الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme de Master en électronique

Option : instrumentation

THEME : CONCEPTION, REALISATION ET COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR DC-DC MULTI-ENTREES MULTI-SORTIES

Proposé et dirigé par,

Dr. N.Henini

Dr. A.Tlemçani

Préparé et présenté par,

Mr. Khaled Belhout

Mr. Mehdi Sediki

Remerciement

Tout d’abord, nous devons remercier « ALLAH » le tout puissant de nous avoir donné tout le courage et la santé pour achever ce travail.

A Monsieur **Dr. N.Henini et Dr. A.Tlemçani ,** pour nous avoir suivi durant notre travail dans le cadre de ce mémoire, pour ces conseils précieux, pour leur disponibilité et la compétence de leur encadrement, qu’ils trouvent ici notre reconnaissance et notre respect.

Nous remercions également tous les membres du jury de leur avoir fait l'honneur d'examiner ce mémoire. Ils trouvent ici une expression de notre profond respect.

Nous avons également eu l'occasion de remercier nos enseignants qui nous ont guidés tout au long de ces années.

Enfin nous remercions nos familles et nos amis pour leur soutien moral et leurs aides, ainsi que tous ce qui nous avaient soutenu et aidé tout au long de ce travail.

Dédicace

C'est avec un très grand honneur que je dédie ce modeste travail aux personnes les plus chères au monde pour leurs sacrifices :

- *À mes chères parents, et je demande à Dieu je les souhaite une longue vie*
- *À mes frères*
- *À mes sœurs*
- *À toute ma famille*

Je remercie mon ami et binôme Khaled qui a contribué à la réalisation de ce travail

- *À tous mes amis sans exception*
- *À tous mes collègues de la 2^{éme} années master option instrumentation.*

Mehdi

Dédicace

C'est avec un très grand honneur que je dédie ce modeste travail aux personnes les plus chères au monde pour leurs sacrifices :

- *À mes chères parents, et je demande à Dieu je les souhaite une longue vie*
- *À mon frère*
- *À mes sœurs*
- *À toute la famille BELHOUT*

Je remercie mon ami et binôme Mehdi qui a contribué à la réalisation de ce travail

- *À tous mes amis sans exception*
- *À tous mes collègues de la 2^{éme} années master option instrumentation.*

Khaled

ملخص

تركز هذه الأطروحة على تصميم والتحكم في المصادر الهجينة للطاقة الكهربائية التي يكون مصدرها الرئيسي هو الألواح الشمسية ذات مقاعد البدلاء والمصادر المساعدة - بنك من المكثفات الفائقة ، وبطارية ومعدل لمصدر التيار المتردد.

من بين أبنية الطاقة الإلكترونية المختلفة التي يمكن تصورها، وقع الاختيار على محول متعدد المنافذ غير معزول. كل عنصر من عناصر هذا الجهاز (الألواح الشمسية، البطاريات، المكثفات الفائقة، المقوم، الحمل) متصل بمنفذ محول.

يتم التحكم في تبادل الطاقة من خلال نمذجة المصادر كمصادر تيفنين والأحمال كمصادر تيار، هدا يتيح لنا في نفس الوقت تنظيم توتر الميناء والتحكم في تدفق القوى، لأن هذا يوفر الطراز درجتين من الحرية لكل منفذ.

إن استخدام وضع التحكم المتماثل على كل منفذ يضمن تراكبية الكل، ويسمح لنا بتصميم وبناء محول متعدد المنافذ متراكب.

الكلمات المفتاحية: الألواح الشمسية، البطاريات، المكثفات الفائقة، مصدر الطاقة المختلط، إدارة الطاقة، محول DC-DC متعدد المنافذ غير معزول.

Résumé:

Ce mémoire s'intéresse à l'architecture et à la commande des sources hybrides d'énergie électrique dont la source principale est banc des panneaux solaire et les sources auxiliaires un banc de supercondensateurs, un des batteries et redresseur d'une source AC.

Parmi les différentes architectures électroniques de puissance envisageables le choix s'est porté sur un convertisseur non-isolé multiport réalisé. Chaque élément de ce dispositif (panneaux solaire, batteries, supercapacités, redresseur, charge) est connecté à un port du convertisseur.

Le contrôle des échanges d'énergie s'effectue par la modélisation des sources comme des sources de thévnin et les charge comme des source courants, ça nous permet à la fois la régulation des tension des port et de contrôler le flux des puissances , car ce modèle offre deux degré de liberté.

L'utilisation d'un mode de commande identiques sur chaque port assure le caractère modulaire de l'ensemble, et ça nous permet de concevez et réaliser un convertisseur multiport modulaire.

Mots clés : panneaux solaire, batteries, supercondensateur, source électrique hybride, gestion d'énergie, convertisseur DC-DC multi port non-isolé.

Abstract:

This thesis focuses on the architecture and control of hybrid sources of electrical energy whose main source is bench solar panels and auxiliary sources a bank of supercapacitors, a battery and rectifier of an AC source.

Among the different conceivable electronic power architectures the choice fell on a non-isolated multiport converter. Each element of this device (solar panels, batteries, supercapacitors, rectifier, load) is connected to a port of the converter.

The control of the exchanges of energy is carried out by the modeling of the sources like sources of thévnin and the loads as current sources; it allows us at the same time the regulation of the tension of the port and to control the flow of the powers, because this model offers two degrees of freedom for each port.

Using an identical command mode on each port ensures the modularity of the whole, and it allows us to design and build a modular multiport converter.

Key words: solar panels, batteries, supercapacitor, hybrid power source, energy management, multi-port non-isolated DC-DC converter.

Table des matières

Liste des figures: III

Liste des tableaux V

I Introduction générale 1

II Chapitre 1 1

Les convertisseurs DC/DC 1

II.1 Introduction 3

II.2 Présentation du convertisseur DC/DC 3

II.3 Convertisseurs un quadrant 5

II.3.1 Convertisseur abaisseur (Buck) 5
II.3.2 Convertisseur élévateur (Boost) 9
II.3.3 Convertisseur buck-boost 12

II.4 Convertisseurs deux quadrants 14

II.4.1 Définition 14
II.4.2 Structure 14
II.4.3 Principe 17

II.5 Les convertisseurs DC-DC multiports 18

II.5.1 La nécessité des convertisseurs DC-DC multiport 18
II.5.2 Les types des convertisseurs DC-DC multiports: 20

II.6 Conclusion 22

III Chapitre 2 3

Convertisseur DC/DC Multi-entrées multi-sorties non isolé 3

III.1 Description de l`architecture 24

III.1.1 Introduction 24
III.1.2 Problématique 24
III.1.3 La topologie proposée 25

III.2 Stratégie de contrôle 28

III.3 Algorithmes 28

III.3.1 Avantages de la stratégie de contrôle 31
III.3.2 Blocs de régulateur et contrôle 31

III.4 Simulation sur Simulink 35

III.4.1 Vue global du module de système : 35
III.4.2 Architecture du I^{ème} port : 36
III.4.1 Sélection du mode de fonctionnement: 37
III.4.2 L'asservissement: 37
III.4.3 Générateur PWM: 38
III.4.4 Cellule de commutation: 38

III.5 Résultats de la simulation : 39

III.6 Conclusion 40

IV Chapitre 3 23

Conception et réalisation du convertisseur 23

IV.1 Introduction 42

IV.2 Mise en œuvre d'un module à des capteurs de courant et de tension a effet hall: 44

IV.2.1 Capteurs de courant à effet Hall: 45
IV.2.2 Capteurs de tension à effet Hall 48

IV.3 Le capteur de tension LV25 et le calcul des résistances R1 et Rm: 49

IV.4 Conception d'un étage d'amplification unipolaire à décalage de niveau: 51

IV.5 Conception du DRIVR IGBT 57

IV.6 Conception du module de contrôle local 61

IV.7 Conception du module de la cellule de commutation 63

IV.8 Conclusion 64

V Conclusion générale: 65

VI Bibliographie 66

Liste des figures:

Figure I. 1: Convertisseur DC/DC 3
Figure I. 2: Conventions adoptées pour les générateurs 4
Figure I. 3: Conventions adoptées pour les récepteurs (charge) 4
Figure I. 4: Association des alimentations et des charges 5
Figure I. 5: Principe d`un convertisseur abaisseur (Buck) 6
Figure I. 6: Structure conventionnel d'un convertisseur abaisseur (Buck) 6
Figure I. 7: Structure d'un convertisseur abaisseur Buck [1] 7
Figure I. 8: Fonctionnement du convertisseur abaisseur(Buck) [1] 8
Figure I. 9: Convertisseur élévateur 9
Figure I. 10: Structure convertisseur élévateur 9
Figure I. 11: Convertisseur élévateur (BOOST) [1] 10
Figure I. 12: Fonctionnement du convertisseur élévateur (BOOST) [1] 11
Figure I. 13: Convertisseur buck-boost 12
a Présentation 1 13
b Présentation 2 13
Figure I. 14: Structures de base d'un convertisseur buck-boost 13
Figure I. 15: Structure d'un convertisseur DC/DC réversible en courant. 15
Figure I. 16: Caractéristique statique des interrupteurs K1 et K2 15
Figure I. 17. Synthèse d'un interrupteur bidirectionnel en courant 16
Figure I. 18: Convertisseur bidirectionnel Buck/Boost [1] 17

Figure I. 19: Structure conventionnelle d'intégration des sources d'énergie. [4] 18
Figure I. 20: Application du convertisseur DC-DC multiports. [4] 19
Figure I. 21 classification des convertisseurs DC-DC multiports selon l'isolation galvanique. 20
Figure I. 22 Topologie du convertisseur DC-DC multiports isolés. [5] 21
Figure I. 23 Topologie du convertisseur DC-DC multiports non-isolés. [6] 22
Figure III-1: Topologie d'un réseau DC traditionnel 25
Figure III-2: Convertisseur DC-DC à deux ports 26
Figure III-3: Topologie d'un réseau DC compris un MPDCC 27
Figure III-4: Convertisseur DC-DC multiports 28
Figure III-5: Circuit équivalent en régime établi 30
Figure III-6: Blocs de contrôle du régulateur d'alimentations 31
Figure III-7: Blocs de contrôle du régulateur des Installations photovoltaïques et les charges DC. 32
Figure III-8: Contrôle de la chute de tension du i^{ème} port 33
Figure III-9: Courbes de limitation de surcharge et sur-décharge (valeur de z): (a) des batteries et (b) des super-condansateur.V2 est en fonction de V2max 34
Figure III-10: Vue globale de l'architecture. 35
Figure III-11: Architecture du Ième port. 36
Figure III-12: block de sélection du mode. 37
Figure III-13 : block d'asservissement. 38
Figure III-14 : modèle de la cellule de commutation. 39
Figure III-15: résultat de simulation: les courants et les tensions du port #0. 40
Figure IV-1: synoptiques globale du convertisseur multiport. 42
Figure IV-2: synoptiques du détail des ports. 43
Figure IV-3: Schéma synoptique du module des capteurs. 45
Figure IV-4: Schéma synoptique du capteur à boucle fermée. 47
Figure IV-5: schéma de principe du capteur de tension a effet hall. 48
Figure IV-6:schémas des alimentations du module de mesure. 50
Figure IV-7: performances simulées pour une fluctuation de 1VRMS sur la tension d'entrée (10V/Div). 51
Figure IV-8: schéma d'un étage d'amplification á décalage de niveau. 52
Figure IV-9: schéma de la référence de tension 2.5V. 52
Figure IV-10:sortie du LM318 simulée (1V/DIV, 1ms/DIV). 53

Figure IV-11: Les fluctuations dans la sortie du LM318 simulée (10µV/Div, 1µs/Div)..... 53
Figure IV-12 : sortie de l'étage de à décalage de niveau simulée (2V/Div, 200µs/Div)..... 54
Figure IV-13: la bande passante de l'étage est 350kHz pour C23=C26=100pF. 55
Figure IV-14: la bande passante de l'étage est 8kHz pour C23=C26=10nF. 56
Figure IV-15: schéma du driver développé..... 58
Figure IV-16 : signaux de contrôle des IGBT issu du driver. (50V/DIV). 59
Figure IV-17: la maquette réaliser du driver IGBT..... 60
Figure IV-18: schéma du module de contrôle..... 62
Figure IV-19: les composants du module de puissance. 63

Liste des tableaux

Tableau 1: les avantages et les incontinents des topologies non isolé. [6]..... 22

Introduction générale

Au cours du 21ème siècle les hydrocarbures se raréfier et devenir de plus en plus chers. Ce sont les transports mais aussi la génération d'électricité qui sera principalement touchés.

En complément de ces difficultés certaines d'approvisionnement, se posent les problèmes de pollution et de réchauffement climatique dus à une utilisation massive de ressources énergétiques carbonées. Tout ceci milite, au niveau de la production d'énergie électrique, pour le développement des ressources alternatives issues du soleil, du vent ou de générateurs non polluants tels que les piles à combustible.

Les générateurs photovoltaïques convertissent directement l'énergie solaire en électricité. Le transfert énergétique dépend des conditions d'ensoleillement et varie en cours de journée avec l'ensoleillement et l'angle d'incidence du soleil. Ces générateurs sont particulièrement intéressants dans les zones fortement ensoleillées mais doivent être associés, en cas d'utilisation en site isolé, avec des systèmes de stockage afin de fournir de l'énergie tout au long de la journée (en général des batteries).

Dans une source hybride comportant un ou plusieurs générateurs et un ou plusieurs organes de stockage, différents niveaux de tension coexistent et chaque élément est généralement connecté à un ou plusieurs bus continus par l'intermédiaire d'un convertisseur statique. Ce convertisseur est généralement unidirectionnel au niveau des générateurs et de certaines charges et bidirectionnel pour les organes de stockage.

Les convertisseurs statique classiques ayants plusieurs problèmes :

- Premièrement, cette structure utilise trop de dispositifs semi-conducteurs de puissance, ce qui entraîne des coûts plus élevés.
- Pour chaque source d'énergie, il doit y avoir un convertisseur DC-DC qui relie la source d'énergie au bus à courant continu.
- En outre, il y a plus d'étapes de conversion. "La puissance est transformée de DC à DC, puis de DC à AC si la charge est une charge AC. L'efficacité est démunie en raison de plus d'étapes de conversion".
- Un autre problème est lié aux niveaux de tension des sources d'énergie, si les niveaux de tension des différentes sources d'énergie sont très différents et que la tension du bus à courant continu est beaucoup plus élevée que celle des sources, les convertisseurs DC-DC

fonctionnent dans des cas extrêmes, où le rapport cyclique est proche à 1 ou à 0. À ce point de fonctionnement, le rendement du convertisseur DC-DC est bien inférieur à celui obtenu en fonctionnement normal.

- Le dernier problème concerne le contrôle. Dans la structure conventionnelle, le contrôle est séparé. Le contrôleur ne contrôle que le convertisseur DC-DC sans prendre en compte les performances globales du système.

Dans notre projet de fin d'étude on va concevez et réaliser un convertisseur DC/DC multiports qui ne souffrir pas des inconvénients des convertisseurs classiques, pour cela on a divisé notre travail on trios partie :

Chapitre I une généralité sur les convertisseurs DC/DC

Chapitre II modélisation et simulation du convertisseur du convertisseur DC/DC multiport.

Chapitre III : la conception et la réalisation du convertisseur

Enfin conclure notre travail par une conclusion générale

Chapitre 1

Les convertisseurs DC/DC

II.1 Introduction

Les convertisseurs de type DC-DC convertissent un niveau de tension, à un autre niveau par action de commutation. Ils sont populaires en raison de leur petite taille et leur efficacité par rapport aux régulateurs linéaires. Les convertisseurs DC-DC ont un très grand domaine d'application. Ils sont largement utilisés dans les ordinateurs personnels, des périphériques informatiques et adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des tensions continues

La grande variété de topologie de circuit de convertisseurs varie entre une configuration à un transistor unique ; abaisseur (Buck), élévateur (Boost) et abaisseur élévateur (Buck-Boost) et des configurations complexes comportant deux ou plus d'interrupteurs et qui emploient la commutation douce ou les techniques de résonance pour contrôler les pertes de commutation.

Les convertisseurs DC-DC de type abaisseur (Buck), élévateur (Boost), sont utilisés fréquemment dans les systèmes photovoltaïques pour générer les tensions et les courants souhaités.

Ce type de convertisseurs n'est constitué que par des éléments réactifs (selfs, capacités) qui, dans le cas idéal, ne consomment aucune énergie. C'est pour cette raison qu'ils sont caractérisés par un grand rendement [1]

II.2 Présentation du convertisseur DC/DC

Un convertisseur DC/DC a pour vocation d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension et une source de courant continu.

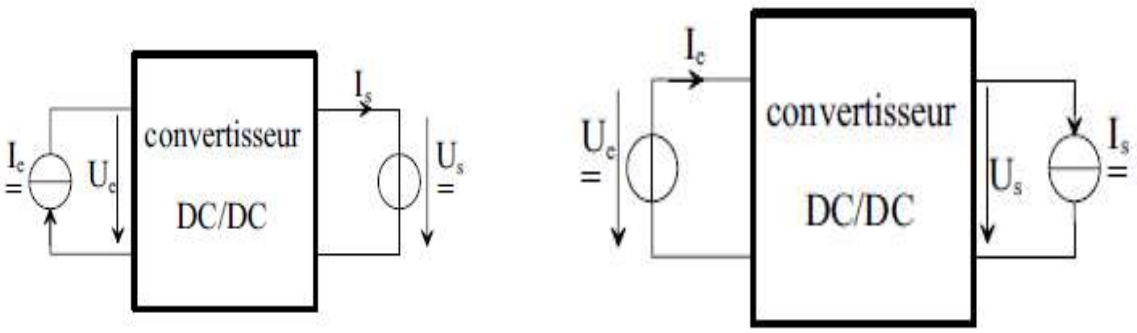


Figure I. 1: Convertisseur DC/DC

Une telle représentation peut laisser penser que dans tous les cas de la figure I.1, la source de courant Is sera la charge qui, suivant les modes de fonctionnement, absorbera ou restituera de

la puissance, alors que la source de tension Ue est l'alimentation, susceptible de fournir ou de stocker de la puissance. Pour certains convertisseurs, on est amené à changer une telle représentation, surtout si la fluence d'énergie ne peut se faire que de la source de courant vers la source de tension

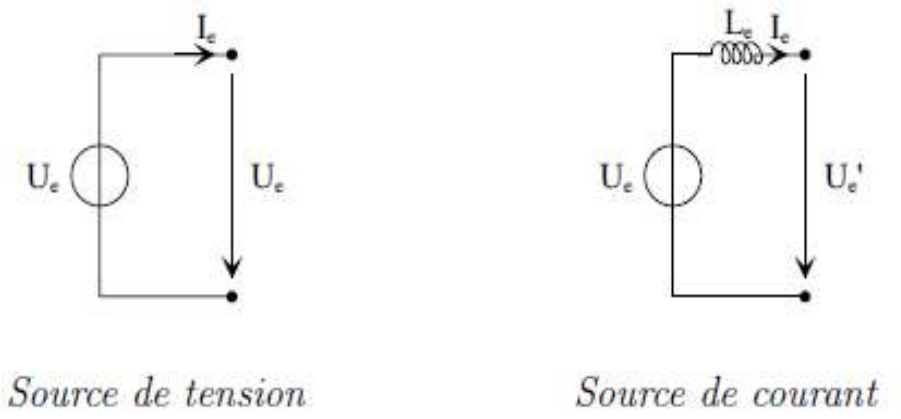


Figure I. 2: Conventions adoptées pour les générateurs

Charge dans la conversion DC/DC, la charge ((type)) est la résistance, seul dipôle susceptible d'absorber de la puissance. On ne peut légitimement considérer un tel dipôle comme une source de tension ou de courant digne de ce nom. Pour cette raison, toute charge résistive est associée à un condensateur, ou à un ensemble constitué d'un condensateur et d'une inductance, de façon à pouvoir considérer le dipôle équivalent qui résulte de cette association comme une source de tension ou de courant, suivant les besoins.

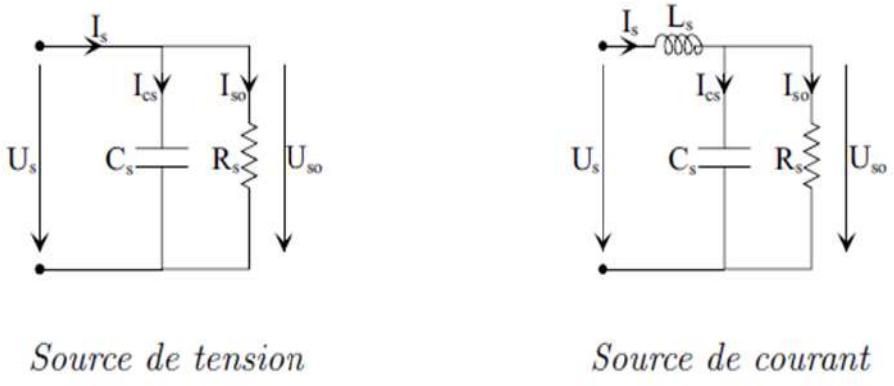


Figure I. 3: Conventions adoptées pour les récepteurs (charge)

La fluence d'énergie entre l'alimentation et la source est réalisée par le convertisseur statique. Ainsi, lors des commutations au sein de ce convertisseur, il existe forcément une séquence de fonctionnement pendant laquelle l'alimentation et la charge sont reliées directement. [1] [2]

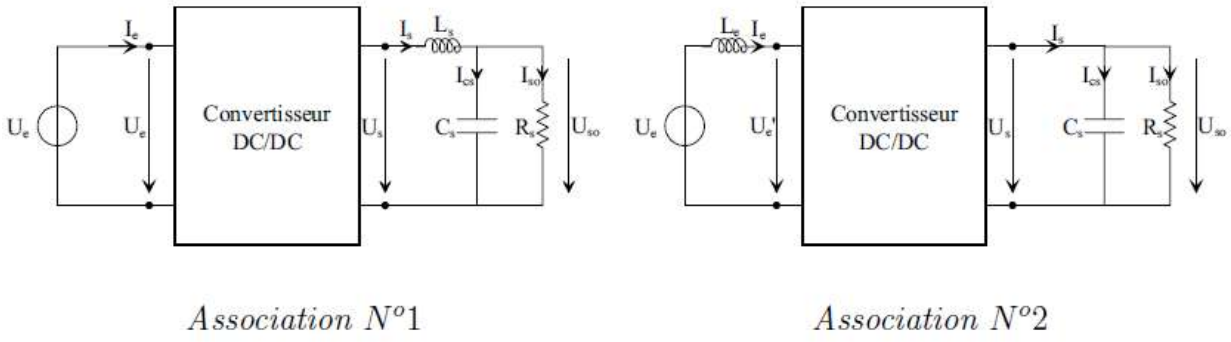


Figure I. 4: Association des alimentations et des charges

II.3 Convertisseurs un quadrant

Nous traitons dans cette partie des convertisseurs unidirectionnels en courant et en tension. Cela implique que la fluence d'énergie ne peut se faire, au sein du convertisseur, que dans un seul sens. Cela revient également à considérer :

- ✓ des sources de tension unidirectionnelles en courant, dont la tension qu'elles imposent ne peut être que d'un seul signe,
- ✓ des sources de courant unidirectionnelles en tension, dont le courant qu'elles imposent ne peut être que d'un seul signe. Cela conduit à l'étude des convertisseurs DC/DC les plus simples qui puissent être.

Dans ce cadre, on distingue trois familles de convertisseurs statiques (ou hacheurs) :

- {hacheur abaisseur (ou buck),
- {hacheur élévateur (ou boost),
- {hacheur abaisseur-élévateur (buck{boost).

II.3.1 Convertisseur abaisseur (Buck)

II.3.1.1 Principe

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue, et une source de courant continu, ainsi que présente FigI.5.

