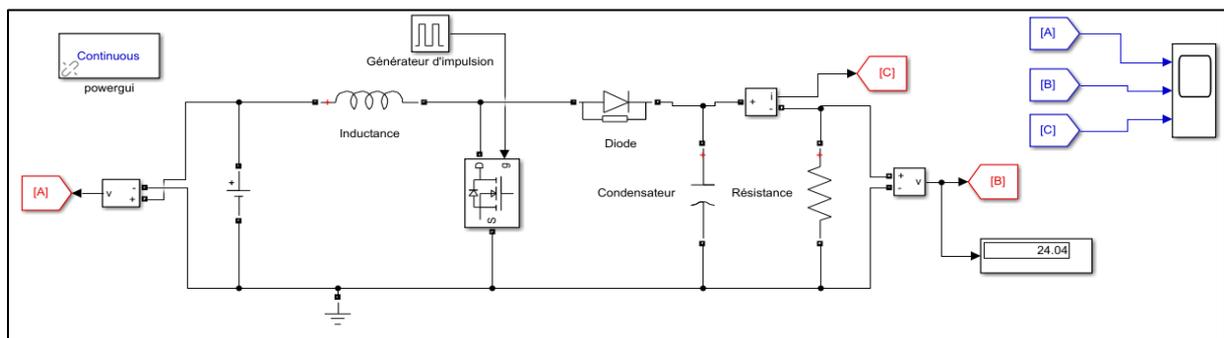


Figure III. 9 Schéma bloc Matlab/Simulink du convertisseur boost.

On simule le schéma bloc pour différentes valeurs du rapport cyclique (α). Les caractéristiques tension/temps et courant/temps sont représentées dans les figures ci-dessous.

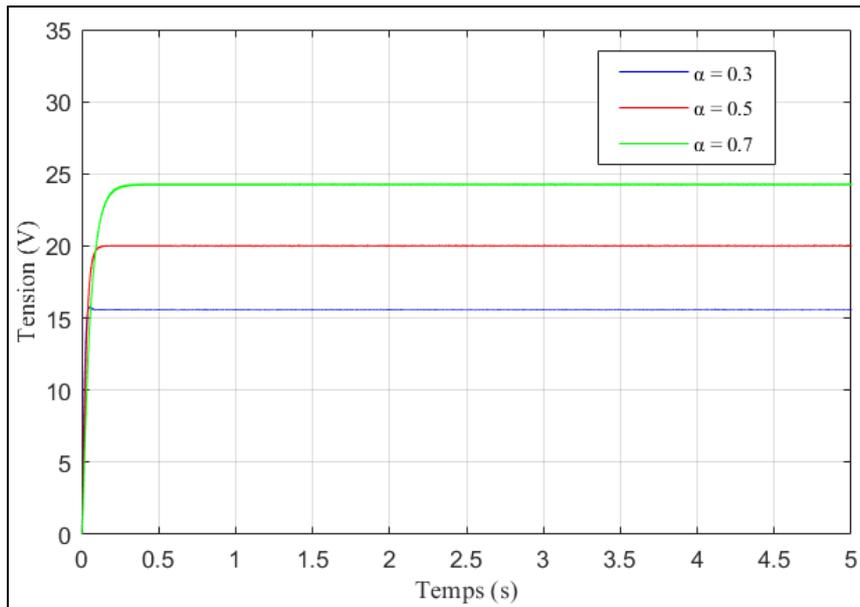


Figure III. 10 Différentes allures de tension en fonction du temps pour différents rapports cycliques.

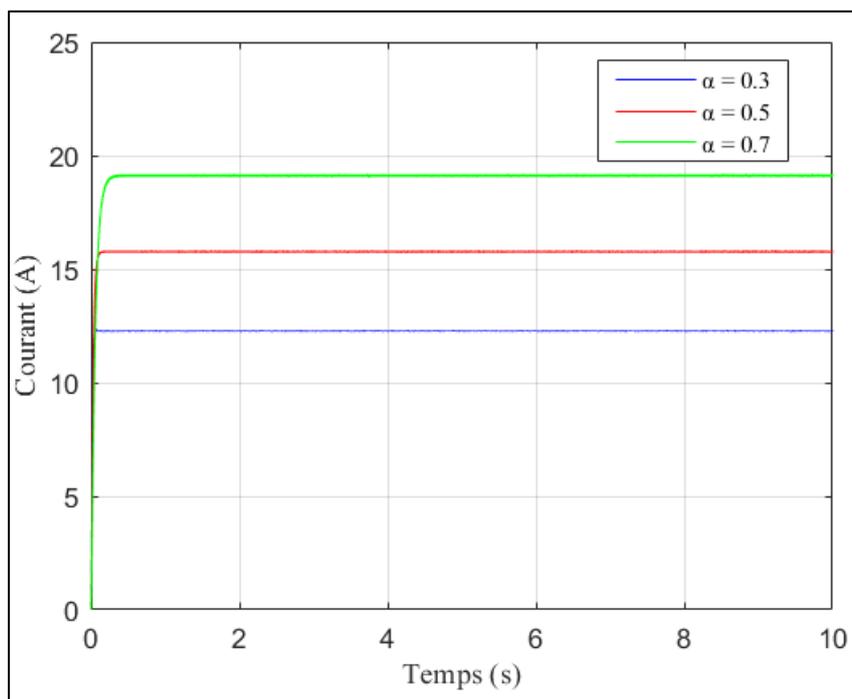


Figure III. 11 Différentes allures de courant en fonction du temps pour différents rapports cycliques.

III.5.3 Simulation du convertisseur réversible en courant

Dans cette partie, nous allons simuler l'installation complète, ce qui implique le hacheur bidirectionnel, la batterie ainsi que l'électromoteur avec une régulation PID.

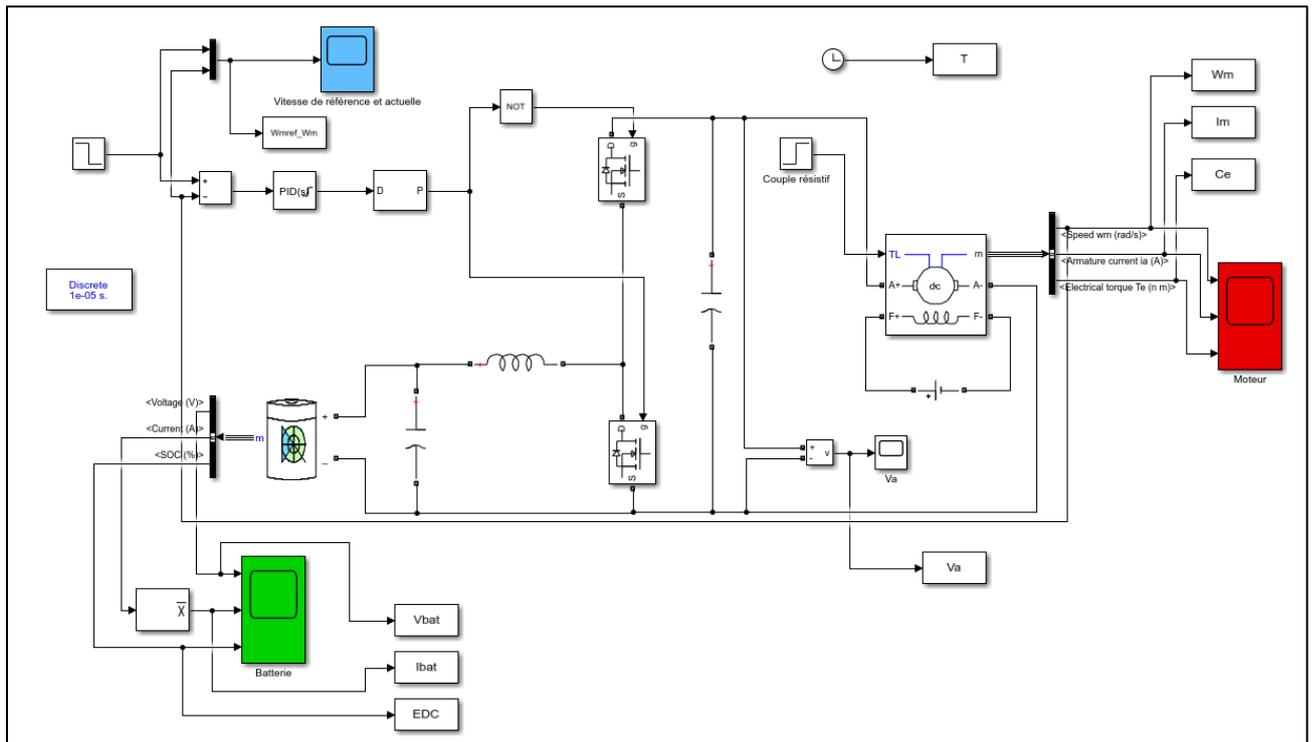


Figure III. 12 Schéma bloc du hacheur bidirectionnel associé à un moteur à courant continu.

Dans un premier temps, nous effectuons un premier essai pour une vitesse de référence de 120 rad/s du moteur à courant continu (voir les paramètres DC-Machine dans la figure III.13), ensuite nous fixons la vitesse actuelle à 70 rad/s comme le montre la figure ci-dessous (III.14), dans le but de visualiser l'énergie accumulée durant le freinage.

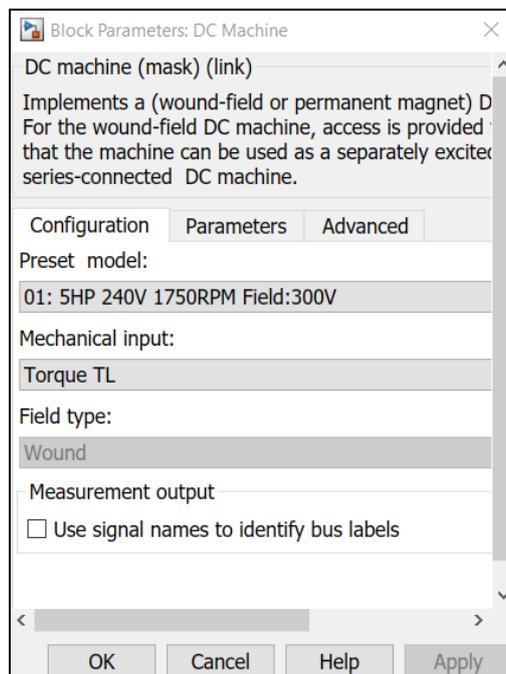


Figure III. 13 Paramètres du bloc moteur.

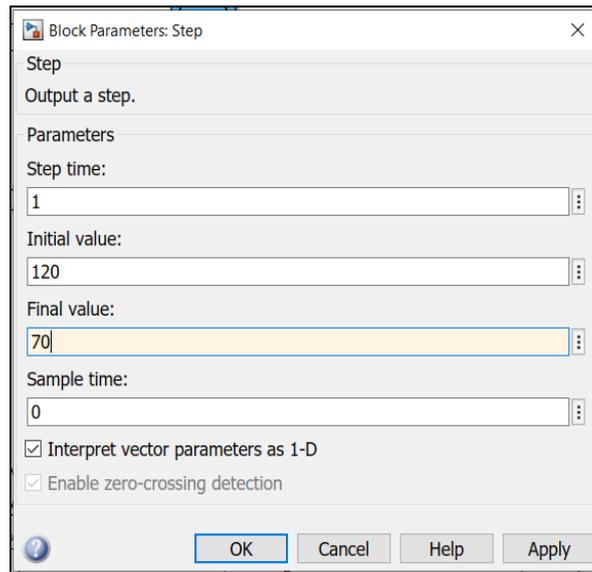


Figure III. 14 Réglage des paramètres du pas.

Nous simulons le schéma bloc du hacheur bidirectionnel et nous visualisons les allures de la vitesse de référence ainsi que la vitesse actuelle, les allures de la tension, courant et l'état de charge (EDC) de la batterie, les allures du couple électrique, le courant et la vitesse du moteur.

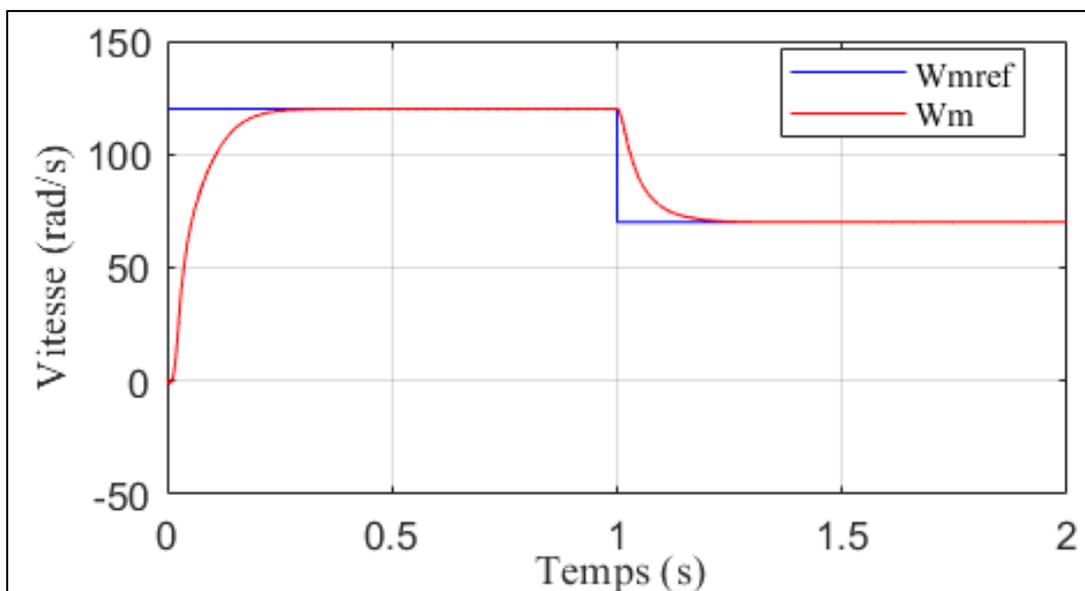


Figure III. 15 Allure de la vitesse de référence et la vitesse actuelle.

