HAL open science

Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible

Bin Huang

▶ To cite this version:

Bin Huang. Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible. Autre. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009. Français. NNT : 2009INPL021N . tel-01748756

HAL Id: tel-01748756

https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01748756v1

Submitted on 29 Mar 2018

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

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

UNIVERSITÉ DE LORRAINE

AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

Institut National Polytechnique de Lorraine

Ecole Doctorale: **Informatique Automatique Electronique Mathématique**

Département de Formation Doctorale: **Electronique Electrotechnique**

N° attribué par la bibliothèque

/_/_/_/_/_/_/_/_/_/_/

Thèse

Présentée en vue d'obtenir le grade de

Docteur de l'Institut National Polytechnique de Lorraine

Spécialité : Génie Electrique

par

HUANG Bin

DEA PROTEE, UHP

CONVERTISSEUR CONTINU-CONTINU A RAPPORT DE TRANSFORMATION ELEVE POUR APPLICATIONS PILE À COMBUSTIBLE

---

sous la direction de

M. DAVAT Bernard

Soutenue publiquement, le 14 mai 2009 devant la commission d'examen

Membres du Jury :

M. ASTIER Stéphan	Président	Rapporteur
M. BERTHON Alain		Rapporteur
M. DAVAT Bernard		
M. DE BERNARDINIS Alexandre		
M. MARTIN Jean-Philippe		
M. PIERFEDERICI Serge		

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Groupe de Recherche en Électrotechnique et en Électronique de Nancy (GREEN), au sein de l'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique (ENSEM) de Nancy.

Je remercie tout d'abord Monsieur Stéphan ASTIER, Professeur à l'INPT, ainsi que M. Alain BERTHON, Professeur à l'Université de Franche-Comté, d'avoir accepté de rapporter ce travail et pour l'intérêt qu'ils y ont porté.

J'adresse mes plus vifs remerciements à M. Bernard DAVAT, Professeur à l'INPL, pour avoir encadré et dirigé ces travaux et pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long de cette thèse.

Je remercie très chaleureusement M. Jean-Philippe Martin, Maître de conférences à l'INPL, d'avoir co-encadré cette thèse, pour son enthousiasme et tous les précieux conseils qu'il a portés, des heures durant, sur ces travaux.

Je remercie particulièrement M. Serge PIERFEDERICI, Maître de conférences HDR à l'INPL, pour sa disponibilité et ses conseils avisés pour la commande du système.

Je remercie M. Alexandre DE BERNARDINIS, Chargé de recherche à l'INRETS, pour sa présence dans le jury de thèse et aussi pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ces recherches.

J'exprime également ma gratitude au personnel administratif, aux secrétaires, aux techniciens et à l'ensemble des chercheurs du GREEN pour leur aide, leur gentillesse, les bons moments passés ensemble et pour tout ce qu'ils ont pu m'apporter durant ces années.

Je remercie également, ma famille et mes amis, pour leur aide dans la réalisation de ce travail, leur assistance et leur immense soutien moral et affectif pendant toutes ces années.

Sommaire

Sommaire 1

Introduction générale 5

Chapitre 1. Convertisseurs continu-continu non isolé

1.1. Introduction 8

1.2. Convertisseurs continu-continu non-isolés 9

1.2.1. Etude des convertisseurs classiques en mode de conduction continue 9

1.2.1.1. Convertisseur Boost 9

1.2.1.2. Convertisseur Buck 11

1.2.1.3. Convertisseur Buck-Boost 12

1.2.1.4. Convertisseur Cuk 14

1.2.1.5. Convertisseur Sepic 15

1.2.1.6. Comparaison des montages 17

1.2.2. Prise en compte des éléments parasites 18

1.2.2.1. Prise en compte des éléments parasites du convertisseur Boost 19

1.2.2.2. Prise en compte des éléments parasites du convertisseur Buck 23

1.2.2.3. Prise en compte des éléments parasites du convertisseur Buck-Boost 25

1.2.2.4. Prise en compte des éléments parasites du convertisseur Cuk et du convertisseur Sepic 27

1.2.2.5. Comparaison des gains en tension en tenant compte les éléments parasites 28

1.2.3. Associations de composants ou de montages 29

1.2.3.1. Mise en parallèle des convertisseurs élémentaires 29

1.2.3.2. Convertisseur Boost à trois niveaux 38

1.2.3.3. Convertisseur Boost en cascade 40

1.2.3.4. Convertisseur à haut gain en tension 43

1.3. Conclusion 46

Chapitre 2. Structure proposée et son contrôle

2.1. Introduction 47
2.2. Choix de la structure des convertisseurs élémentaires 47
2.2.1. Comparaisons des convertisseurs élémentaires 48
2.2.2. Pertes dans les convertisseurs élémentaires 50
2.3. Contrôle des convertisseurs élémentaires 60
2.3.1. Régulateur de courant du Boost entrelacé 60
2.3.2. Régulation de courant du Boost à trois niveaux 63
2.3.2.1. Etude du Boost à trois niveaux 63
2.3.2.2. Mise en évidence des problèmes liés à une dissymétrie du Montage 67
2.3.2.3. Solutions d'équilibrage des tensions des capacités 73
2.3.2.4. Régulateur de courant proposé 74
2.4. Contrôle global du système 79
2.4.1. Contrôle de mise en cascade de deux convertisseurs élémentaires 79
2.4.2. Introduction du système plat 85
2.4.3. Génération de trajectoire de référence et loi de commande 88
2.4.4. Estimateur de résistance 91
2.5. Simulation globale du convertisseur proposé 93
2.6. Conclusion 97

Chapitre 3. Réalisation du banc d'essai et essais expérimentaux

3.1. Introduction 98
3.2. Dimensionnement du convertisseur 99
3.2.1. Filtre d'entrée 100
3.2.2. Valeur des inductances 100
3.2.3. Valeur des condensateurs 103
3.2.4. Réalisation et choix des composants 105
3.2.5. Vérification du dimensionnement 106
3.2.5.1. Courant de démarrage 107
3.2.5.2. Variables liées au convertisseur 112
3.2.5.3. Rendement théorique 114
3.2.5.4. Plage de fonctionnement 115
3.2.6. Réversibilité des convertisseurs 116
3.3. Réalisation du convertisseur 121
3.4. Essais expérimentaux 125
3.4.1. Essais en régime permanent 125

3.4.1.1. Essais à 400 W 125
3.4.1.2. Intérêt de la réversibilité des convertisseurs 127
3.4.1.3. Vérification de la nécessité de l'équilibrage des tensions 127
3.4.2. Essais en régime transitoire 128
3.4.2.1. Tests des régulateurs de courant 128
3.4.2.2. Test d'équilibrage des tensions 129
3.4.2.3. Trajectoires des sorties 130
3.4.3. Tests de l'estimateur de résistance 132
3.4.4. Rendement du convertisseur 134
3.5. Conclusion 135

Conclusion générale 137

Références bibliographiques 139

Introduction générale

Le travail que nous présentons a été effectué au GREEN (Groupe de Recherches en Electronique et Electrotechnique de Nancy). Il s'est agi d'effectuer une conversion de type continu-continu en alimentant un banc de batteries à partir d'une source basse tension fort courant, cette source pouvant être une pile à combustible.

Les piles à combustible ne sont pas une technologie nouvelle puisqu'elles ont été découvertes en 1839 par Sir William Grove. Jusqu'au milieu du siècle dernier, elles sont restées oubliées, jusqu'à ce que l'on s'y intéresse de nouveau avec les programmes spatiaux des années 1960.

Les réserves limitées en énergies fossiles (pétrole, gaz naturel, charbon), la nécessité de réduire les émissions de polluantes (notamment de CO_2), l'accroissement de la population mondiale et l'industrialisation des pays en voie de développement vont entraîner à terme une augmentation des besoins énergétiques. Pour cela, on recherche des moyens de production d'énergie moins polluants, notamment en accentuant la part des énergies renouvelables.

Les piles à combustible intéressent actuellement l'industrie. Les différents secteurs industriels (l'électronique, téléphones portable, véhicule, production d'électricité, chauffage...) investissent dans le développement de cette technologie qui présente des émissions de gaz faibles.

La difficulté de l'utilisation d'une pile à combustible pour une application donnée vient d'une part du caractère basse tension de ce système qui délivre donc de forts courants dès que la puissance atteindra quelques centaines de watts, et d'autre part de la tension délivrée qui chute rapidement avec le courant (figure 1). Ce caractère basse tension et cette chute de tension due pour partie à la résistance de la membrane nécessite dans la plupart des applications de traiter l'énergie sortant de la pile afin de connecter celle-ci à un étage continu où la tension est fixée. Pour le projet SPACT 80 (Système à base de Pile A Combustible pour le Transport de 80 kW) auquel le GREEN a participé, quatre piles à combustible de type

PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell) sont utilisées. En tenant compte du vieillissement des piles, la tension de chaque stack est au moins de 54,9 V pour un courant délivré par stack de 560 A (données HELION). La tension de l'étage continu qui est alimenté par la pile à combustible, est imposée par un ensemble de batteries (connectées à l'étage continu) dont la tension évolue en fonction de l'état de charge et est comprise entre 432 V et 621 V. La tension de sortie des piles à combustible doit donc être élevée au niveau des batteries. Pour cela, la conversion sera effectuée pour chaque stack par un convertisseur statique de type élévateur ayant un gain en tension élevé (au voisinage de 12) et une ondulation faible du courant d'entrée (au dessous de 1% du courant maximal, valeur imposée par le fabriquant des piles).

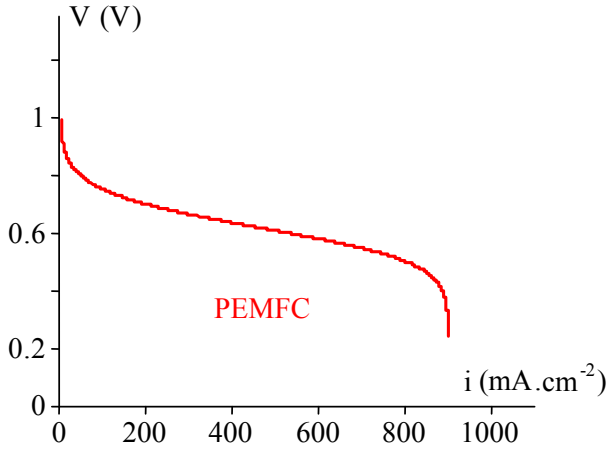


Figure 1. Caractéristique d'une cellule de pile à combustible de type PEMFC.

Le but de notre travail est d'étudier un convertisseur avec un rapport de transformation important (supérieur à 12) présentant une faible ondulation du courant d'entrée. Notre tache était principalement d'étudier et de valider le mode de contrôle développé, une maquette de 3 kW alimentée par une source de 12,8 V a été réalisée dans le cadre de ce travail.

Dans le premier chapitre, nous nous intéressons aux convertisseurs non-isolés. Après un rappel sur les caractéristiques idéales de ces convertisseurs, nous prenons en compte différents éléments parasites. Nous nous intéressons ensuite aux convertisseurs permettant de réduire l'ondulation du courant d'entrée et présentent un rapport de transformation important.

Le deuxième chapitre permet d'établir le schéma du convertisseur. Nous définissons ensuite sa commande basée sur l'utilisation d'un régulateur non linéaire. La gestion globale du système permettra de présenter les notions de platitude.

Enfin, dans le troisième chapitre nous dimensionnerons et réaliserons un convertisseur pour une puissance réduite de 3 kW. Les résultats expérimentaux obtenus sur ce banc de tests valideront la structure et les commandes développées.

Chapitre 1. Convertisseurs continu-continu non isolé

1.1. Introduction

D'après le cahier des charges du projet SPACT 80 [1-1], les stacks ont les caractéristiques électriques suivantes :

Puissance maximale, 30,7 kW ;
Tension d'un stack, entre 54,9 V et 115 V ;
Courant maximal, 560 A ;
Ondulation de courant, 1% de 560 A soit 5,6 A.

celle du banc de batteries étant :

Tension nominale, 540 V ;
Plage de variation de la tension, entre 432 V et 621 V.