Par un tel convertisseur, on cherche à fixer une tension moyenne Us aux bornes de la source Is, qui répond aux critères suivants :

- ✓ 0 < Us < Ue
- ✓ Us réglable à souhait dans la fourchette donnée ci-dessus

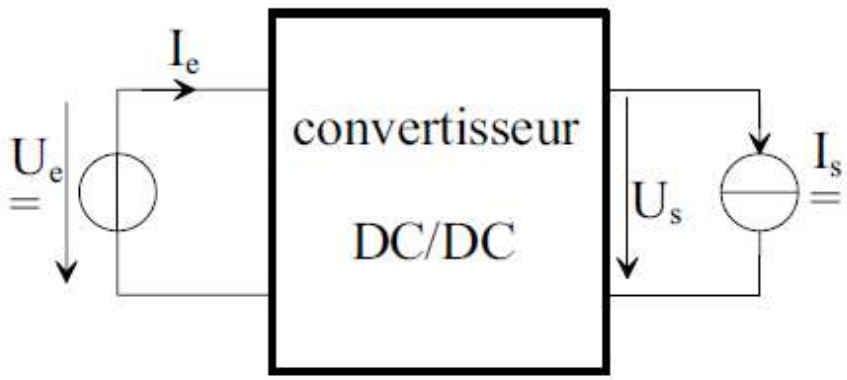


Figure I. 5: Principe d`un convertisseur abaisseur (Buck)

II.3.1.2 Structure

La structure du hacheur abaisseur (buck) est constituée d'une seule cellule de commutation, ainsi que représente la Figure I.6.

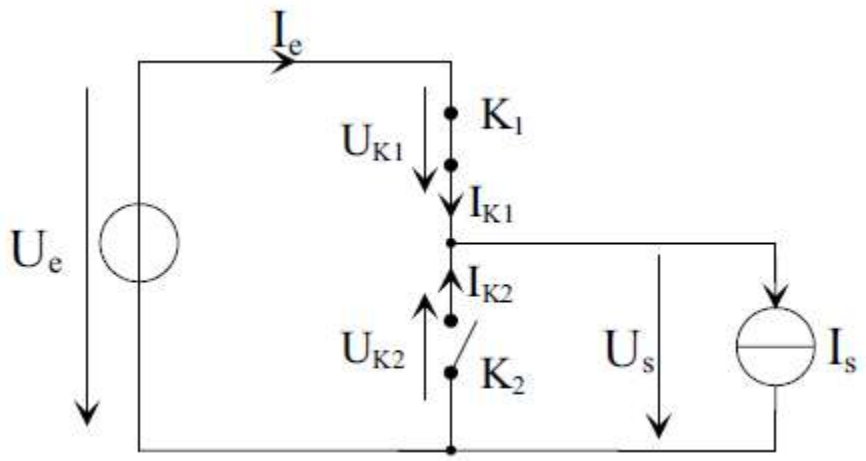


Figure I. 6: Structure conventionnel d'un convertisseur abaisseur (Buck)

Par les mécanismes de mise en conduction et de blocage des deux interrupteurs, deux cas sont possibles. [2]

- ✓ K1 passant et K2 bloqué. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

$$\begin{cases} Us = Ue & avec \quad UK2 = -Ue \\ Ie = Is & avec \quad IK1 = Is \end{cases} \quad \ldots\ldots\ldots(01)$$

- ✓ K1 bloqué et K2 passant. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

$$\begin{cases} Us = 0 & avec \quad UK1 = Ue \\ Ie = 0 & avec \quad IK2 = Is \end{cases} \quad \ldots\ldots\ldots(02)$$

Le second est relatif aux natures des interrupteurs K1 et K2 :

- ✓ Interrupteurs K1 : cet interrupteur doit supporter une tension positive, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, on doit être en mesure de pouvoir commander son amorçage et son blocage. Cet interrupteur devra donc être de type transistor (bipolaire, MOS, IGBT ….).
- ✓ Interrupteur K2 : cet interrupteur doit supporter une tension inverse, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, toutes les commutations de cet interrupteur peuvent être spontanées. Cet interrupteur sera donc de type diode. [1] [3]

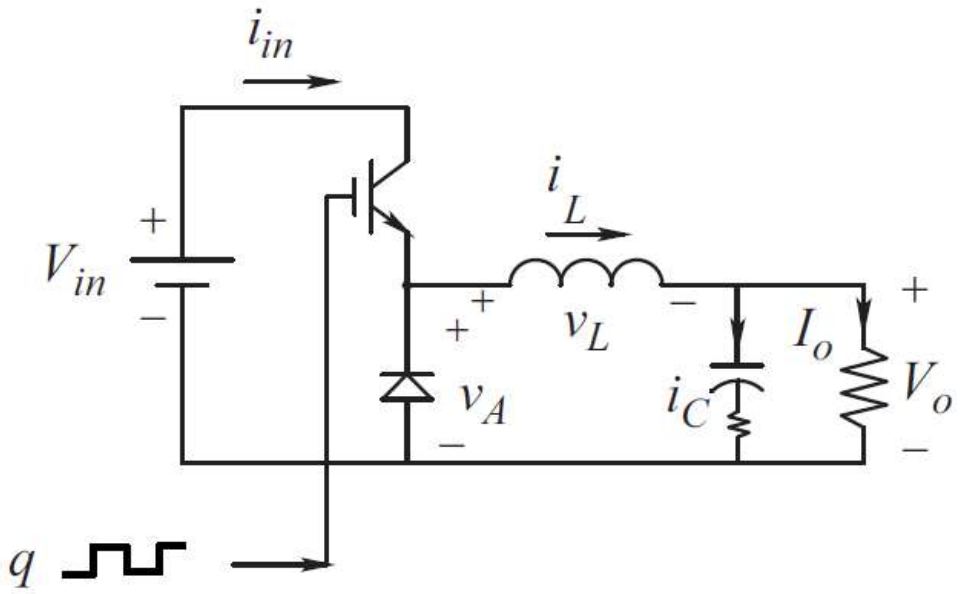


Figure I. 7: Structure d'un convertisseur abaisseur Buck [1]

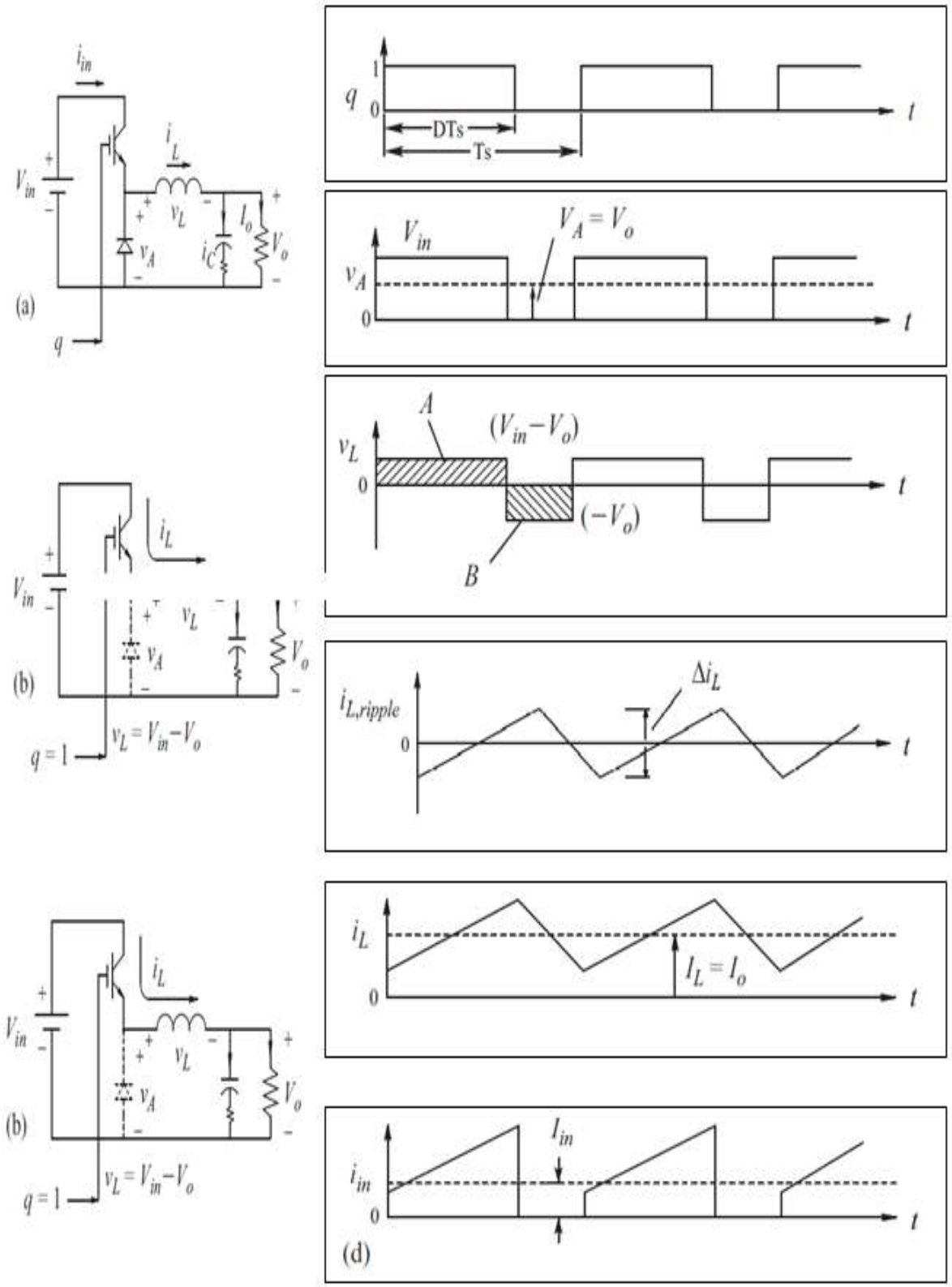


Figure I. 8: Fonctionnement du convertisseur abaisseur(Buck) [1]

II.3.2 Convertisseur élévateur (Boost)

II.3.2.1 Principe

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de courant continu, et une source de tension continue, ainsi que présente Figure I.9.

Par un tel convertisseur, on cherche à fixer une tension moyenne <Us> en sortie du convertisseur, qui répond aux critères suivants :

- ✓ Us> Ue
- ✓ Us réglable ((à souhait)) dans la fourchette donnée ci-dessus. [2] [3]

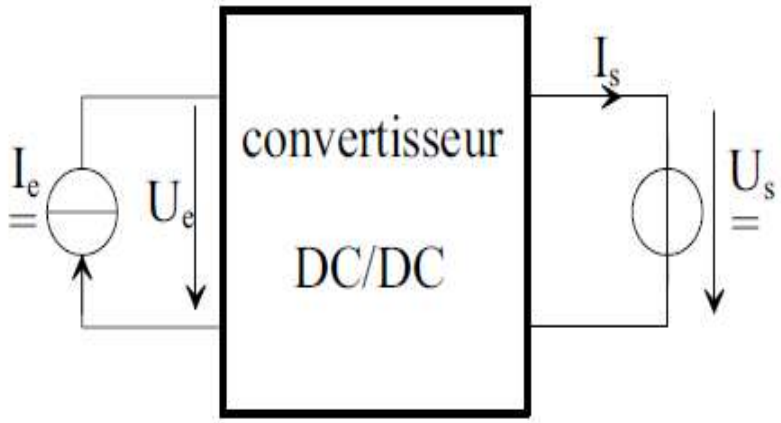


Figure I. 9: Convertisseur élévateur

II.3.2.2 Structure

La structure du hacheur élévateur (BOOST) est constituée d'une seule cellule de commutation, ainsi que représente Figure I. 10.

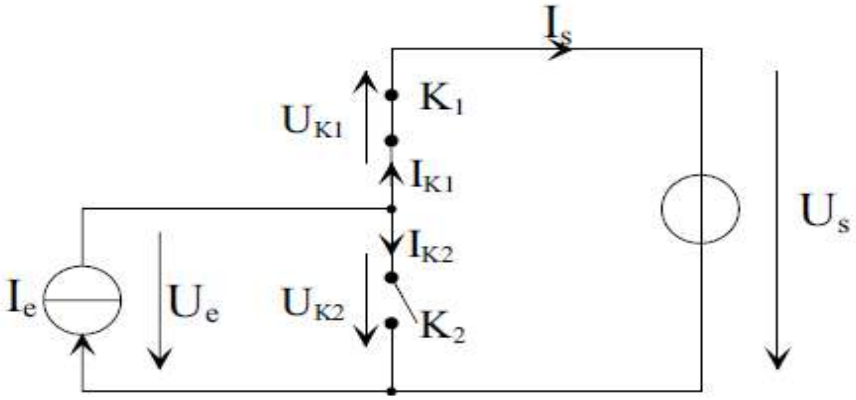


Figure I. 10: Structure convertisseur élévateur

Par les mécanismes de mise en conduction et de blocage des deux interrupteurs, deux états sont possibles.

- ✓ K1 passant et K2 bloqué. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

$$\begin{cases} Ue = Us & \text{avec} \quad UK2 = Us \\ Is = Ie & \text{avec} \quad IK1 = Ie \end{cases} \quad \ldots\ldots\ldots(03)$$

K1 bloqué et K2 passant. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

$$\begin{cases} Ue = 0 & \text{avec} \quad UK1 = -Us \\ Is = 0 & \text{avec} \quad IK2 = Ie \end{cases} \quad \ldots\ldots\ldots(04)$$

- ✓ Interrupteur K1 : cet interrupteur doit supporter une tension inverse, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, toutes les commutations de cet interrupteur peuvent être spontanées. Cet interrupteur sera donc de type diode.
- ✓ Interrupteurs K2 : cet interrupteur doit supporter une tension positive, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, on doit être en mesure de pouvoir commander son amorçage et son blocage. Cet interrupteur devra donc être de type transistor (bipolaire, MOS, IGBT ….). [1]

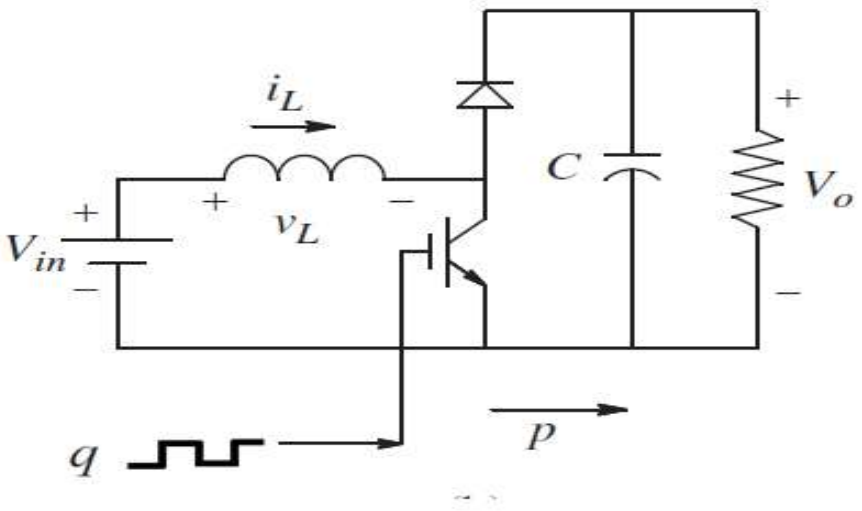


Figure I. 11: Convertisseur élévateur (BOOST) [1]

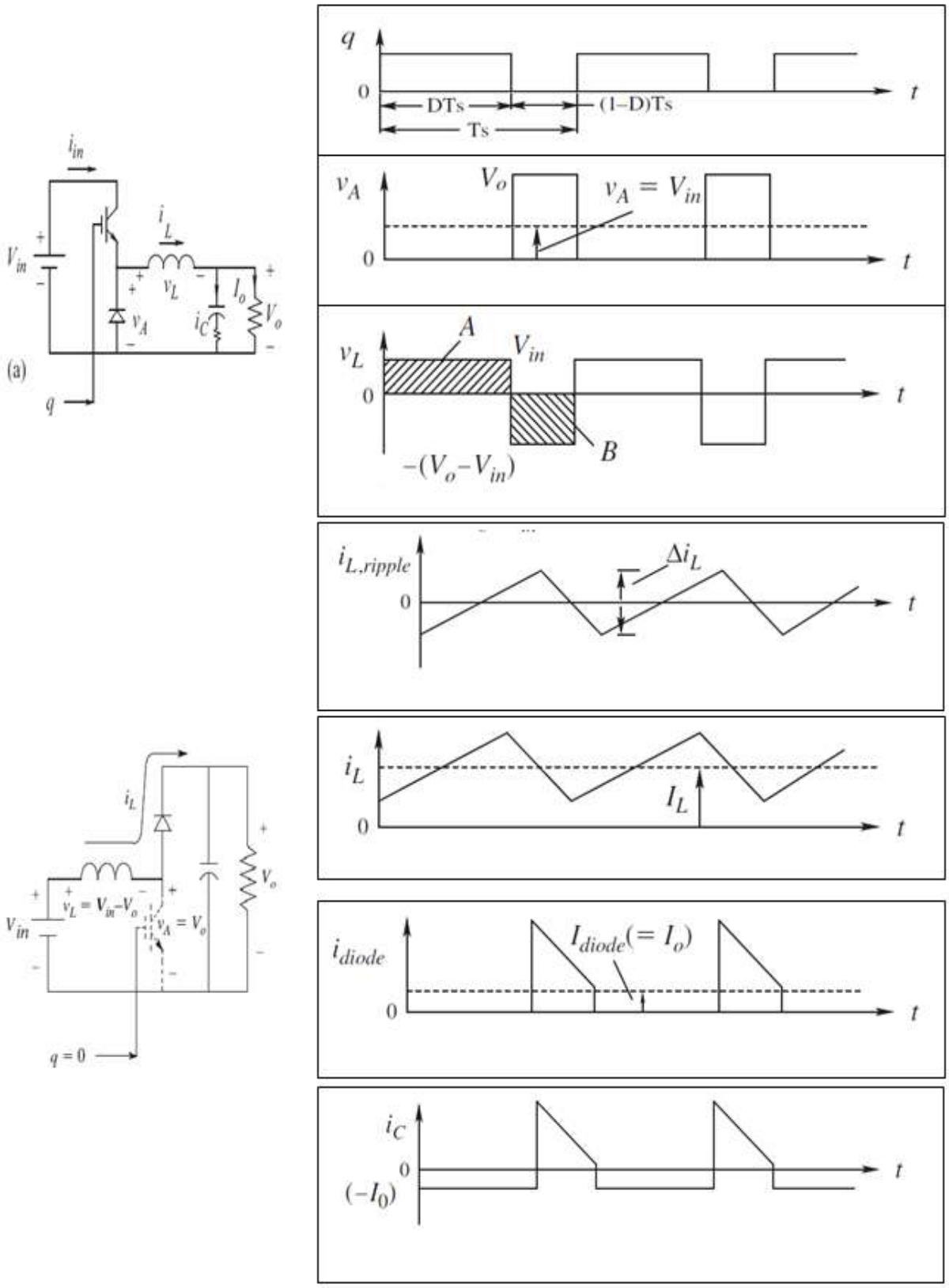


Figure I. 12: Fonctionnement du convertisseur élévateur (BOOST) [1]

II.3.3 Convertisseur buck-boost

II.3.3.1 Principe

Dernier convertisseur de la famille des convertisseurs DC/DC ((un quadrant)), le convertisseur buck-boost est également appelé abaisseur élévateur par son aptitude à fournir une tension plus faible, ou plus élevée que celle appliquée à son entrée. Ceci dépend de la valeur du rapport cyclique.

La représentation ((un peu particulière)) de ce convertisseur est donnée dans la Figure I.13.

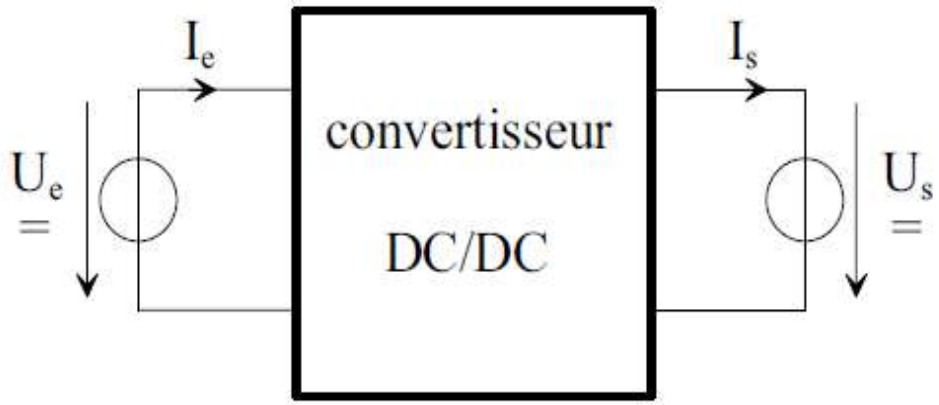


Figure I. 13: Convertisseur buck-boost

Un convertisseur direct ne peut mettre en relation deux sources de même nature. La représentation donnée (FigI.13) appelle donc à justifier quelques précisions :

- ✓ une telle représentation est justifiée dans le cas où le convertisseur DC/DC comporte ((en interne)) une source de courant telle que, quelle que soit la configuration résultante d'une commutation, les sources de tension d'entrée et de sortie ne sont pas reliées directement.
- ✓ dans la mesure où l'on définit le buck-boost comme un convertisseur élévateur-abaisseur, le meilleur moyen d'illustrer cela revient à la représentation Figure I.13.

Nous insistons cependant sur le fait de l'existence, en interne au convertisseur, d'une source de courant permettant de ne pas connecter directement les deux sources de tension Ue et Us.

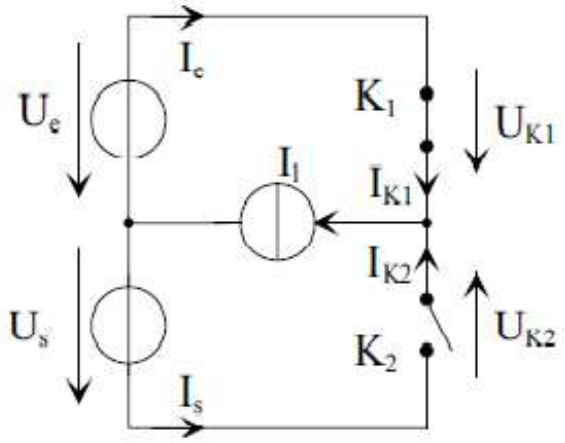
Par un tel convertisseur, on cherche à fixer une tension moyenne <Us> de sortie qui répond aux critères suivants :

- Us < Ue ou bien Us> Ue,

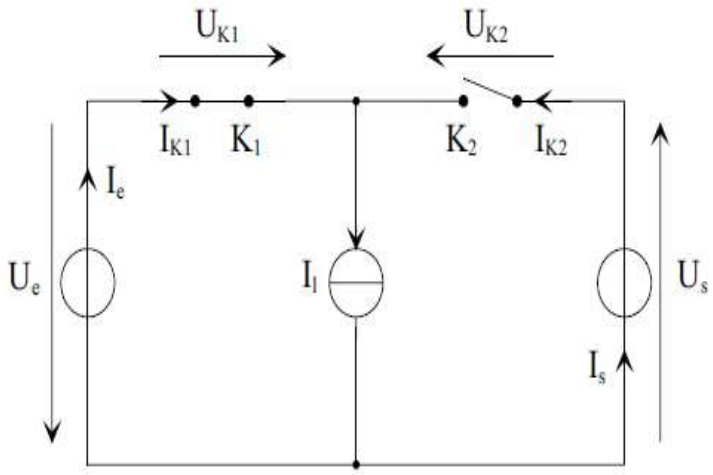
- Us réglable à souhait dans l'une des deux fourchettes définies ci-dessous figure I.14, sachant que l'on doit pouvoir passer sans discontinuité d'une fourchette à l'autre. [2] [3]

II.3.3.2 Structure

La représentation de la structure d'un convertisseur buck-boost qui fait apparaître le plus clairement la cellule de commutation ainsi que nous l'avons représentée Figure I. 14(a).



a Présentation 1



b Présentation 2

Figure I. 14: Structures de base d'un convertisseur buck-boost

Les deux interrupteurs K1 et K2 forment effectivement une cellule de commutation, dans la mesure où leur fonctionnement doit obligatoirement être complémentaire. Il n'est cependant pas habituel de représenter la structure d'un buck-boost de telle manière. La représentation communément utilisée est celle donnée Figure I.14(b). Cette dernière représentation fait clairement apparaître une topologie telle que celle définie en préambule (Figure I. 14). A ce

sujet, nous insistons sur la source de courant Il que nous avons placé au sein du convertisseur. Comme énonce précédemment, nous définissons un convertisseur direct. En ce sens, les sources Ue et Us ne doivent à aucun moment être mises directement en relation. Ceci est réalisé grâce à la source Il : quels que soient les états de K1 et K2, Us et Ue ne seront jamais mis directement en parallèle. [2]

Nous considèrerons que :

- ✓ les sources de tensions Ue et Us sont unidirectionnelles en courant,
- ✓ la source de courant Il est bidirectionnelle en tension, mais non réversible en courant.

Le courant Il ne peut donc être que positif.