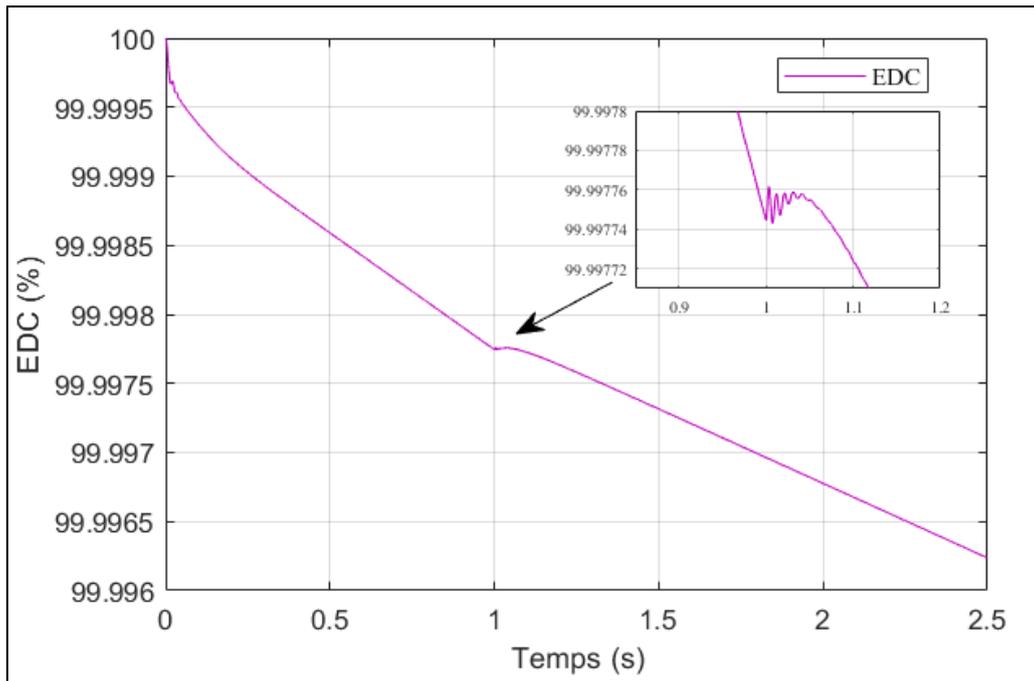


Figure III. 16 Allure de l'état de charge de la batterie au moment du freinage.

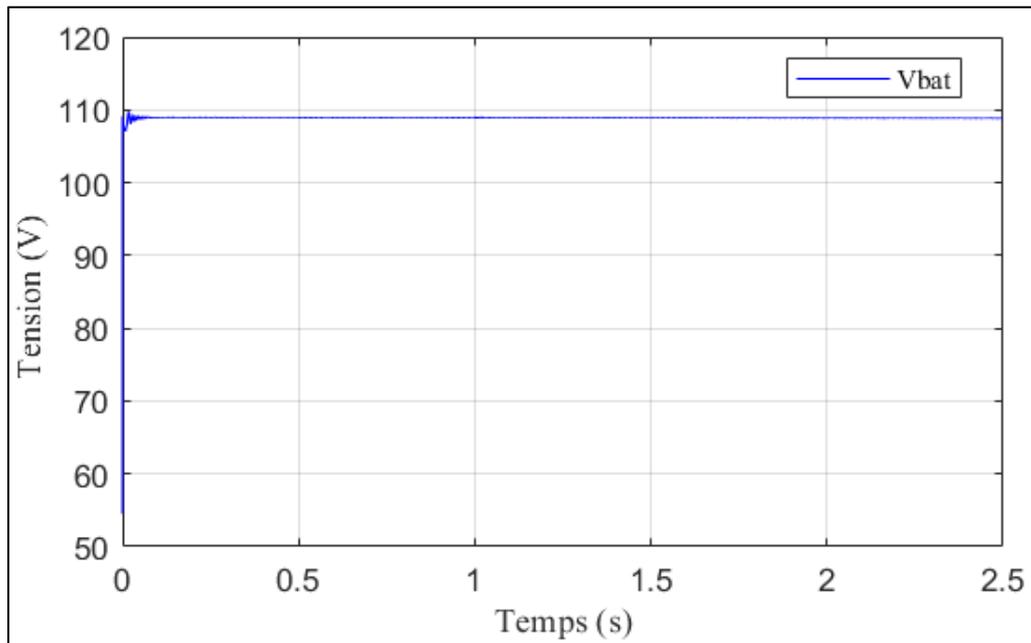


Figure III. 17 Allure de la tension de la batterie.

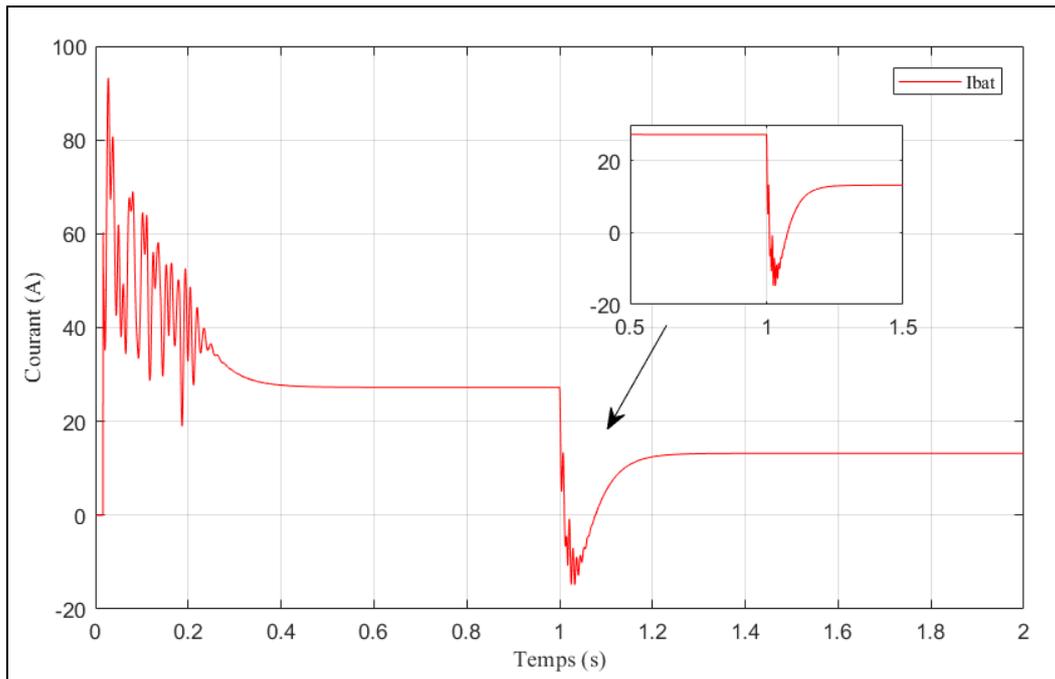


Figure III. 18 Allure du courant de la batterie.

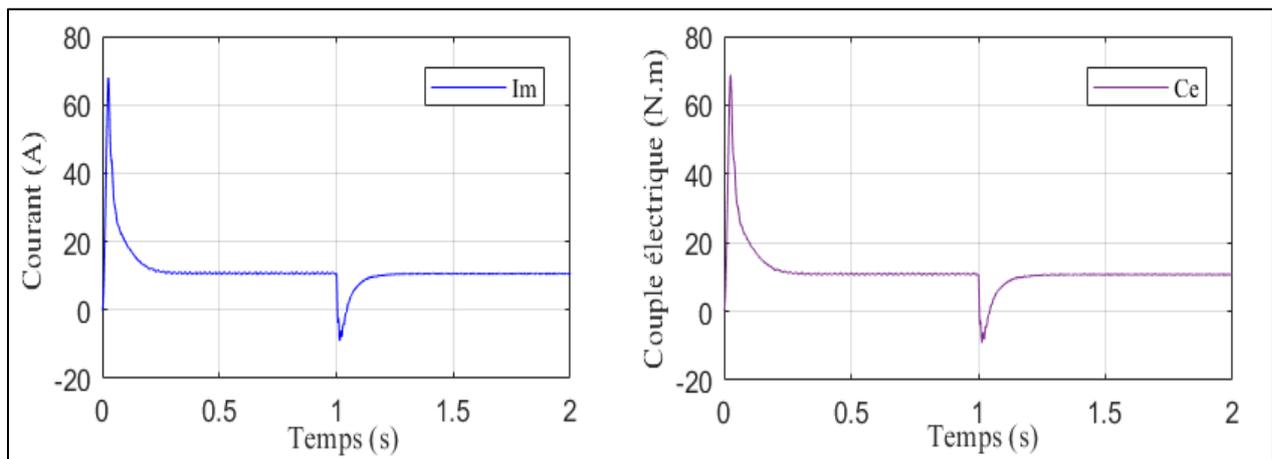


Figure III. 19 Allures du courant du moteur et du couple électrique.

III.6 Conclusion

Ce chapitre aborde la modélisation et la simulation d'un système photovoltaïque. Nous avons débuté par l'étude du module photovoltaïque, privilégiant le modèle à une diode en raison de sa simplicité pour avoir des résultats proches de l'expérimentale. Ensuite, nous avons examiné le convertisseur survolteur, et par la suite nous l'avons simulé. Enfin, nous avons configuré le convertisseur à courant réversible associé à une batterie ainsi qu'un électromoteur puis nous l'avons simulé. Nous présenterons dans le prochain chapitre, les différentes expérimentations menées sur la réalisation pour valider les résultats de simulation.

CHAPITRE IV

Conception et réalisation du convertisseur bidirectionnel

Sommaire

IV.1 Introduction

IV.2 Structure du système global

IV.3 Réalisation du convertisseur bidirectionnel

IV.3.1 Partie Puissance

IV.3.2 Partie Commande

IV.4 Réalisation du circuit imprimé

IV.4.1 Carte d'alimentation

IV.4.2 Carte de commande

IV.5 Résultats des tests pratiques

IV.6 Conclusion

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va présenter les différentes parties du hacheur réversible en courant (la partie de puissance et la partie de commande), et leurs importances.

IV.2 Réalisation du convertisseur bidirectionnel

Une fois que nous avons identifié le type de circuit à construire, nous avons déterminé les composants nécessaires. Ensuite, nous avons procédé au développement du circuit imprimé du convertisseur, intégrant à la fois la partie puissance et la partie commande, en utilisant KiCad qui est un logiciel permettant la conception d'un circuit imprimé : réalisation du schéma électronique, association des empreintes de composants et le routage.

IV.2.1 Partie puissance

La conception du hacheur implique de sélectionner l'architecture et les composants appropriés pour la carte de puissance. En effet, l'utilisation de composants inadaptés peut compromettre le fonctionnement optimal de la carte et entraîner des pertes bien plus importantes que les économies escomptées.

• L'inductance :

Cet élément est le plus délicat à déterminer. En effet, une inductance trop faible ne permet pas le fonctionnement de la carte de puissance, et une inductance trop forte quant à elle, provoquerait d'importantes pertes de puissance par effet joule. Nous avons donc choisi une bobine d'inductance L de valeur 442.6 μH . (voir la figure IV.3).

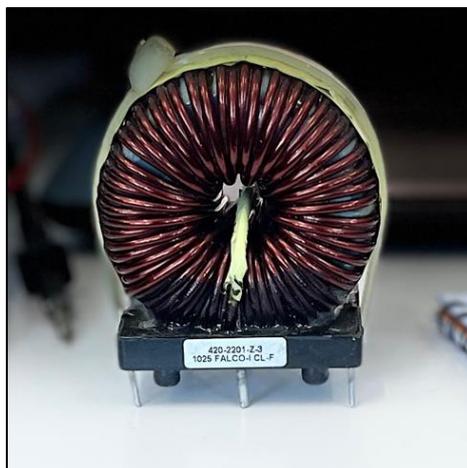


Figure IV. 1 Illustration de l'inductance.

• Condensateurs :

Il est essentiel d'installer deux condensateurs, un à l'entrée et un à la sortie, de capacité élevée pour filtrer les hautes et basses fréquences. Le condensateur à la sortie du convertisseur survolteur est destiné à filtrer les fluctuations de tension et à maintenir une tension de sortie constante, tandis que le condensateur d'entrée sert à filtrer la tension à la sortie du générateur photovoltaïque.

Lors de nos essais avec de petites valeurs de capacités (470 μF), nous avons constaté que la qualité du signal de sortie est extrêmement perturbée, ce qui nous a conduits à un filtrage plus performant. Cela implique l'augmentation de la capacité du condensateur : $C= 4700 \mu\text{F}$.



Figure IV. 2 Illustration du condensateur.

• Transistor IGBT

Le choix de l'interrupteur de puissance dépend de différents facteurs tels que la fréquence et la puissance. Pour justifier ce choix, nous nous référons à la figure ci-dessous. On observe que les IGBT peuvent supporter des tensions et des courants élevés, pouvant atteindre jusqu'à 1500A et 4500V à une fréquence de 35 kHz. En revanche, les Mosfet ont une limite de 50A et 500V. En ce qui concerne la fréquence, les Mosfet ont tendance à fonctionner à des fréquences élevées (200 kHz) [32] [33].

Le transistor doit être dimensionné pour supporter le courant maximal délivré à la charge. Nous choisissons un IGBT SEMIKRON « SKM 150GB 123D ». Cet IGBT pour fonctionner avec une V_{CES} jusqu'à 1200V, et un courant I_C allant jusqu'à 150A (voir la figure IV.7).

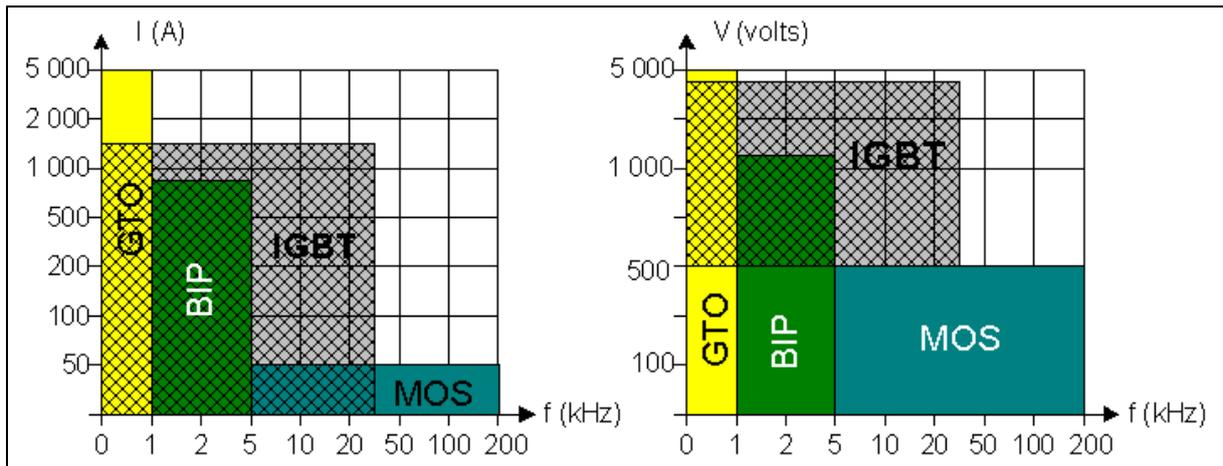


Figure IV. 3 Caractéristique des interrupteurs de puissance [34].