En fonction de la structure d'alimentation, constituée d'un stack ou de deux stacks en série, on obtient le rapport d'élévation maximal qui est de 11,31 (621 V / 54,9 V). Pour amplifier la tension de sortie des piles à combustible au niveau de la tension batterie de l'étage continu, les convertisseurs statiques seront donc élévateurs et deux familles principales peuvent être définies selon le caractère isolé ou non-isolé du convertisseur. Dans cette thèse, on a choisi de ne s'intéresser qu'aux convertisseurs non-isolés c'est-à-dire dépourvus de transformateur intermédiaire.

Dans ce chapitre, après avoir présenté les structures de base des convertisseurs statiques continu-continu non isolés, on étudie ces convertisseurs classiques en tenant compte des éléments parasites des composants. Ce qui montre l'existence d'une limitation sur le gain en tension pour ces convertisseurs. Afin de répondre au cahier des charges (gain en tension élevé et faible ondulation du courant d'entrée), on présentera des structures existantes qui sont

capables de fournir un haut gain en tension par rapport aux convertisseurs classiques, et de réduire l'ondulation du courant d'entrée.

1.2. Convertisseurs continu-continu non-isolés

1.2.1. Etude des convertisseurs classiques en mode de conduction continue

Il existe cinq structures principales de convertisseurs continu-continu non isolés dont les schémas sont représentés sur la figure 1-1 [1-2, 1-3, 1-4].

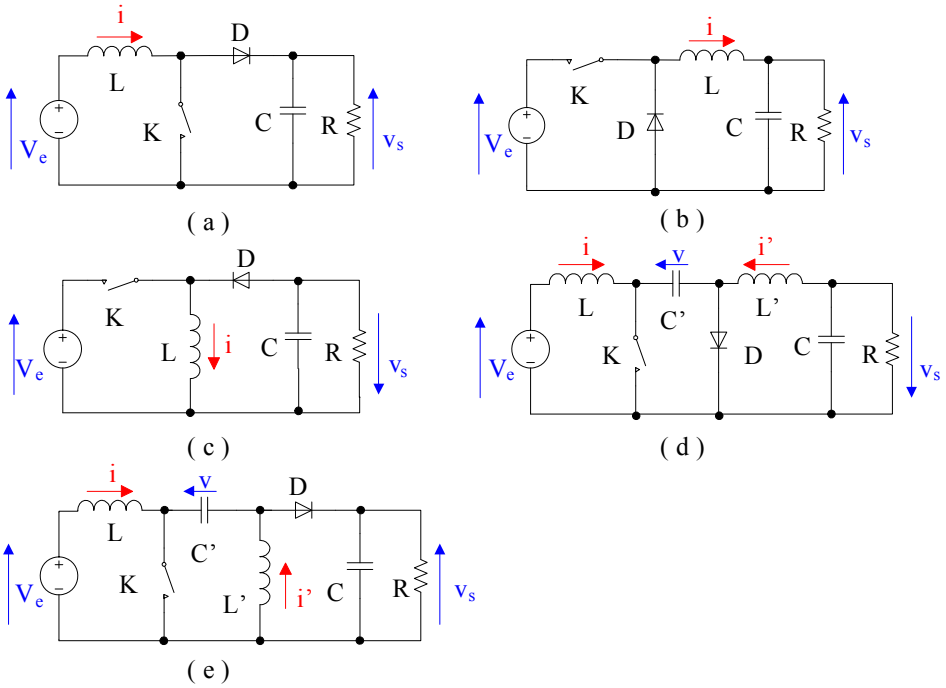


Figure 1-1. (a) Convertisseur Boost (hacheur élévateur), (b) Convertisseur Buck (hacheur abaisseur), (c) Convertisseur Buck-Boost (hacheur à stokage inductif), (d) Convertisseur Cuk (hacheur à stockage capacitif abaisseur-élévateur-inverseur), (e) Convertisseur Sepic (hacheur capacitif abaisseur-élévateur)

Pour l'étude des convertisseurs, il est d'usage de calculer les valeurs moyennes en supposant les tensions constantes lorsque l'on calcule les courants et les courant constants lorsque l'on calcule les tensions.

1.2.1.1. Convertisseur Boost

En mode de conduction continue, on a les formes d'ondes de courant et de tension de la figure 1-2.

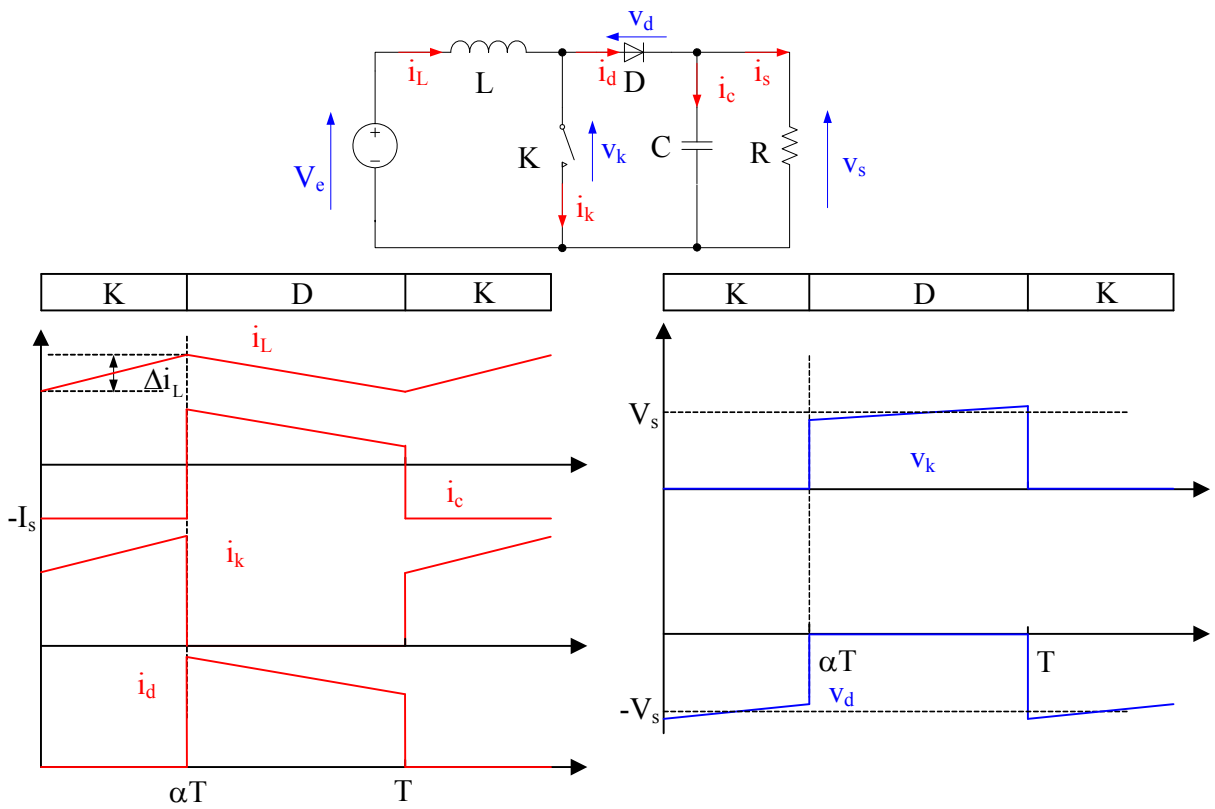


Figure 1-2. Formes d'ondes du convertisseur Boost (courants à gauche, tension à droite).

En notant X la valeur moyenne de x, α le rapport cyclique du signal de commande, et f la fréquence de découpage, on en déduit la tension de sortie en valeur moyenne :

$$V_s = \frac{1}{1-\alpha} \cdot V_e \tag{1-1}$$

L'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie :

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= \frac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f} \\ \Delta v_s &= \frac{\alpha \cdot I_s}{C \cdot f} = \frac{\alpha \cdot V_e}{(1-\alpha) \cdot R \cdot C \cdot f} \end{aligned} \tag{1-2}$$

Par définition, α est compris entre 0 et 1, la tension de sortie est toujours supérieure à la tension d'entrée V_e, le montage est élévateur en tension.

Le courant dans l'inductance est fonction de la puissance débitée par la source. On peut exprimer sa valeur moyenne en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$I_L = \frac{I_s}{1-\alpha} \tag{1-3}$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes. En tension, on a :

$$v_{k,max} = \left|v_{d,max}\right| = v_{s,max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s}{2} \tag{1-4}$$

et en courant :

$$i_{k,max} = i_{d,max} = i_{L,max} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta i_L}{2} \tag{1-5}$$

1.2.1.2. Convertisseur Buck

Lorsque ce convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, on a les formes d'ondes de courant et de tension de la figure 1-3.

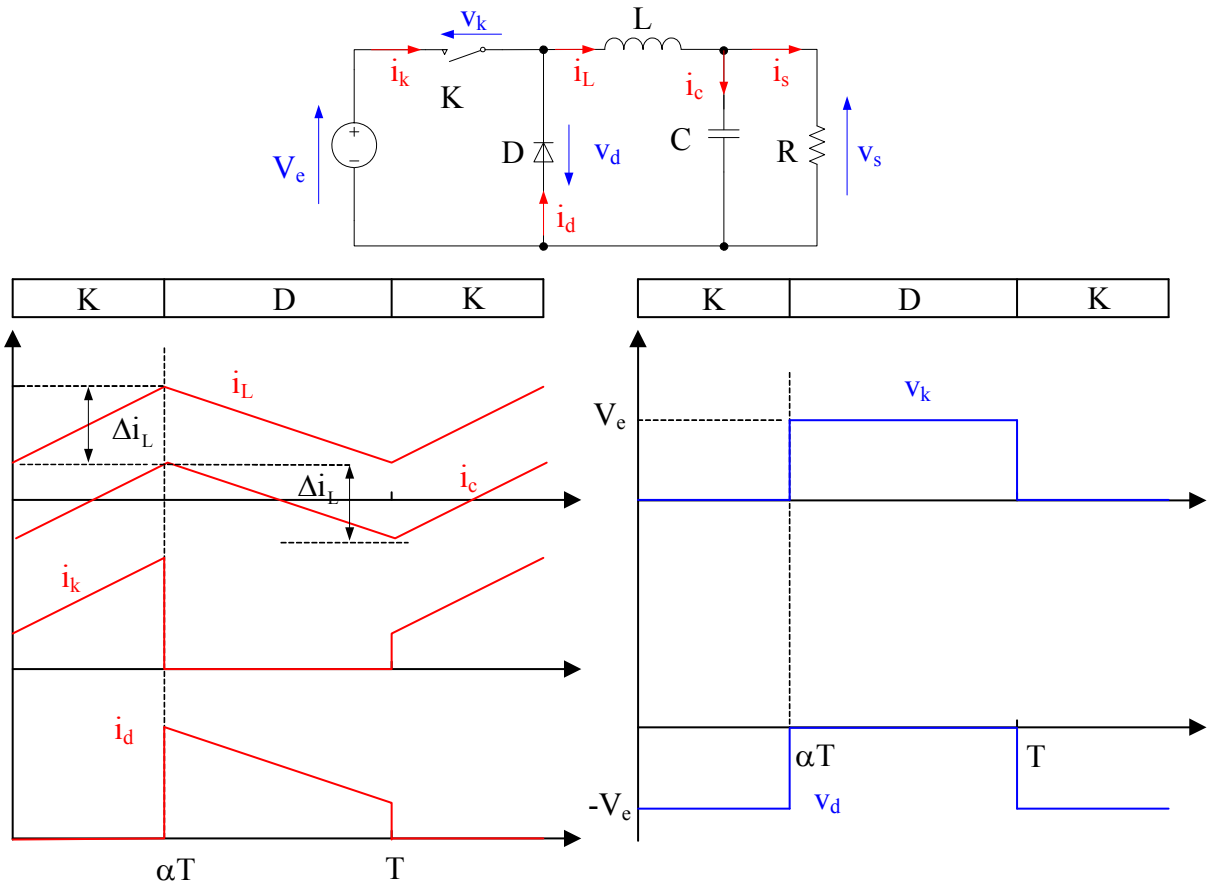


Figure 1-3. Formes d'ondes du convertisseur Buck (courants à gauche, tension à droite).