Deux configurations sont possibles, suivant les états respectifs de K1 et K2 :

- ✓ K1 passant, K2 bloqué. Les interrupteurs K1 et K2 sont donc caractérisés par les relations :

$$\begin{cases} UK1 = 0 \quad et \quad UK2 = -Ue - Us \\ IK1 = Il \quad et \quad IK2 = 0 \end{cases} \ldots\ldots\ldots(05)$$

- ✓ K1 bloqué, K2 passant. Les interrupteurs K1 et K2 sont donc caractérises par les relations :

$$\begin{cases} UK1 = Ue + Us \quad et \quad UK2 = 0 \\ IK1 = 0 \quad et \quad IK2 = Il \end{cases} \ldots\ldots\ldots(06)$$

II.4 Convertisseurs deux quadrants

II.4.1 Définition

La structure de convertisseur qui permet d'assurer la réversibilité en courant d'un convertisseur buck non réversible est une structure boost non réversible en courant.

La structure de convertisseur qui permet d'assurer la réversibilité en courant d'un convertisseur boost non réversible est une structure buck non réversible en courant.

La combinaison, au sein d'une même cellule de commutation, d'une cellule de commutation de buck et d'une cellule de commutation de boost permet donc d'obtenir un convertisseur DC/DC réversible en courant.

II.4.2 Structure

La structure d'un convertisseur DC/DC réversible en courant est donnée Figure I.15.

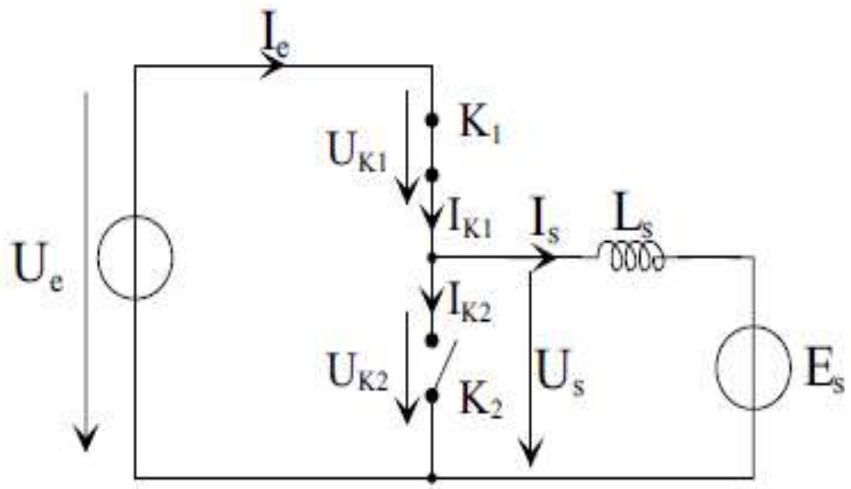


Figure I. 15: Structure d'un convertisseur DC/DC réversible en courant**.**

Cette structure ne nécessite à priori qu'une seule cellule de commutation dans la mesure où la tension Us, par définition, est unidirectionnelle. Ainsi, par la présence des interrupteurs K1 et K2, la tension Us vaudra Ue ou bien 0V.

Une seule cellule de commutation suffit donc, à condition que les interrupteurs K1 et K2 soient tels que les courants I_{K1} et I_{K2} puissent être positifs et négatifs. Ceci nous amène à définir les caractéristiques statiques des interrupteurs K1 et K2. Compte tenu des conventions de signe adoptées Figure I.15, les caractéristiques statiques de K1 et K2 seront identiques, et sont déduites des mêmes considérations. Leur représentation est donnée Figure I.16.

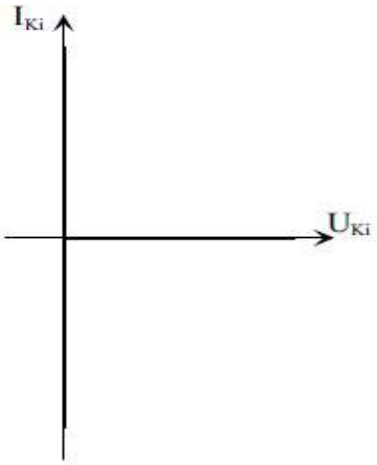


Figure I. 16: Caractéristique statique des interrupteurs K1 et K2

Lorsque qu'un des deux interrupteurs est passant, l'interrupteur complémentaire doit être bloqué, ce qui impose aux bornes de ce dernier la tension Ue. Les interrupteurs K1 et K2

peuvent donc être unidirectionnels en tension. Lorsque K1 (ou K2) est passant, le fait que le courant Is puisse être négatif impose la bidirectionnalité en courant pour ces interrupteurs.

Pour ces raisons, les caractéristiques statiques de K1 et K2, ainsi que représentées Figure 16, doivent comporter trois segments, permettant l'unidirectionnalité en tension et la bidirectionnalité en courant.

Il convient de remarquer que le composant de puissance offrant naturellement une telle caractéristique statique n'existe pas. Il faut le synthétiser, à partir des composants à disposition. Ainsi que cela est illustré Figure I.17,

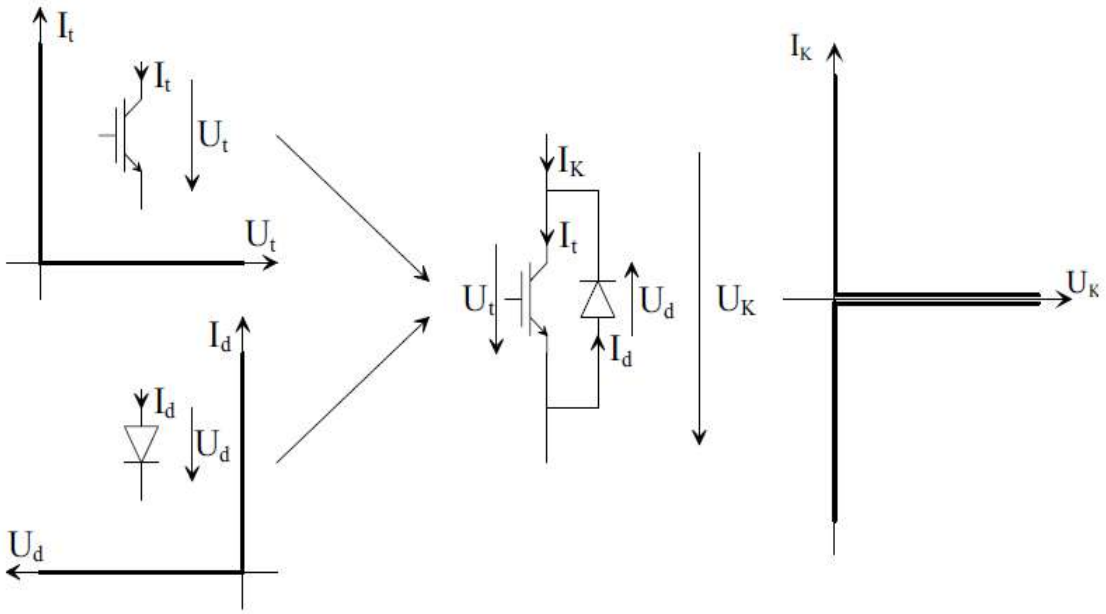


Figure I. 17. Synthèse d'un interrupteur bidirectionnel en courant

L'élément de base à une telle synthèse peut-être un composant de type transistor, offrant l'unidirectionnalité en tension et en courant. Afin d'assurer la bidirectionnalité en courant, on peut associer à ce transistor une diode, connectée en antiparallèle. Le fonctionnement de ce composant est ainsi régit par les relations suivantes : [2]

$$\begin{cases} UK = Ut = -Ud \\ IK = It - Id \end{cases} \quad \ldots\ldots\ldots(07)$$

II.4.3 Principe

Dans les convertisseurs abaisseur (Buck) , élévateur (Boost) et abaisseur - élévateur Buck-Boost l'implémentation de commutation avec un seul transistor et une diode , la circulation du courant instantané est unidirectionnelle.

La combinaison d'un convertisseur Buck et un Boost , la commutation des deux transistors se fait avec des signaux complémentaires , permettant une circulation de courant bidirectionnelle voir la Figure I.18(a).

Dans le cas où le signal de commande Q=1 (le signal de commande complémentaire $\bar{Q}$=0) le transistor et la diode associés avec la partie du convertisseur Buck sont conduit figure I.18(b), de la même manier si le signal de command Q =0 (le signal de command complémentaire $\bar{Q}$=1) le transistor et la diode associés avec la partie du convertisseur Boost sont conduit [2] figure I.18(c)

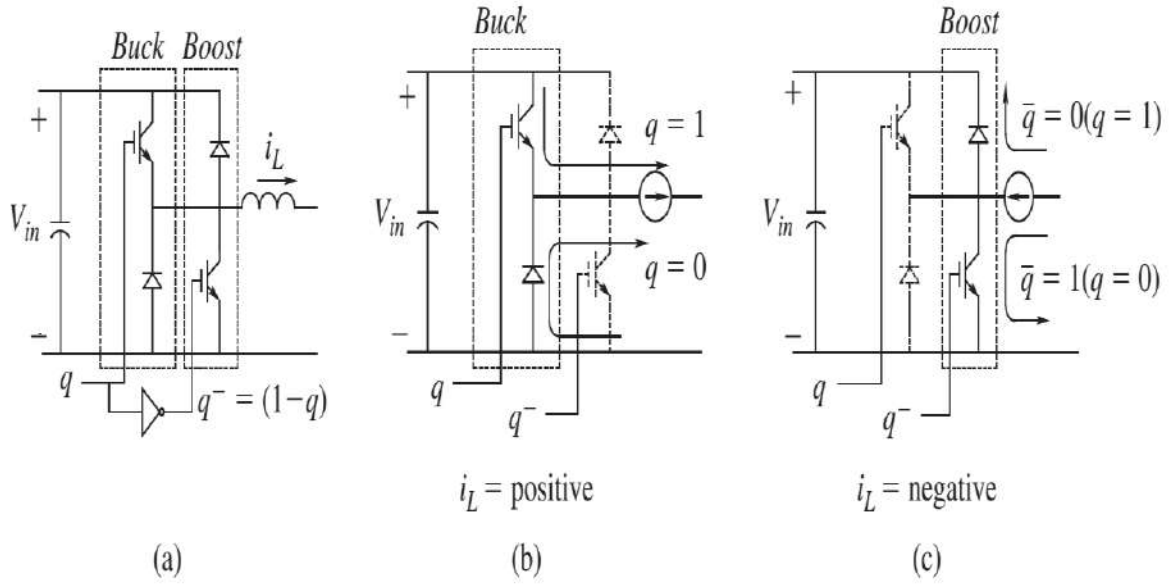


Figure I. 18: Convertisseur bidirectionnel Buck/Boost [1]

Le déclanchement périodique des transistors avec des signaux complémentaires assure la circulation du courant dans les deux sens, on ignorant le petit intervalle de temps quand les deux transistors sont bloqués pour que la condition de discontinuité n'existe pas.

II.5 Les convertisseurs DC-DC multiports

II.5.1 La nécessité des convertisseurs DC-DC multiport

Il existe deux manières d'intégrer les différentes sources d'énergie et de stockage. La méthode classique consiste à utiliser un bus continu commun.

Des convertisseurs de puissance DC-DC séparés qui sont utilisés pour connecter les différentes sources d'énergie au bus à courant continu, la Figure I. 19 montre la structure conventionnelle.

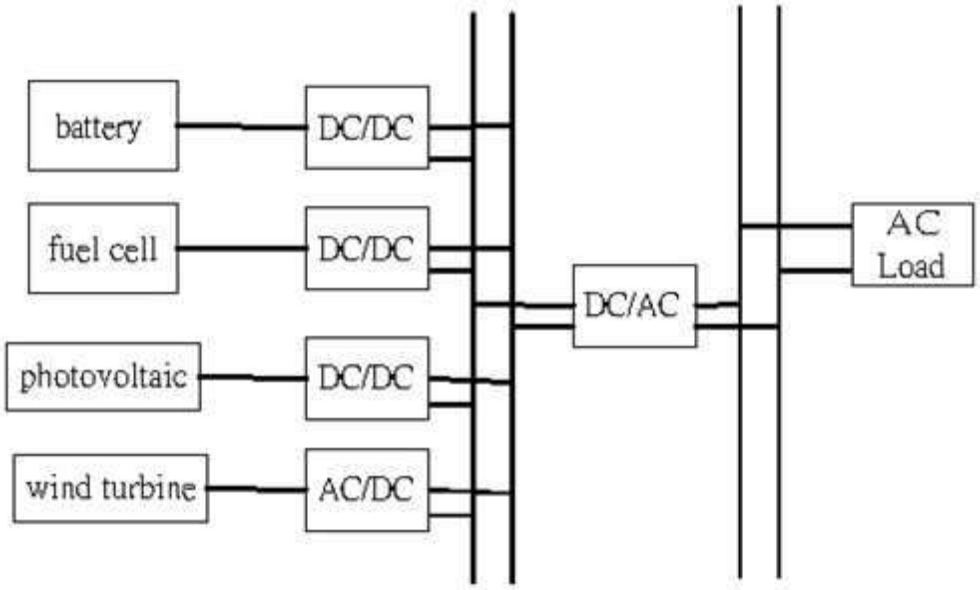


Figure I. 19: Structure conventionnelle d'intégration des sources d'énergie. [4]

Cependant, cette structure présente plusieurs inconvénients:

- Premièrement, cette structure utilise trop de dispositifs semi-conducteurs de puissance, ce qui entraîne des coûts plus élevés.
- Pour chaque source d'énergie, il doit y avoir un convertisseur DC-DC qui relie la source d'énergie au bus à courant continu.
- En outre, il y a plus d'étapes de conversion. "La puissance est transformée de DC à DC, puis de DC à AC si la charge est une charge AC. L'efficacité est démunie en raison de plus d'étapes de conversion".
- Un autre problème est lié aux niveaux de tension des sources d'énergie, si les niveaux de tension des différentes sources d'énergie sont très différents et que la tension du bus à courant continu est beaucoup plus élevée que celle des sources, les convertisseurs DC-DC

fonctionnent dans des cas extrêmes, où le rapport cyclique est proche à 1 ou à 0. À ce point de fonctionnement, le rendement du convertisseur DC-DC est bien inférieur à celui obtenu en fonctionnement normal.

- Le dernier problème concerne le contrôle. Dans la structure conventionnelle, le contrôle est séparé. Le contrôleur ne contrôle que le convertisseur DC-DC sans prendre en compte les performances globales du système.

Bien que le contrôle soit facile, il devrait exister un contrôleur central permettant la gestion de l'énergie et l'interaction entre les sources, le stockage et la charge.

Une autre méthode d'intégration consiste à utiliser un convertisseur multiport, le convertisseur multiport connectera toutes les sources, les charges et le stockage.

Certains ports sont bidirectionnels s'ils sont connectés au stockage d'énergie, alors que d'autres sont unidirectionnels s'ils sont connectés à une source ou une charge. La Figure I. 20 montre l'une des applications du convertisseur DC-DC multiport. Cette application intègre une pile à combustible, des cellules photovoltaïques, stockage d'énergie et la charge. Si la charge est en courant alternatif, un onduleur supplémentaire est nécessaire pour convertir le courant continu en courant alternatif.

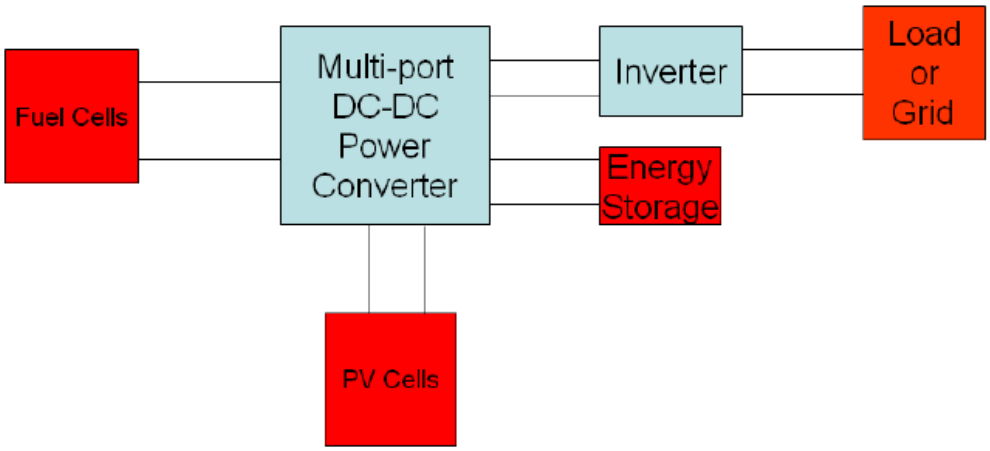


Figure I. 20: Application du convertisseur DC-DC multiports. [4]

Dans ce convertisseur DC-DC à ports multiples, il y aura moins de dispositifs semi-conducteurs de puissance, ce qui signifie que le coût du convertisseur sera inférieur à celui du convertisseur conventionnel. En outre, les étapes de conversion sont minimisées, ce qui entraîne une efficacité accrue. En raison de la présence du transformateur dans certains circuits, une isolation électrique est disponible, ce qui est important pour la sécurité. Avec le

rapport du transformateur dans certaines topologies, il sera plus efficace d'intégrer les différentes sources du différent niveau de tension.

Enfin, il y a un contrôleur central. Qui contrôle non seulement les commutateurs individuels, mais gère également l'ensemble du système. Par exemple, le contrôleur peut utiliser l'excès la source d'énergie renouvelable afin de recharger le stockage d'énergie épuisé.

II.5.2 Les types des convertisseurs DC-DC multiports:

Il y a plusieurs critères de classification des convertisseurs multiports, le critère le plus important est l'isolation galvanique, ce critère divise les convertisseurs multiports en deux familles, les convertisseurs DC-DC isolés et les convertisseurs DC-DC non-isolés Figure I. 21

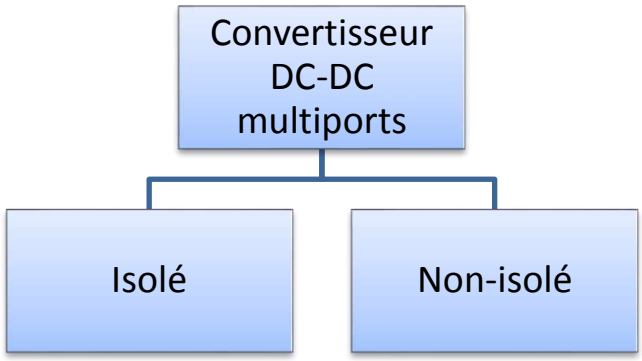


Figure I. 21 classification des convertisseurs DC-DC multiports selon l'isolation galvanique.

II.5.2.1 Les convertisseurs DC-DC multiports isolés

Les convertisseurs DC-DC multiports isolés est basés généralement sur un transformateur de haute fréquence qui assure la combinaison des sources et les distributions vers les charges et le stockage comme le montre la Figure I. 22.

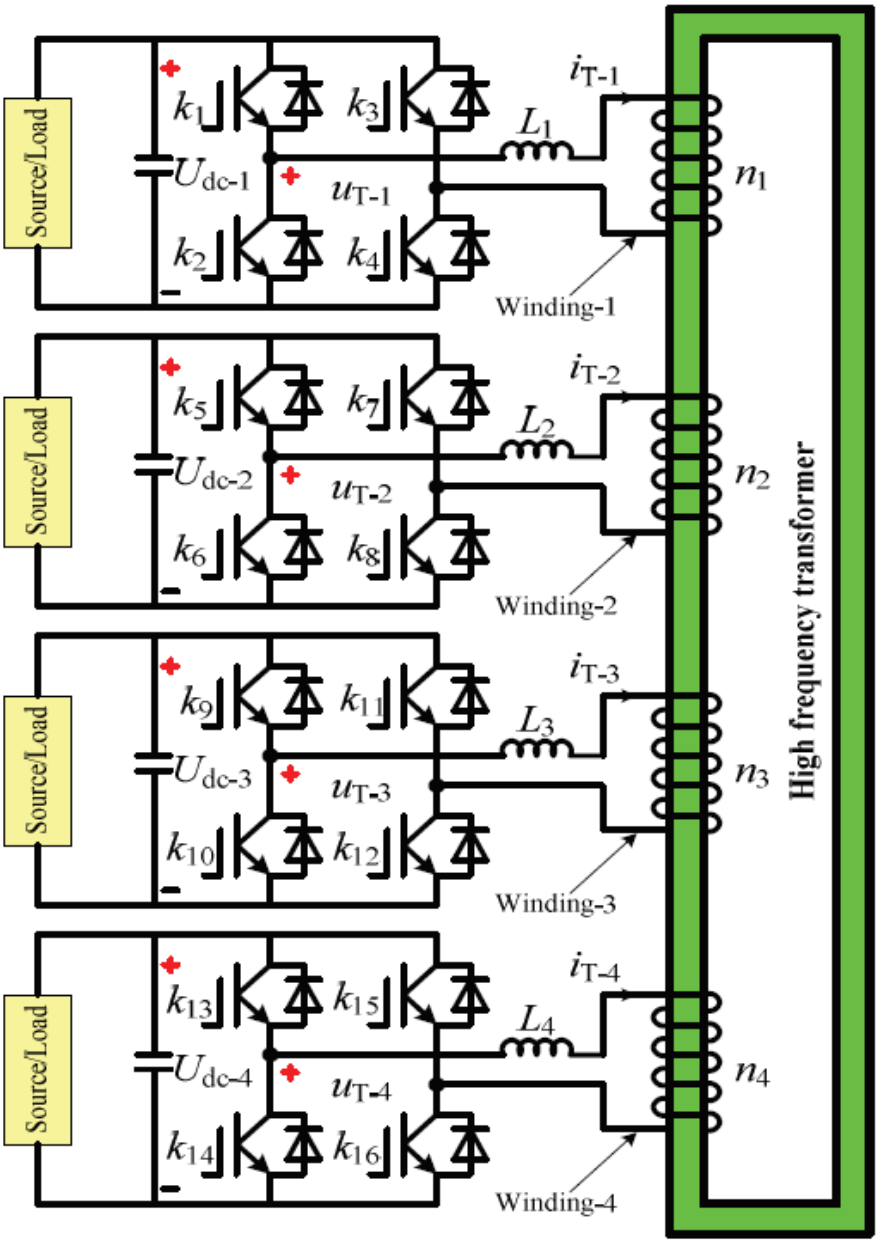


Figure I. 22 Topologie du convertisseur DC-DC multiports isolés. [5]

II.5.2.2 Les convertisseurs DCDC multiports non-isolés

Les topologies non isolées utilise la méthode de couplage DC qui généralement mise en œuvre avec cellules de commutations standard; comme les cellules boost, buck et buck-boost par lesquelles plusieurs sources sont reliées ensemble à un condensateur de filtrage. Les avantages de cette topologie sont essentiellement le flux de puissance bidirectionnel et la possibilité d'utiliser des modules standards.

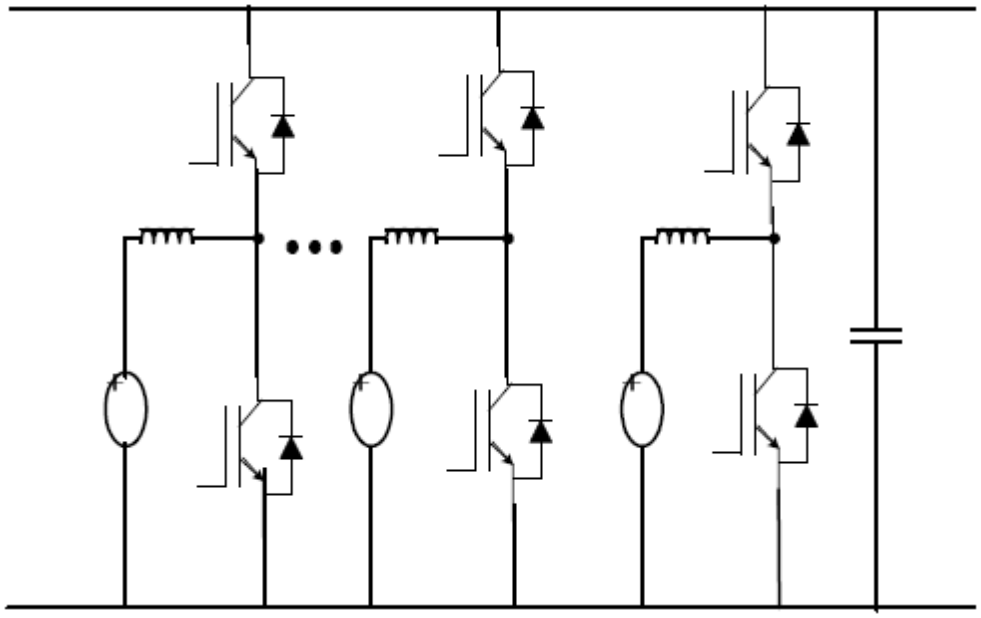


Figure I. 23 Topologie du convertisseur DC-DC multiports non-isolés. [6]

Les avantages	Les incontinents
• Transfert et distribution de l'alimentation en courant sur plusieurs cellules • Flux d'énergie bidirectionnel • Passes de conduction faibles • Le courant ondulé réduit • Petite taille du filtre • Implémentation simple • Circuit de périphérique simple • Coût réduit	• Aucune isolation galvanique • Ne permet pas une grande variété de tension d'entrée • La diminution d'une source provoque un déséquilibre de la tension de sortie

Tableau 1: les avantages et les incontinents des topologies non isolé. [6]

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre on vue les convertisseurs DC/DC mono port a un quadrant et a deux quadrants, et on vue aussi les convertisseurs DC/DC multiports, leurs intérêts et leurs type.