Nous avons opté pour l'utilisation du bras IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) en raison de sa capacité à fonctionner à des niveaux de puissance élevés, garantissant ainsi la robustesse du hacheur. Les spécifications techniques sont détaillées dans l'annexe C. Le transistor de puissance IGBT combine les avantages du transistor à effet de champ et du transistor bipolaire. Actuellement en pleine évolution, les IGBT présentent quasiment les mêmes caractéristiques qu'un transistor bipolaire, mais leur commande en tension de type MOS (avec un courant de grille bien plus faible qu'un courant de base) les rend extrêmement avantageux.

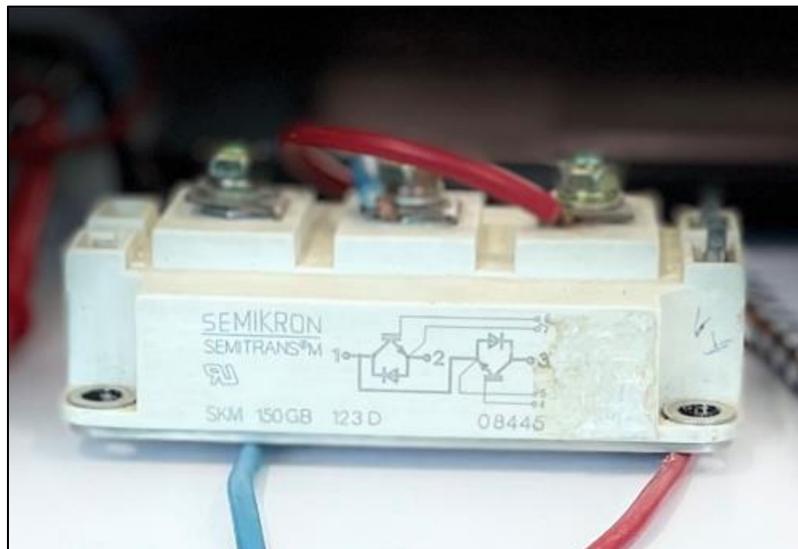


Figure IV. 4 Illustration du bras IGBT.

IV.2.2 Partie commande

La partie commande dans le projet, représente le circuit d'alimentation (le régulateur), deux convertisseurs DC/DC de type TRACO, un générateur de signaux, un capteur de courant, un inverseur, des portes logiques AND et enfin le driver.

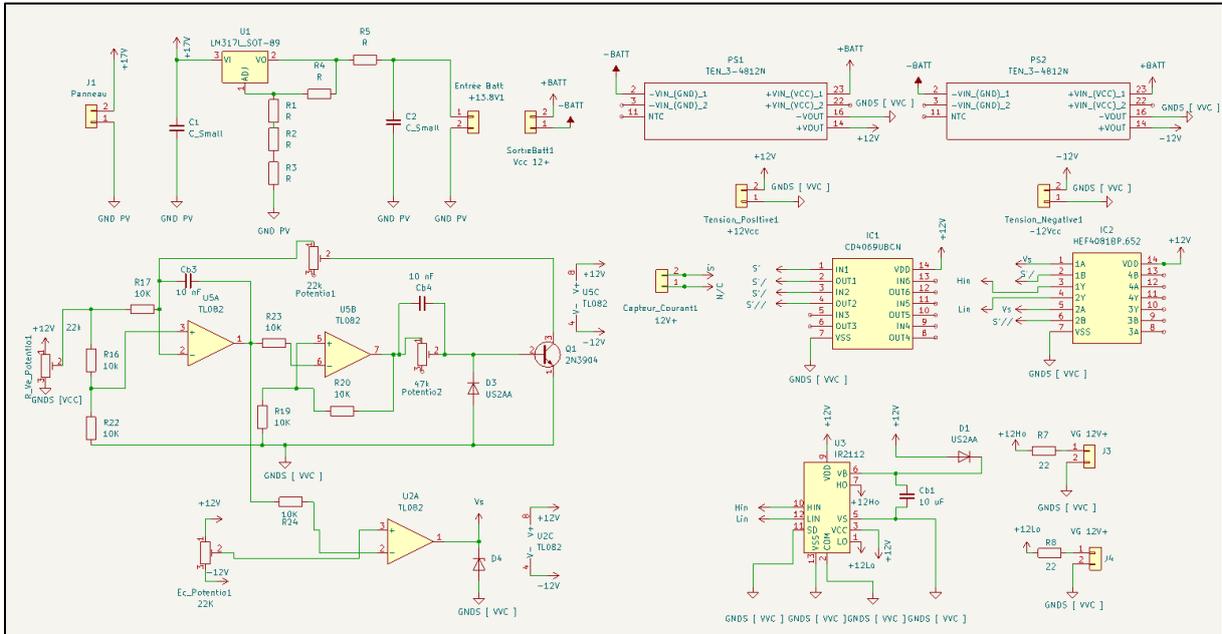


Figure IV. 5 Circuit de commande réalisé avec KiCad.

• Régulateur :

Ce circuit est réalisé en raison de convertir la tension reçue du module photovoltaïque de telle sorte à avoir une tension constante de 14V. Nous optons pour un régulateur LM317 qui aura pour rôle d'alimenter la carte de commande.

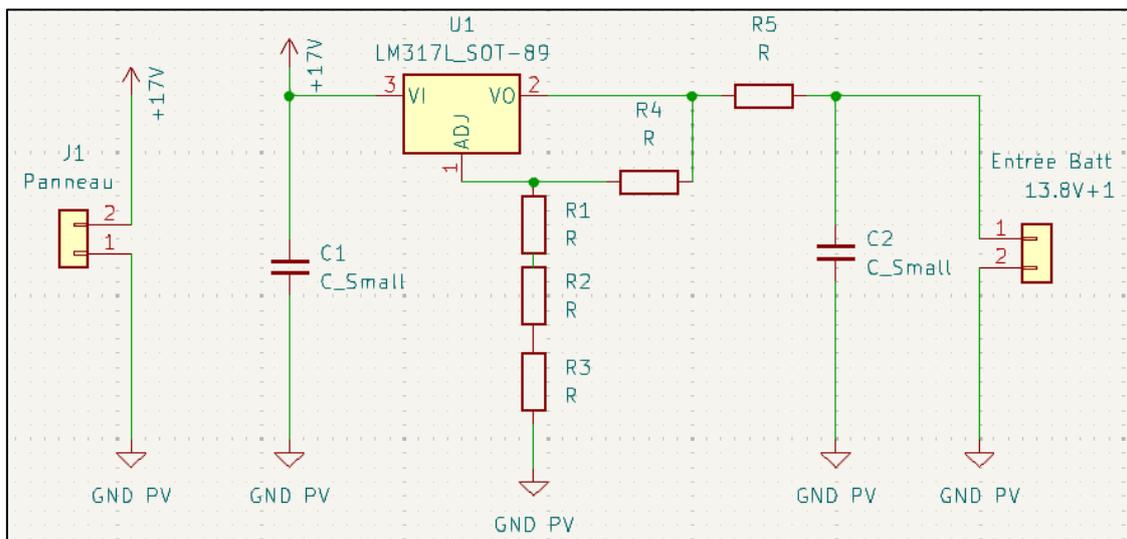


Figure IV. 6 Schéma du régulateur réalisé avec KiCad.

- **TRACO :**

Ce composant est essentiel pour le circuit car nous voulons convertir une tension DC d'un niveau à un autre, en fournissant les tensions nécessaires aux différents sous-systèmes du circuit de commande. Nous aurons besoin de deux composantes du modèle TEP 4812 illustré dans la figure ci-dessous.

Tableau IV. 1 Avantages de l'utilisation des TRACO.

AVANTAGES DE L'UTILISATION DES TRACO
Convertir une tension DC d'un niveau à un autre
Fournit une isolation galvanique entre différentes parties du circuit
Réduction des perturbations électromagnétiques (EMI)
Ils sont souvent compacts et faciles à intégrer dans des espaces restreints
Fiabilité et longue durée de vie



Figure IV. 7 Illustration du TRACO.

- **Générateur de signaux :**

La grille du transistor est attaquée par une tension de forme carrée qui dépend des caractéristiques propres du type de transistor utilisé (dans notre cas, l'IGBT), délivrée grâce à un générateur de signaux qui nous permet de faire varier sa fréquence ainsi que son rapport cyclique.

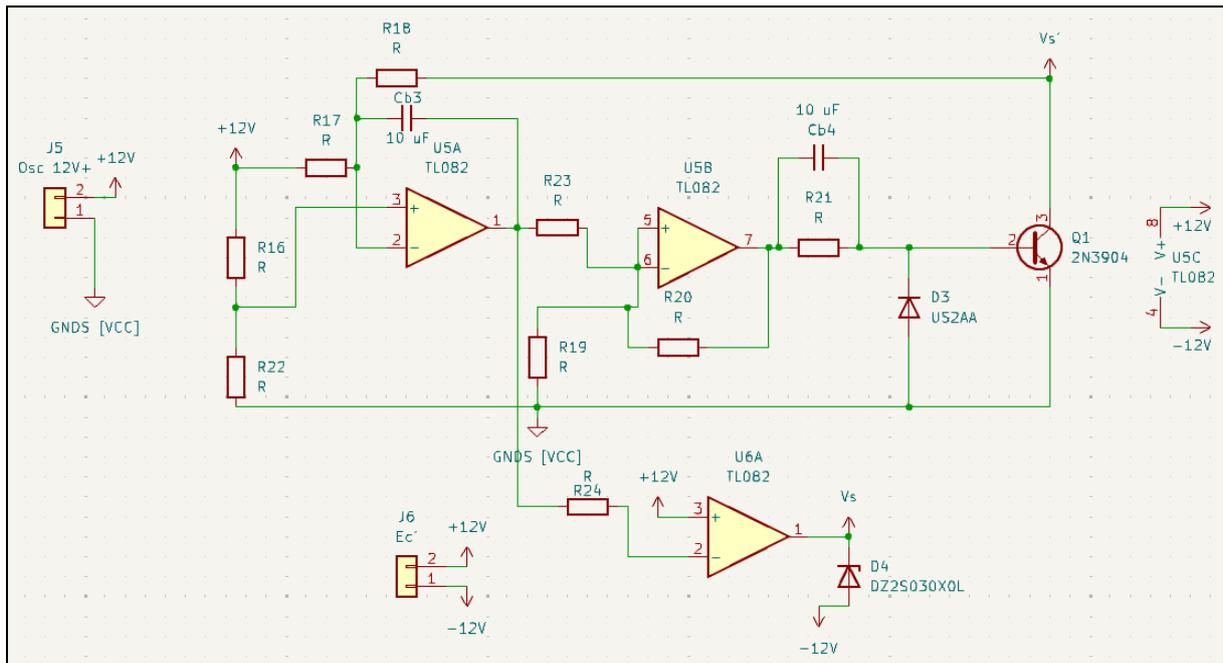


Figure IV. 8 Schéma électrique de l'oscillateur réalisé sur Kicad.

La période s'écrit :

$$T = 4RC \frac{V_{SAT}}{V_e} \tag{IV.1}$$

On a :

$$T_{\min} \approx 0.1 \text{ ms} \implies f_{\min} \leq 2 \text{ kHz}$$

$$T_{\max} \geq 0.5 \text{ ms} \implies f_{\max} \approx 10.32 \text{ kHz}$$

La fréquence du signal est :

$$f = \frac{V_e}{4V_{SAT}RC} \tag{IV.2}$$

Sachant que les abréviations qui figurent sur les illustrations qui suivent sont :

P_1, P_2 : les pentes du signal triangulaire.

V_{SAT} : la tension de saturation.

V_e : la tension d'entrée.

V_S : la tension de sortie de l'amplificateur (AOP 3).

$V_{S'}$: la tension de sortie de l'amplificateur (AOP 2).

e : la tension intégrée.

R : Résistance.

C : Capacité.

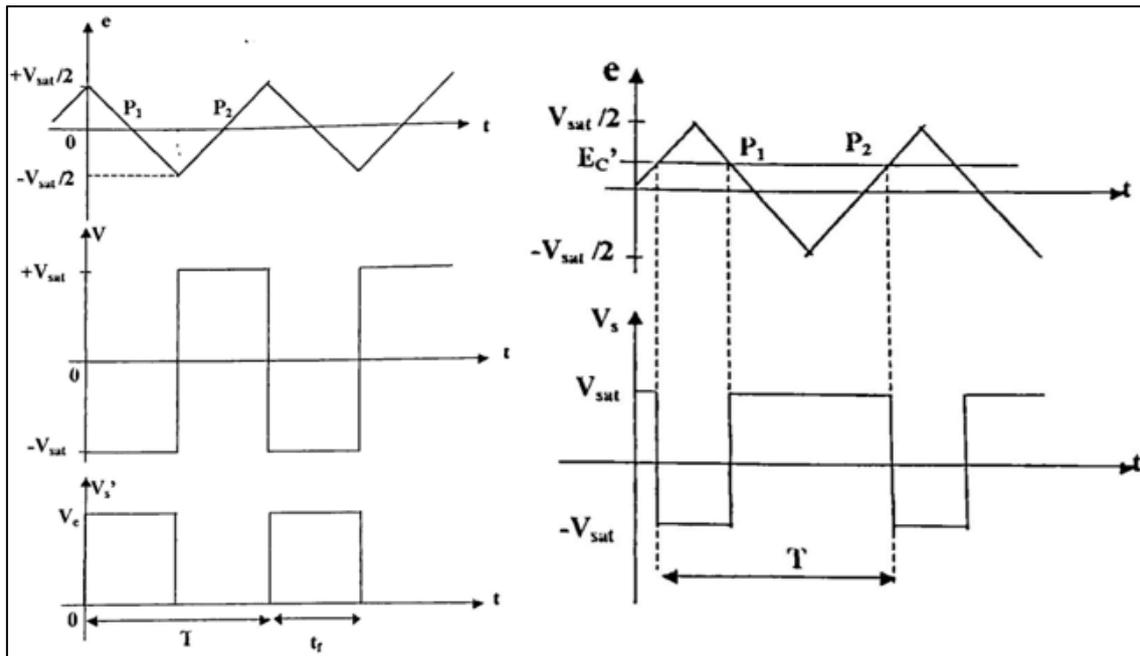


Figure IV. 9 Les différents signaux générés par l'oscillateur à fréquence et rapport cyclique variable.