La tension de sortie en valeur moyenne et l'ondulation de courant dans l'inductance peuvent être déduites de cette figure :

$$V_s = \alpha \cdot V_e \tag{1-6}$$

$$\Delta i_L = \frac{\alpha \cdot (1-\alpha) \cdot V_e}{L \cdot f}$$
$$\Delta v_s = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot C \cdot f} = \frac{\alpha \cdot (1-\alpha) \cdot V_e}{8 \cdot C \cdot L \cdot f^2} \tag{1-7}$$

Le convertisseur est donc abaisseur en tension.

Le courant moyen traversant l'inductance est égal au courant moyen dans la charge :

$$I_L = I_s \tag{1-8}$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes. En tension, on a :

$$v_{k,max} = \left| v_{d,max} \right| = V_e \tag{1-9}$$

et en courant :

$$i_{k,max} = i_{d,max} = i_{L,max} = I_s + \frac{\Delta i_L}{2} \tag{1-10}$$

1.2.1.3. Convertisseur Buck-Boost

En conduction continue, les formes d'ondes de courant et de tension de ce convertisseur sont présentées dans la figure 1-4.

On en déduit la tension de sortie moyenne :

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot V_e \tag{1-11}$$

l'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie:

$$\Delta i_L = \frac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f}$$
$$\Delta v_s = \frac{\alpha \cdot I_s}{C \cdot f} = \frac{\alpha^2 \cdot V_e}{(1-\alpha) \cdot R \cdot C \cdot f} \tag{1-12}$$

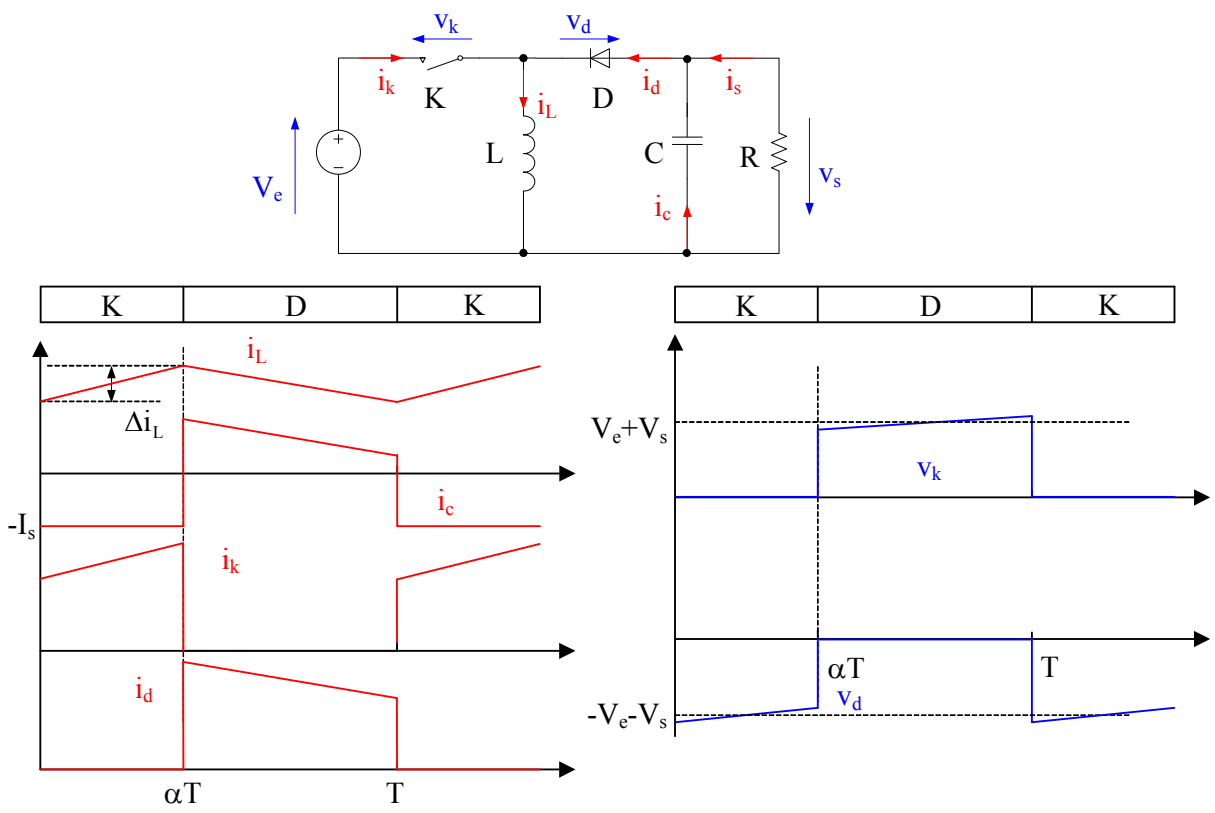


Figure 1-4. Formes d'ondes du convertisseur Buck-Boost (courants à gauche, tension à droite).

La tension de sortie du convertisseur Buck-Boost est négative par rapport à la tension d'entrée. Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon la valeur du rapport cyclique. C'est un abaisseur-élévateur-inverseur en tension.

Le courant moyen traversant l'inductance a pour valeur :

$$I_L = \frac{I_s}{1-\alpha} \tag{1-13}$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes. En tension on a :

$$v_{k,max} = \left|v_{d,max}\right| = v_{s,max} + V_e = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s}{2} \tag{1-14}$$

et en courant :

$$i_{k,max} = i_{d,max} = i_{L,max} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta i_L}{2} \tag{1-15}$$

1.2.1.4. Convertisseur Cuk

En mode de conduction continue, les formes d'ondes de courant et de tension du convertisseur Cuk sont présentées dans la figure 1-5.

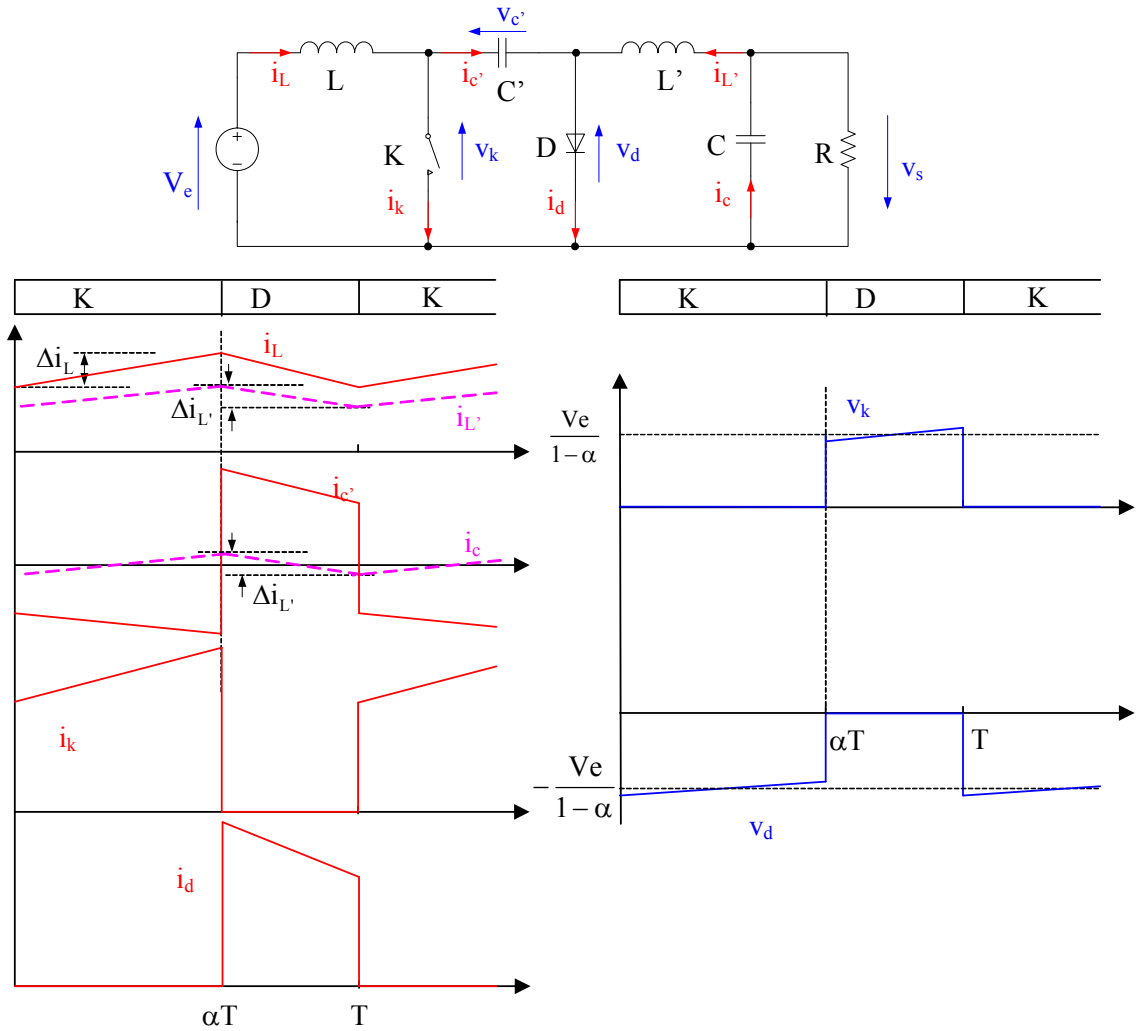


Figure 1-5. Formes d'ondes du convertisseur Cuk (courants à gauche, tension à droite).

A partir du calcul des tensions moyennes aux bornes des inductances L et L', on obtient :

$$V_{c'} = \frac{V_e}{1-\alpha} \tag{1-16}$$

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot V_e \tag{1-17}$$

Le gain en tension est identique à celui du montage Buck-Boost. Il s'agit également d'un montage abaisseur-élévateur-inverseur en tension.

La relation entre les courants moyens est :

$$I_L = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot I_{L'} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot I_s \tag{1-18}$$

Les ondulations de courant dans les inductances L et L' s'écrivent :

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= \frac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f} \\ \Delta i_{L'} &= \frac{\alpha \cdot V_e}{L' \cdot f} \end{aligned} \tag{1-19}$$

et l'ondulation de la tension de sortie et de la tension aux bornes de C' :

$$\begin{aligned} \Delta v_s &= \frac{\Delta i_{L'}}{8 \cdot C \cdot f} = \frac{\alpha \cdot V_e}{8 \cdot L' \cdot C \cdot f^2} \\ \Delta v_{c'} &= \frac{(1-\alpha) \cdot I_L}{C' \cdot f} = \frac{\alpha^2 \cdot V_e}{(1-\alpha) \cdot R \cdot C' \cdot f} \end{aligned} \tag{1-20}$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont identiques. En tension on a :

$$v_{k,max} = \left| v_{d,max} \right| = v_{c',max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_{c'}}{2} \tag{1-21}$$

et en courant :

$$i_{k,max} = i_{d,max} = I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2} \tag{1-22}$$

1.2.1.5. Convertisseur Sepic

Le convertisseur Sepic (figure 1-6) présente des caractéristiques similaires à celles du convertisseur Cuk, sauf qu'il n'est plus inverseur de tension.