On aussi vue que les convertisseurs multiport non isole ayant plusieurs avantages qui lui rendre intéressent.

Chapitre 2

Convertisseur DC/DC Multi-entrées multi-sorties non isolé

III.1 Description de l`architecture

III.1.1 Introduction

Les réseaux de tension DC et les systèmes de stockages d'énergie sont capables de garantir la fiabilité et la continuité des alimentations des charges DC, il est aussi facile de contrôler la plupart des sources renouvelables due au fait que ces dernières travaillent en DC.

Pour cela on propose une topologie d'une stratégie de contrôle d'un convertisseur multiports DC-DC dans l'algorithme de gestion (basé sur les courbes de chute de tension) qui permet le contrôle de la puissance dans chaque port, aussi si un ou plusieurs ports ne fonctionnent pas. [1] [7]

III.1.2 Problématique

Les topologies des réseaux DC traditionnelles présentées dans la figure III.1, ont trois inconvénients major.

1. Les tensions du système de stockage et les panneaux solaires doivent être constamment supérieures ou inférieures aux tensions Vdc1, Vdc2 et Vdc3 respectivement, tout dépend du type de convertisseur DC/DC utilisé. Dans le cas contraire les diodes du convertisseur AC/DC commencent à conduire. Ceci cause un flux de puissance incontrôlable à partir du réseau DC vers les éléments ou vice versa.

2. Egalement le défaut entre les commutateurs (pole-to pole) implique une faible résistance qui se produit dans le réseau DC (court-circuit), la tension dans le réseau DC chutera à une valeur généralement nulle, le convertisseur AC/DC commence à fonctionner comme un pont de diode redresseur, dans cette situation le flux de puissance sera incontrôlable et les commutateurs IGBT risquent d'être détruits.

3. Si un défaut se produit dans le réseau DC, le système de stockage ne pourra pas être chargé ou déchargé, et l'énergie produite par les panneaux solaires est perdue. Ce problème persiste jusqu'à ce que le défaut soit éliminé **[7]**.

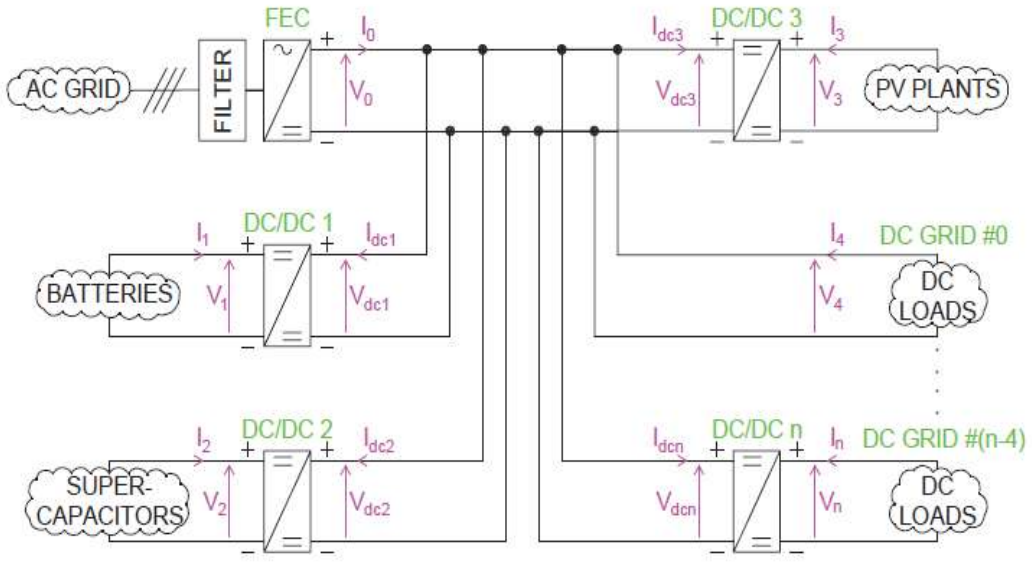


Figure III-1: Topologie d'un réseau DC traditionnel

III.1.3 La topologie proposée

Si tous les éléments sont connectés au réseau DC au même point, on peut installer un périphérique DC/DC multiports, dans la plupart des structures du convertisseur DC/DC multiports proposées, leurs objectif est de réduire le nombre des étapes de conversion pour partager les ressources du système et éliminer les redondances. Ces structures présentent des éléments de découplage (condensateurs ou transformateurs haute/ basse fréquence), qui sont installés dans la section intermédiaire commune de ces convertisseurs. D'autre part ces structures proposent une topologie et une stratégie de contrôle capable de fonctionner avec de simples inductances.

Les deux problèmes 1 et 2 cités avant peuvent être résolus avec le remplacement du convertisseur abaisseur ou élévateur par un convertisseur DC-DC à deux ports voir la figure III.2.

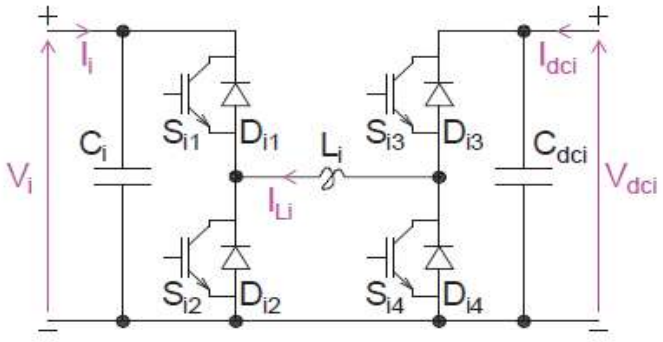


Figure III-2: Convertisseur DC-DC à deux ports

Ce dispositif est installé en aval du convertisseur frontal (FEC) est composé des transistors IGBT. En supposant que le FEC et le convertisseur DC-DC recommandés sont placés dans la même armoire, la probabilité de défaillance localisée au niveau de leur section d'interconnexion est faible. Le convertisseur peut donc être considéré protégé contre les défauts pôle à pôle

En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes des transistors IGBT inférieure de chaque cellule est la même. Le rapport suivant peut donc être déduit

$$V\text{i} = \frac{\delta\text{i3}.V\text{dci}}{\delta\text{i1}}, 0 \leq \delta\text{i1} \leq 1 \quad \&0 \leq \delta\text{i3} \leq 1 \quad \ldots\ldots (8)$$

Dans cette expression δ est le rapport cyclique de travail du transistor IGBT supérieure de cellule. Les transistors IGBT qui appartiennent au même cellule, sont contrôlées dans un mode complémentaire, pour chaque paire de tension moyenne (Vi, Vdci), l'équation (8) est satisfaite par ∞^1 solution dans δi1 et δi3, donc plusieurs stratégies de contrôle peuvent être définies pour ce type de convertisseur . L'un d'eux est proposé

Le problème mentionné au point 3 pourrait être résolu en modifiant la structure du système grâce à l'installation du MPDCC, comme indiqué à la figure III.3.

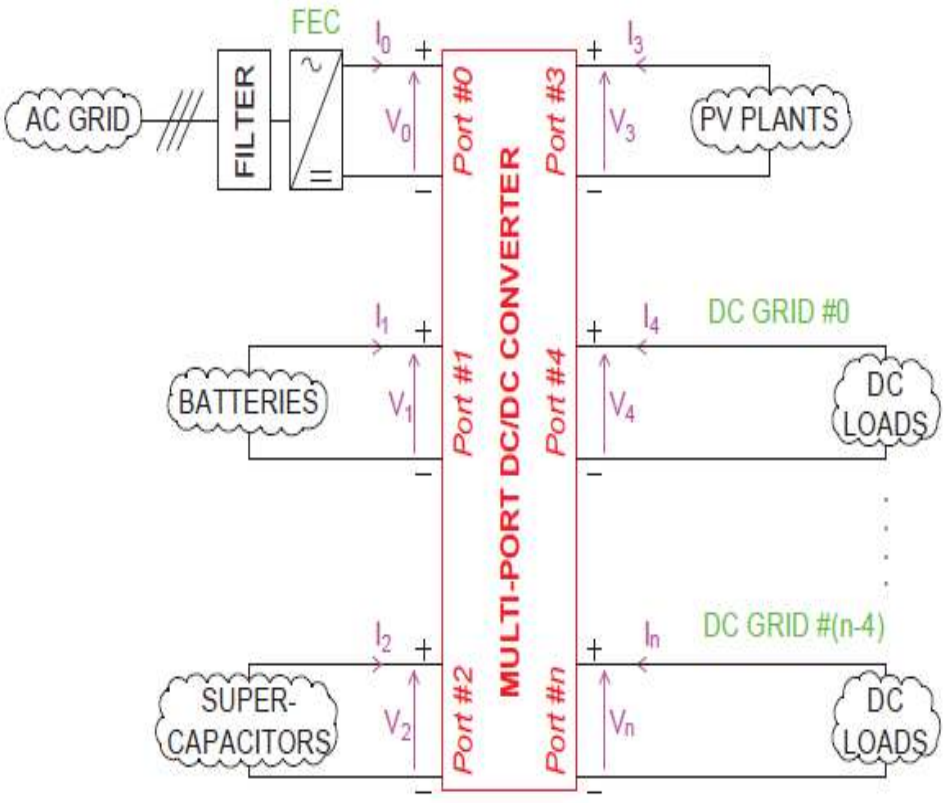


Figure III-3: Topologie d'un réseau DC compris un MPDCC

Une topologie possible de ce dispositif est illustrée à la figure III.4; Un condensateur est installé en parallèle sur chaque port et dans la proximité immédiate des transistors IGBT dans le but principal est de réduire leurs inductances de connexion. En référence à la Figure III.4.

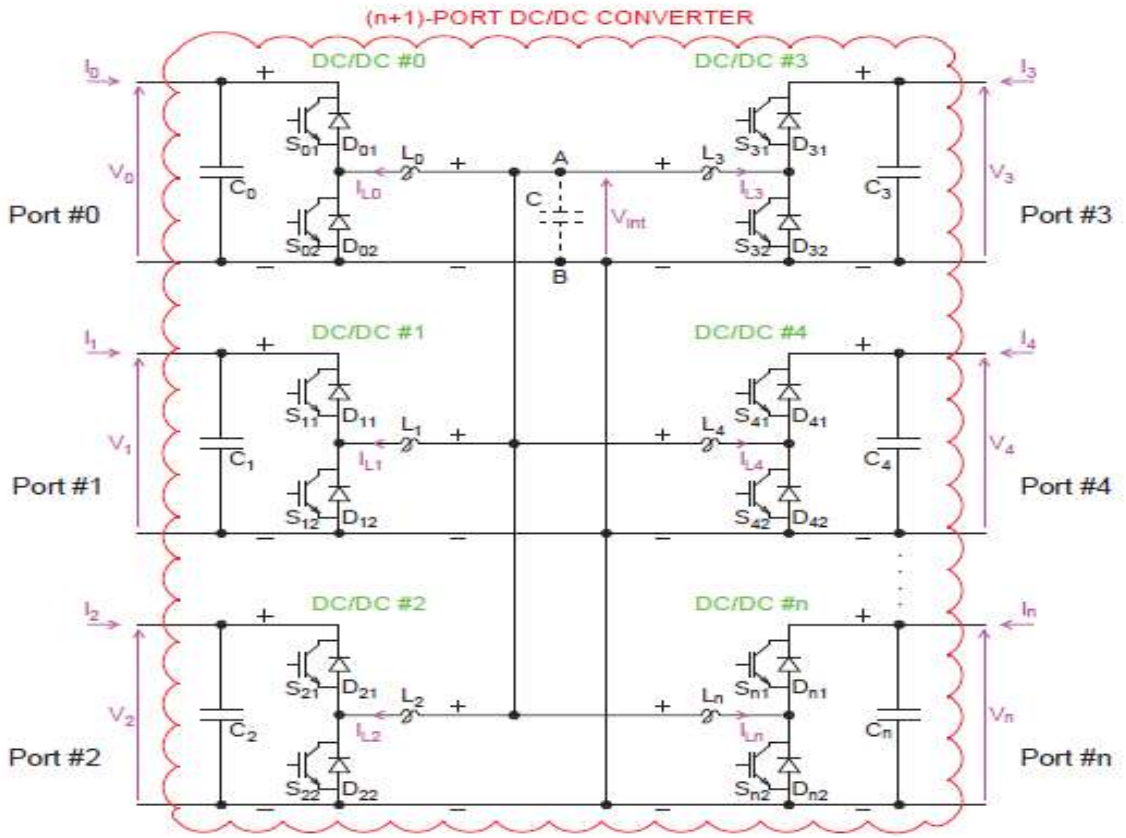


Figure III-4: Convertisseur DC-DC multiports

La condition nécessaire pour le bon fonctionnement du dispositif est :

$$V_i \geq V_{int} \quad \ldots\ldots (9)$$

Il est important de souligner que la section basse tension commune MPDCC augmente les pertes, car le courant augmente lorsque la puissance de la section intermédiaire commune est constante. Cette courte zone intermédiaire est située à l'intérieur d'un cabinet, ce qui limite l'augmentation des pertes; le MPDCC est capable de fonctionner en présence ou en absence du condensateur C dans le bus intermédiaire commune de la Figure III.4. [7]

III.2 Stratégie de contrôle

III.3 Algorithmes

La mise en œuvre de l'algorithme de gestion MPDCC nécessite l'identification de chaque I^{ème} convertisseur DC / DC dynamique. Pour ce faire, il convient de souligner la tâche exécutée par chaque port, telle que:

- ✓ alimenter des charges DC avec une tension constante
- ✓ extraire la puissance maximale pouvant être produite par les panneaux solaire **PV** en utilisant l'algorithme de contrôle **MPPT**
- ✓ retrait ou fourniture d'énergie aux réseaux de stockage et aux systèmes de stockage, en appliquant différents critères (techniques, économiques, etc.).

Ensuite, le comportement du convertisseur DC/DC à **n+1** ports est défini par un système composé de **n** équations, qui sont obtenues à partir du cas particulier indiqué en (8). Une forme matricielle est exprimée en (10). Dans cette expression, le rapport cyclique des transistors IGBT S01 de la Figure II.4 est utilisé comme référence.

$$\begin{bmatrix} \delta 01 & -\delta 11 & 0 & 0 \\ \delta 01 & 0 & -\delta 21 \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta 01 & 0 & \cdots & -\delta \mathrm{n}1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (10)$$

En conséquence, pour chaque ensemble de tension moyenne, (10) est satisfaite par une infinité de solution en δi1.

Pour Prendre en considération l'exigence éco-énergétique des installations PV, la qualité et la continuité de l'alimentation des charges DC, le contrôle impose un courant de référence qui traverse les inductances L_i des convertisseurs d'interface relatifs. Ces références sont indépendantes de l'état des éléments connectés aux autres ports. Il est donc possible d'utiliser le degré de liberté de (10) pour gérer le flux de puissance des sources pour chaque convertisseur faisant interface avec la FEC ou les systèmes de stockage, ceci est obtenu en générant la tension de référence $V_{i\ int}$ par des courbes de chute de tension. Ces courbes reliant le courant absorbé par le système de stockage à la tension $V_{i\ int}$. La détermination des pentes et des tensions à vide de ces fonctions doit être dynamique et déterminée en fonction des caractéristiques des éléments et des flux de puissance souhaités. Plus la pente est basse, plus la contribution de puissance est grande. Si le condensateur C est présent, V_{int} sera constante ou variera progressivement (moins que l'ondulation). Sinon, cette tension va osciller à cause de la commutation des convertisseurs DC / DC. Ces variations continues de la tension V_{int} peuvent être éliminées avec un filtre numérique passe-bas ce qui permet de remplacer le rôle du condensateur. De cette manière, l'algorithme de commande proposé est applicable au MPDCC, que le condensateur C soit présent ou non. Dans les deux cas, lorsque le MPDCC fonctionne, il est nécessaire de suivre une procédure pour éviter les courants transitoires de

filtre et d'appel dus au condensateur C. Les tensions à vide des fonctions d'abaissement doivent être réglées à zéro, puis augmentées avec une pente définie pour atteindre les valeurs souhaitées.

En état d'équilibre, le système fonctionne autour d'un point stable, en fonction de l'intersection des différentes courbes de chute de tension, de la somme algébrique de la puissance absorbée par les charges et les installations PV. À l'état d'équilibre le circuit illustré à la Figure II.5, est équivalent au circuit représenté à la Figure III.5.

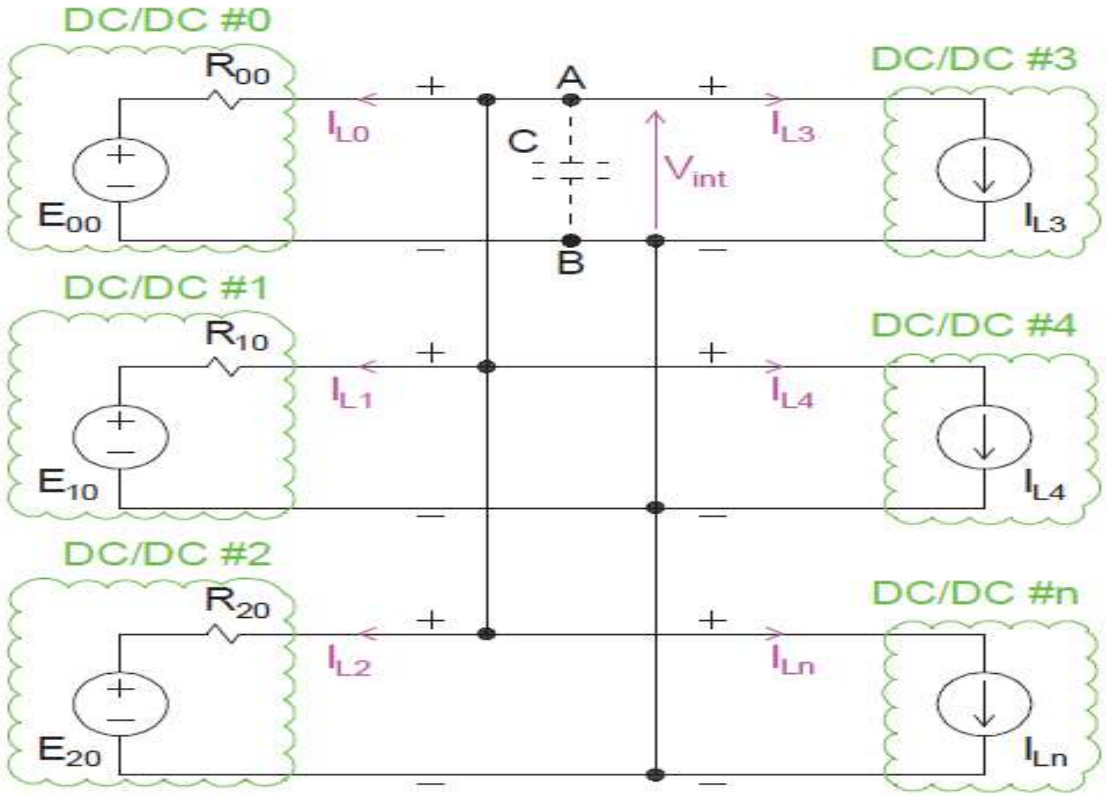


Figure III-5: Circuit équivalent en régime établi

Les convertisseurs peuvent être modélisés en tant que série de générateurs de tension (Ei0) et résistances de chute de tension (R_{i0})(les sources) ou bien comme des générateurs de courant (I_{Li}) (les charges) . La tension Ei0 représente la tension à vide ($I_i = 0$). à l'état d'équilibre, la valeur moyenne de la tension V_{int} ($\overline{V_{int}}$) sur une période commutation est exprimée dans l'équation (11)

$$\overline{V_{int}} = \frac{\sum_i \frac{E_{i0}}{R_{i0}} - \sum_i I_{Li}}{\sum_i \frac{1}{R_{i0}}}, \quad \ldots\ldots(11)$$

La tension instantanée V_{int} doit être constamment inférieure ou égale à la tension minimale des sources. Après avoir fixé la valeur moyenne de la tension V_{int} sur une période de commutation ($V_{int\ avg}$), chaque convertisseur DC / DC fonctionne avec un cycle de travail qui peut être calculé par la formule (12). [7]

$$\delta_i = \frac{V_{int\ avg}}{V_i} = \frac{I_i}{I_{li}} \ldots\ldots (12)$$

III.3.1 Avantages de la stratégie de contrôle

Plusieurs avantages peuvent être obtenus par l'implémentation de la stratégie de contrôle proposée, tels que:

- ✓ Le MPDCC peut fonctionner en présence ou en absence du condensateur C ;
- ✓ La gestion des tensions de références du convertisseur DC / DC et des courants est automatique ;
- ✓ La régulation du flux de puissance peut être obtenue en modifiant E_{i0} et / ou R_{i0} ;
- ✓ L'utilisation des courbes de chute de tensions augmente la stabilité du système ;
- ✓ Le fonctionnement de l'installation photovoltaïque est optimisé par la mise en œuvre de l'algorithme MPPT;
- ✓ En cas de perte d'une source les charges DC ne sont pas affectées. (en supposant que les autres sources puissent alimenter toutes les charges DC)

III.3.2 Blocs de régulateur et contrôle

Le schéma des blocs de boucle de contrôle de chaque convertisseur DC-DC est différent des autres, en fonction de la tâche à accomplir. Le schéma de bloc de commande des tensions PS est illustré à la figure II.6, tandis que les boucles de commande associées aux installations photovoltaïques et aux tensions de charge DC sont illustrées à la figure III.7.

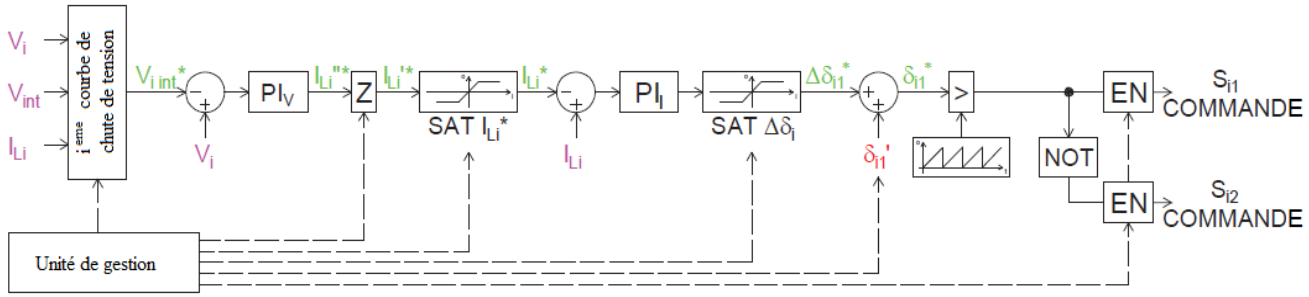


Figure III-6: Blocs de contrôle du régulateur d'alimentations

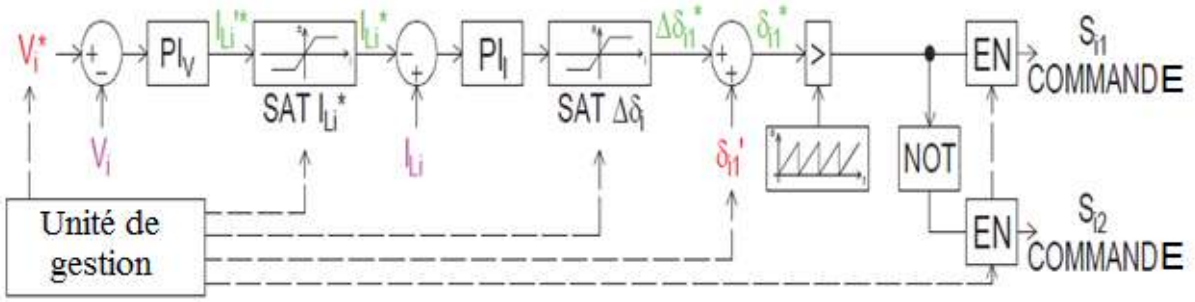


Figure III-7: Blocs de contrôle du régulateur des Installations photovoltaïques et les charges DC.