• Capteur de courant :

Le capteur utilisé dans le projet est un capteur à effet Hall (LA 55-P), la figure (IV.10) ci-dessous montre son schéma synoptique de branchement.

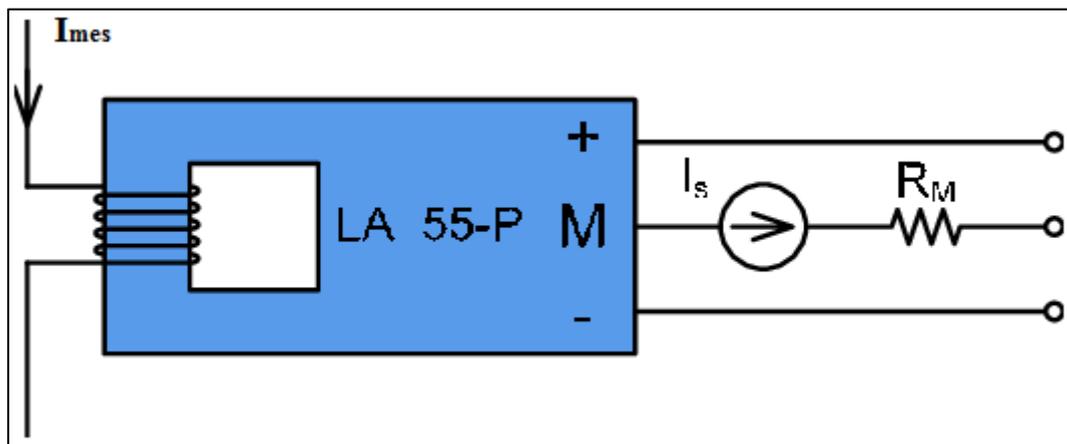


Figure IV. 10 Schéma synoptique de branchement du capteur à effet Hall.

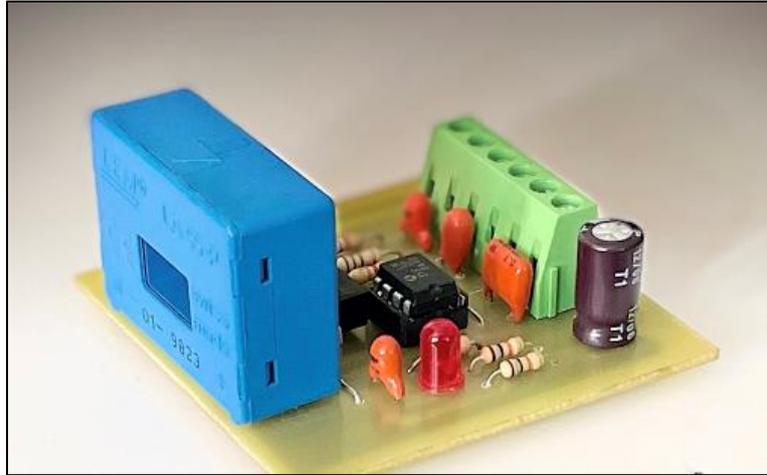


Figure IV. 11 Illustration de capteur de courant à effet Hall LA 55-P.

• Circuit logique de commutation :

Le circuit logique de commutation est essentiel pour contrôler et optimiser les transistors dans notre système photovoltaïque. Il gère les états de conduction et de blocage des transistors, assurant une conversion et une récupération d'énergie efficaces.

Dans ce projet, deux transistors sont utilisés pour les fonctions de hacheur boost réversible en courant. Le circuit de commutation synchronise les opérations de ces transistors, garantissant des transitions fluides et précises. Cela améliore l'efficacité énergétique et prolonge la durée de vie des composants. Le schéma suivant détaillera la structure et le fonctionnement du circuit.

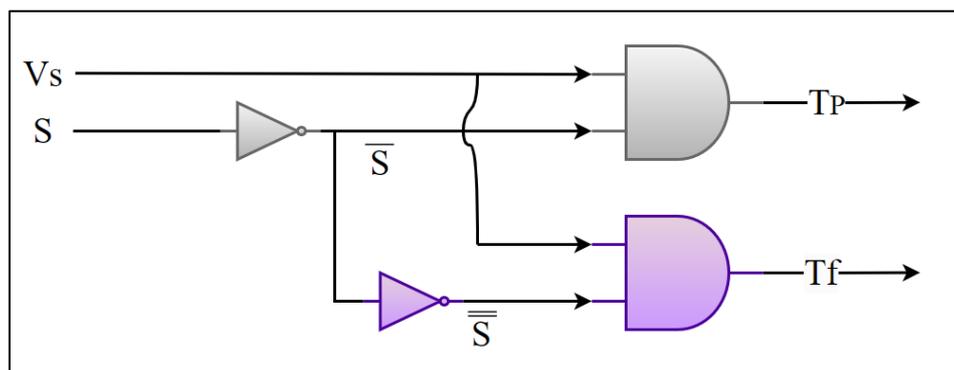


Figure IV. 12 Circuit logique de commutation.

La présence du signal « S » correspond au blocage du transistor principal « Tp » et à l'amorçage du transistor de freinage « Tf » ainsi il y aura passage du courant induit par la charge.

Pour $I > 0$ \longrightarrow $S = +V_{cc}$

Pour $I < 0$ \longrightarrow $S = 0$

Les expressions logiques régissant ce fonctionnement sont comme suit :

V_s : Signal issu de la commande.

S : Signal issu du capteur de courant.

D'où :

$$T_p = V_s \cdot \bar{S} \quad (\text{IV.3})$$

$$T_f = V_s \cdot \bar{\bar{S}} \quad (\text{IV.4})$$

Tableau IV. 2 Tableau explicatif du fonctionnement logique des transistors.

V_s	S	T_p	T_f
1	0	0	1
1	1	1	0

• Optocoupleur :

Un optocoupleur est un dispositif ou un ensemble de composants permettant le transfert d'information entre deux parties électroniques isolées électriquement. Il se compose d'un émetteur et d'un récepteur. L'émetteur génère de la lumière, d'où le préfixe "opto" dans optocoupleur, tandis que le récepteur détecte la lumière émise et réagit en fonction de la quantité de lumière reçue. Ainsi, le couplage entre l'émetteur et le récepteur s'effectue exclusivement par le biais de la lumière [35].

Nous optons pour le modèle (HCPL 3120) (voir dans annexes) qui a comme tension d'isolation 1500V, sous une tension d'alimentation allant de 15 à 30V et un courant crête de sortie qui peut atteindre 2A.

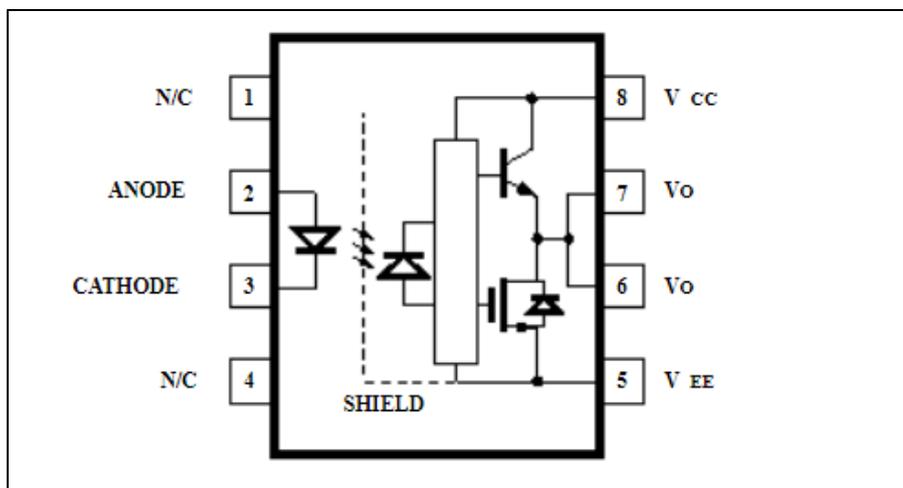


Figure IV. 13 Schéma représentatif d'un optocoupleur HCPL-3120.

Ils sont couramment utilisés dans les applications où une isolation galvanique est nécessaire pour des raisons de sécurité, de réduction du bruit électrique ou de séparation des tensions. Par exemple, dans notre cas, nous en avons besoin pour les différents tests faits au laboratoire qui précèdent la conception du PCB.

• Inverseur :

L'inverseur est un circuit intégré très utilisé dans l'électronique, il prend une entrée logique (HIGH ou LOW) et produit en sortie l'inverse de cette entrée. Par exemple, si l'entrée est HIGH (logique 1), la sortie sera LOW (logique 0), et vice versa.

Nous optons pour le modèle (CD4069), il s'agit d'un hexa-inverseur, ce qui signifie qu'il contient six portes logiques inversées indépendantes dans un seul boîtier IC (Integrated Circuit).

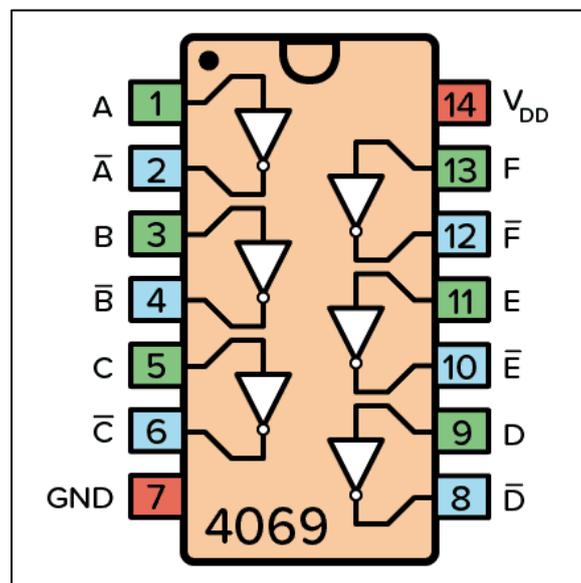


Figure IV. 14 Schéma représentatif de l'inverseur CD4069.

• Porte logique AND :

La porte logique AND est un circuit intégré pour qui chaque entrée est conçue pour recevoir un signal logique, soit haut (1) soit bas (0). La sortie de la porte sera à l'état haut (1) uniquement si tous les signaux d'entrée sont à l'état haut. Sinon, la sortie sera à l'état bas (0).

Nous optons pour le modèle (HEF4081BP), il s'agit d'une porte logique AND à quatre entrées. Cela signifie qu'elle peut prendre jusqu'à quatre signaux d'entrée logiques et produire une sortie logique uniquement si tous ses signaux d'entrée sont à l'état logique haut (1).

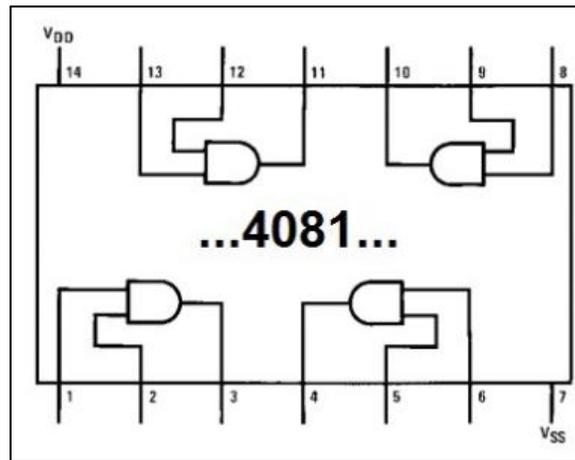


Figure IV. 15 Schéma représentatif de la porte logique AND HEF4081BP.

• Driver :

Les drivers sont des composants conçus pour contrôler et piloter d'autres composants ou dispositifs. Ils sont souvent utilisés pour amplifier ou réguler un signal électrique afin de fournir la puissance nécessaire à un composant spécifique, comme un transistor ou un optocoupleur, pour fonctionner correctement [35].

Nous optons pour le modèle (IR2112) (voir dans annexes) qui est sensé piloter le transistor de puissance (IGBT), il permet d'amplifier le signal une seconde fois avant d'être appliqué à l'IGBT, le driver se connecte aux bases des transistors et envoie un courant suffisamment important pour assurer la commutation du bras IGBT (passe de l'état bloqué à l'état conducteur ou vice versa).

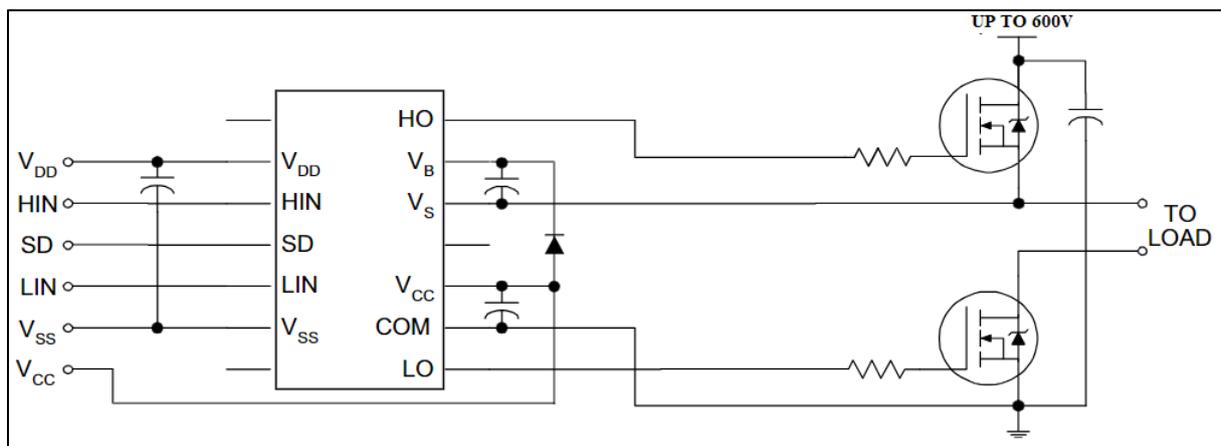


Figure IV. 16 Schéma représentatif du driver IR2112.

• Dimensionnement des dissipateurs de chaleur :

Lorsqu'un semi-conducteur de puissance transporte un courant I sous une tension U , il génère une puissance P ($P = U \cdot I$). Cette puissance dissipée élève la température de la jonction T_j du semi-conducteur, ce qui peut potentiellement entraîner une défaillance de la jonction due à un claquage thermique. Ainsi, l'utilisation de dissipateurs thermiques est indispensable pour évacuer la chaleur et maintenir la température de fonctionnement du semi-conducteur à des niveaux sûrs.