Sa tension de sortie a pour valeur :

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot V_e \tag{1-23}$$

et la tension moyenne aux bornes de la capacité C' :

$$V_{c'} = V_e \tag{1-24}$$

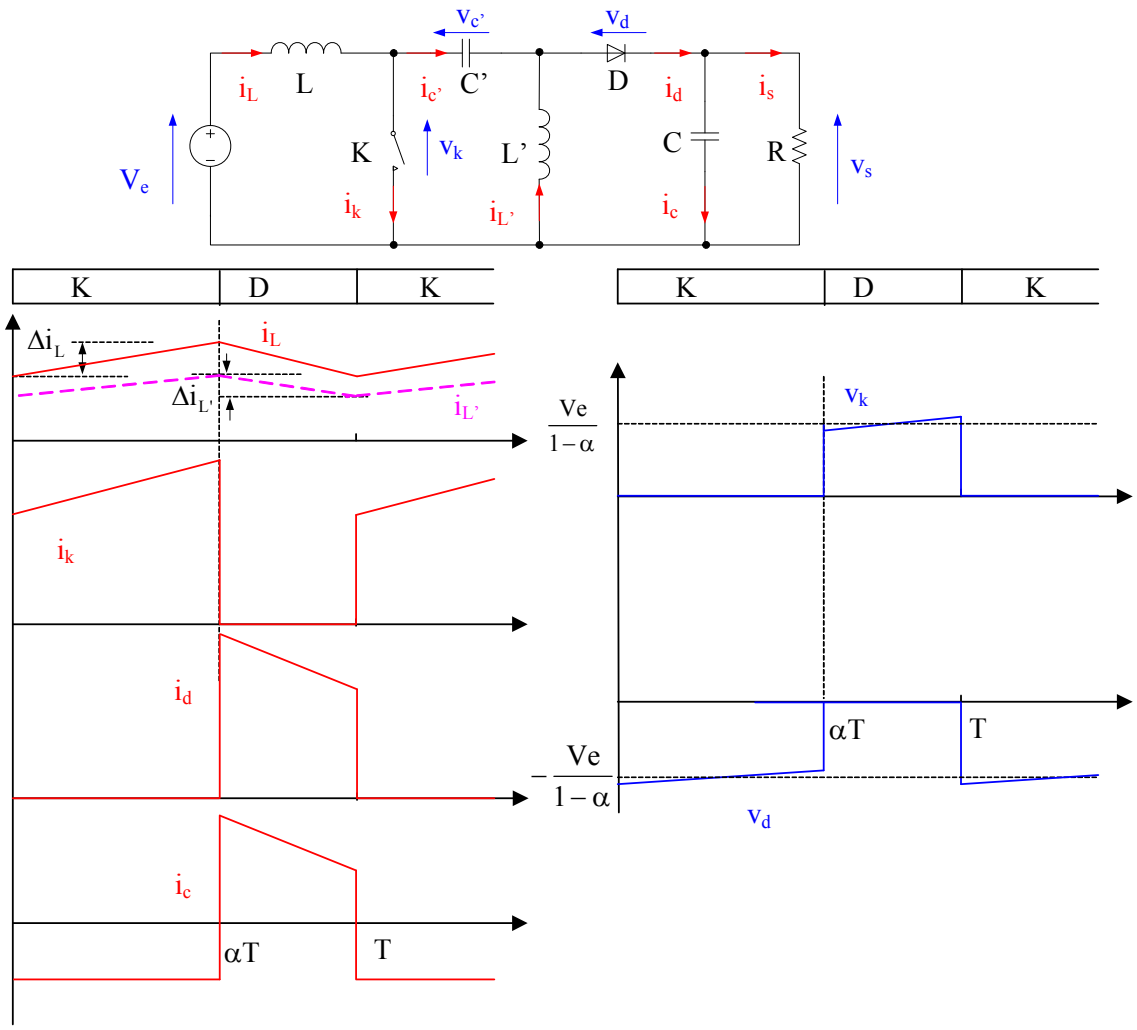


Figure 1-6. Formes d'ondes du convertisseur Sepic (courants à gauche, tension à droite).

Les ondulations de courant et l'ondulation des tensions ayant pour valeurs :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f}$$
$$\Delta i_{L'} = \frac{\alpha \cdot V_e}{L' \cdot f} \qquad (1\text{-}25)$$

$$\Delta v_s = \frac{\alpha^2 \cdot V_e}{(1-\alpha) \cdot R \cdot C \cdot f}$$
$$\Delta v_{c'} = \frac{(1-\alpha) \cdot I_L}{C' \cdot f} = \frac{\alpha^2 \cdot V_e}{(1-\alpha) \cdot R \cdot C' \cdot f} \qquad (1\text{-}26)$$

La relation entre les courants moyens est :

$$I_L = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot I_{L'} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot I_s \qquad (1\text{-}27)$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont identiques. En tension on a :

$$v_{k,max} = \left|v_{d,max}\right| = v_{c',max} + v_{s,max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_{c'} + \Delta v_s}{2} \tag{1-28}$$

et en courant :

$$i_{k,max} = i_{d,max} = I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2} \tag{1-29}$$

1.2.1.6. Comparaison des montages

Le tableau 1-1 résume les gains en tension et les contraintes sur les interrupteurs des différents montages. Pour ces convertisseurs, l'évolution des gains en tension en fonction du rapport cyclique est présentée sur la figure 1-7. Si plusieurs montages peuvent être considérés comme élévateurs, en particulier si le rapport cyclique est supérieur à 0,5, seul le montage Boost est élévateur sur toute la plage de réglage des rapports cycliques. Pour un rapport cyclique de 0,5 par exemple, le Boost possède une tension de sortie double de la tension d'entrée. Alors que pour les autres montages élévateurs, la tension de sortie est pour cette valeur du rapport cyclique égale à la tension d'entrée. Ce n'est que lorsque le rapport cyclique se rapproche de 1 que les autres montages élévateurs tendent à ressembler au montage Boost.

	Boost	Buck	Buck-Boost
Gain en tension	$\frac{1}{1-\alpha}$	α	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$
$v_{k,max}$ $\left\|v_{d,max}\right\|$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s}{2}$	V_e	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s}{2}$
$i_{k,max}$ $i_{d,max}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2 \cdot L \cdot f}$	$I_s + \frac{\alpha \cdot (1-\alpha) \cdot V_e}{2 \cdot L \cdot f}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2 \cdot L \cdot f}$
Courant de source	Continu	Discontinu	Discontinu

	Cuk	Sepic
Gain en tension	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$
$v_{k,max}$ $\left\|v_{d,max}\right\|$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_{c'}}{2}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s + \Delta v_{c'}}{2}$
$i_{k,max}$ $i_{d,max}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L'}\right)$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L'}\right)$
Courant de source	Continu	Continu

Tableau 1-1. Caractéristique des montages en mode conduction continu.

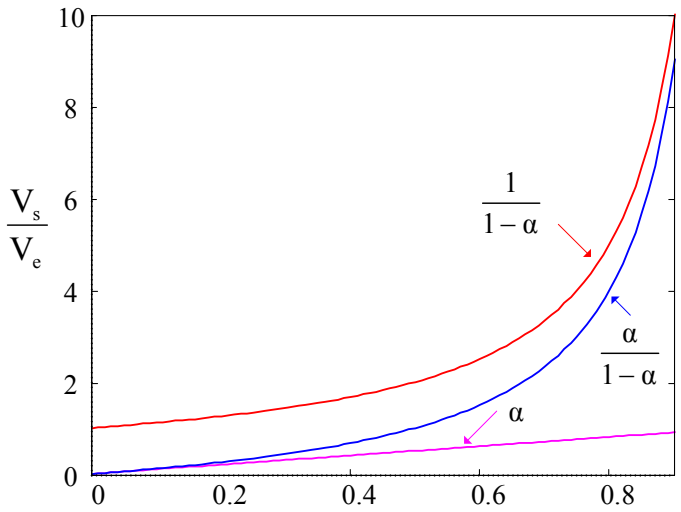


Figure 1-7. Evolution du rapport entre les tensions de sortie et d'entrée.

De plus, tous les montages élévateurs présentent les mêmes contraintes sur les interrupteurs. Ceux-ci sont traversés par un courant $\frac{I_s}{1-\alpha}$ à l'ondulation près, et supporte une tension élevée égale à $\frac{V_e}{1-\alpha}$.

1.2.2. Prise en compte des éléments parasites

En pratique, les composants ne sont jamais parfaits et on va utiliser les modèles simplifiés représentés dans la figure 1-8 :

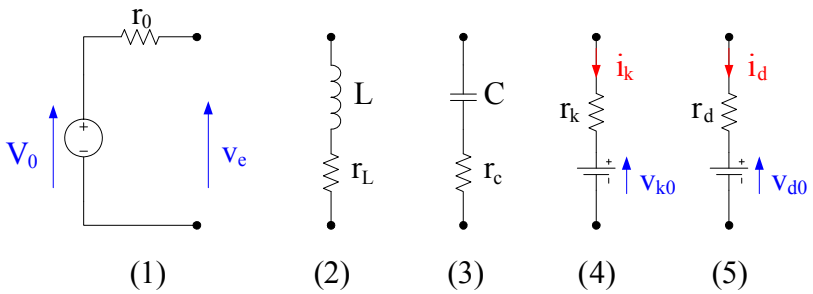


Figure 1-8. Modèle des éléments. (1) source de tension continue, (2) inductance, (3) capacité, (4) interrupteur à l'état passant, (5) diode à l'état passant.

On utilise une tension constante en série avec une résistance interne r_0 comme le modèle de la source de tension. Quand la fréquence n'est pas élevée, par exemple quelques kilo hertz, on pourra mettre simplement une résistance interne en série pour modéliser

l'inductance [1-5] et la capacité [1-6]. Quant à l'interrupteur et la diode, on considère que les états ouverts sont parfaits. Mais à l'état passant, selon leurs caractéristiques, on utilise une tension constante v_{k0} ou v_{d0} en série avec une résistance r_k ou r_d pour représenter l'interrupteur ou la diode. La tension v_{d0} dépend du type de diode, pour les diodes PIN réalisées en silicium la tension v_{d0} est voisine de 0,7 V et pour les diodes Schottky elle est voisine de 0,4 V. La valeur de v_{k0} dépend du type d'interrupteur. Pour un interrupteur de type IGBT, v_{k0} est comprise entre 0,7 V et 1 V selon son calibre et sa technologie de fabrication. Pour un MOSFET, la tension v_{k0} est nulle.

1.2.2.1. Prise en compte des éléments parasites du convertisseur Boost

Si l'on utilise les modèles des éléments de la figure 1-8, nous obtenons alors le schéma de la figure 1-9 représentant le Boost précédemment considéré. On peut écrire en valeur moyenne sur une période de découpage :

$$\begin{cases} V_e = I_L \cdot [r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_d] + (1-\alpha) \cdot V_s + \alpha \cdot v_{k0} + (1-\alpha) \cdot v_{d0} \\ I_s = (1-\alpha) \cdot I_L = \dfrac{V_s}{R} \\ V_e = V_0 - r_0 \cdot I_L \end{cases} \tag{1-30}$$

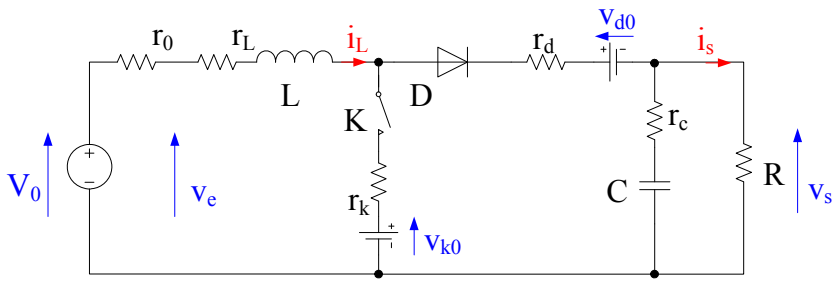


Figure 1-9. Convertisseur Boost avec ses éléments parasites.

On obtient alors pour tension de sortie moyenne V_s du convertisseur :

$$V_s = \frac{(V_0 - \alpha \cdot v_{k0} - (1-\alpha) \cdot v_{d0}) \cdot (1-\alpha) \cdot R}{(1-\alpha)^2 \cdot R + (1-\alpha) \cdot r_d + \alpha \cdot r_k + r_L + r_0} \tag{1-31}$$

et pour courant moyen dans l'inductance :

$$I_L = \frac{V_0 - \alpha \cdot v_{k0} - (1-\alpha) \cdot v_{d0}}{(1-\alpha)^2 \cdot R + (1-\alpha) \cdot r_d + \alpha \cdot r_k + r_L + r_0} \tag{1-32}$$

La tension d'entrée varie en fonction de la puissance débitée par la source et s'écrire :

$$V_e = \frac{\left((1-\alpha)^2 \cdot R + (1-\alpha)\cdot r_d + \alpha \cdot r_k + r_L\right)\cdot V_0 + r_0 \cdot \left(\alpha \cdot v_{k0} + (1-\alpha)\cdot v_{d0}\right)}{(1-\alpha)^2 \cdot R + (1-\alpha)\cdot r_d + \alpha \cdot r_k + r_L + r_0} \qquad (1\text{-}33)$$

Alors, le gain en tension du convertisseur est :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\left(V_0 - \alpha \cdot v_{k0} - (1-\alpha)\cdot v_{d0}\right)\cdot(1-\alpha)\cdot R}{\left((1-\alpha)^2 \cdot R + (1-\alpha)\cdot r_d + \alpha \cdot r_k + r_L\right)\cdot V_0 + r_0 \cdot \left(\alpha \cdot v_{k0} + (1-\alpha)\cdot v_{d0}\right)} \qquad (1\text{-}34)$$

La présence de la résistance interne r_0 et des éléments parasites modifie sensiblement la tension de sortie du convertisseur (figure 1-10).