Dans ces figures, les variables imposées par l'unité de gestion sont indiquées en rouge, tandis que celles mesurées sont indiquées en magenta et celles calculées dans les schémas de commande présentent des blocs communs:

- PI: régulateur proportionnel intégratif;
- SAT Li *: Saturation en courant de référence de Li pour éviter les surchauffes et ne pas dépasser le seuil de puissance maximal. Les limites sont définies de manière statique, en considérant le cas le plus défavorable, ou de manière dynamique par l'UNITÉ DE GESTION, à l'aide de la formule (12).
- SAT Δ δi (1- δi): saturation du $i^{ème}$ rapport cyclique. Afin de commencer à travailler avec un cycle de travail proche de celui en régime permanent, l'UNITÉ DE GESTION définit δi1, en utilisant la formule (12); [3]
- EN: Activation du contrôle de transistors IGBT.
- L'i-ème courbe de chute de tension de la Figure II.6 représente la mise en œuvre de la i-ème courbe d'implémentation, comme illustré à la Figure II.8. D'autre part, l'objet Z prend une valeur unitaire pour le convertisseur DC/DC numéro 0, et une valeur variable en fonction de l'état de charge de la batterie et de la tension du super-condensateur pour les convertisseurs DC/DC numéros 1 et 2.

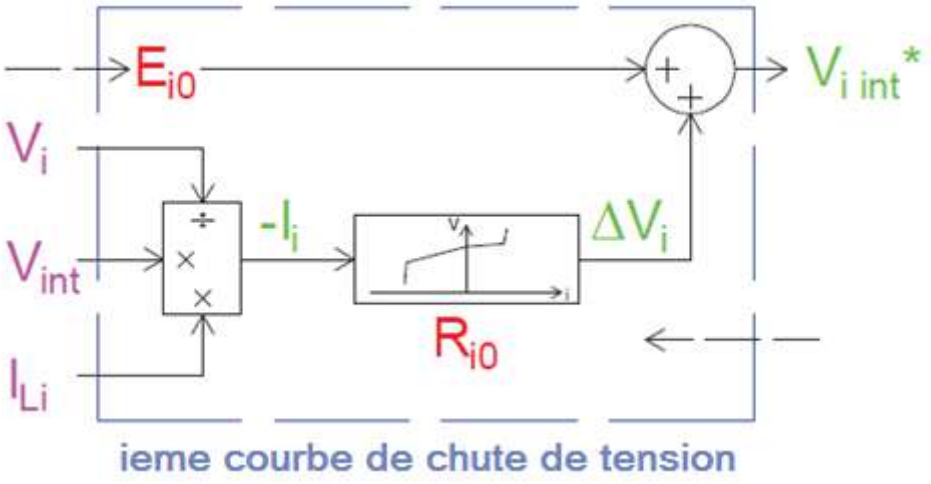


Figure III-8: Contrôle de la chute de tension du i^{ème} port

De cette manière, il limite le courant pour empêcher les systèmes de stockage de se charger et de se décharger. Un exemple est présenté à la Figure III.9. Pour chaque système de stockage, deux courbes sont nécessaires pour distinguer la phase de charge de la tension de décharge qui est généralement égale à la moitié de leur tension maximale. Cette plage de variation permet d'extraire 75% de l'énergie nominale stockée. Le courant de référence I_{Li}'* est défini par le produit de la fonction mathématique de Z et du courant de référence I_{Li}"* [7]

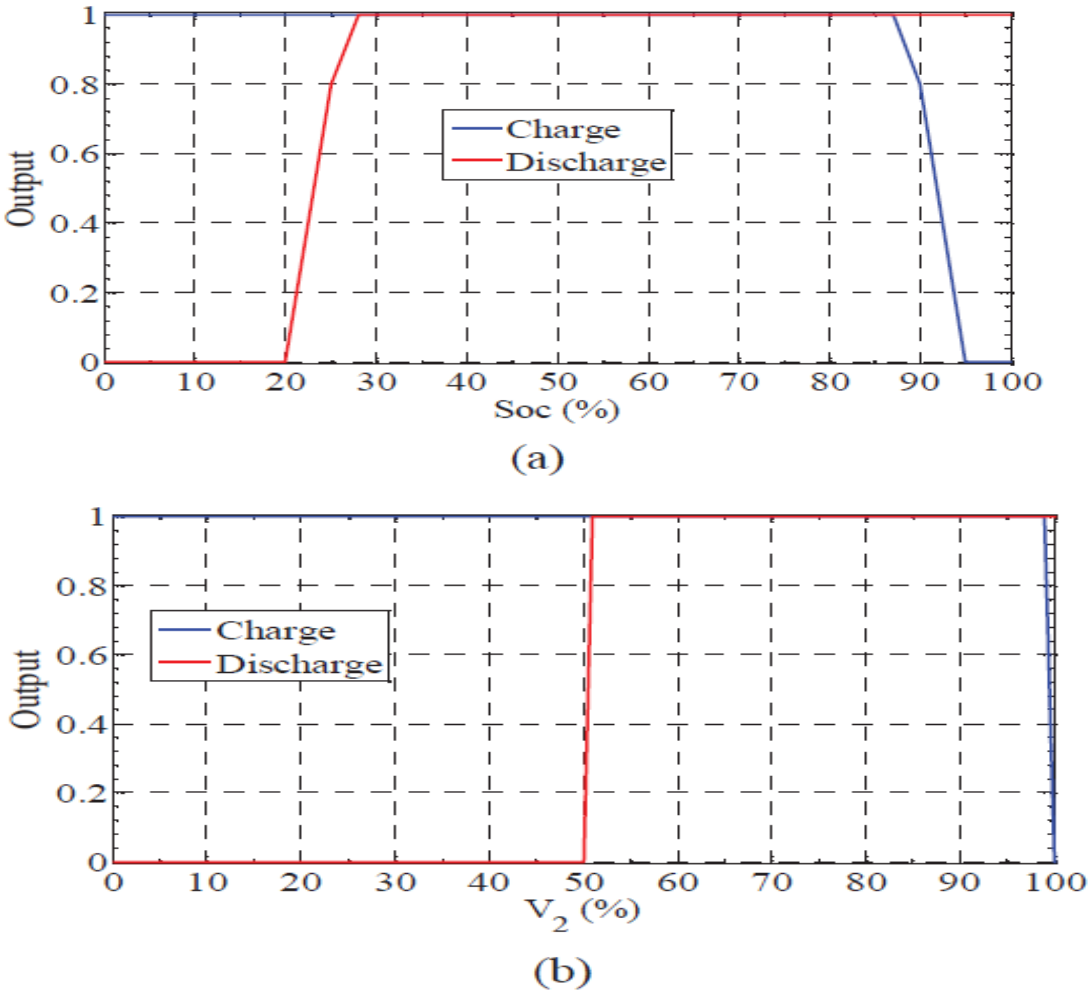


Figure III-9: Courbes de limitation de surcharge et sur-décharge (valeur de z): (a) des batteries et (b) des super-condansateur.V2 est en fonction de V2max

III.4 Simulation sur Simulink

III.4.1 Vue global du module de système :

Le système est composé de cinq ports :

- Le 1er port est programmé en mode source normale est relié à une source d'énergie auxiliaire (chargeur).
- Le 2eme port est programmé en mode gestion de batterie pour contrôler la charge et la décharge d'un banc de batteries.
- Le 3eme port est programmé en mode gestion de super condensateur.
- Le 4eme port est programmé en mode gestion de système photovoltaïque.
- Le 5eme port est programmé en mode gestion de charge.

Une unité de gestion globale pour réaliser la stratégie de gestion d'énergie désirée par l'utilisateur.

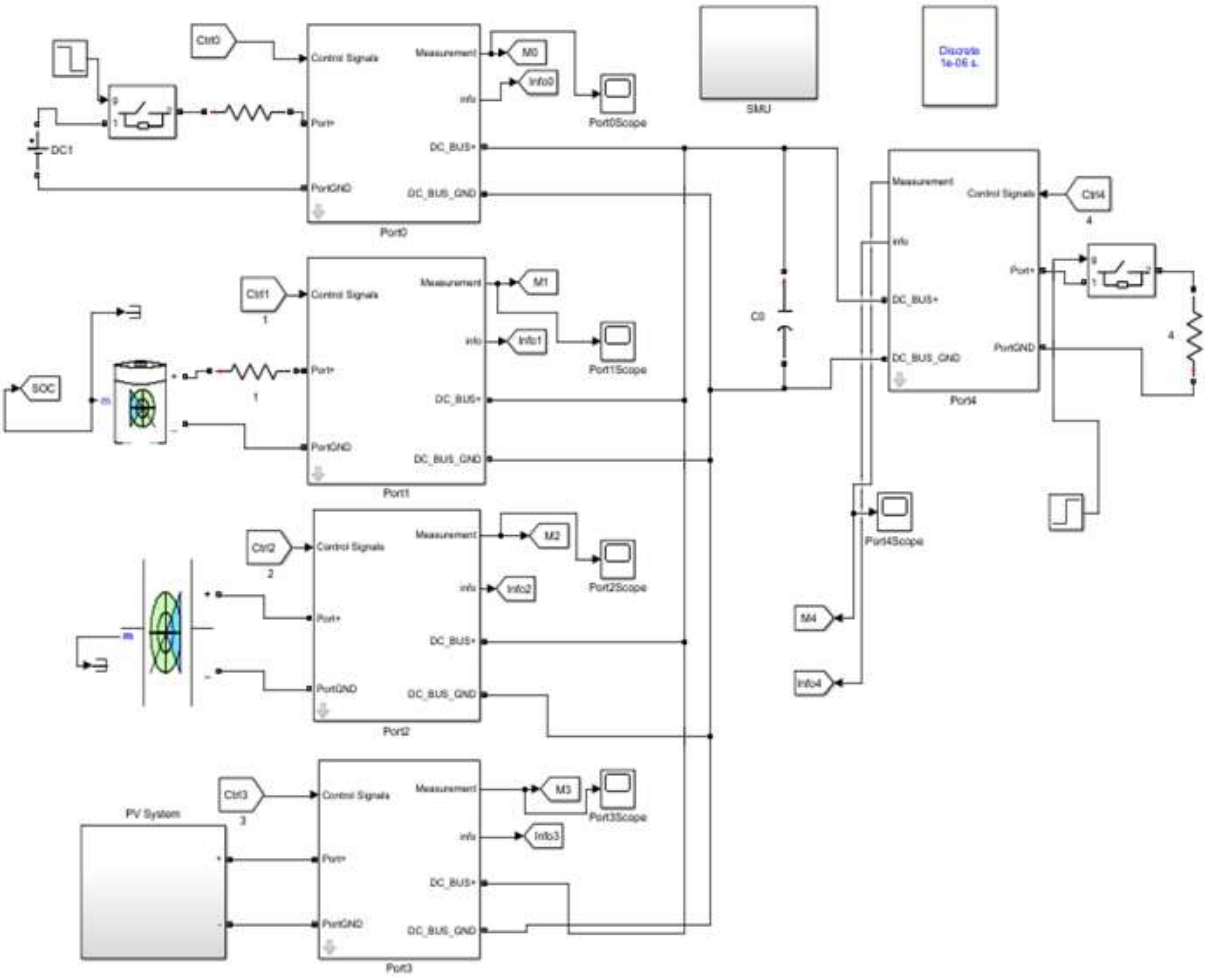


Figure III-10: Vue globale de l'architecture.

III.4.2 Architecture du I^{ème} port :

L'architecture du i^{éme} port est compose d'un sélecteur de mode de fonctionnement, un bloc d`asservissement, un générateur PWM et une cellule de commutation bidirectionnelle.

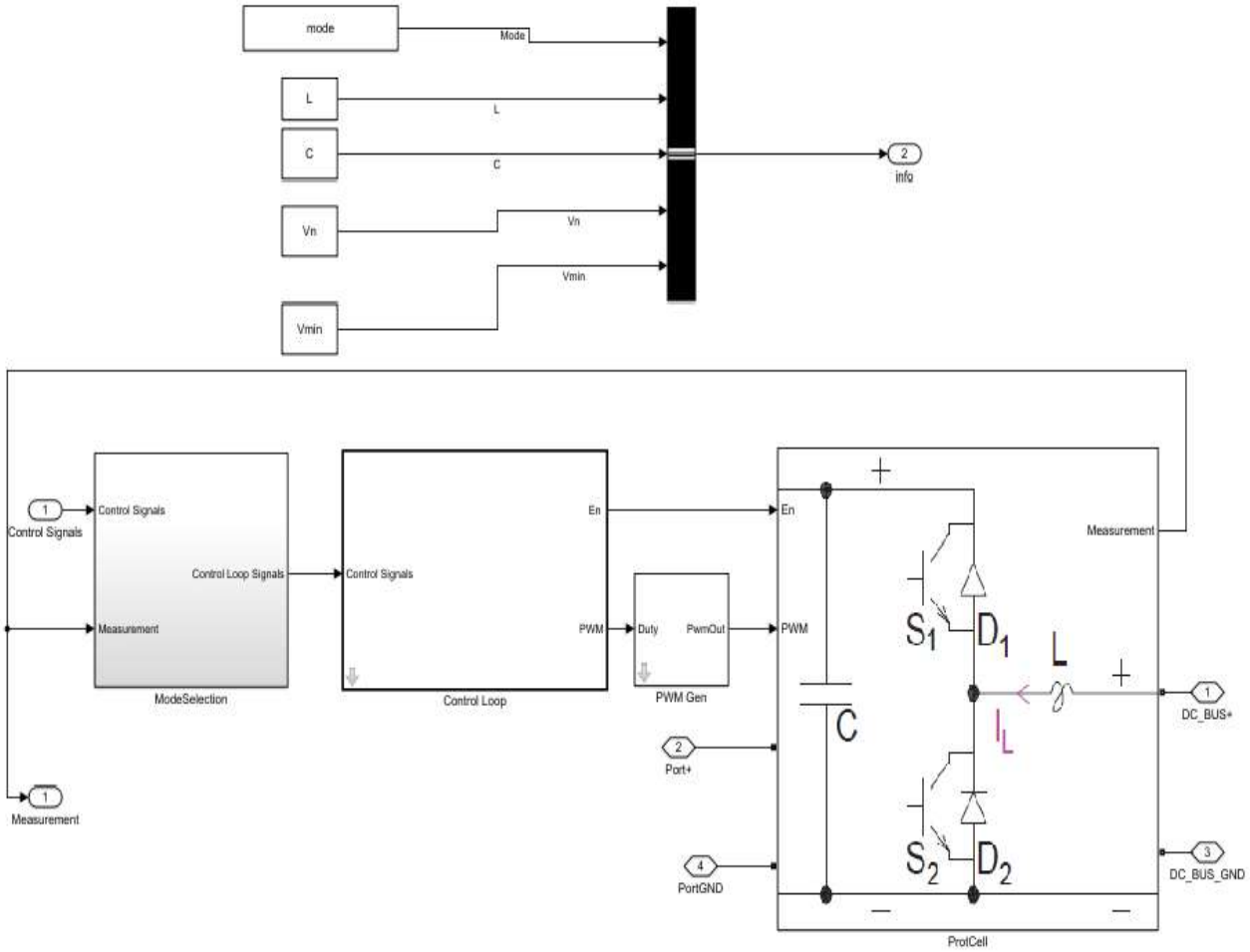


Figure III-11: Architecture du Ième port.

III.4.1 Sélection du mode de fonctionnement:

Mode de fonctionnement est simulé par un block "switch case" pour sélectionner les différentes modes de l'algorithme de contrôle.

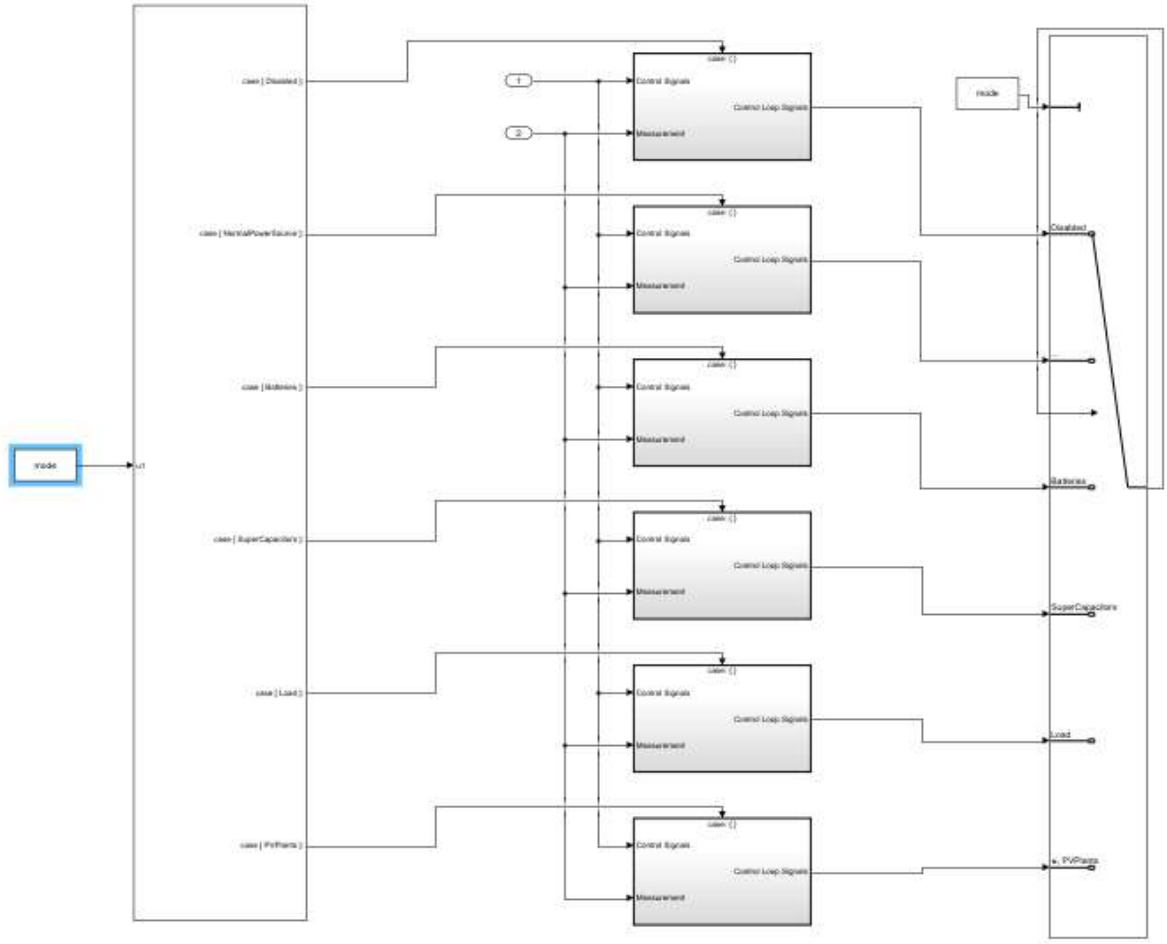


Figure III-12: block de sélection du mode.

III.4.2 L'asservissement:

L'asservissement des convertisseurs est réalisé par des blocs d'asservissement PI, courant/tension autour d'un point de fonctionnement comme le montre la figure III.13.

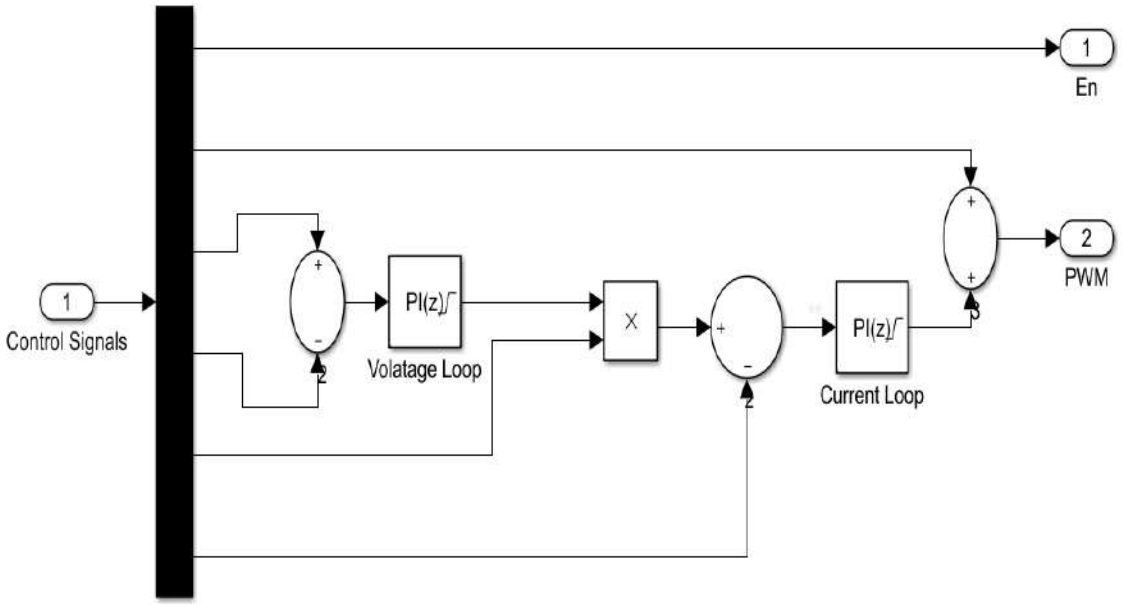


Figure III-13 : block d'asservissement.

III.4.3 Générateur PWM:

Le générateur PMW est utilisé pour générer un train d`impulsions par le principe de comparaison du signal d`entrée par rapport à un signal référence dents de scie.

III.4.4 Cellule de commutation:

La cellule de commutation est composée de deux transistors IGBT avec des diodes antiparallèle pour réaliser un convertisseur a deux quadrants , des portes logiques pour assurer une commutation complémentaire des IGBTs , un condensateur C1 a un rôle d'un filtre et une bobine L1 pour le stockage d'énergie dans un cycle de commutation, le détail est montré par la figure III.14 .

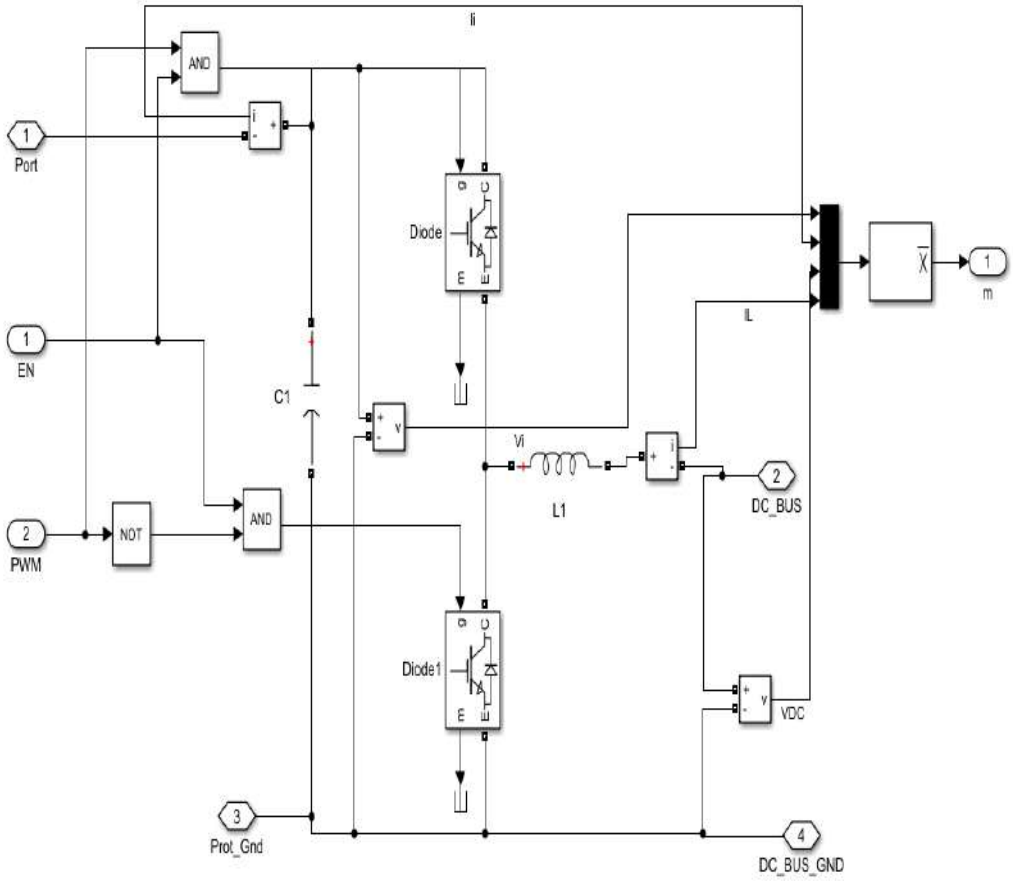


Figure III-14 : modèle de la cellule de commutation.