Nous devons d'abord, calculer la puissance que nous souhaitons dissiper P_{\max} .

$$P_{\max} = (V_e - V_s)_{\max} \cdot I_{S_{\max}} \quad (\text{IV.5})$$

Ensuite, nous calculons la puissance maximale dissipée par le composant P_{th} .

$$T_j - T_a = R_{th}(j \rightarrow a) \cdot P_{th} \quad (\text{IV.6})$$

Sachant que :

T_j : Température de jonction, donnée par la documentation du constructeur [36].

$R_{th}(j \rightarrow a)$: Résistance thermique entre la jonction et le milieu extérieur.

Nous allons vérifier si la condition : $P_{\max} \text{ dissipée souhaitée} > P_{\max} \text{ dissipable}$

Si non, pas besoin de dissipateur thermique.

On devra par la suite déterminer $R_{th}(j \rightarrow b)$ (résistance thermique entre la jonction et le boîtier) qui est donnée par la documentation du constructeur.

On devra déterminer $R_{th}(b \rightarrow r)$ (résistance thermique entre le boîtier et le radiateur) et la valeur de cette résistance dépend du type de boîtier ainsi que du type de contacts entre le boîtier et le dissipateur.

Nous allons par ailleurs, calculer $R_{th}(r \rightarrow a)$ (résistance thermique radiateur-air ambiant) en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$:

$$R_{th}(r \rightarrow a) = \frac{T_j - T_a}{P_{\max}} - [R_{th}(j \rightarrow b) + R_{th}(b \rightarrow r)] \quad (\text{IV.7})$$

Dans le cas où le radiateur serait trop volumineux, ou pire, que le $R_{th}(r \rightarrow a)$ obtenu ne corresponde à aucun radiateur du catalogue constructeur, il faut passer à des solutions plus sophistiquées, à savoir convection forcée par ventilateur (le $R_{th}(r \rightarrow a)$ diminue alors considérablement), ou dans les cas extrêmes, à un refroidissement par circulation de liquide dans le support du composant de puissance [36].

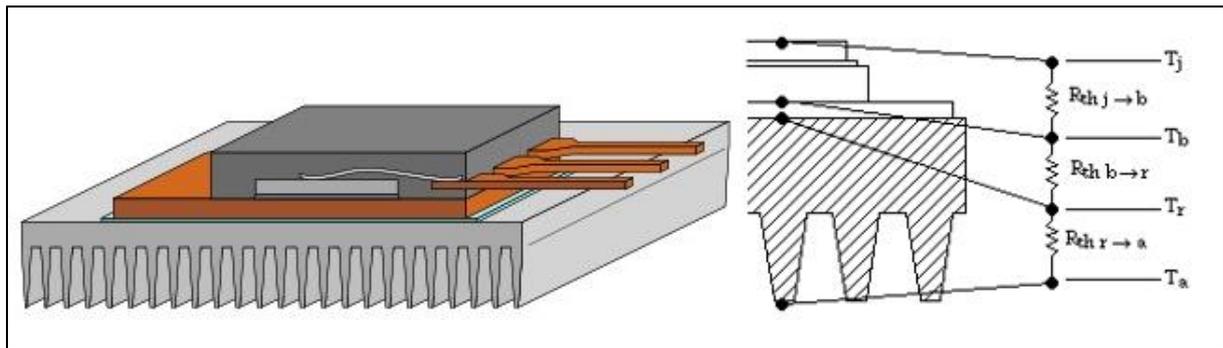


Figure IV. 17 Schéma représentatif du dissipateur thermique.

IV.3 Réalisation du circuit imprimé

Les différentes cartes électroniques présentes dans un PC, telles que la carte mère et les cartes d'extension, sont toutes fabriquées à partir de circuits imprimés, désignés par l'acronyme PCB pour « Printed Circuit Board ».

Habituellement, la base isolante d'un PCB est composée de fibre de verre imprégnée d'époxy, une résine rigide et isolante. Il existe également des circuits imprimés souples, où le support est en matière plastique flexible. Sur la surface du PCB, des pistes de cuivre agissent comme des chemins conducteurs, facilitant les connexions entre les composants électroniques soudés sur la carte. Lorsque les pistes de cuivre ne sont présentes que sur une seule face de la carte, celle-ci est qualifiée de « simple face », la face contenant les soudures, tandis que l'autre est dénommée « côté composants ». Les circuits « simple face » sont appropriés pour des schémas nécessitant un nombre restreint de connexions électriques entre les composants [37].

Dans notre réalisation, nous travaillons sur des circuits « simple face ».

IV.3.1 Carte d'alimentation

La figure ci-dessous (IV.18) représente le circuit imprimé de la partie alimentation du hacheur réversible en courant où apparaissent les pistes de cuivre en vert pâle.

L'annexe 2 montre la réalisation préalable du circuit imprimé de la partie alimentation du hacheur bidirectionnel avec le logiciel KiCad.



Figure IV. 18 Circuit imprimé de la carte d'alimentation.

IV.3.2 Carte de commande

La figure ci-dessous (IV.19) représente le circuit imprimé de la partie commande du hacheur réversible en courant où apparaissent les pistes de cuivre en vert pâle.

L'annexe 1 montre la réalisation préalable du circuit imprimé de la partie commande du hacheur bidirectionnel avec le logiciel KiCad.

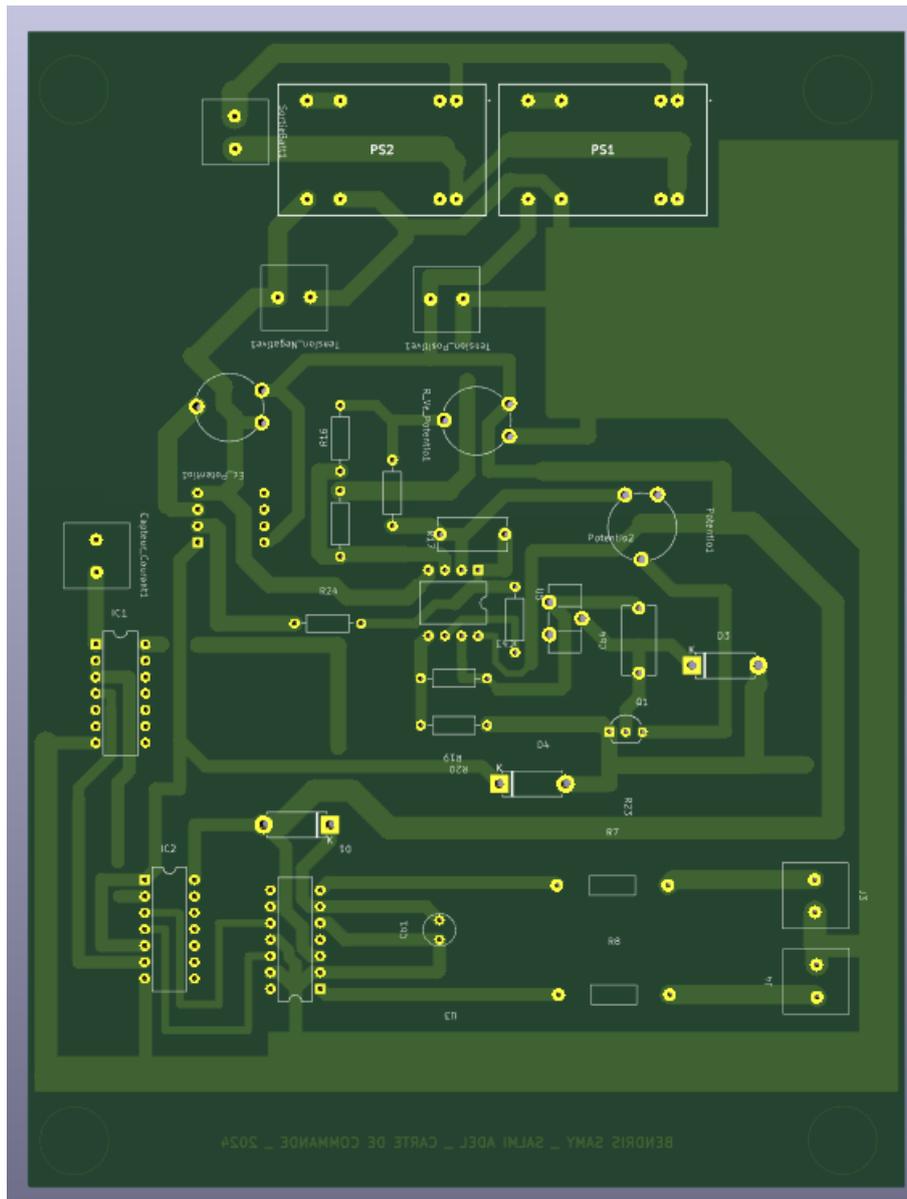


Figure IV. 19 Circuit imprimé de la carte de commande.

IV.4 Résultats des tests pratiques

Nous avons réalisé le circuit d'alimentation (régulateur de tension) ainsi que le circuit de commande comprenant un générateur de signaux (oscillateur, convertisseur tension/fréquence) et le circuit de commutation qui sont représentés par les figures ci-dessous.

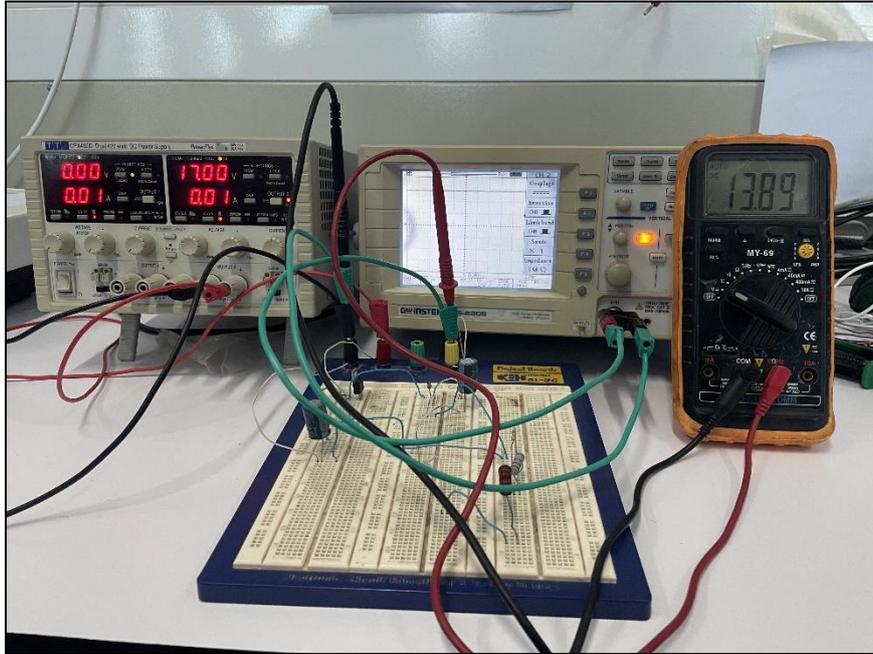


Figure IV. 20 Circuit d'alimentation sur maquette.

► Nous avons réussi à abaisser la tension fournie par le panneau solaire ici représentée par une source d'alimentation continue de 17V. Cette tension est stabilisée à 13,8V par un régulateur LM317T comme le montre le multimètre.

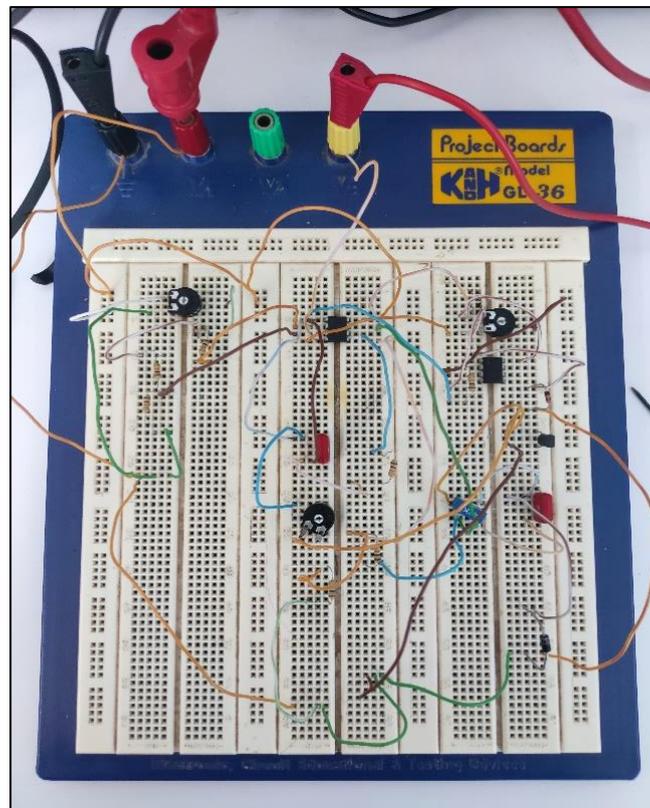


Figure IV. 21 Circuit du générateur de signaux.

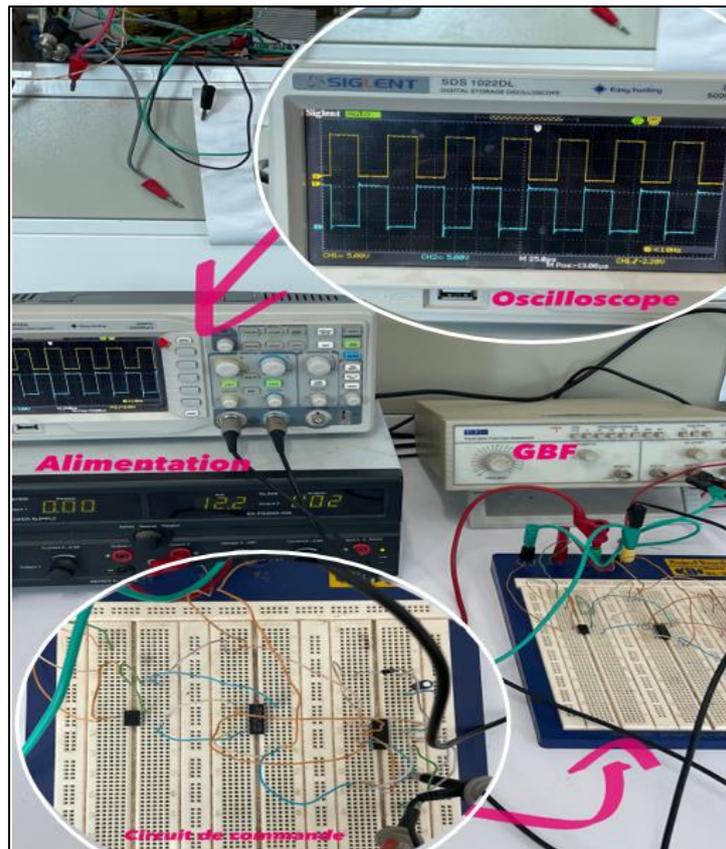


Figure IV. 22 Circuit logique de commutation.