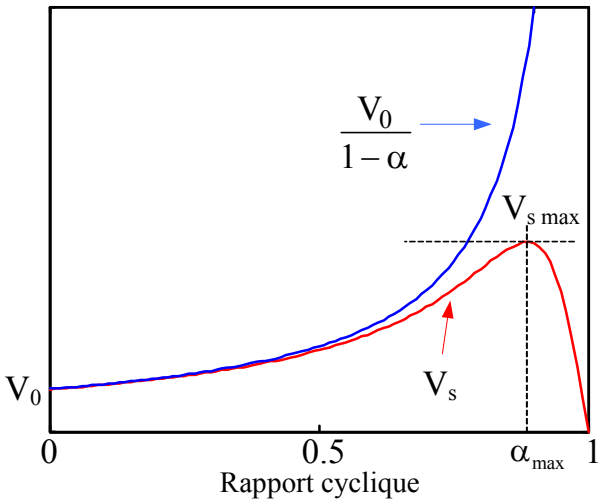


Figure 1-10. Tension de sortie d'un convertisseur Boost.

La tension de sortie présente un extremum en α_{max}, cette valeur était définie par :

$$\alpha_{max} = 1 - \frac{\sqrt{(r_L + r_0 + r_k)\cdot\left(\left(R\cdot(V_0 - v_{k0}) + (r_d - r_k)\cdot(v_{d0} - v_{k0})\right)\cdot(V_0 - v_{k0}) + (r_L + r_0 + r_k)\cdot(v_{d0} - v_{k0})^2\right)} - (r_L + r_0 + r_k)\cdot(v_{d0} - v_{k0})}{R\cdot(V_0 - v_{k0}) + (r_d - r_k)\cdot(v_{d0} - v_{k0})} \qquad (1\text{-}35)$$

La tension de sortie maximale d'un convertisseur Boost dépend de la résistance interne de la source, des éléments parasites des différents composants du convertisseur et de la charge.

Nous allons vérifier l'importance relative de ces différents termes. Considérons dans un premier temps, deux convertisseurs de type Boost alimentant deux charges résistives identiques en utilisant le même type de sources de tension, mais des composants différents. Les caractéristiques de ces deux convertisseurs sont données dans le tableau 1-2.

	Convertisseur 1	Convertisseur 2
Source de tension	V_0=20 V, r_0=0,03 Ω	V_0=20 V, r_0=0,03 Ω
Résistance de l'inductance	r_L=3 mΩ	r_L=3 mΩ
Diode	v_{d0}=0,6 V, r_{d0}=3 mΩ	v_{d0}=0,6 V, r_{d0}= 3 mΩ
Interrupteur	V_{k0}=0 V, r_{k0}=10 mΩ	V_{k0}=0,7 V, r_{k0}= 3 mΩ
Charge	R=4 Ω	R=4 Ω

Tableau 1-2. Caractéristique des convertisseurs

L'interrupteur du convertisseur 1 utilise deux MOSFET de chez SEMIKRON (SKM180A020, 200V, 180A) en parallèle. L'interrupteur du convertisseur 2 est un IGBT de SEMIKRON (SKM300GB066D, 600V, 300A). La figure 1-11 montre l'évolution de la tension de sortie et du gain en tension en fonction du rapport cyclique.

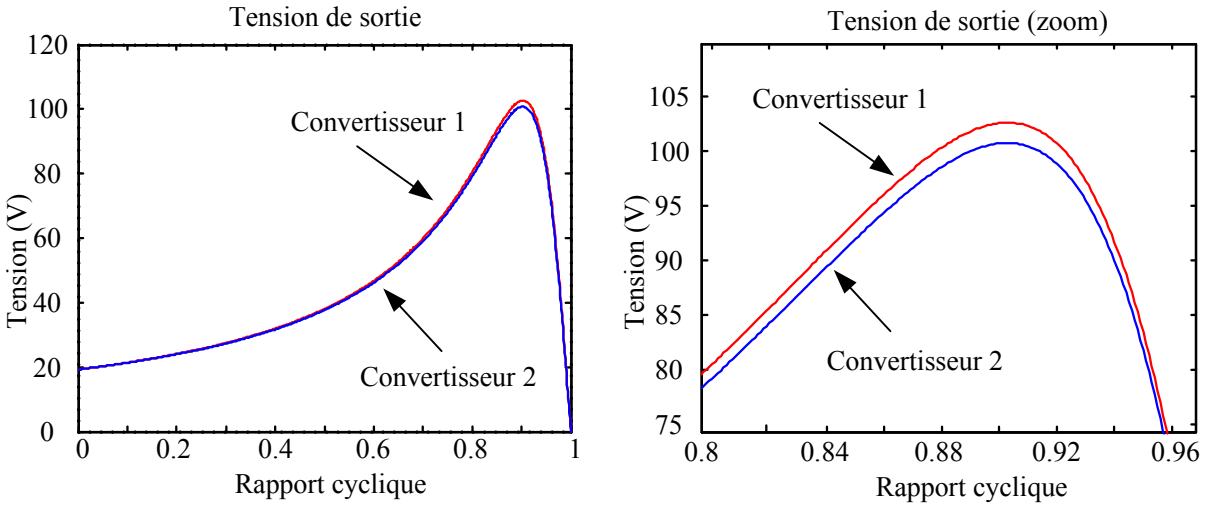


Figure 1-11. Tension de sortie des convertisseurs.

Sur la figure 1-11, on observe que la tension de sortie du convertisseur 1 est plus grande que celle du convertisseur 2 pour une même valeur de rapport cyclique mais ces différences sont faibles, les valeurs de V_{smax} et de α_{max} sont voisines. Donc, il apparaît que l'influence de v_{k0} est négligeable.

Nous avons montré dans l'expression (1-35) qu'une variation de 0 à 0,7 V de v_{k0} ne modifiait pas de façon importante la tension de sortie. v_{d0} a aussi une valeur faible et ce terme apparaît toujours avec v_{k0}. Il en est de même des termes r_d et r_k. On peut donc simplifier l'expression (1-35) en supprimant ces différents termes. On obtient alors :

$$\alpha'_{max} = 1 - \sqrt{\frac{r_L + r_0 + r_k}{R}} \qquad (1\text{-}36)$$

En utilisant la relation précédente, la tension de sortie maximale devient :

$$V'_{s\,max} = \frac{V_0 - v_{k0}}{\frac{r_d - r_k}{R} + 2\cdot\sqrt{\frac{r_L + r_0 + r_k}{R}}} - \frac{v_{d0} - v_{k0}}{\frac{r_d - r_k}{\sqrt{(r_L + r_0 + r_k)\cdot R}} + 2} \tag{1-37}$$

Le dernier terme de (1-37) est négligeable devant le premier terme et l'on peut écrire :

$$V'_{s\,max} \approx \frac{V_0 - v_{k0}}{\frac{r_d - r_k}{R} + 2\cdot\sqrt{\frac{r_L + r_0 + r_k}{R}}} \tag{1-38}$$

Avec (1-38), on obtient la puissance maximale consommée par la charge :

$$P'_{s\,max} \approx \frac{(V_0 - v_{k0})^2}{4\cdot(r_L + r_0 + r_k)} \tag{1-39}$$

Une fois qu'un convertisseur est construit, les paramètres des composants sont fixés. Alors, la résistance de charge R est un facteur important pour définir la tension de sortie maximale et le rapport cyclique α_{max}. La figure 1-12 donne la valeur de α_{max} et de V_{smax} ainsi que ces valeurs calculées de façon approchée (α'_{max} et V'_{smax}) pour les convertisseurs précédents en fonction de la charge R.

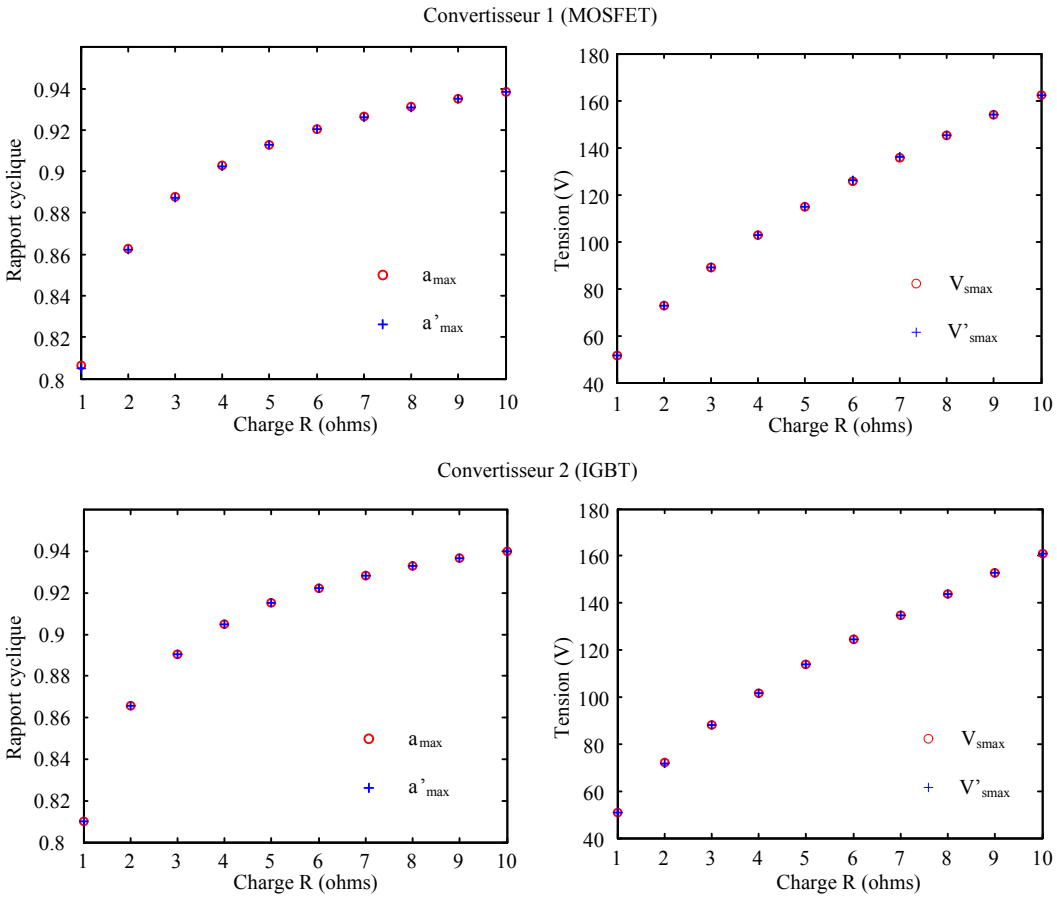


Figure 1-12. Tension de sortie maximale V_{smax}, rapport cyclique maximal $\alpha_{max,}$ et valeurs calculées de façon approchée (V'_{smax} et α'_{max}) pour des charges différentes.

De même, la puissance maximale de sortie et sa valeur approchée sont présentées dans la figure 1-13. La valeur maximale de la puissance de sortie est indépendante de la résistance de charge, elle ne dépend que des caractéristiques de la source et des composants du convertisseur.

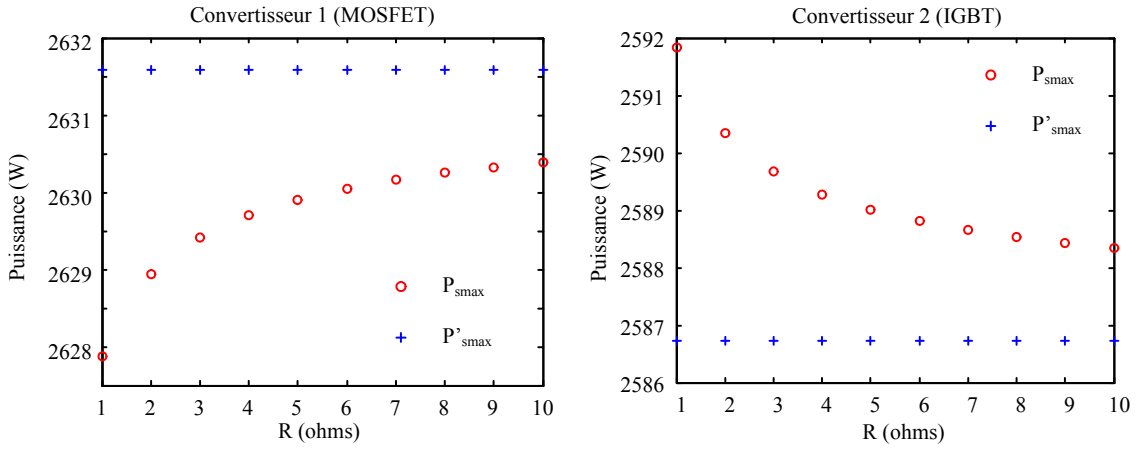


Figure 1-13. Puissance de sortie maximale P_{smax} et valeur calculée de façon approchée P'_{smax} pour des charges différentes.