III.5 Résultats de la simulation :

La simulation du model du convertisseur a nous donnée les résultats présenté par la figure III.15:

- Du 0s à 0.1s charge des condensateurs de filtrage.
- A 0.25s application de la charge sur le port de charge.

  En remarque que l'application de la charge a une perturbation négligeable (inferieur a 2%) sur les tensions d'entré et la tension intermédiaire.

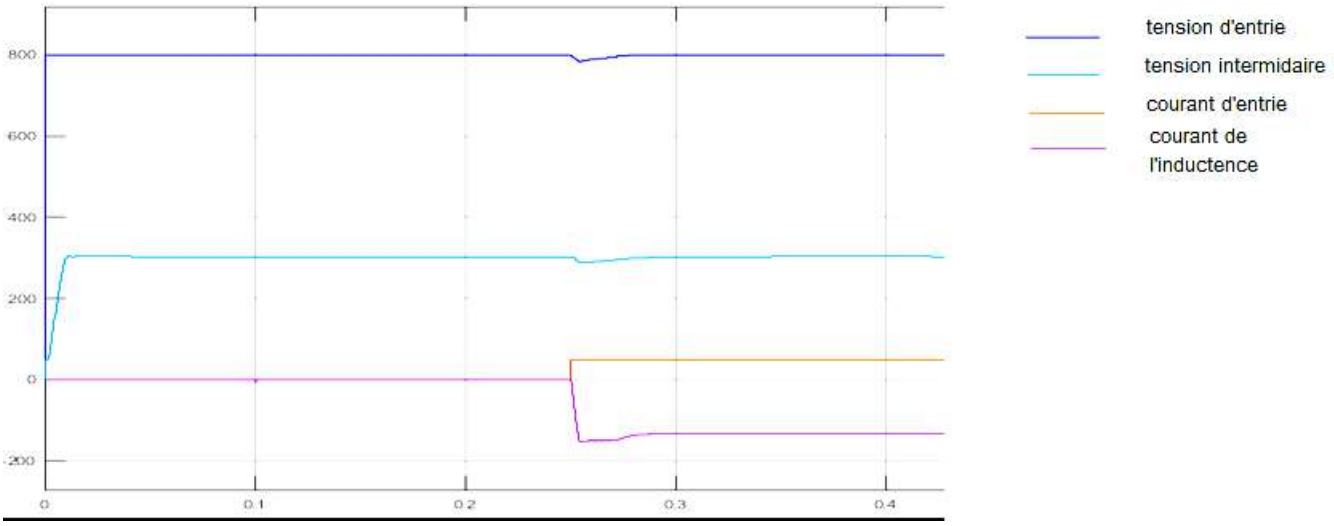


Figure III-15: résultat de simulation: les courants et les tensions du port #0.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié en détails les convertisseurs DC/DC multiports non isolé, et on a utilisé un algorithme de contrôle basé sur la modélisation des ports source par des sources de THEVENIN, utilisé leurs courbes du chute de tension pour contrôler le flux des puissances.

Et on a aussi simulé le modèle du convertisseur et l'algorithme de contrôle sur Matlab Simulink et on a obtenue des bons résultats (perturbation inférieur à 2%).

Chapitre 3

Conception et réalisation du convertisseur

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre on va concevez et réalisé le convertisseur multiports discuté en chapitre précèdent.

On a choisi une architecture modulaire, cette architecture nous permet de divisée le convertisseur en des modules concevables séparément les schémas synoptique du convertisseur, vue globale du système et le détail des ports est montré par les figures IV.1 et IV.2 respectivement.

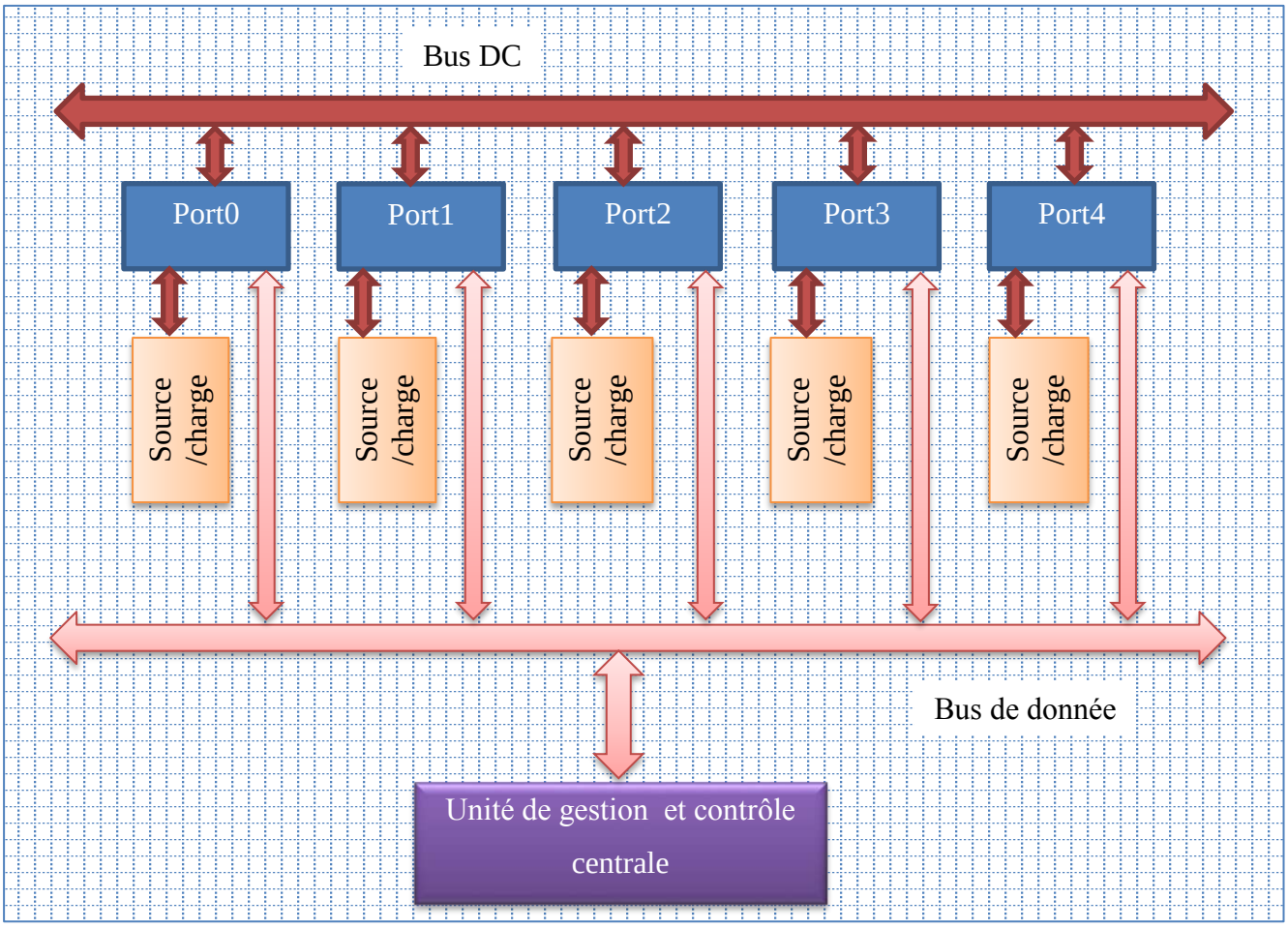


Figure IV-1: synoptiques globale du convertisseur multiport.

Dans cette architecture système est composé de plusieurs ports connecté à deux bus, un bus de donnée qui assure le flux des données de contrôle entre les ports et le contrôleur central, un bus DC qui assure le flux des énergies entre les ports.

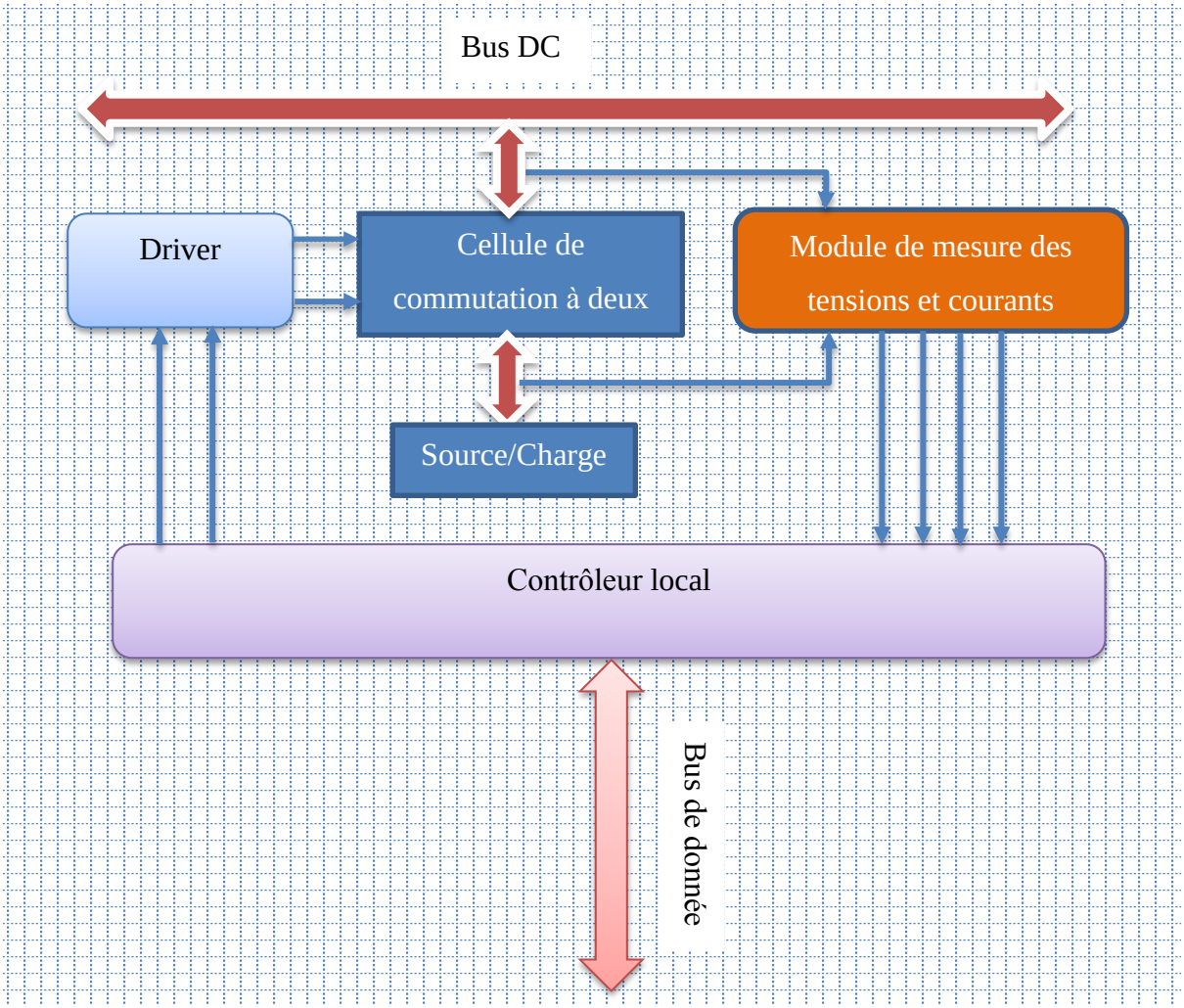


Figure IV-2: synoptiques du détail des ports.

Chaque port est aussi modulaire et comporte 4 modules:

- Un module de mesure des tensions et des courants.
- Un module de gestion des signaux de commutations "Driver".
- Un module contrôle local et de communication.
- Une cellule de commutation de puissance.

IV.2 Mise en œuvre d'un module à des capteurs de courant et de tension a effet hall:

Les stratégies de contrôle des ports supposent bien souvent l'acquisition de grandeurs électriques telles que les courants ou les tensions. Mais le problème qui se pose est toujours le même et qui se traduit par la sensibilité des lois de commande par rapport à la qualité des signaux acquis. Le problème alors qui se pose est l'isolation galvanique entre l'électronique de puissance et l'électronique de commande.

Etant donné l'importance de la qualité de ces grandeurs et la précision de leur mesure sur la stabilité ainsi que les performances de contrôle. Il est nécessaire de les conditionner et les mettre en forme pour la commande. Cela empêche la dégradation ou le dysfonctionnement du système. Pour prélever les courants ou les tensions, on utilise souvent des capteurs à effet Hall, dont le rôle consiste à isoler l'électronique de commande de l'électronique de puissance et à traduire les grandeurs captées en signaux analogiques exploitables par la commande.

Nous présentons donc les différentes étapes allant du choix des composants et de leurs dimensionnements jusqu'aux essais expérimentaux. Le but est d'aboutir à un module expérimentale opérationnel répondant aux exigences déjà citées.

Le module réalisé est subdivisé en quatre sous blocs comme le montre la figure IV.3 et qui sont:

- Les capteurs de courant (ou de tension) à effet Hall (bloc I).
- Un étage d'adaptation de niveau de tension et de filtrage (bloc II).
- Une source de tension référence stable pour le changement du niveau du signal (bloc III).
- Une alimentation stabilisée (bloc IV)

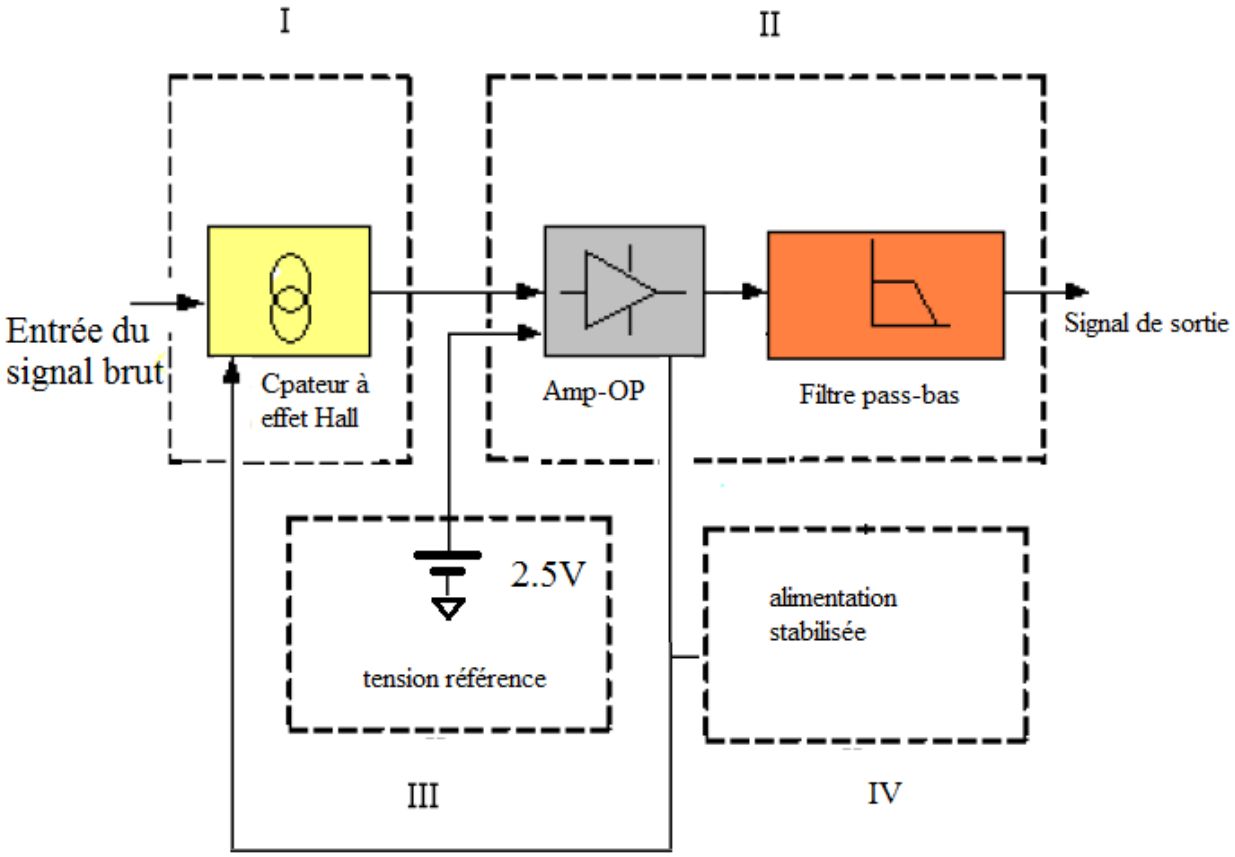


Figure IV-3: Schéma synoptique du module des capteurs.

IV.2.1 Capteurs de courant à effet Hall:

Lorsqu'un métal ou un semi-conducteur parcouru par un courant I_c est placé dans une induction magnétique B perpendiculaire à la direction de ce courant, il apparaît une différence de potentiel dans le matériau appelée «tension Hall» dont l'expression est donnée par :

$$V_H = K_H \times I_c + V_{OH}$$

K_H: Constante de Hall du matériau utilisé.

V_{OH} : Tension d'offset de la cellule en absence de B.

L'induction magnétique B nécessaire à l'apparition de la tension de Hall est générée par le courant primaire I_P à mesurer. L'utilisation d'un circuit magnétique permet d'amplifier le flux et de le concentrer sur la cellule de Hall. Le courant de commande I_c est fourni par une source de courant constant intégrée au capteur.

Dans la zone linéaire du cycle d'hystérésis du matériau composant le circuit magnétique, B est proportionnelle à I_P et la tension de Hall V_H est donc proportionnelle au courant à mesurer. Le signal de mesure V_H est amplifié et traité pour fournir le type de signal souhaité par l'utilisateur.

Les capteurs dits à boucle fermée (dits également à compensation ou à flux nul) utilisent la tension de Hall comme signal de contre-réaction. (Figure IV.4.)

Ce signal pilote le courant I_s d'un bobinage secondaire de manière que ce flux secondaire compense exactement le flux crée par le courant primaire. Le flux total dans le noyau et dans la cellule de Hall reste alors toujours théoriquement nul.

Le courant secondaire I_s réduit en proportion du rapport de transformation, est nettement inférieur au courant à mesurer I_p dans le cas où le nombre de spires N_s du secondaire est supérieur à celui de primaire N_p. Lorsque les ampères-tours des deux bobines sont égaux, le flux magnétique est compensé (flux total=0).

Réellement le capteur de courant fonctionnant en boucle fermée intègre, en plus du bobinage secondaire, un amplificateur différentiel qui convertit la tension hall V_H en un courant I_s qui parcourt le bobinage secondaire [4]. Le courant secondaire I_s est donc l'image exacte du courant I_p à mesurer. L'insertion d'une résistance de mesure R_m en série avec l'enroulement secondaire permet de récolter une tension à l'image du courant à mesurer [2]. On en déduit alors la relation :

$$V_m = R_m \times I_s = R_m \frac{N_p}{N_s} I_p$$

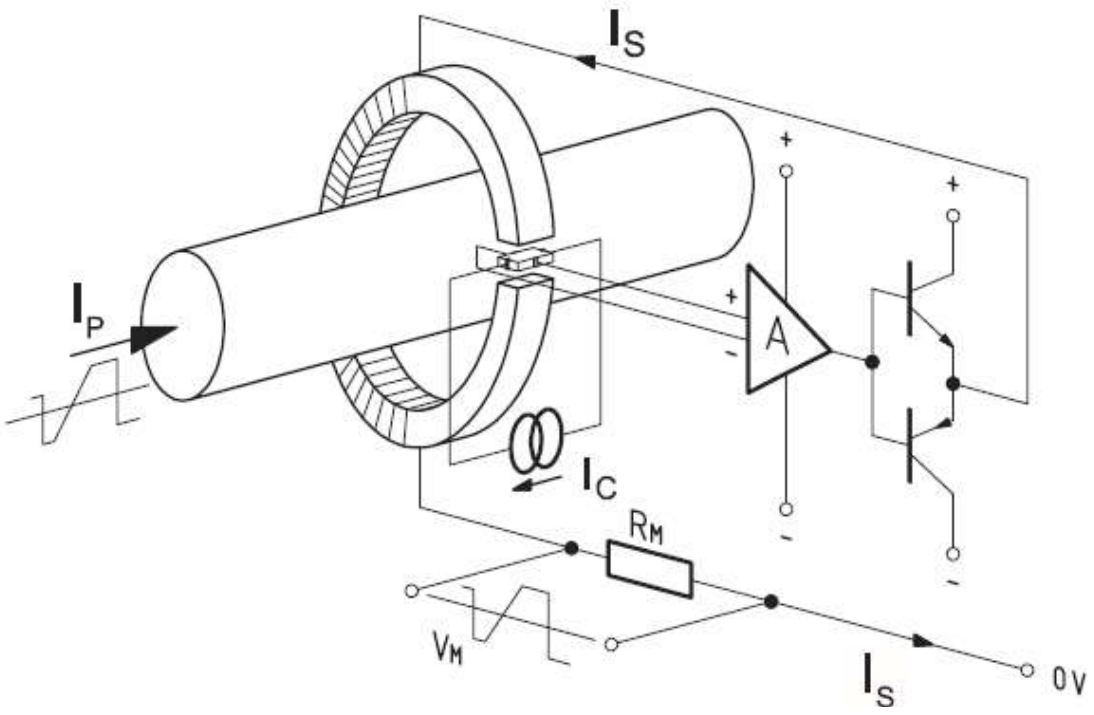


Figure IV-4: Schéma synoptique du capteur à boucle fermée.

IV.2.1.1 Le capteur de courant LA55-P et le calcul de la résistance de mesure Rm pour le système CAN 5V:

Le LA55-P, commercialisé par la société LEM, est un capteur de courant à effet Hall à boucle fermée permettant de mesurer des courants alternatifs, continus ou impulsionnels. Les principales caractéristiques données par le constructeur pour une alimentation symétrique de ±12V sont les suivantes:

- un courant nominal : I_{Pn} = 50A
- rapport de transformation : 1/1000
- résistance de mesure : 10 < R_m < 100 Ω (T = 70°C)
- bande passante : 200kHz.

Pour un CAN 5 V, la valeur de tension moyenne est de 2,5 V. En maintenant une marge de 0,25 V, la plage de tensions d'entrée pour un CAN 5 V est de 0,25 V à 4,75 V. Cette plage indique que la tension à travers la charge doit être de 2,25 V lorsque le courant primaire est maximal. Pour un courant de pic positif à travers le primaire du capteur à effet Hall la tension

d'entrée est de 4,75V (2,5 V + 2,25 V = 4,75 V). Pour un courant de pic négatif à travers le primaire du capteur à effet Hall la tension d'entrée est de 0,25V (2,5 V - 2,25 V = 0,25 V).

L'équation suivante montre le calcul de Rm pour un système 5-V.

$$R_m = \frac{V_m}{I_p \times K_n}$$

Pour un courant IP = 50A, VM = 2,25V et KN = 1:1000 la valeur de RM est égale à 45 Ω selon l'équation.

Pour les besoins du test la valeur sélectionnée de Rm est 45,3 Ω.

IV.2.2 Capteurs de tension à effet Hall

Les capteurs de tension à effet Hall reposent sur les mêmes principes que leurs homologues capteurs de courants présentés au paravent. La mesure d'une tension passe par la collecte d'un petit courant Ip qu'il lui est proportionnel. Ce dernier est mesuré par un capteur de courant adapté. La principale différence est l'adjonction d'un bobinage primaire à nombre de spires élevé.