Après avoir effectué plusieurs tests, nous avons pu visualiser via l'oscilloscope les différentes courbes relatives à nos circuits.

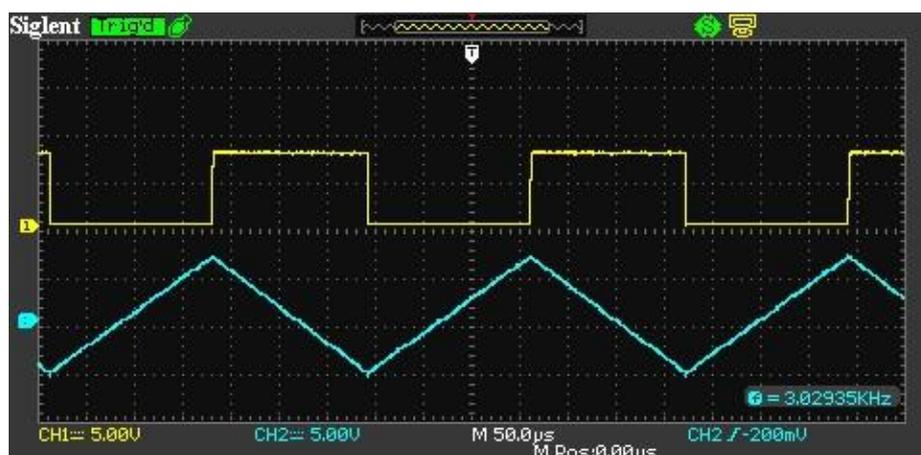


Figure IV. 23 Allures de V_s et e .

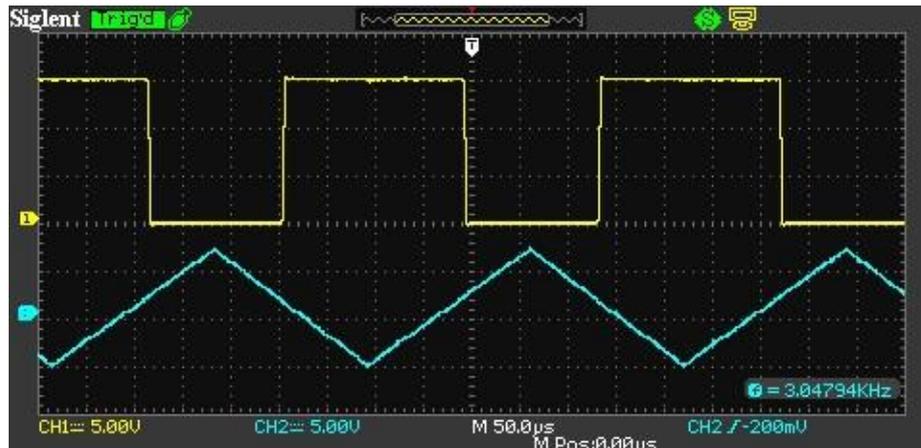


Figure IV. 24 Allures de $V_{s'}$ et e .

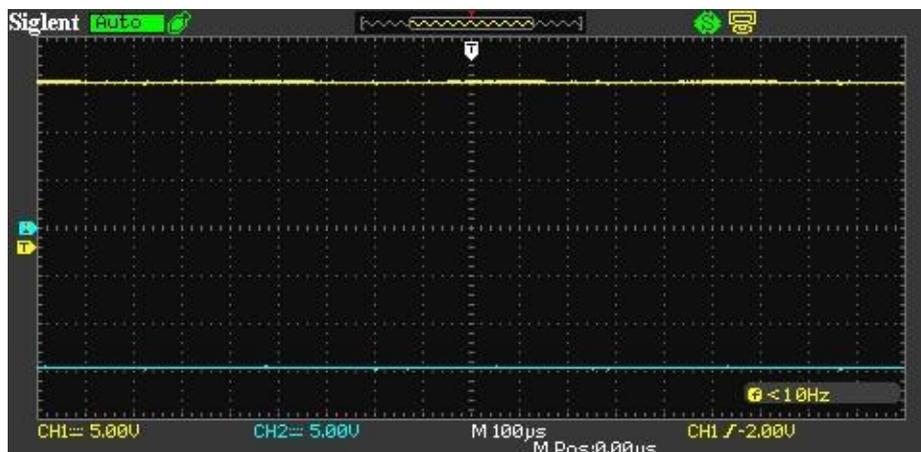


Figure IV. 25 Allures de $\pm V_{sat}$.

► Les premières figures illustrent le signal de sortie de l'oscillateur. On observe un signal carré, caractéristique d'un oscillateur en bon état de fonctionnement. La fréquence et le rapport cyclique de ce signal peuvent être ajustés via deux potentiomètres à l'entrée, ce qui est essentiel pour contrôler efficacement notre hacheur.

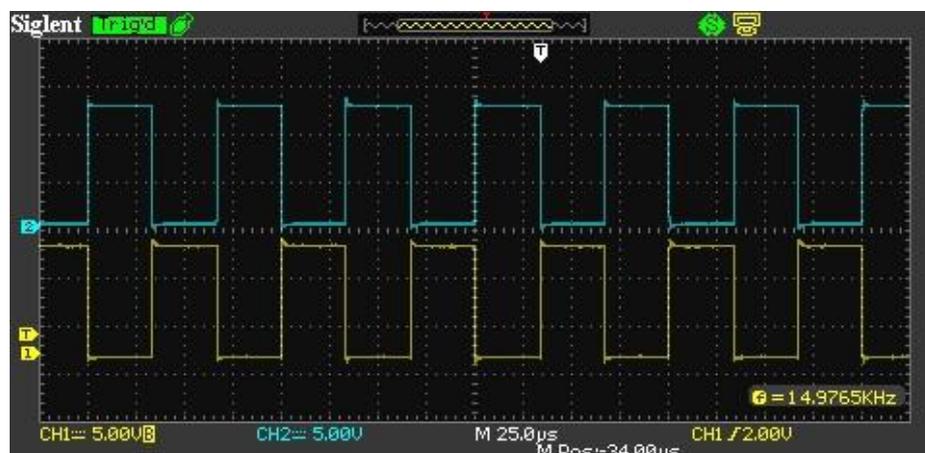


Figure IV. 26 Signaux de l'inverseur.

► La figure ci-dessus montre le signal de sortie de l'inverseur. On observe que ce signal est le complément du signal d'entrée, confirmant que l'inverseur fonctionne correctement. Ce signal inversé est essentiel pour les étapes suivantes de la commande.

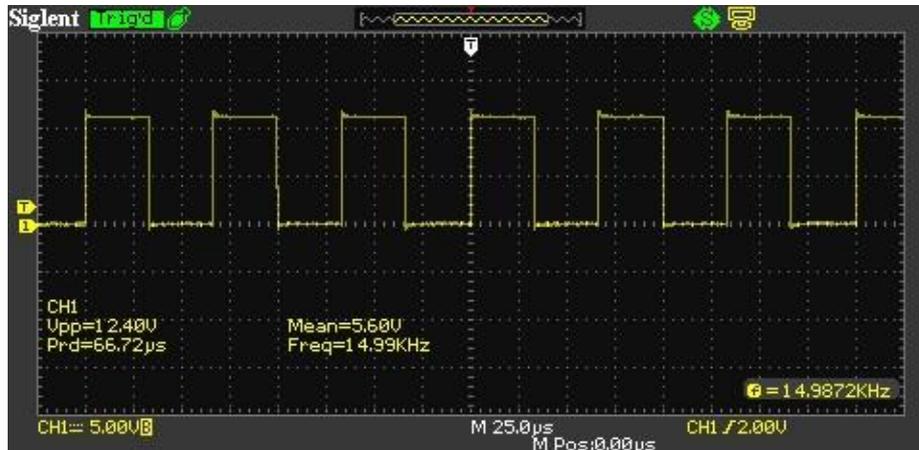


Figure IV. 27 Signal de sortie des portes logiques AND.

► La figure ci-dessus présente le signal de sortie des portes logiques AND. Ce signal résulte de la combinaison logique du signal inversé et d'autres signaux de commande. La figure montre que les portes logiques AND fonctionnent correctement, produisant le signal attendu uniquement lorsque toutes les conditions sont remplies.

► Les différents signaux précédemment illustrés vont par la suite vers l'entrée du driver. Résultant ainsi des impulsions de forme carrée avec une amplitude et une fréquence appropriée (10kHz). Cela indique que le driver fonctionne bien et que le signal est amplifié correctement (12V) pour la commutation de nos transistors.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les différentes parties du hacheur réversible en courant (la partie de puissance et la partie de commande). Notamment, en déterminant les composants nécessaires. Ensuite, nous avons procédé au développement du circuit imprimé du convertisseur, intégrant à la fois la partie alimentation et la partie commande, en utilisant KiCad, un logiciel de conception de circuits imprimés qui permet de réaliser le schéma électronique, d'associer les empreintes des composants, et d'effectuer le routage. Nous avons conclu ce chapitre par une interprétation des différents essais sur maquettes.

Conclusion générale

Le travail que nous avons réalisé porte principalement sur l'étude et la mise en œuvre d'un convertisseur DC-DC bidirectionnel destiné à alimenter un électromoteur de vélo. L'objectif était de concevoir la carte de commande et le hacheur pour récupérer l'énergie émise lors du freinage du moteur et la restituer à la batterie.

Nous avons commencé par étudier les convertisseurs DC-DC, qui servent d'étage d'adaptation entre le générateur photovoltaïque et la charge. Nous avons opté pour un hacheur réversible en courant, idéal pour notre application, car il permet un flux bidirectionnel d'énergie. Nous avons cherché à abaisser la tension fournie par le panneau solaire (initialement de 17,2V). Cette tension est d'abord stabilisée à 13,8V par un régulateur pour charger la batterie, puis elle est élevée à environ 24V, correspondant à la tension nominale du moteur électrique.

Dans la phase de réalisation, nous avons conçu et fabriqué :

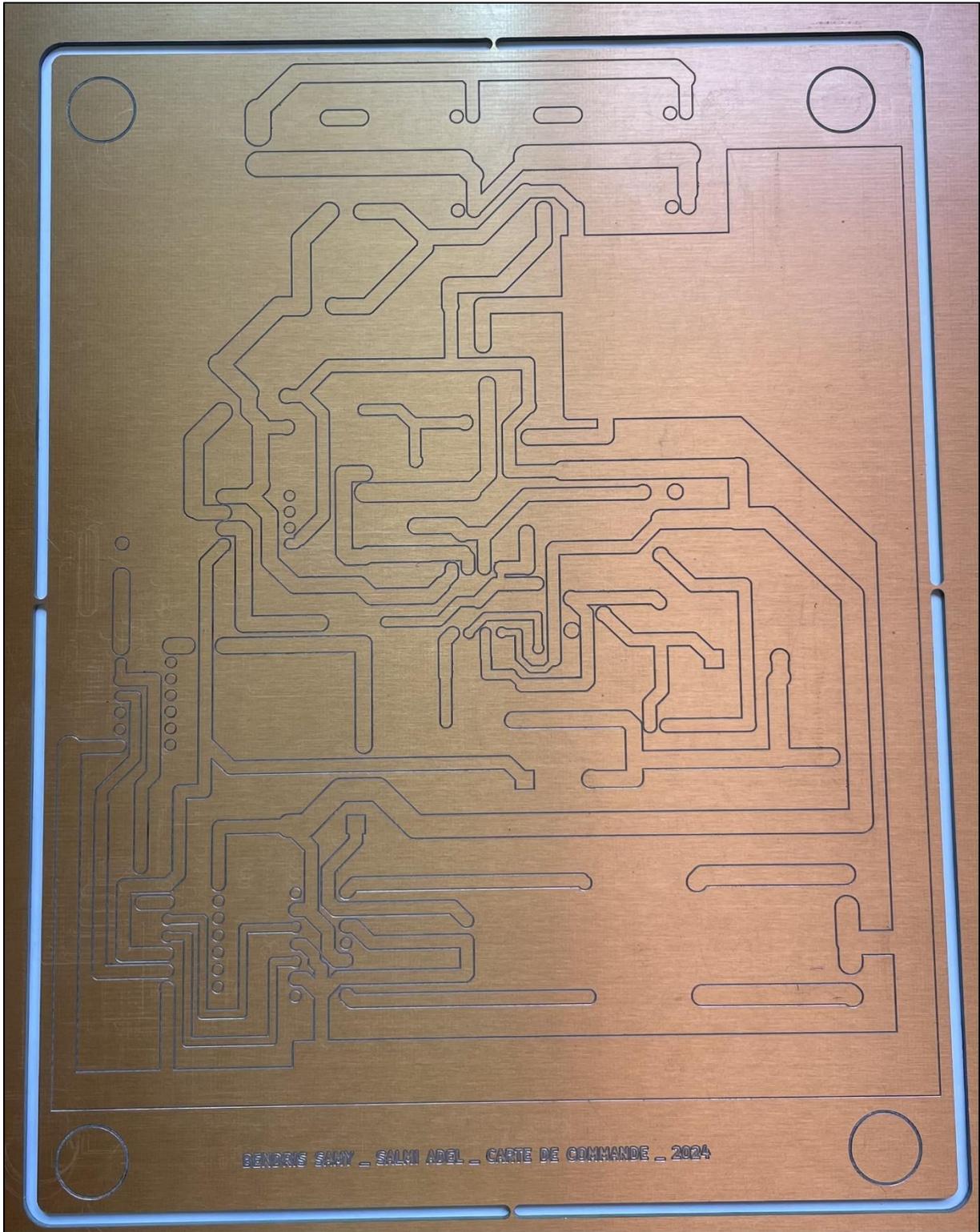
- Une carte d'alimentation avec un régulateur LM317T.
- Une carte de commande comprenant un oscillateur, des portes logiques et un driver IR2112.