1.2.2.2. Prise en compte des éléments parasites du convertisseur Buck

Comme pour le Boost, on ajoute les éléments parasites au convertisseur Buck. Nous obtenons les équations en modèle moyen :

$$\begin{cases} \alpha \cdot V_0 = I \cdot [r_L + \alpha \cdot (r_k + r_0) + (1-\alpha) \cdot r_d] + V_s + \alpha \cdot v_{k0} + (1-\alpha) \cdot v_{d0} \\ I_s = I_L = \dfrac{V_s}{R} \\ V_e = V_0 - \alpha \cdot r_0 \cdot I_L \end{cases} \tag{1-40}$$

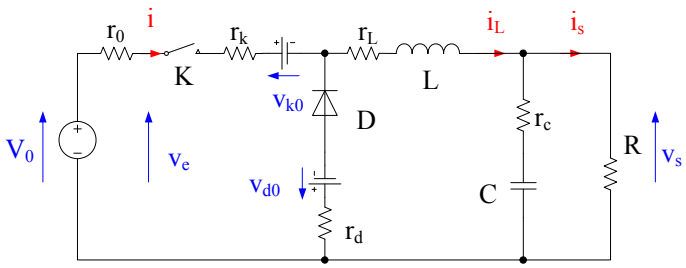


Figure 1-14. Convertisseur Buck avec ses éléments parasites

On obtient pour la tension de sortie moyenne :

$$V_s = \frac{(\alpha \cdot (V_0 + v_{d0} - v_{k0}) - v_{d0}) \cdot R}{R + r_L - r_d + \alpha \cdot (r_0 + r_k + r_d)} \tag{1-41}$$

pour le courant sortie moyen :

$$I_s = \frac{\alpha \cdot (V_0 + v_{d0} - v_{k0}) - v_{d0}}{R + r_L - r_d + \alpha \cdot (r_0 + r_k + r_d)} \tag{1-42}$$

pour la tension d'entrée moyenne du convertisseur :

$$V_e = \frac{\left(R - \alpha^2 \cdot r_0 - r_d + \alpha \cdot (r_0 + r_d + r_k) + r_L\right) \cdot V_0 - \alpha \cdot r_0 \cdot \left(\alpha \cdot (v_{d0} - v_{k0}) - v_{d0}\right)}{R - r_d + \alpha \cdot (r_0 + r_d + r_k) + r_L} \tag{1-43}$$

et le gain en tension du convertisseur :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\left(\alpha \cdot (V_0 + v_{d0} - v_{k0}) - v_{d0}\right) \cdot R}{\left(R - \alpha^2 \cdot r_0 - r_d + \alpha \cdot (r_0 + r_d + r_k) + r_L\right) \cdot V_0 - \alpha \cdot r_0 \cdot \left(\alpha \cdot (v_{d0} - v_{k0}) - v_{d0}\right)} \tag{1-44}$$

Le convertisseur Buck est un abaisseur, donc il ne s'agit pas d'une tension maximale de sortie. Cela peut être vérifié par la dérivée de la tension de sortie par rapport au rapport cyclique (1-45), son numérateur ne comporte aucun terme en α.

$$\frac{dV_s}{d\alpha} = \frac{\left((R + r_L) \cdot (V_0 + v_{d0} - v_{k0}) + (r_0 + r_k) \cdot v_{d0} + r_d \cdot (v_{k0} - V_0)\right) \cdot R}{\left(R + r_L - r_d + \alpha \cdot (r_0 + r_k + r_d)\right)^2} \tag{1-45}$$

Comme le Boost, la tension de sortie du Buck dépend de la charge. La figure 1-15 donne la tension de sortie d'un convertisseur de type Buck, construit avec les mêmes composants que celui du Boost N° 2 à IGBT, avec des charges différentes.

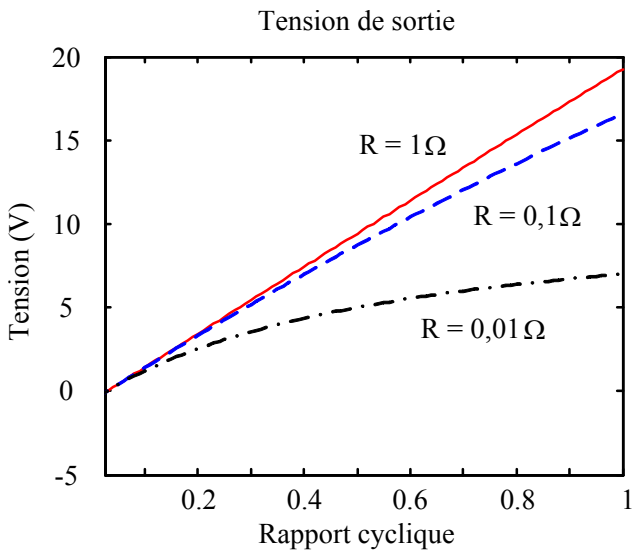


Figure 1-15. Tension de sortie d'un convertisseur Buck pour des charges différentes.

1.2.2.3. Prise en compte des éléments parasites du convertisseur Buck-Boost

La figure 1-16 est le schéma du Buck-Boost avec les éléments parasites des différents composants.

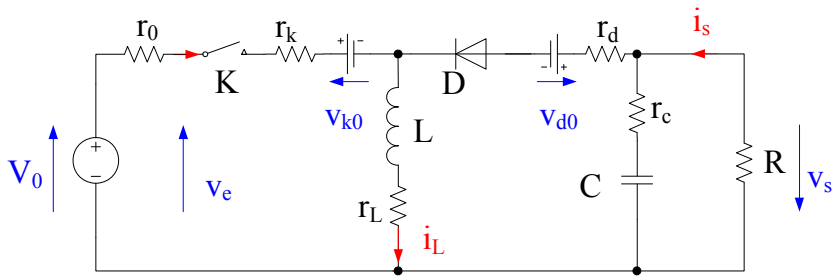


Figure 1-16. Convertisseur Buck-Boost avec les éléments parasites des composants.

Le modèle moyen du convertisseur devient :

$$\begin{cases} \alpha \cdot V_0 = I_L \cdot \left[r_L + \alpha \cdot (r_k + r_0) + (1-\alpha) \cdot r_d\right] + (1-\alpha) \cdot V_s + \alpha \cdot v_{k0} + (1-\alpha) \cdot v_{d0} \\ I_s = (1-\alpha) \cdot I_L = \dfrac{V_s}{R} \\ V_e = V_0 - \alpha \cdot r_0 \cdot I_L \end{cases} \tag{1-46}$$

On obtient pour la tension de sortie moyenne :

$$V_s = \frac{\alpha \cdot (V_0 + v_{d0} - v_{k0}) - v_{d0}}{1 - \alpha + \dfrac{r_L + \alpha \cdot (r_0 + r_k) + (1-\alpha) \cdot r_d}{R \cdot (1-\alpha)}} \tag{1-47}$$

pour la tension d'entrée moyenne du convertisseur :

$$V_e = \frac{V_0 \cdot \left((1-\alpha) \cdot \left(R \cdot (1-\alpha) - \alpha \cdot r_0 + r_d\right) + \alpha \cdot (r_0 + r_k) + r_L\right) - (1-\alpha) \cdot \alpha \cdot r_0 \cdot \left(\alpha \cdot (v_{d0} - v_{k0}) - v_{d0}\right)}{R \cdot (1-\alpha)^2 + (1-\alpha) \cdot r_d + \alpha \cdot (r_0 + r_k) + r_L} \tag{1-48}$$

pour le courant moyen dans l'inductance

$$I_L = \frac{\alpha \cdot (V_0 + v_{d0} - v_{k0}) - v_{d0}}{R \cdot (1-\alpha)^2 + r_L + \alpha \cdot (r_0 + r_k) + (1-\alpha) \cdot r_d} \tag{1-49}$$

et pour le gain en tension du convertisseur :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R \cdot (1-\alpha) \cdot \alpha \cdot V_0 + R \cdot (1-\alpha) \cdot \left(\alpha \cdot (v_{d0} - v_{k0}) - v_{d0}\right)}{V_0 \cdot \left((1-\alpha) \cdot \left(R \cdot (1-\alpha) - \alpha \cdot r_0 + r_d\right) + \alpha \cdot (r_0 + r_k) + r_L\right) - (1-\alpha) \cdot \alpha \cdot r_0 \cdot \left(\alpha \cdot (v_{d0} - v_{k0}) - v_{d0}\right)} \tag{1-50}$$

Pour ce convertisseur abaisseur élévateur, on a un rapport cyclique α_{max} correspond au maximale de la tension de sortie (figure 1-17) :

$$\alpha_{max} = 1 - \frac{\sqrt{(r_L + r_0 + r_k)\cdot\left(R\cdot(V_0 - v_{k0})^2 + \left((r_L + r_0 + r_k)\cdot v_{d0} + (r_d + r_L)\cdot(V_0 - v_{k0})\right)\cdot(V_0 + v_{d0} - v_{k0})\right)} - (r_L + r_0 + r_k)\cdot(V_0 + v_{d0} - v_{k0})}{R\cdot(V_0 - v_{k0}) - (r_0 - r_d + r_k)\cdot(V_0 + v_{d0} - v_{k0})} \quad (1\text{-}51)$$

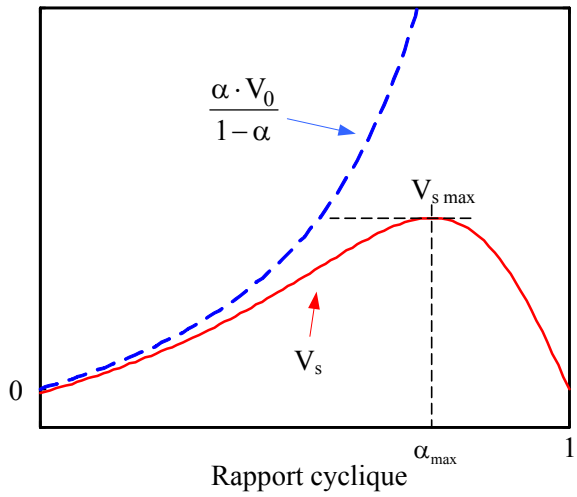


Figure 1-17. Evolution de la tension de sortie du convertisseur Buck-Boost en fonction du rapport cyclique.

Les valeurs de α_{max} et de V_{smax} dépendent de la charge, avec les paramètres donnés dans le tableau 1-3 (composant IGBT déjà rencontré), on obtient les courbes dans la figure 1-18.

Source de tension	V_0=20 V, r_0=0,03 Ω
Résistance de l'inductance	r_L=0,003 Ω
Diode	v_{d0}=0,6 V, r_{d0}=0,003 Ω
Interrupteur	V_{k0}=0,7 V, r_{k0}=0,003 Ω

Tableau 1-3. Caractéristique du convertisseur.