Ceci permet de produire les ampères -tours nécessaires à la création d'une bonne induction primaire au moyen d'un courant Ip de faible intensité dévié du circuit primaire sous tension. Une résistance R1 est généralement montée en série avec l'enroulement primaire afin d'ajuster le courant Ip et également réduire la constante de temps électrique. En pratique, cette résistance est souvent formée par une combinaison de deux résistances placées de part et d'autre du capteur afin de limiter la sensibilité au mode commun (figure IV-5).

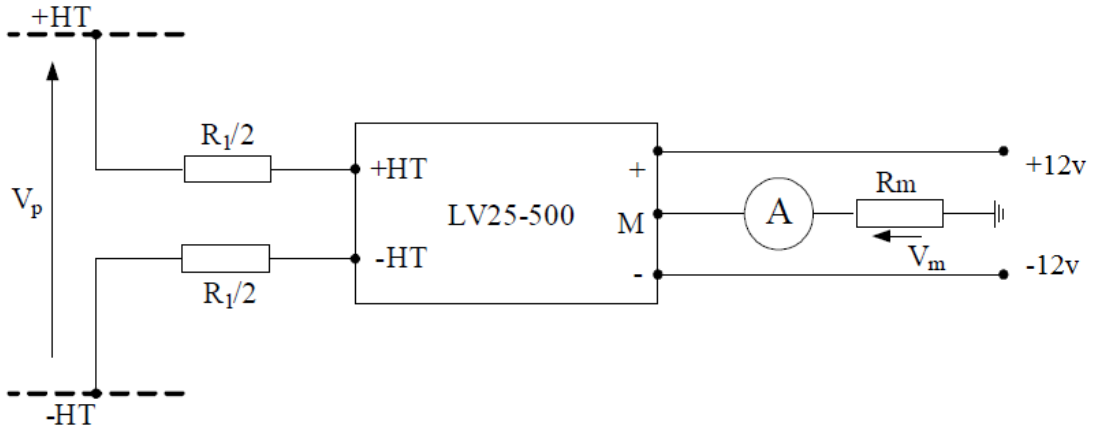


Figure IV-5: schéma de principe du capteur de tension a effet hall.

IV.3 Le capteur de tension LV25 et le calcul des résistances R1 et Rm:

Le dimensionnement des éléments du capteur de tension revient au calcul de la résistance placée au primaire R_1 et de la résistance de mesure secondaire R_m. Le choix de la résistance R_1, montée en série avec l'enroulement primaire dépend surtout de la tension maximale à mesurer et cela en ajustant le courant I_{pn}.

Les principales caractéristiques données par le constructeur pour une alimentation symétrique de ±12V, sont les suivantes :

Courant nominal I_{pn} = 10mA.

Rapport de transformation de 2500:1000.

Résistance de mesure $30 < R_m < 190$.

Tension nominale V_{PN} = 500V [12].

Dans notre cas, la résistance R_1 choisie est égale à 50kΩ, cela dans le but de mesurer des tensions allant jusqu'à 500V.

Afin d'éviter une dérive thermique excessive de R_1 et dans un souci de fiabilité, l'utilisateur choisie généralement une résistance R_1 ayant une gamme de puissance 3 à 4 fois supérieure à la puissance nominale dissipée. La puissance nominale dissipée dans R_1 est calculée comme suit :

$$P_N = (I_{PN})^2 \times R1 = 0{,}01^2 \times 50 = 5W.$$

La gamme de puissance de la résistance $R_1/2$ doit être d'au moins d'une puissance de $3P_N/2 = 2{,}5 \times 3 = 7{,}5W$.

Le calcul de la résistance secondaire R_m du capteur de courant reste valable pour un capteur de tension. Nous avons obtenu la valeur de Rm égale à 90Ω.

Les capteurs LA55-P et LV25 nécessitent des alimentations bipolaires de ± 12 V; la carte est donc conçue pour être alimentée à partir de ± 15 V (max).

A partir d'une entrée ± 15 V, deux tensions différentes sont principalement dérivées: ± 12 V pour les capteurs à effet Hall.

A partir de +12 V une tension de +6.7 V est dérivée pour alimenter les amplificateurs opérationnels.

Ces alimentations sont réalisées par les régulateurs linaires LM7812, LM7806 et LM7912, selon le schéma ci-dessous.

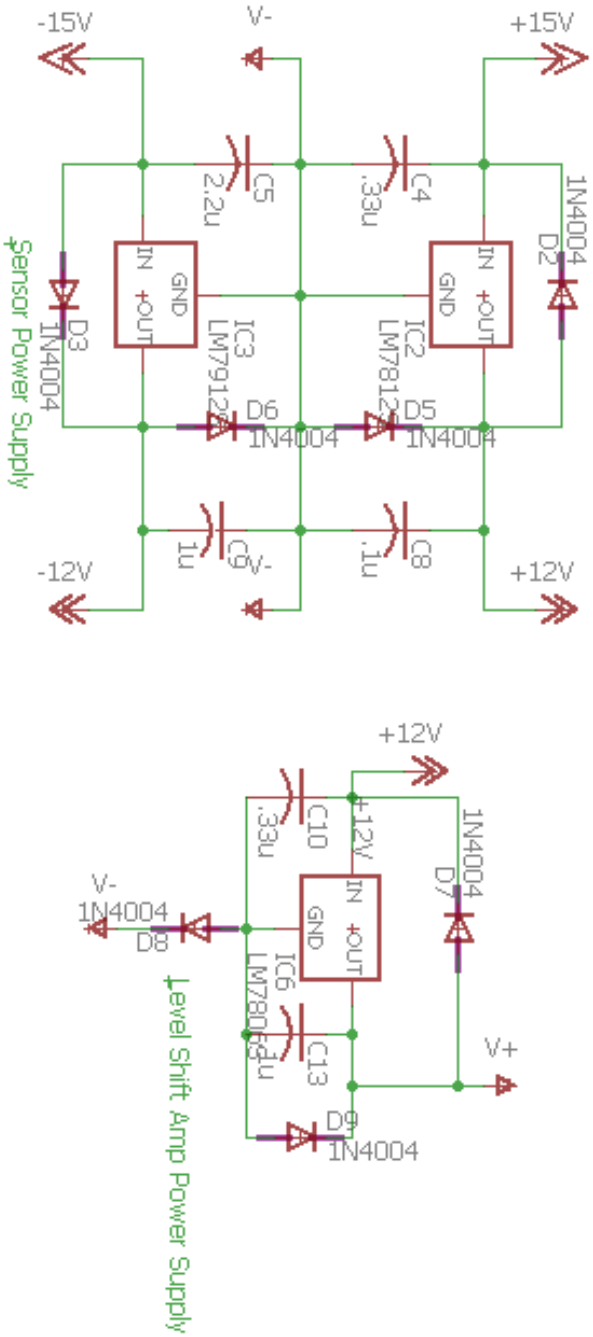


Figure IV-6:schémas des alimentations du module de mesure.

La figure III.7 montre les performances simulée de l'alimentation.

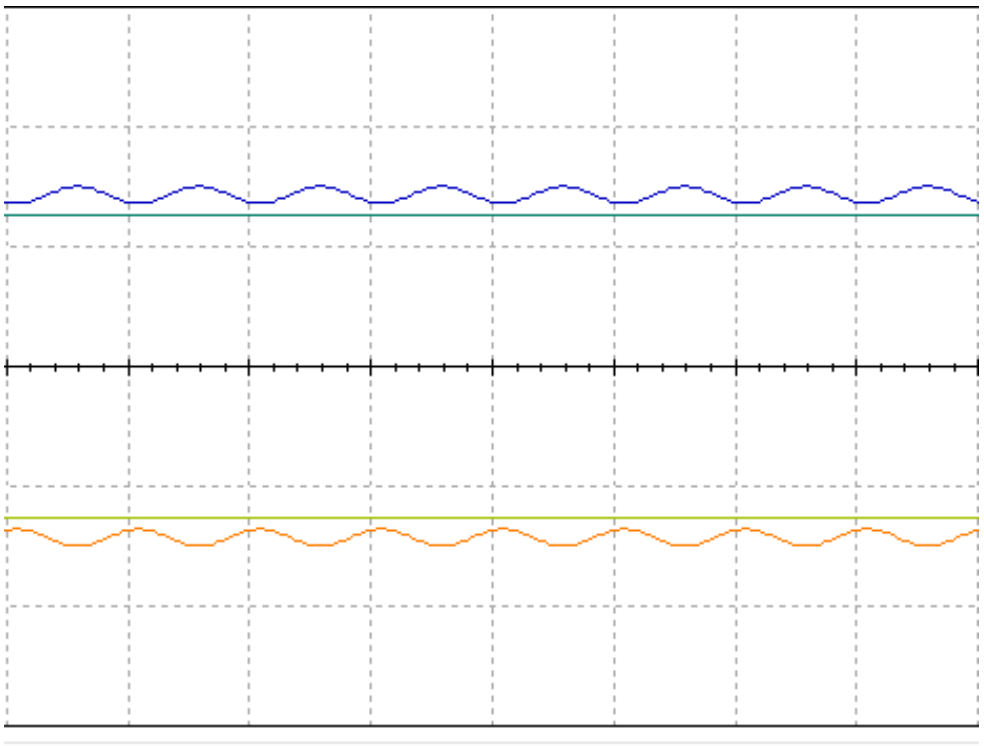


Figure IV-7: performances simulées pour une fluctuation de 1VRMS sur la tension d'entrée (10V/Div).

IV.4 Conception d'un étage d'amplification unipolaire à décalage de niveau:

Lors de la conception du circuit amplificateur opérationnel à décalage de niveau:

1. Le LM2902 est alimenté avec 6.7 V.
2. LM2902 est utilisé comme un suiveur du signal d'entrée et le décaler à un niveau de tension donné.
3. l'ampli-op fait l'addition du signal d'entrée et la tension de référence 2.5 V.
4. la valeur de la capacité dans la contre réaction est de 100 pF pour réduire le bruit général du système. Il est important de noter que les résistances ont aussi leur bruit interne. Le niveau de bruit de la résistance dépend de sa valeur. La sélection des valeurs des résistances d'entrée et de contre réaction est de quelques kΩ (de préférence <5 kΩ). Ceci permet de réduire l'effet du bruit des résistances.
5. Le capteur à effet Hall a une tension d'alimentation de ± 12 V. En cas de défaut ou de court-circuit, les diodes D6 et D5 servent à limité l'entrée de l'ampli-op entre 0 et

6.7V, ce qui protège l'ampli-op. L'entrée provenant du capteur est également filtrée à l'aide d'un filtre RC (R26 et C26).

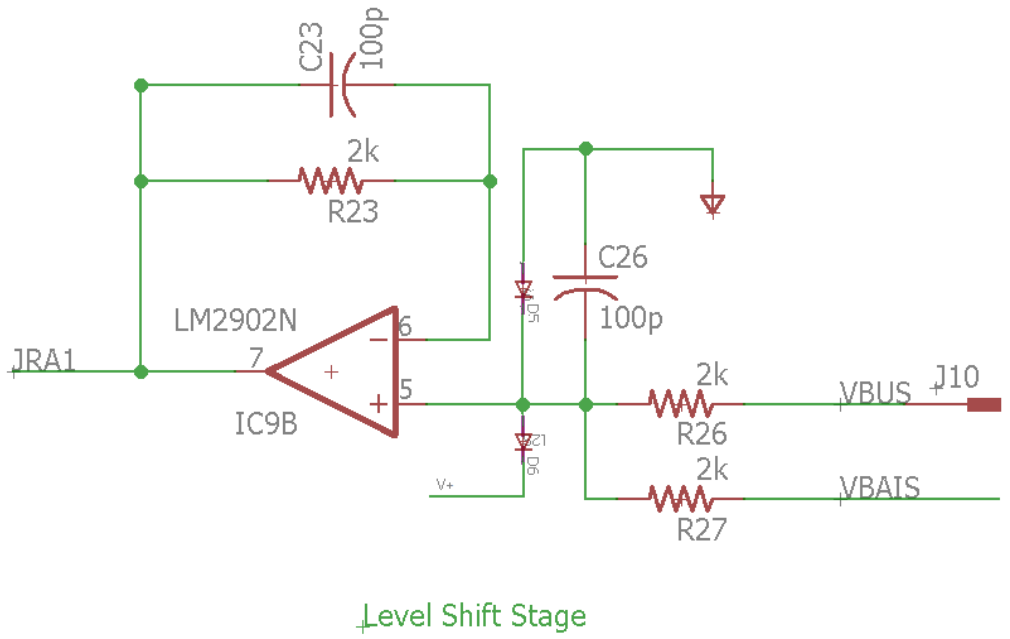


Figure IV-8: schéma d'un étage d'amplification á décalage de niveau.

La figure IV.9 montre le schéma d'implémentation de la source de tension référence 2.5V à l'aide de la référence LM336-2.5 et l'ampli-op LM318 comme un suiveur.

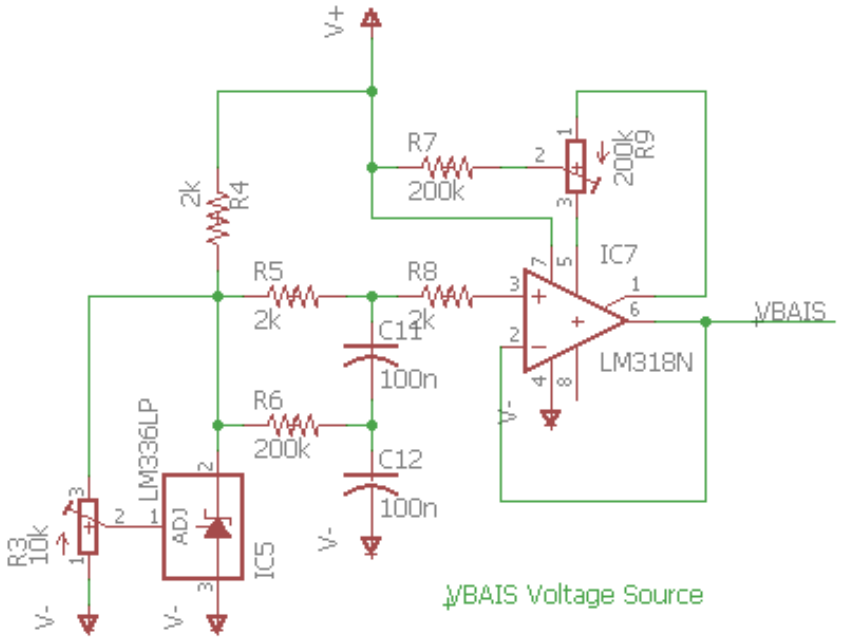


Figure IV-9: schéma de la référence de tension 2.5V.

Les figures IV-10,IV-11 montrent les performances de la source simulée à l'aide de NI multisim.

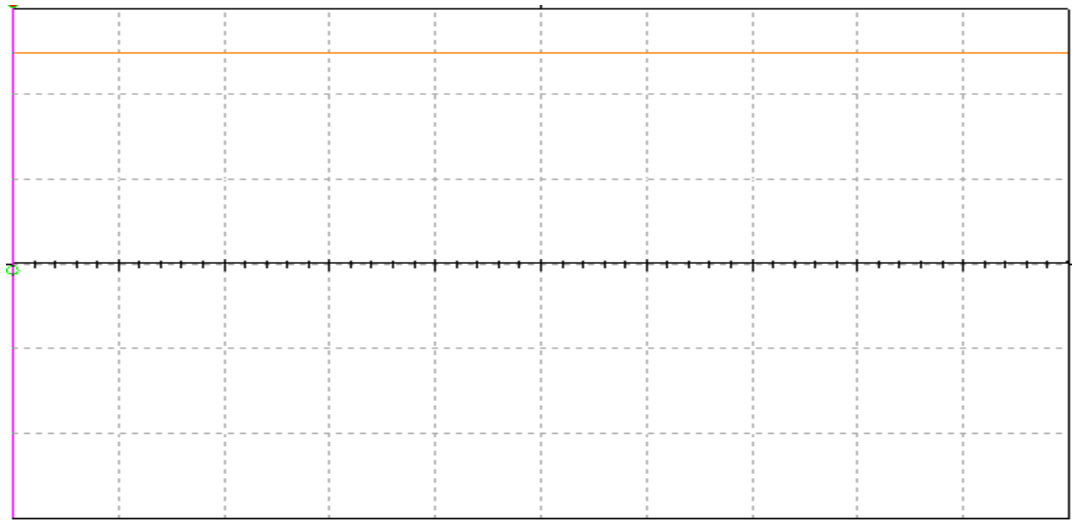


Figure IV-10:sortie du LM318 simulée (1V/DIV, 1ms/DIV).

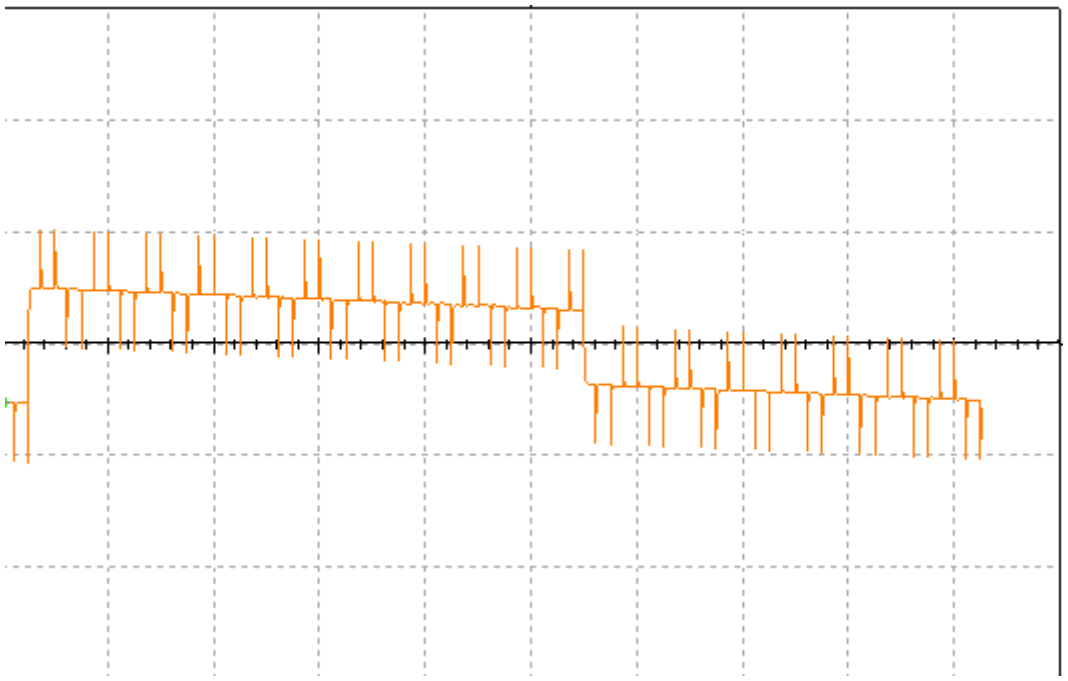


Figure IV-11: Les fluctuations dans la sortie du LM318 simulée (10µV/Div, 1µs/Div).

IV.4.1.1 Les performances de l'étage à décalage de niveau et le choix des valeurs des condensateurs de filtrage:

La figure IV.12 montre la sortie simulée de l'étage.

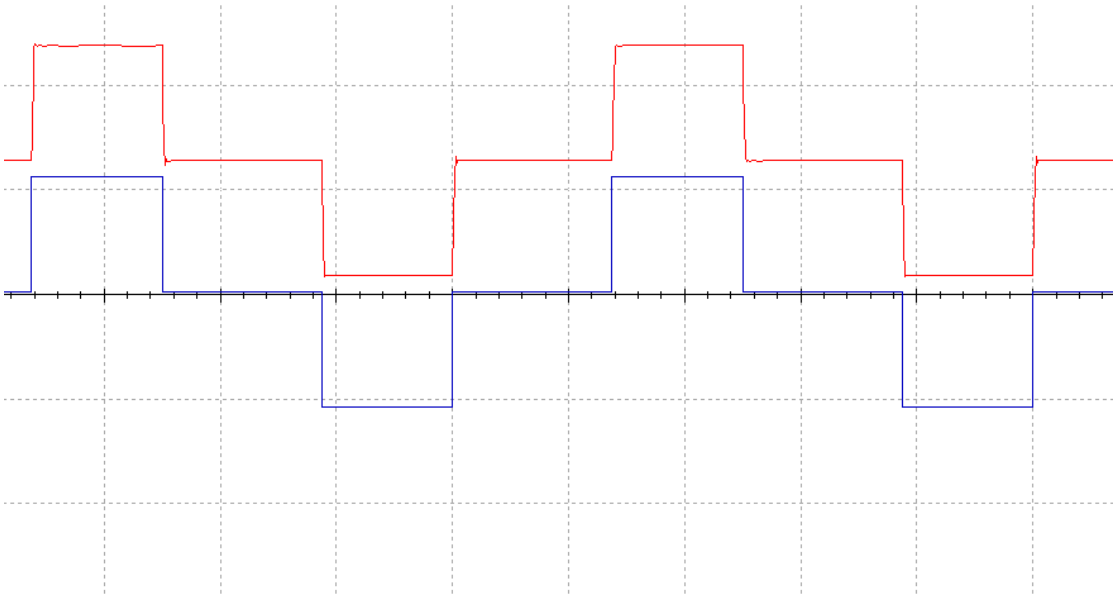


Figure IV-12 : sortie de l'étage de à décalage de niveau simulée (2V/Div, 200µs/Div).

Le choix des condensateurs c26 et c23 est déterminé la bande passante de l'étage qui doit être aux maximum la moitié du la fréquence d'échantillonnage du CAN.

Les figures IV.13 et IV.14 montrent effet des valeurs des C26 et C23.

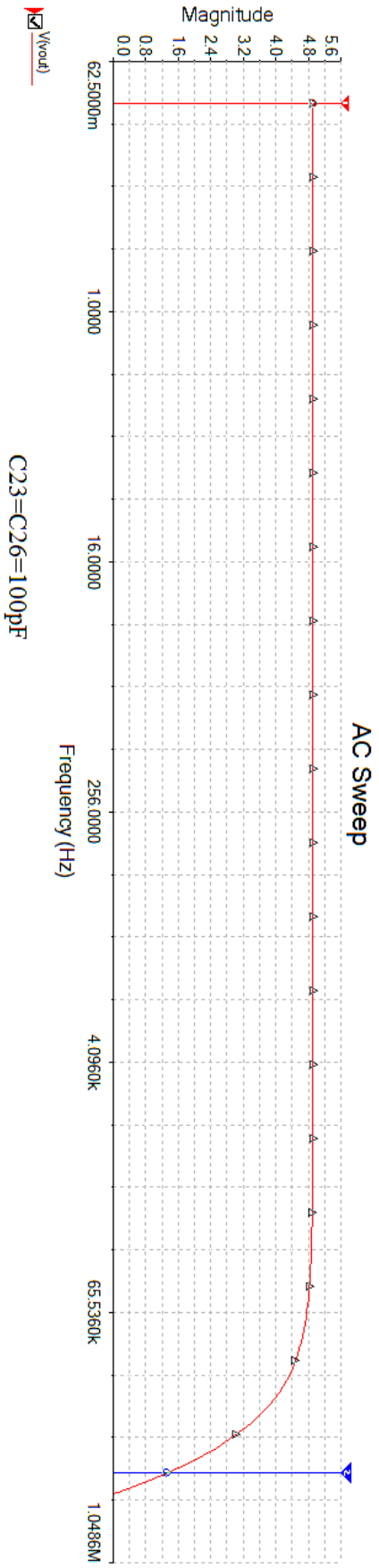


Figure IV-13: la bande passante de l'étage est 350kHz pour C23=C26=100pF.