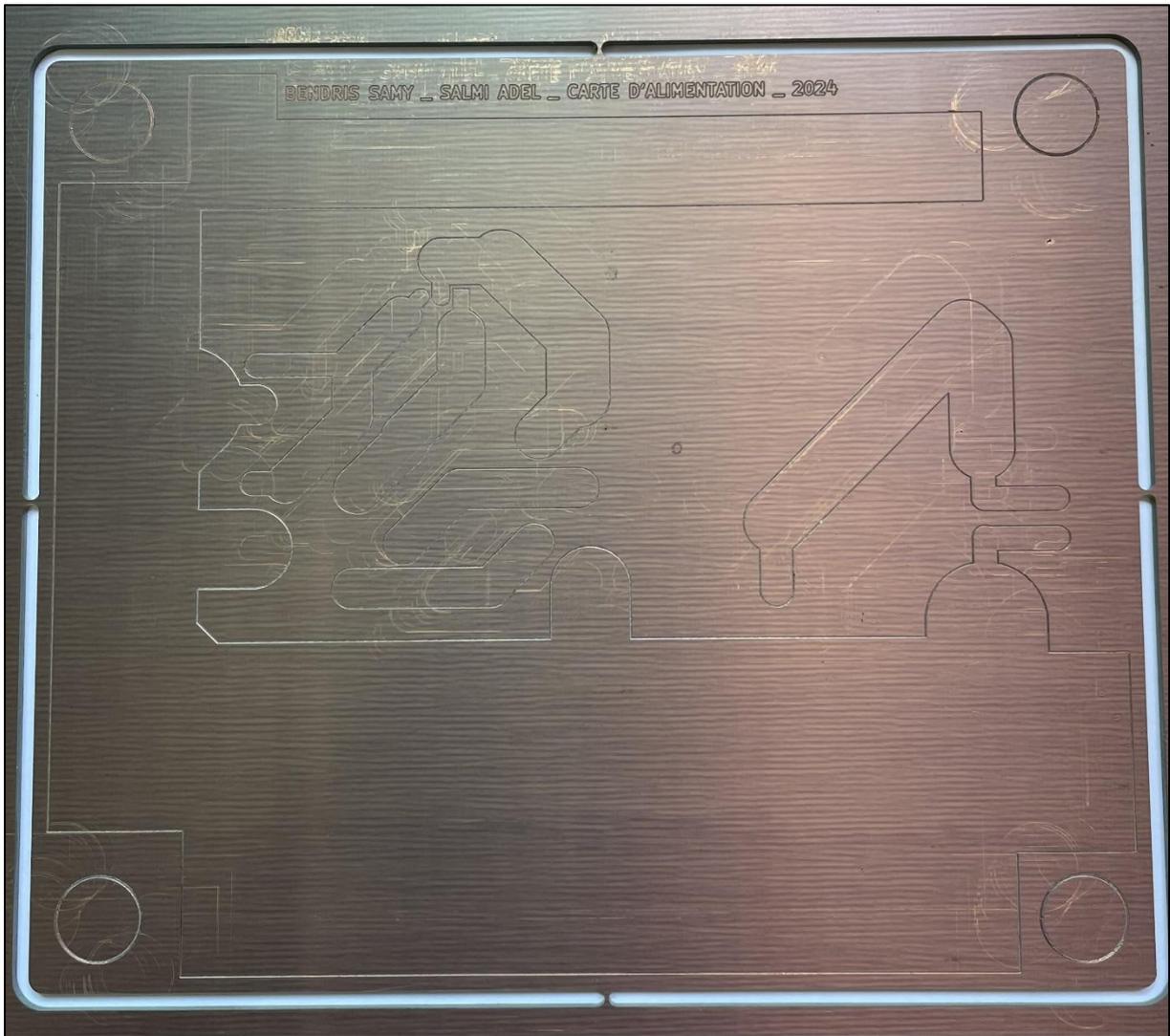
Nous avons également dimensionné les composants nécessaires pour le hacheur, tels que l'inductance et les condensateurs. Le transistor de puissance choisi était un IGBT, garantissant le bon fonctionnement du convertisseur.

Les tests ont montré que la carte d'alimentation et la carte de commande fonctionnaient correctement sans anomalies. Ce travail a été conclu par une validation expérimentale sur maquette, où des relevés expérimentaux ont confirmé le bon fonctionnement du système de commande.

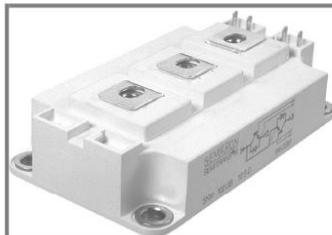
En perspectives de ces travaux, nous souhaitons:

- Continuer la réalisation du circuit de puissance.
- Réaliser des tests expérimentaux associant le hacheur bidirectionnel avec un système de récupération d'énergie par freinage.
- Améliorer le design des cartes pour minimiser les pertes énergétiques et augmenter l'efficacité du système.





SKM 150GB123D



SEMITRANS™ 3

IGBT Modules

SKM 150GB123D

SKM 150GAL123D

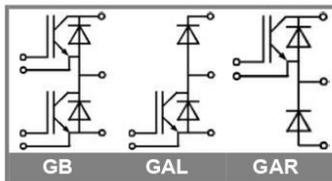
SKM 150GAR123D

Features

- MOS input (voltage controlled)
- N channel, Homogeneous Si
- Low inductance case
- Very low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to $6 \times I_{Cnom}$
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding
- Large clearance (12 mm) and creepage distances (20 mm)

Typical Applications

- Switching (not for linear use)



Absolute Maximum Ratings		$T_c = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	Values	Units
IGBT			
V_{CES}		1200	V
I_C	$T_c = 25 (80)^\circ\text{C}$	150 (110)	A
I_{CRM}	$t_p = 1 \text{ ms}$	200	A
V_{GES}		± 20	V
T_{vj} , (T_{stg})	$T_{OPERATION} \leq T_{stg}$	-40 ... + 150 (125)	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC, 1 min.	2500	V
Inverse diode			
I_F	$T_c = 25 (80)^\circ\text{C}$	150 (100)	A
I_{FRM}	$t_p = 1 \text{ ms}$	200	A
I_{FSM}	$t_p = 10 \text{ ms}$; sin.; $T_j = 150^\circ\text{C}$	1100	A
Freewheeling diode			
I_F	$T_c = 25 (80)^\circ\text{C}$	200 (135)	A
I_{FRM}	$t_p = 1 \text{ ms}$	300	A
I_{FSM}	$t_p = 10 \text{ ms}$; sin.; $T_j = 150^\circ\text{C}$	1450	A

Characteristics		$T_c = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
IGBT					
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}$, $I_C = 4 \text{ mA}$	4,5	5,5	6,5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0$, $V_{CE} = V_{CES}$, $T_j = 25 (125)^\circ\text{C}$		0,1	0,3	mA
$V_{CE(TO)}$	$T_j = 25 (125)^\circ\text{C}$		1,4 (1,6)	1,6 (1,8)	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15 \text{ V}$, $T_j = 25 (125)^\circ\text{C}$		11 (15)	14 (19)	m Ω
$V_{CE(sat)}$	$I_{Cnom} = 100 \text{ A}$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$, chip level		2,5 (3,1)	3 (3,7)	V
C_{ies}	under following conditions		6,5	8,5	nF
C_{oes}	$V_{GE} = 0$, $V_{CE} = 25 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$		1	1,5	nF
C_{res}			0,5	0,6	nF
L_{CE}				20	nH
R_{CC+EE}	res., terminal-chip $T_c = 25 (125)^\circ\text{C}$		0,35 (0,5)		m Ω
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 600 \text{ V}$, $I_{Cnom} = 100 \text{ A}$		160	320	ns
t_r	$R_{Gon} = R_{Goff} = 6,8 \Omega$, $T_j = 125^\circ\text{C}$		80	160	ns
$t_{d(off)}$	$V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$		400	520	ns
t_f			70	100	ns
$E_{on} (E_{off})$			13 (11)		mJ
Inverse diode					
$V_F = V_{EC}$	$I_{Fnom} = 100 \text{ A}$; $V_{GE} = 0 \text{ V}$; $T_j = 25 (125)^\circ\text{C}$		2 (1,8)	2,5	V
$V_{(TO)}$	$T_j = 125 (0)^\circ\text{C}$			1,2	V
r_T	$T_j = 125 (0)^\circ\text{C}$		8	11	m Ω
I_{RRM}	$I_{Fnom} = 100 \text{ A}$; $T_j = 25 (125)^\circ\text{C}$		35 (50)		A
Q_{rr}	$di/dt = 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$		5 (14)		μC
E_{rr}	$V_{GE} = V$				mJ
FWD					
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 150 \text{ A}$; $V_{GE} = 0 \text{ V}$, $T_j = 25 (125)^\circ\text{C}$		2 (1,8)	2,5	V
$V_{(TO)}$	$T_j = 125 (0)^\circ\text{C}$			1,2	V
r_T	$T_j = 125 (0)^\circ\text{C}$		5	8,7	m Ω
I_{RRM}	$I_F = 100 \text{ A}$; $T_j = 25 (125)^\circ\text{C}$		40 (65)		A
Q_{rr}	$di/dt = \text{A}/\mu\text{s}$		5 (15)		μC
E_{rr}	$V_{GE} = V$				mJ
Thermal characteristics					
$R_{th(j-c)}$	per IGBT		0,15		K/W
$R_{th(j-c)D}$	per Inverse Diode		0,3		K/W
$R_{th(j-c)FD}$	per FWD		0,25		K/W
$R_{th(c-s)}$	per module		0,038		K/W
Mechanical data					
M_s	to heatsink M6	3	5		Nm
M_t	to terminals M6	2,5	5		Nm
w			325		g

TRACO POWER®

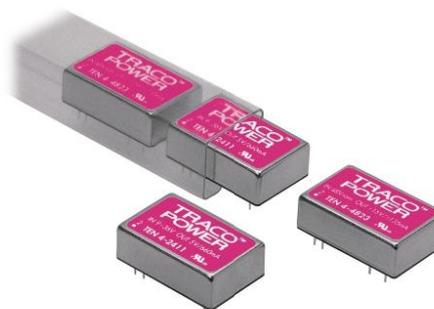
DC/DC Converters

TEN 4 Series, 4 Watt

Features

- ◆ Ultra-wide 4:1 input range
9 – 36 VDC or 18 – 75 VDC
- ◆ Full SMD design
- ◆ High efficiency up to 85 %
- ◆ Indefinite short circuit protection
- ◆ Reverse voltage protection
- ◆ I/O isolation 1'500 VDC
- ◆ Input filter meets EN 55022, Class A
and FCC, Level A without external
components
- ◆ Shielded metal case with insulated
baseplate
- ◆ 24-pin DIP with industry standard pinout
- ◆ MTF >1 Mio. h
- ◆ 3-year product warranty

not recommended for new design in



The TEN 4 series DC/DC converter is designed for applications requiring very wide operating voltage range. Typical applications are tele-and data communication systems, mobile battery powered equipments and industrial process control systems with operation from different input voltages i.e. 12/24 VDC or 24/48 VDC battery voltages. High efficiency allows operation up to +75°C at full load. Input filtering according to EN 55022-A and FCC, level A. Low output ripple minimise design-time and cost.

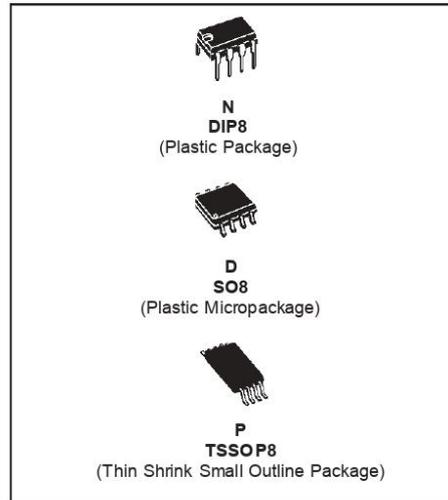
Models				
Ordercode	Input voltage range	Output voltage	Output current max.	Efficiency typ.
TEN 4-2410	9 – 36 VDC (24 VDC nominal)	3.3 VDC	900 mA	77 %
TEN 4-2411		5 VDC	660 mA	81 %
TEN 4-2412		12 VDC	330 mA	83 %
TEN 4-2413		15 VDC	265 mA	83 %
TEN 4-2421		±5 VDC	±300 mA	80 %
TEN 4-2422		±12 VDC	±165 mA	83 %
TEN 4-2423		±15 VDC	±130 mA	83 %
TEN 4-4810	18 – 75 VDC (48 VDC nominal)	3.3 VDC	900 mA	78 %
TEN 4-4811		5 VDC	660 mA	82 %
TEN 4-4812		12 VDC	330 mA	85 %
TEN 4-4813		15 VDC	265 mA	85 %
TEN 4-4821		±5 VDC	±300 mA	82 %
TEN 4-4822		±12 VDC	±165 mA	85 %
TEN 4-4823		±15 VDC	±130 mA	85 %



TL082 TL082A - TL082B

GENERAL PURPOSE J-FET DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : 16V/ μ s (typ)

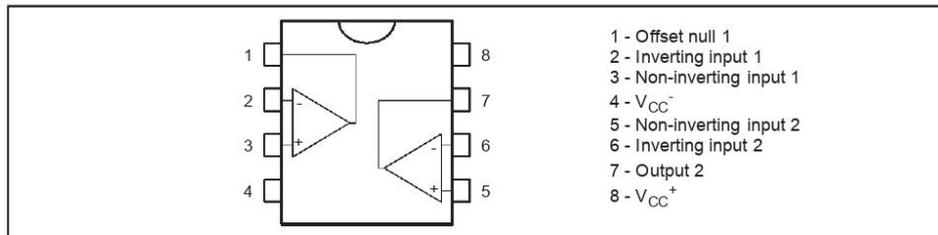


DESCRIPTION

The TL082, TL082A and TL082B are high speed J-FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.