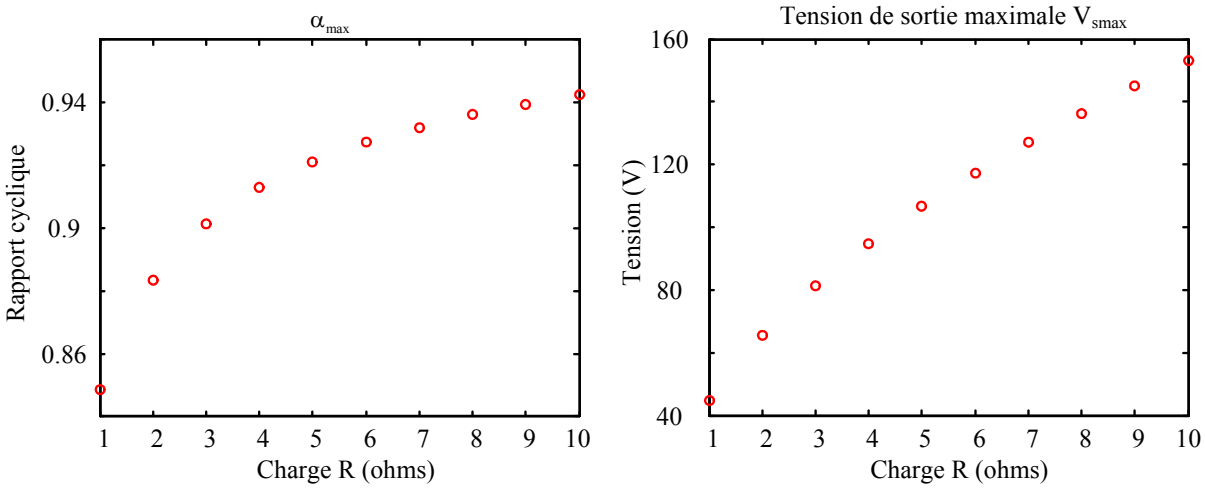
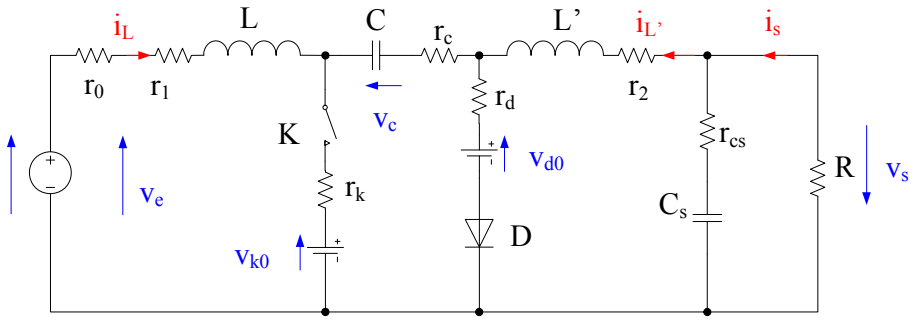


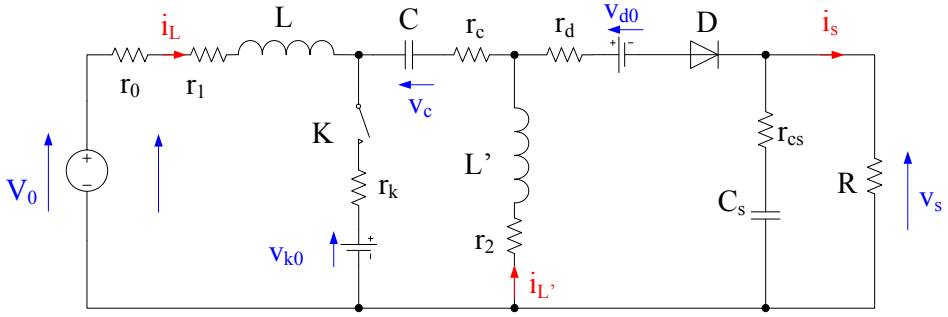
Figure 1-18. Rapport cyclique α_{max} et tension de sortie moyenne maximale en fonction de la charge.

1.2.2.4. Prise en compte des éléments parasites du convertisseur Cuk et du convertisseur Sepic

Une fois que les éléments parasites sont pris en compte dans le convertisseur Cuk et dans le convertisseur Sepic (figure 1-19), on obtient les équations du modèle moyen de ces deux convertisseurs.



(a) Convertisseur Cuk.



(b) Convertisseur Sepic.

Figure 1-19. Convertisseur Cuk et convertisseur Sepic avec les éléments parasites des composants.

Pour le convertisseur Cuk :

$$\begin{cases} V_0 = I_L \cdot [r_0 + r_1 + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha)\cdot(r_c + r_d)] + I_{L'} \cdot [\alpha \cdot r_k + (1-\alpha)\cdot r_d] + (1-\alpha)\cdot V_c + \alpha \cdot v_{k0} + (1-\alpha)\cdot v_{d0} \\ V_s = -I_L \cdot [\alpha \cdot r_k + (1-\alpha)\cdot r_d] - I_{L'} \cdot [r_2 + \alpha \cdot (r_c + r_k) + (1-\alpha)\cdot r_d] + \alpha \cdot V_c - \alpha \cdot v_{k0} - (1-\alpha)\cdot v_{d0} \\ -\alpha \cdot I_{L'} + (1-\alpha)\cdot I_L = 0 \\ I_{L'} = I_s = \dfrac{V_s}{R} \end{cases} \tag{1-52}$$

et pour le convertisseur Sepic :

$$\begin{cases} V_0 = I_1 \cdot [r_0 + r_1 + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha)\cdot(r_c + r_d)] + I_2 \cdot [\alpha \cdot r_k + (1-\alpha)\cdot r_d] + (1-\alpha)\cdot(V_c + V_s) + \alpha \cdot v_{k0} + (1-\alpha)\cdot v_{d0} \\ (1-\alpha)\cdot V_s = -I_1 \cdot [\alpha \cdot r_k + (1-\alpha)\cdot r_d] - I_2 \cdot [r_2 + \alpha \cdot (r_c + r_k) + (1-\alpha)\cdot r_d] + \alpha \cdot V_c - \alpha \cdot v_{k0} - (1-\alpha)\cdot v_{d0} \\ -\alpha \cdot I_2 + (1-\alpha)\cdot I_1 = 0 \\ I_2 = I_s = \dfrac{V_s}{R} \end{cases} \tag{1-53}$$

Bien que les équations du modèle moyen de ces convertisseurs ne sont pas les mêmes, on obtient la même tension de sortie moyenne :

$$V_s = \frac{(1-\alpha)\cdot R\cdot\left(\alpha\cdot(V_0+v_{d0}-v_{k0})-v_{d0}\right)}{(1-\alpha)^2\cdot R+\alpha^2\cdot(r_0+r_1+r_2-r_c)+\alpha\cdot(r_c+r_k-2\cdot r_2-r_d)+r_2+r_d} \tag{1-54}$$

le même courant de sortie moyen :

$$I_s = \frac{(1-\alpha)\cdot\left(\alpha\cdot(V_0+v_{d0}-v_{k0})-v_{d0}\right)}{(1-\alpha)^2\cdot R+\alpha^2\cdot(r_0+r_1+r_2-r_c)+\alpha\cdot(r_c+r_k-2\cdot r_2-r_d)+r_2+r_d} \tag{1-55}$$

la même tension d'entrée moyenne :

$$V_e = \frac{V_0\cdot\left((1-\alpha)^2\cdot R+\alpha^2\cdot(r_1+r_2-r_c)+\alpha\cdot(r_c+r_k-2\cdot r_2-r_d)+r_2+r_d\right)+\alpha\cdot r_0\cdot\left(v_{d0}-\alpha\cdot(v_{d0}-v_{k0})\right)}{(1-\alpha)^2\cdot R+\alpha^2\cdot(r_0+r_1+r_2-r_c)+\alpha\cdot(r_c+r_k-2\cdot r_2-r_d)+r_2+r_d} \tag{1-56}$$

le même courant d'entrée moyen :

$$I_L = \frac{\alpha\cdot\left(\alpha\cdot(V_0+v_{d0}-v_{k0})-v_{d0}\right)}{(1-\alpha)^2\cdot R+\alpha^2\cdot(r_0+r_1+r_2-r_c)+\alpha\cdot(r_c+r_k-2\cdot r_2-r_d)+r_2+r_d} \tag{1-57}$$

et le même gain en tension :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{(1-\alpha)\cdot R\cdot\left(\alpha\cdot(V_0+v_{d0}-v_{k0})-v_{d0}\right)}{V_0\cdot\left((1-\alpha)^2\cdot R+\alpha^2\cdot(r_1+r_2-r_c)+\alpha\cdot(r_c+r_k-2\cdot r_2-r_d)+r_2+r_d\right)+\alpha\cdot r_0\cdot\left(v_{d0}-\alpha\cdot(v_{d0}-v_{k0})\right)} \tag{1-58}$$

On obtient une valeur du rapport cyclique pour laquelle la tension de sortie est maximale :

$$\alpha_{max} = 1+\frac{(V_0+v_{d0}-v_{k0})\cdot(r_0-r_1-r_k)-\sqrt{(r_0-r_1-r_k)\cdot A}}{(V_0-v_{k0})\cdot(R+r_2+r_d-r_0-r_1-r_k)+v_{d0}\cdot(r_c+r_d-2\cdot r_0-2\cdot r_1-r_k)} \tag{1-59}$$

où $A = (V_0-v_{k0})^2\cdot(R+r_2+r_d)+(r_c+r_d+r_k)\cdot(V_0-v_{k0})\cdot v_{d0}+(r_0+r_1+r_k)\cdot {v_{d0}}^2$

1.2.2.5. Comparaison des gains en tension en tenant compte les éléments parasites

D'après les études avec les éléments parasites des composant, on obtient le gain en tension en fonction du rapport cyclique pour les convertisseurs continu-continu non-isolés classiques. En prenant les paramètres rencontrés dans le tableau 1-2, on a l'évolution du gain en tension par rapport aux différents rapports cycliques dans la figure 1-20. La résistance série de la capacité du convertisseur Cuk et du convertisseur Sepic a pour valeur 20 mΩ. On

observe que le gain en tension du convertisseur Boost est toujours plus élevé pour un rapport cyclique donné.

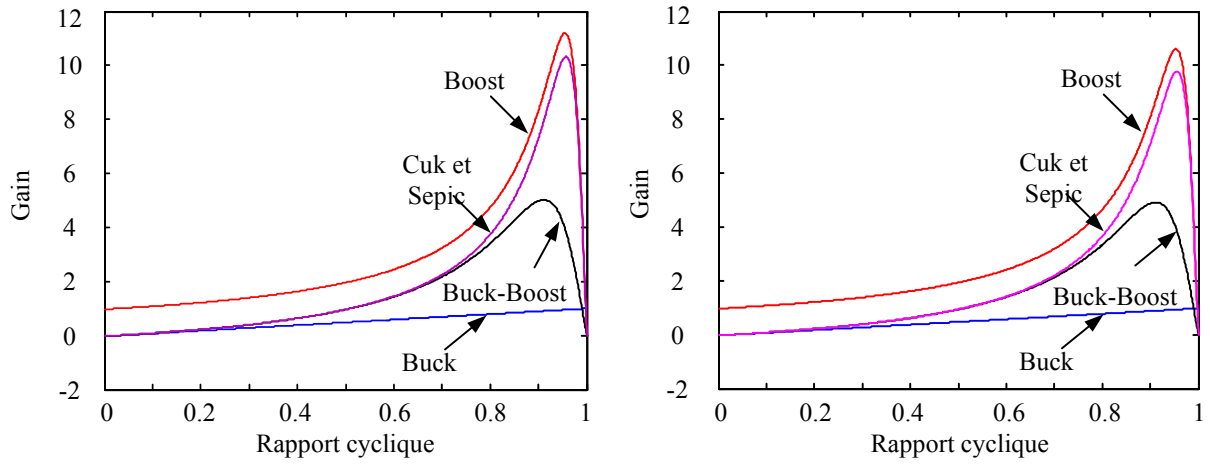


Figure 1-20. Evolution du gain en tension des convertisseurs en tenant compte des éléments parasites (à gauche, l'interrupteur est de type de MOSFET, et à droite, l'interrupteur est de type d'IGBT).

1.2.3. Associations de composants ou de montages

Selon les études réalisées précédemment, le convertisseur Boost est le plus intéressant, car il a une structure simple, et un gain en tension plus élevé que les autres pour un rapport cyclique donné. Malgré tout, comme cela a été montré le Boost présente plusieurs défauts gênants lorsque l'on veut monter en puissance. Le courant d'entrée traverse l'inductance dont la valeur dépendra de l'ondulation tolérée. De plus, les semi-conducteurs supportent la tension de sortie qui est la plus importante. On peut être amené lorsque le courant d'entrée est important à segmenter le courant délivré par la pile en mettant plusieurs convertisseurs en parallèle. De même afin de réduire les contraintes sur les interrupteurs on peut en mettre deux en série.