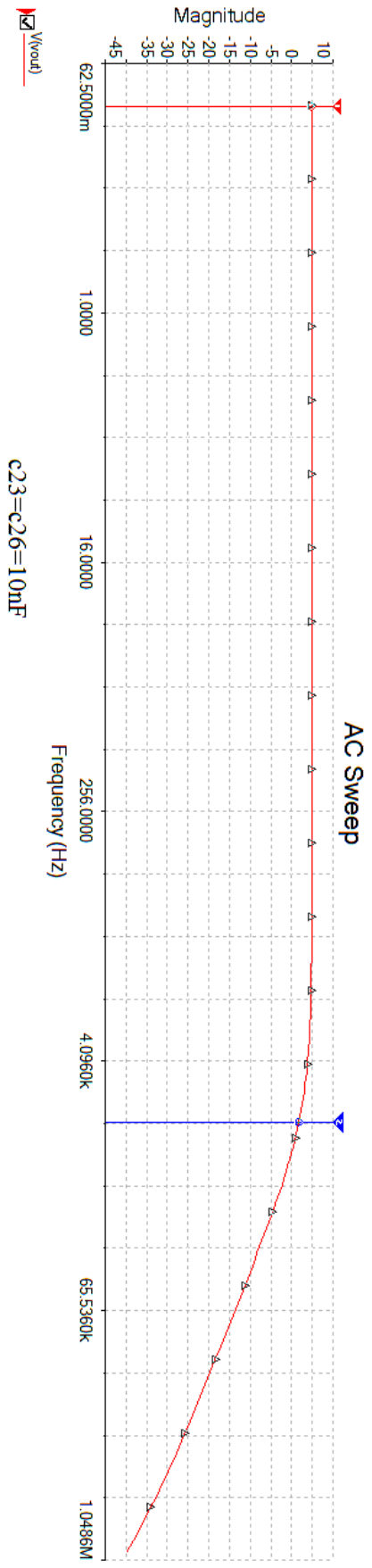


Figure IV-14: la bande passante de l'étage est 8kHz pour C23=C26=10nF.

IV.5 Conception du DRIVR IGBT

Le circuit intégré ir2109 offre un simple driver pour contrôler les IGBT des convertisseurs à deux quadrants mais il ne peut pas contrôler directement les modules IGBT de puissance, note d'application des driver IGBT de "international rectifier" offre une solution pour ce problème par amplification des courants des signaux de contrôles IGBT par des ampli pushpull a base des MOSFET complémentaires [8].

On a basé sur cette solution pour concevez notre driver, la figure IV.15 Montre le schéma du driver.

On ajouter des photo-coupleurs assuré l'isolation galvanique et un hacheur pour contrôle la vitesse du ventilateur de refroidissement des IGBT, la figure IV.16 montre les résultats de simulation du driver, la figure IV.17 montre la maquette réalisée.

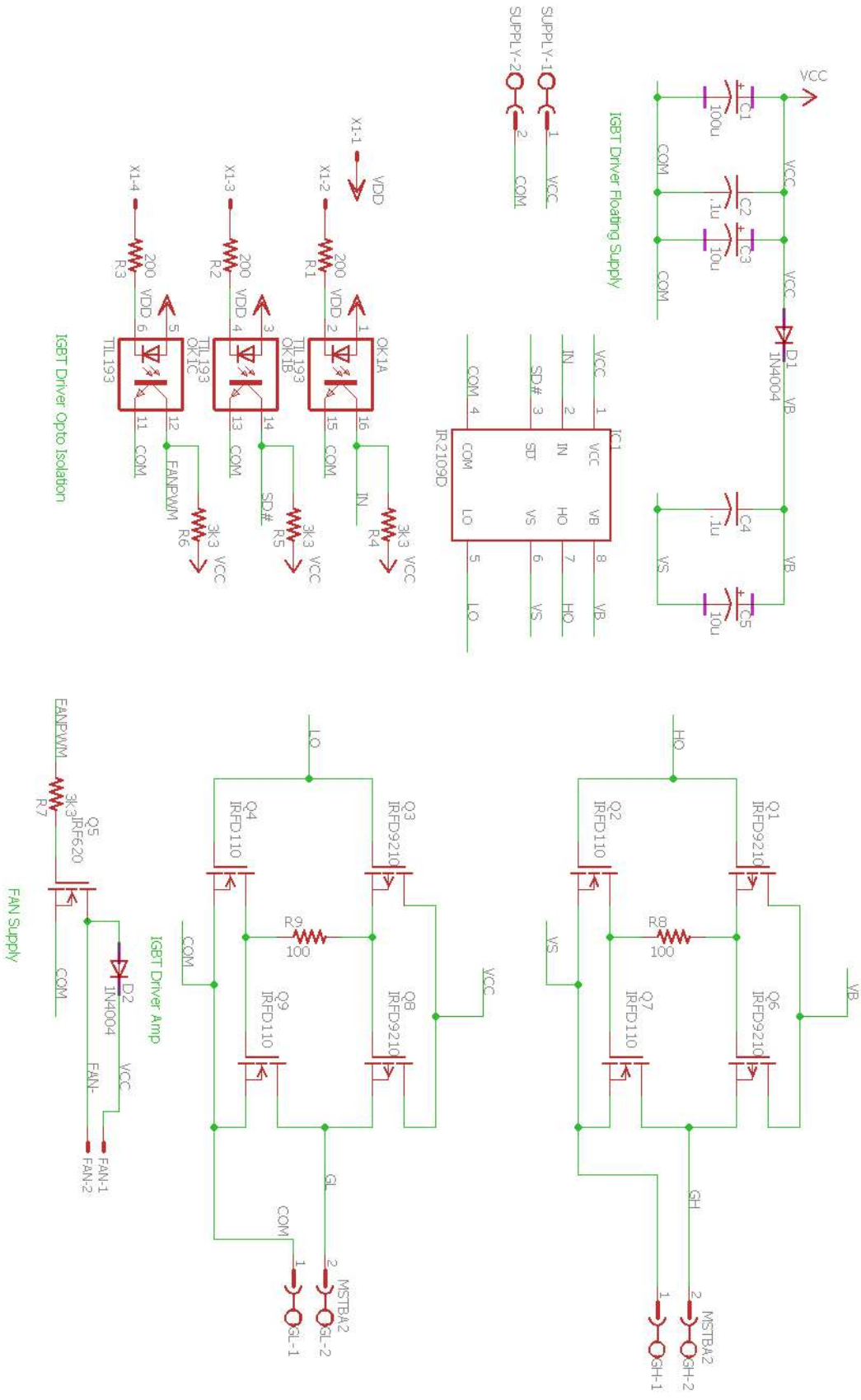


Figure IV-15: schéma du driver développé.

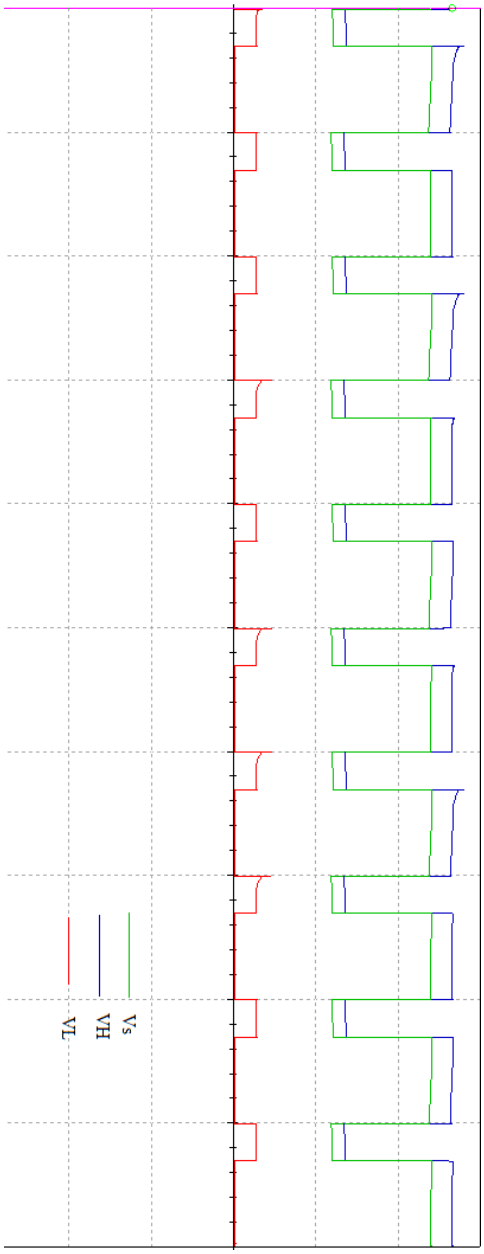


Figure IV-16 : signaux de contrôle des IGBT issu du driver. (50V/DIV).

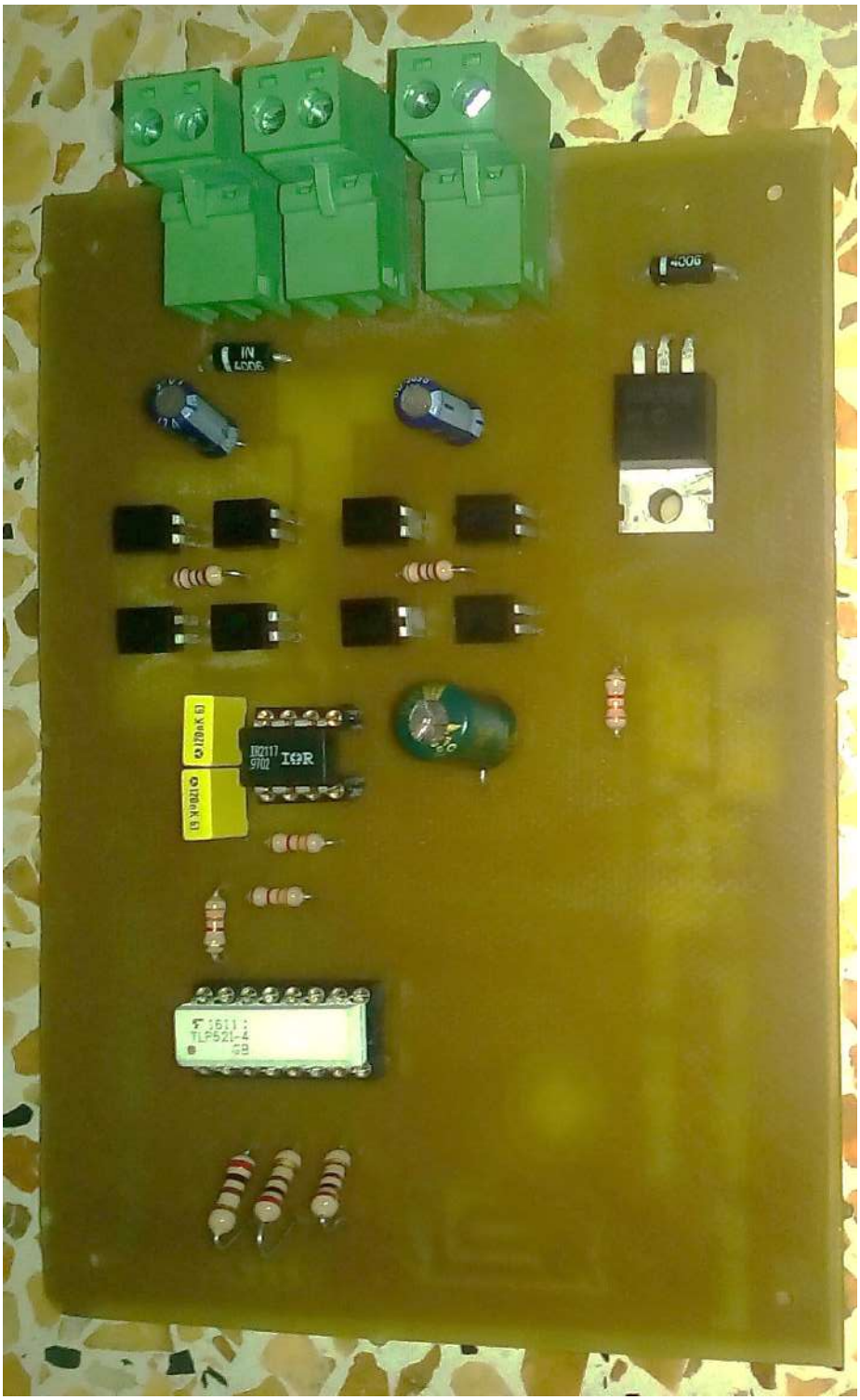


Figure IV-17: la maquette réaliser du driver IGBT.

IV.6 Conception du module de contrôle local

Le module de contrôle local est implémenté à l'aide d'un microcontrôleur PIC16F877A, pour cela on a utilisé:

- Les ports analogiques pour l'acquisition des signaux de mesure des courants et des tensions la température des IGBT.
- Le port D pour la communication en bus parallèle avec port b comme des lignes d'adressages.
- Les lignes RC1 et RC2 comme des générateur PWM
- Les lignes RC6 et CR7 pour la programmation par la technique bootloader à travers une liaison rs232.

Le schéma de la figure IV.18 montre les détails d'implémentation.

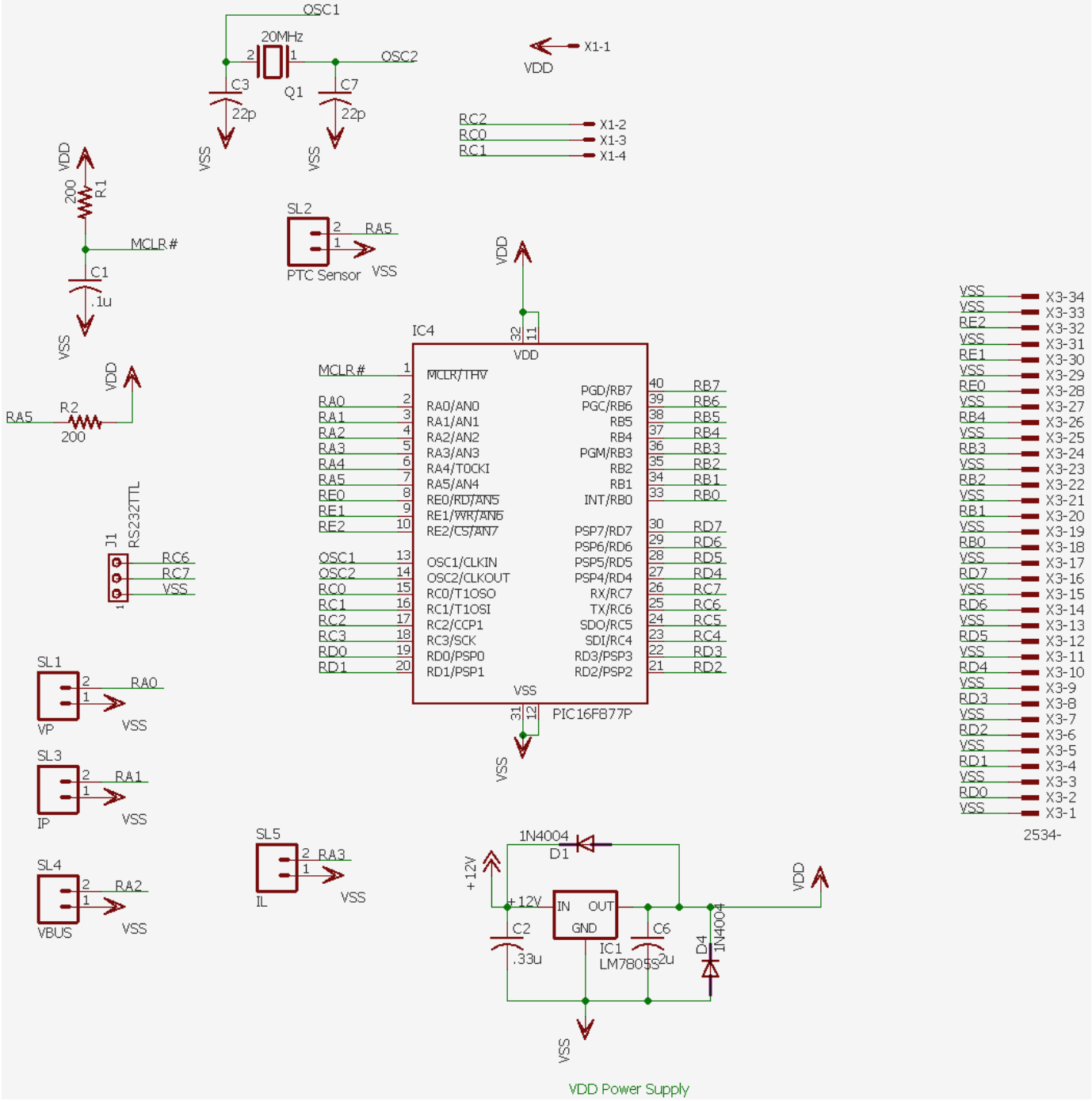


Figure IV-18: schéma du module de contrôle.

Le programmes des boucle de contrôle est écrite en langage C est compiler le compilateur CSS PIC C compiler.

IV.7 Conception du module de la cellule de commutation

La cellule de commutation est réalisée par le module IGBT SKM100GB128D, un condensateur et une bobine de puissances.

Le module IGBT est monté sur un radiateur équipé par un ventilateur qui assure la convection de la chaleur dissipé par le module.

La figure IV.19 montre les composants du module.

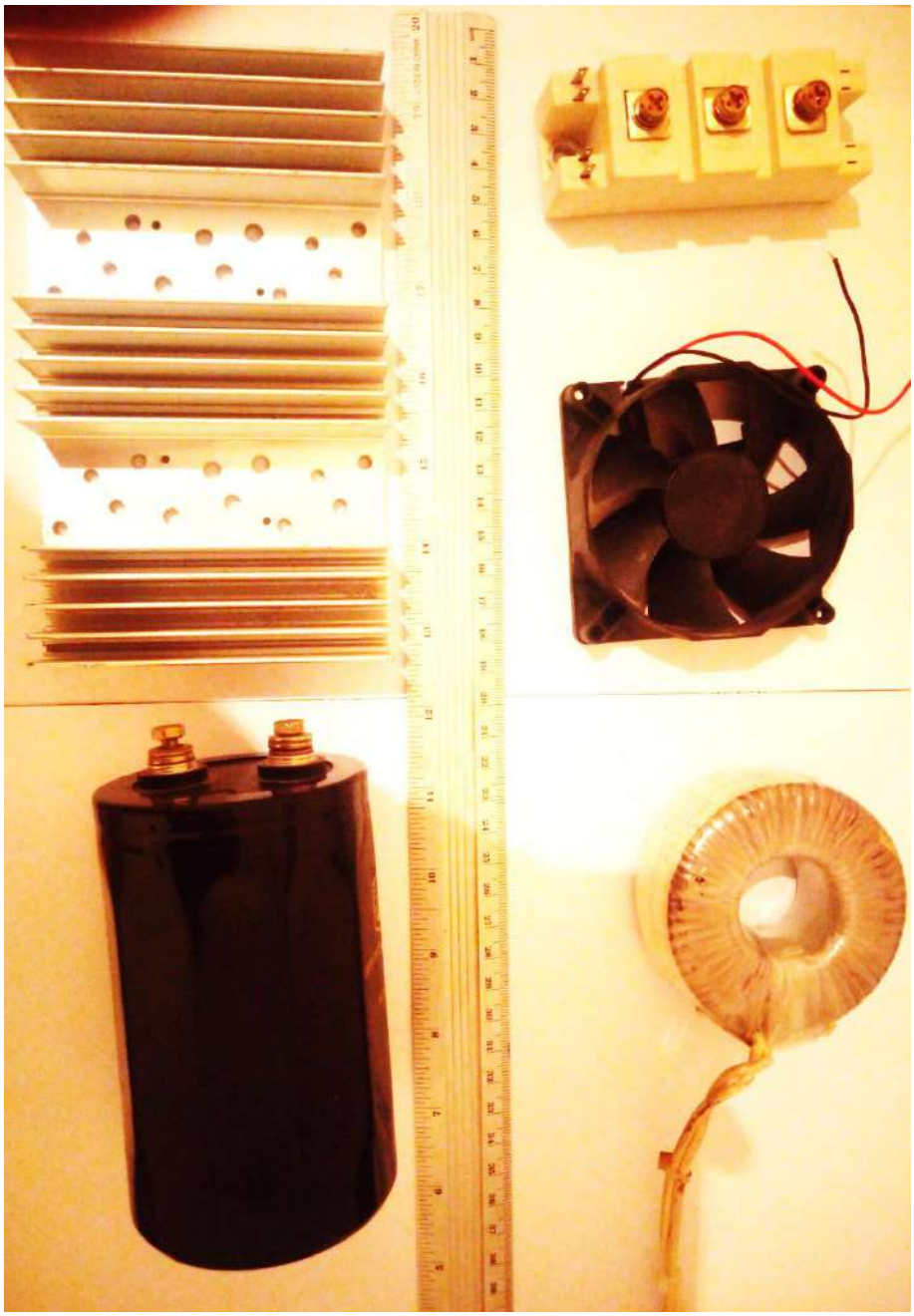


Figure IV-19: les composants du module de puissance.

IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre on conçue et réalisez un convertisseur multiports modulaire, pour achever notre but on a utilisé plusieurs outils, comme le simulateur des circuits électroniques multisim, le logiciel de conception des circuits imprimés Eagle, la machine CNC PROMAT S63 pour la gravure des circuits imprimés, et on a aussi utilisé la programmation en langage C pour programmé les boucle de contrôle.

Conclusion générale:

A l'issu de ce travail, une structure d'un convertisseur DC-DC multi-entries multi-sorties modulaire, a été proposée, explorée, concevez et réaliser.

Les principales intérêts de cette structure est l'algorithme de contrôle convertisseur et modularité de la conception. Le rôle de ce convertisseur est la régulation des tensions des charges et l'utilisation optimale de l'énergie des sources (source AC, des panneaux solaires, banc des batteries et des supercondensateurs) selon une stratégie donnée par l'utilisateur.

Cette structure de convertisseur répond à un double objectif : l'amélioration du rendement énergétique et de la flexibilité de la conception.

Son étude détaillée à l'aide d'un modèle de simulation de l'ensemble du système, développé sous le logiciel MATLAB/SIMULINK. Au sein de ce programme, tous les composants du système ont été modélisés pour atteindre un niveau de précision suffisant. Les résultats obtenus mettent en évidence les fonctionnalités attendues du convertisseur et valide sa faisabilité pratique.

La stratégie globale de la commande du système a été répartie selon trois niveaux qui interagissent : la commande rapprochée des interrupteurs, asservissement des tensions et des courants l'aide de deux régulateurs PI, la gestion des modes de fonctionnement et la génération des consignes des boucles d'asservissement selon la stratégie donnée par l'utilisateur. La théorie des petits signaux a permis de dimensionner les correcteurs générant les références des différents modulateur PWM. Il en est sorti dans un premier temps, que le développement d'une commande à base de l'algorithme développée, s'avère nécessaire pour atteindre les objectifs de contrôle commande en termes de stabilité, de rapidité, de précision et de robustesse.

Enfin, l'approche permettant la mise en œuvre du convertisseur proposé a été explicitée à travers la conception et la réalisation d'une maquette modulaire à échelle réduite.

Bibliographie

[1] N. M. O. A. P. o. P. E. a. Systems, Power Electronics - A First Course - N. Mohan (Wiley, 2012), Minnesota/USA: Department of Electrical and Computer Engineering University of Minnesota, 2012.

[2] P. A. Rufer et P. Barrade, Cours d'electronique de puissance.

[3] M. H.RASHID, POWER ELECTRONICS HANDBOOK third edition.

[4] H.-M. CHOU, *multi-port DC-DC power converter for renewable energy application,* Texas A&M University, 2009.

[5] J. F. GAO Zhigang, "Isolated multi-port DC-DC Converter based on a high frequency transformer," *International Conference on Electrical Machines and systems,* no. 18, pp. 564-568, 2015.

[6] S. B. E. R. a. M. M. M. SHAIEK, «Performance Evaluation of an Electrical coupling Multi-Port Converter,» *international conference on Sciences and Techniques of Automatic control,* n° %114, pp. 52-58, 2013.

[7] B. C. ,. U. A.Enrico Tironi, A Novel Approach in :Multi-port DC/DC Converter Control, Milano Italy: Politecnico di Milano,Piazza Leonardo da Vinci,32,Milano Italy, 2015.

[8] I. Rectifier, *Application Note AN-978 HV Floating MOS-Gate Driver ICs,* 2007.

[9] M. B. Abdennoure, Commande par mode de glissement des convertisseurs Buck et Boost intégrés dans un système photovoltaïque, M'SILA/algerie: MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DUDIPLÔME DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2015/2016.

[10] A. BOUCHERIT, «Conception d'un convertisseur de,» Université de Technologie de Belfort -Montbéliard, 2011.

[11] S. Hamid, *contribution a la synthese d'observateurs des systemes non lineaires. application a la commande des machines electriques et realisation d'un banc d'essai,*

TIZI-OUZOU: UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, 2010.

[12] T. I. Incorporated, *Reference Design for Interfacing Current Output Hall Sensors and CTs With Differential ADCs/MCUs,* 2015.

[13] LEM, *Current Transducer LA 55-P datasheet*, 2006.

[14] LEM, *voltage transducer LV25p datasheet,* 2014.

[15] M. Phattanasak, «Étude, modélisation et mise en oeuvre de convertisseurs,» L'Université de Lorraine, 2012.