PIN CONNECTIONS (top view)



ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL082M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•	•
TL082I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•	•
TL082C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•	•

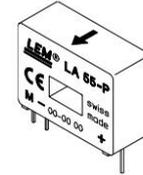
Example : TL082CD, TL082IN

N = Dual In Line Package (DIP)
 D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
 P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

LEM**Current Transducer LA 55-P**

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$

**Electrical data**

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A					
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A					
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$					
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$					
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	10	100	60	95	Ω
			@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	10	50	60 ¹⁾	60 ¹⁾	Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	50	160	135	155	Ω	
		@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	50	90	135 ²⁾	135 ²⁾	Ω	
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA					
K_N	Conversion ratio	1 : 1000						
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V					
I_C	Current consumption	$10(@\pm 15 \text{ V}) + I_S$	mA					
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV					

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ $I_P, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.65	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.90	%
L	Linearity		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ	Max
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$			± 0.2 mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots 70^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.5 mA
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.6 mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of $I_{P \max}$		< 500	ns
t_r	Response time @ 90 % of $I_{P \max}$		< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	$^\circ\text{C}$
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80 Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85 Ω
m	Mass	18	g
	Standards ⁴⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{\max}$
²⁾ Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{\max}$
³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit
⁴⁾ A list of corresponding tests is available

980706/8

HCPL-3120/J312, HCNW3120

2.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler



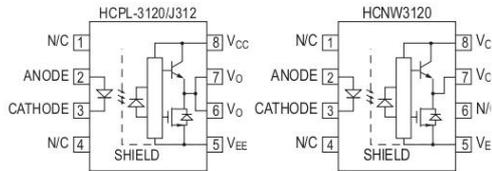
Data Sheet



Description

The HCPL-3120 contains a GaAsP LED while the HCPL-J312 and the HCNW3120 contain an AlGaAs LED. The LED is optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. These optocouplers are ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by these optocouplers make them ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 series can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate. The HCNW3120 has the highest insulation voltage of $V_{IORM} = 1414 V_{peak}$ in the IEC/EN/DIN EN 60747-5-2. The HCPL-J312 has an insulation voltage of $V_{IORM} = 891 V_{peak}$ and the $V_{IORM} = 630 V_{peak}$ is also available with the HCPL-3120 (Option 060).

Functional Diagram



TRUTH TABLE

LED	$V_{CC} - V_{EE}$ "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON)	$V_{CC} - V_{EE}$ "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF)	V_O
OFF	0 - 30V	0 - 30V	LOW
ON	0 - 11V	0 - 9.5V	LOW
ON	11 - 13.5V	9.5 - 12V	TRANSITION
ON	13.5 - 30V	12 - 30V	HIGH

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

Features

- 2.5 A maximum peak output current
- 2.0 A minimum peak output current
- 25 kV/ μs minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500 V$
- 0.5 V maximum low level output voltage (V_{OL}) Eliminates need for negative gate drive
- $I_{CC} = 5 mA$ maximum supply current
- Under Voltage Lock-Out protection (UVLO) with hysteresis
- Wide operating V_{CC} range: 15 to 30Volts
- 500 ns maximum switching speeds
- Industrial temperature range: $-40^{\circ}C$ to $100^{\circ}C$
- SafetyApproval:

UL Recognized

3750 Vrms for 1 min. for HCPL-3120/J312

5000 Vrms for 1 min. for HCNW3120

CSA Approval

IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 Approved

$V_{IORM} = 630 V_{peak}$ for HCPL-3120 (Option 060)

$V_{IORM} = 891 V_{peak}$ for HCPL-J312

$V_{IORM} = 1414 V_{peak}$ for HCNW3120

Applications

- IGBT/MOSFET gate drive
- AC/Brushless DC motor drives
- Industrial inverters
- Switch mode power supplies

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.



October 1987
Revised January 1999

CD4069UBC Inverter Circuits

General Description

The CD4069UB consists of six inverter circuits and is manufactured using complementary MOS (CMOS) to achieve wide power supply operating range, low power consumption, high noise immunity, and symmetric controlled rise and fall times.

This device is intended for all general purpose inverter applications where the special characteristics of the MM74C901, MM74C907, and CD4049A Hex Inverter/Buffers are not required. In those applications requiring larger noise immunity the MM74C14 or MM74C914 Hex Schmitt Trigger is suggested.

All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to V_{DD} and V_{SS} .

Features

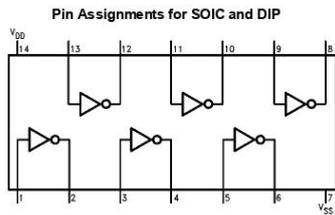
- Wide supply voltage range: 3.0V to 15V
- High noise immunity: $0.45 V_{DD}$ typ.
- Low power TTL compatibility: Fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- Equivalent to MM74C04

Ordering Code:

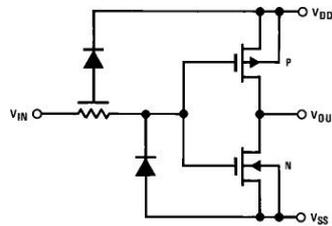
Order Number	Package Number	Package Description
CD4069UBCM	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150" Narrow Body
CD4069UBCSJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
CD4069UBCN	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Device also available in Tape and Reel. Specify by appending suffix "X" to the ordering code.

Connection Diagram



Schematic Diagram

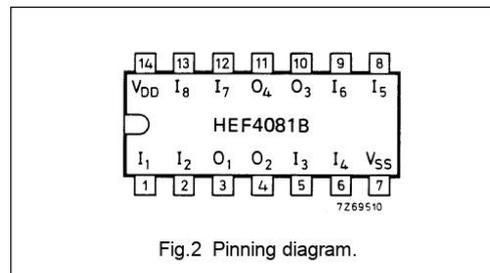
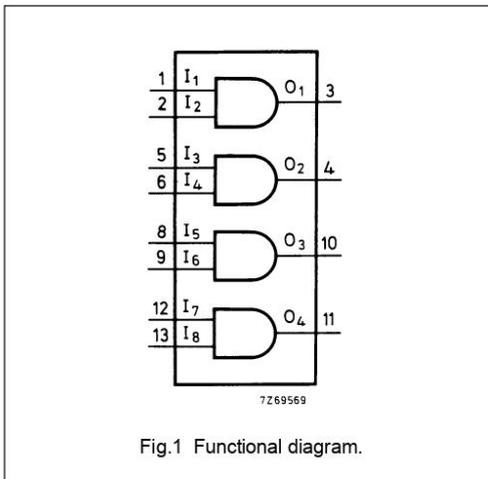


Philips Semiconductors

Product specification

Quadruple 2-input AND gate**HEF4081B
gates****DESCRIPTION**

The HEF4081B provides the positive quadruple 2-input AND function. The outputs are fully buffered for highest noise immunity and pattern insensitivity of output impedance.

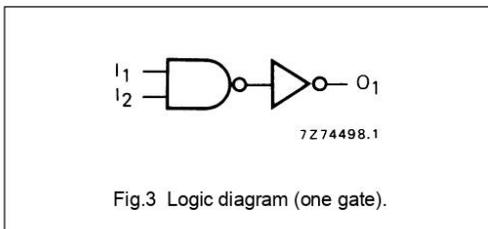


HEF4081BP(N): 14-lead DIL; plastic
(SOT27-1)

HEF4081BD(F): 14-lead DIL; ceramic (cerdip)
(SOT73)

HEF4081BT(D): 14-lead SO; plastic
(SOT108-1)

(): Package Designator North America

**FAMILY DATA, I_{DD} LIMITS category GATES**

See Family Specifications

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
- Fully operational to +600V
- Tolerant to negative transient voltage dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
- Separate logic supply range from 3.3V to 20V
- Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

Description

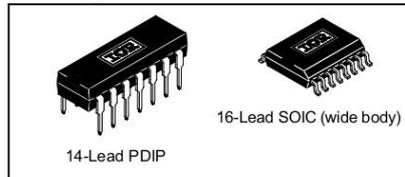
The IR2112(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL outputs, down to 3.3V logic.

The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

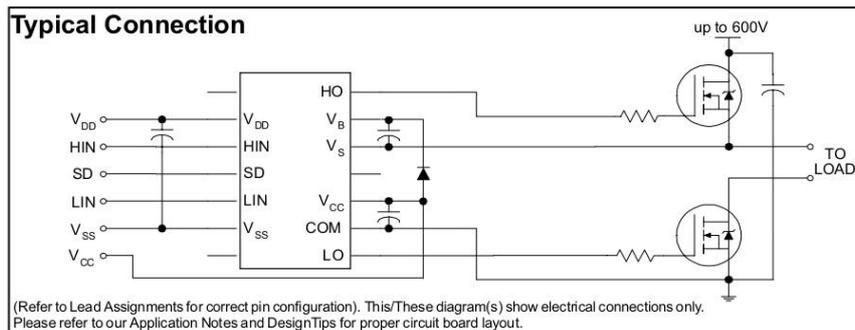
Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	200 mA / 420 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off (typ.)}}$	125 & 105 ns
Delay Matching	30 ns

Packages



Typical Connection



Références

- [1] R. TAHI, M. BELLOUZ, Etude d'un hacheur boost appliqué aux systèmes photovoltaïques, Mémoire de fin de cycle, Béjaïa, 2015.
- [2] TABET. K, Etude, modélisation et optimisation des systèmes photovoltaïques. Thèse de doctorat , Béjaïa, 2011.
- [3] S. VIGHETTI, Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau: Choix et dimensionnement des étages de conversion. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG., 2010.
- [4] O. GERGAUD, Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur. Thèse de doctorat, 2002.
- [5] [En ligne]. Available: <https://www.solaire-offgrid.com/le-solaire-et-ses-applications/architectures-solaire-photovoltaique/>. [Accès le 26 Mai 2024].
- [6] J. V. Roger A. Messenger, Photovoltaic Systems Engineering, CRC Press, 2020.
- [7] ESRAM, Trishan et CHAPMAN, Patrick L, «Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems: A Comprehensive Review and Comparative Analysis,» IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 6 , n° 1No. 1, 2017.
- [8] F. J. Z. Qiang, «Design and Implementation of a High-Efficiency, Multiple-Input, Step-Up DC-DC Converter for Photovoltaic Systems,» IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, n° 1No. 3, 2016.
- [9] A. M. H. S. Abdul Rahman, «DC-DC Converter Technologies for Photovoltaic Energy Systems: An Overview,» Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 66, 2016.
- [10] [En ligne]. Available: [https://www.aps.dz/economie/168294-production-de-3-000-mw-d-energie-solaire-photovoltaique-sonelgaz-signe-des-contrats-avec-les-societes-concernees#:~:text=Il%20s'agit%20de%20l,chacune%2C%20r%C3%A9parties%20sur%2012%20wilayas](https://www.aps.dz/economie/168294-production-de-3-000-mw-d-energie-solaire-photovoltaique-sonelgaz-signe-des-contrats-avec-les-societes-concernees#:~:text=Il%20s'agit%20de%20l,chacune%2C%20r%C3%A9parties%20sur%2012%20wilayas.). [Accès le 21 Avril 2024].
- [11] El Ayam-2, 16 Juillet 2011.
- [12] G. L. F. e. D. P. SÉGUIER, Electronique de puissance-structures, commande, applications, Paris: 10e édition DUNOD, 2004, vol. 2011, p. 2015.
- [13] S. E. NAFFOUTI, Dimensionnement et commande d'un hacheur parallèle alimenté par une source Photovoltaïque. Mémoire de fin de cycle, Université de Monastir, Tunisie, 2012.
- [14] N. e. O. B. H. SABRINE, ETUDE ET SIMULATION D'UN HACHEUR (BUCK-BOOST). Mémoire de fin de cycle. Annaba, 2020.
- [15] A. BELKAID, Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaîne de conversion photovoltaïque autonome. Thèse de doctorat, Université Bordj Bou Arreridj, 2018.
- [16] S. GHANDOUR, Conception de Convertisseurs DC/DC à base de MEMS. Grenoble. Thèse de doctorat. 2011.

- [17] [En ligne]. Available: <https://www.engineeringenotes.com/electrical-engineering/electric-motors/chopper-control-of-dc-motors-operation-and-set-up-electrical-engineering/36996>.
- [18] H. BÜHLER, Convertisseurs statiques., PPUR presses polytechniques., 1991.
- [19] DJEFFAFLIA Hichem et HATTAB, HoussamEddine. Modélisation et commandé d'un hacheur élévateur. Thèse de doctorat, 2020.
- [20] I. AHMADI, Étude et simulation d'un système de pompage d'eau couplé à un générateur photovoltaïque. Mémoire de fin de cycle, Université Oum El Bouaghi, 2013.
- [21] B. YAACOUB, Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT. Mémoire de fin de cycle, Université Oum El Bouaghi, 2013.
- [22] F. FERRAH, Etude et simulation d'un étage MPPT Pour un système à énergie renouvelable. Mémoire de fin de cycle, Université Oum El Bouaghi, 2013.
- [23] D. REKIOUA et E. MATAGNE. Optimization of photovoltaic power systems: modelization, simulation and control., Springer Science & Business Media., 2012.
- [24] M. BISWAL, Control techniques for DC-DC buck converter with improved performance. Thèse de doctorat, 2011.
- [25] L.A.C Lopes and Lienhardt, A. -M."A simplified nonlinear power source for simulating PV panels". Power Electronics Specialist, 2003. PESC'03. IEEE 34th Annual Conference on, Volume 4, pp.1729-1734.15-19 June 2003.
- [26] Gergaud B, MULTON B, Ben Ahmed H (2002). Analysis and Experimental validation of various photovoltaic system models. In: Proceedings of the 7th international ELECTRIMACS'2002 congress, Montréal.
- [27] D. REKIOUA, Cours première année Master Energies Renouvelables, Systèmes de conversion de l'énergie photovoltaïque, 2023.
- [28] B. W. WILLIAMS, Power Electronics: Devices. Drivers, Applications, and Passive Components., 1992.
- [29] S. E. NAFFOUTI, Dimensionnement et commande d'un hacheur parallèle alimenté par une source Photovoltaïque., Université de Monastir, Tunisie., 2012.
- [30] F. BELKACEM, Contribution à la commande des convertisseurs DC-AC alimentés par un panneau photovoltaïque., Picardie, 2006.
- [31] CHOUIKHI Wassila Faiza, Réalisation d'une commande buck-boost pour PV. Université de Tlemcen. 2018.
- [32] SUBUDHI, Bidyadhar et PRADHAN, Raseswari. «A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems.,» IEEE transactions on Sustainable Energy, pp. vol. 4, no 1, p. 89-98, 2012.
- [33] M. ADOUANE, Etude et conception d'une stratégie de commande d'un onduleur connecté au réseau électrique. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique. 2008.

- [34] Université Paul Sabatier IUT Tarbes, Cours Electronique de puissance Module 2 : « Principes et méthodes » Chapitre 2.1 Principes de conversion..
- [35] R. TAHI, M. BELLOUZ, Etude d'un hacheur boost appliqué aux systèmes photovoltaïques, Mémoire de fin de cycle, Béjaïa, 2015.
- [36] [En ligne]. Available: <http://courelectr.free.fr/PUISS/PUISS.HTM>. [Accès le 5 Février 2024].
- [37] [En ligne]. Available: <http://www.courstechninfo.be/Hard/CircuitsImprimes.pdf>. [Accès le 6 Juin 2024].