1.2.3.1. Mise en parallèle de convertisseurs élémentaires

La mise en parallèle des convertisseurs est une structure qui permet de partager le courant entre plusieurs cellules élémentaires. Le courant traversant chaque cellule est alors moins important. On diminue ainsi les contraintes en courant des composants.

On présente sur la figure 1-21 un convertisseur continu-continu, constitué de deux Boost élémentaires identiques mis en parallèle. Chaque cellule fournie la moitié de la puissance totale. Cette structure est utilisée pour réduire l'ondulation du courant d'entrée, le poids et le volume du convertisseur [1-7]. D'ailleurs, la mise en parallèle de plus de deux convertisseurs est également utilisée [1-8].

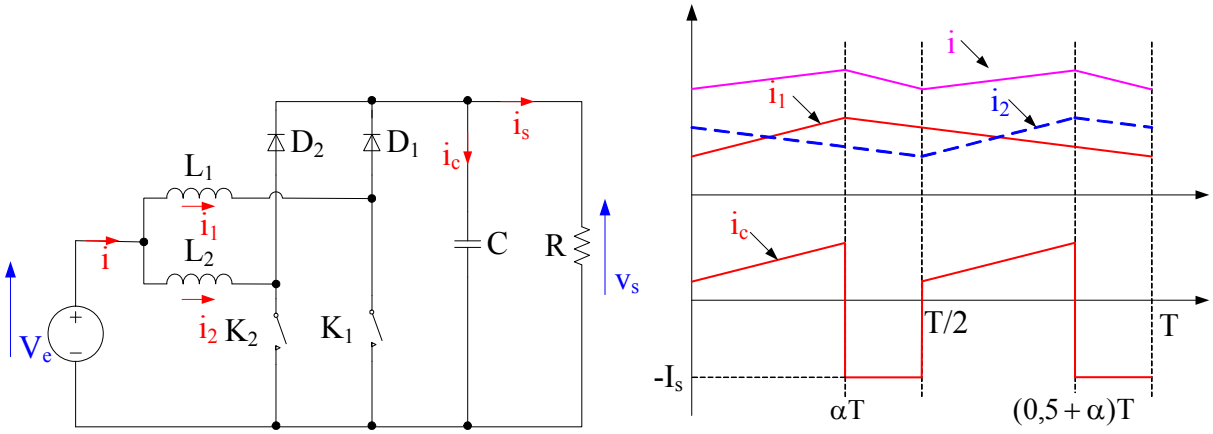


Figure 1-21. Mise en parallèle de deux Boost avec décalage des commandes (à gauche, schéma du convertisseur, à droite, courant dans les deux inductances et courant d'entrée pour α<0,5 en mode conduction continue).

Dans la structure de convertisseur de la figure 1-21, chaque Boost élémentaire est commandé avec le même rapport cyclique α et les commandes sont décalées entre elle d'une demi période. Le courant moyen passant dans chaque cellule correspond à la moitié du courant d'entrée. La tension de sortie a la même valeur que celle du Boost classique pour un rapport cyclique donné. Mais l'ondulation du courant délivré par la source est plus faible que celle du courant dans chaque convertisseur élémentaire (figure 1-21). La fréquence du courant d'entrée est doublée par rapport à celle du découpage.

Tant que les deux convertisseurs élémentaires sont identiques, les courants dans les inductances sont de même forme, mais ils sont décalés d'une demi période entre eux. Selon l'équation (1-2), les ondulations de courant dans chaque inductance sont toujours égales à :

$$\Delta i_L = \Delta i_1 = \Delta i_2 = \frac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f} \qquad (1\text{-}60)$$

Pour un rapport cyclique inférieur à 0,5, l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie s'écrivent en fonction de l'ondulation dans les convertisseurs élémentaires :

$$\begin{aligned} \Delta i &= \frac{1-2\cdot\alpha}{1-\alpha}\cdot\frac{\alpha\cdot V_e}{L\cdot f} = \frac{1-2\cdot\alpha}{1-\alpha}\cdot\Delta i_L \\ \Delta v_s &= \frac{I_s\cdot(0{,}5-\alpha)}{C\cdot f} = \frac{V_e\cdot(0{,}5-\alpha)}{(1-\alpha)\cdot R\cdot C\cdot f} \end{aligned} \tag{1-61}$$

f : fréquence de découpage.

et pour un rapport cyclique supérieur à 0,5 :

$$\begin{aligned} \Delta i &= \frac{2\cdot\alpha-1}{\alpha}\cdot\frac{\alpha\cdot V_e}{L\cdot f} = \frac{2\cdot\alpha-1}{\alpha}\cdot\Delta i_L \\ \Delta v_s &= \frac{I_s\cdot(\alpha-0{,}5)}{C\cdot f} = \frac{V_e\cdot(\alpha-0{,}5)}{(1-\alpha)\cdot R\cdot C\cdot f} \end{aligned} \tag{1-62}$$

Le rapport de tension n'a pas changé :

$$v_{k,max} = \left|v_{d,max}\right| = v_{s,max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s}{2} \tag{1-63}$$

Par contre, les courants dans les interrupteurs et les diodes sont divisés par deux :

$$i_{k,max} = i_{d,max} = i_{1,max} = \frac{I}{2} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} \tag{1-64}$$

Si l'on appelle $x\cdot T$ $(0 \le x \le 1)$ la durée de décalage, on peut obtenir l'ondulation du courant d'entrée en fonction de x et de α (1-65) :

$$\Delta i = \begin{cases} \dfrac{2\cdot\alpha\cdot V_e}{L\cdot f}\cdot\left(1-\dfrac{x}{1-\alpha}\right) & \alpha \le 0{,}5,\ 0 \le x \le 0{,}5 \\ \dfrac{2\cdot\alpha\cdot V_e}{L\cdot f}\cdot\dfrac{x-\alpha}{1-\alpha} & \alpha \le 0{,}5,\ 0{,}5 \le x \le 1 \\ \dfrac{2\cdot\alpha\cdot V_e}{L\cdot f}\cdot\left(1-\dfrac{x}{\alpha}\right) & \alpha \ge 0{,}5,\ 0 \le x \le 0{,}5 \\ \dfrac{\alpha\cdot V_e}{L\cdot f}\cdot 2\cdot\left(1+\dfrac{x-1}{\alpha}\right) & \alpha \ge 0{,}5,\ 0{,}5 \le x \le 1 \end{cases} \tag{1-65}$$

La figure 1-22 donne le rapport entre les ondulation du courant d'entrée et du courant dans l'inductance (Δi/ΔiL) en fonction de rapport cyclique pour quelques valeurs de décalage et en fonction du décalage pour quelques valeurs de rapport cyclique.

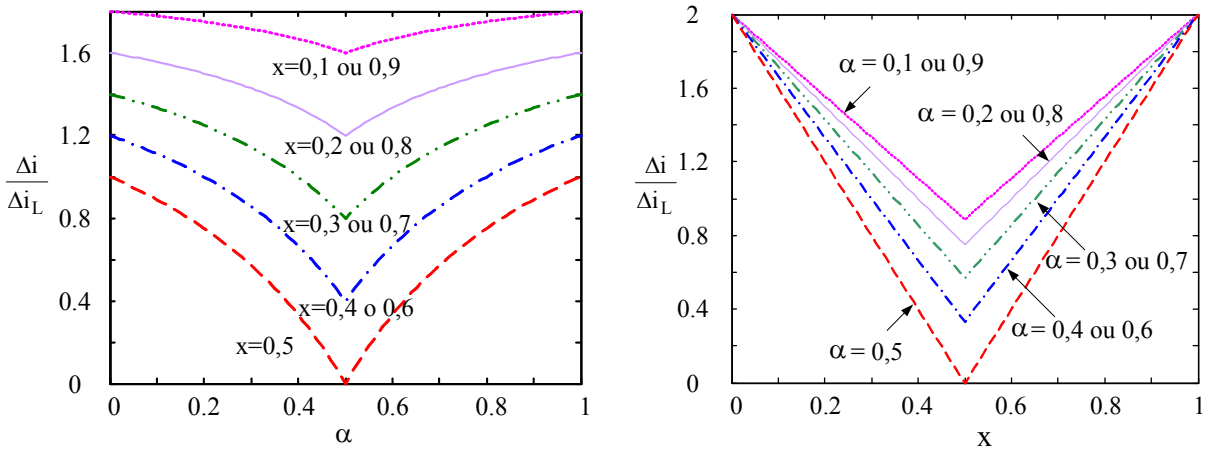


Figure 1-22. Rapport $\Delta i/\Delta i_L$ en fonction du rapport cyclique (à gauche) et du décalage de commande (à droite)

La figure 1-22 permet de montrer que le décalage optimal entre les signaux de commande est une demi-période [1-9]. En effet, avec ce décalage, l'ondulation du courant d'entrée est toujours plus faible que celle dans l'inductance pour n'importe quelle valeur du rapport cyclique. De plus, l'ondulation du courant d'entrée est nulle quand le rapport cyclique est égal à 0,5.

Lorsque le Boost entrelacé est constitué de n cellules élémentaire, chaque cellule est commandée avec le même rapport cyclique, mais les commandes sont décalées de 1/n période. Les courants circulant dans chaque inductance ont la même forme. La fréquence du courant d'entrée du Boost entrelacé est devenue n fois celle des signaux de commande. Son ondulation devient nulle lorsque le rapport cyclique égale 1/n, ou un nombre entier de 0 à n-1 multiple de 1/n [1-10].

Comme un Boost classique, chaque cellule de Boost entrelacé peut fonctionner en mode de conduction discontinue. Cependant, le courant d'entrée du Boost entrelacé est la somme des courants des cellules. Bien que les cellules fonctionnent en conduction discontinue, le convertisseur entrelacé peut fonctionner en conduction continue au niveau du courant d'entrée quand la durée de conduction est supérieure à 1/n de la période de découpage [1-8].

A noter que les expressions d'ondulation de courant du convertisseur ne sont pas vraies lorsque le rapport cyclique est faible, puisqu'elles sont obtenues pour un fonctionnement en conduction continue des cellules élémentaires.

Comme pour le Boost entrelacé, la mise en parallèle des cellules élémentaires peut aussi être appliquée aux autres convertisseurs continu-continu classiques. Comme la mise en parallèle est capable de répartir le courant débité de la source dans chaque cellule élémentaire par la régulation de courant dans chaque cellule, ces structures permettent de débiter un fort courant [1-12, 1-13]. Lorsque cette structure est associée avec une commande décalée, l'ondulation de courant d'entrée peut être largement réduite sans augmenter le volume.

Il est possible de coupler les inductances des deux Boost élémentaires (figure 1-23).

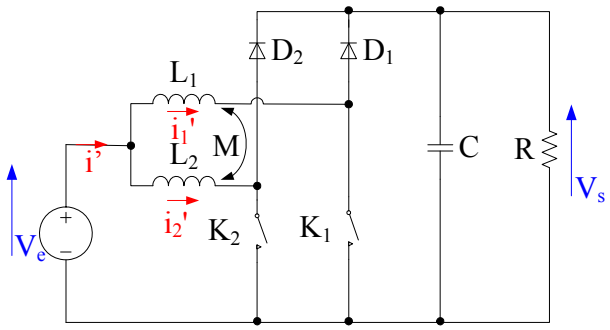


Figure 1-23. Boost entrelacé avec les inductances couplées.

Si l'on considère que $L_1=L_2=L$, la tension aux bornes des inductances est donnée par :

$$\begin{cases} v_{L1} = L\dfrac{di_1}{dt} + M\dfrac{di_2}{dt} \\ v_{L2} = M\dfrac{di_1}{dt} + L\dfrac{di_2}{dt} \end{cases} \tag{1-66}$$

où

$$M = k \cdot L \qquad -1 < k < 1$$

M étant la mutuelle entre les deux inductances. Sa valeur est fonction du coefficient de couplage k [1-11, 1-12].

Lorsque le rapport cyclique est inférieur à 0,5, les formes d'onde des tensions aux bornes des inductances et des courants de ces deux structures sont présentées à la figure 1-24.

Chaque période de commande est divisée en quatre zones. La durée de la zone I est la même que celle de zone III, la durée de la zone II est la même que celle de la zone IV.

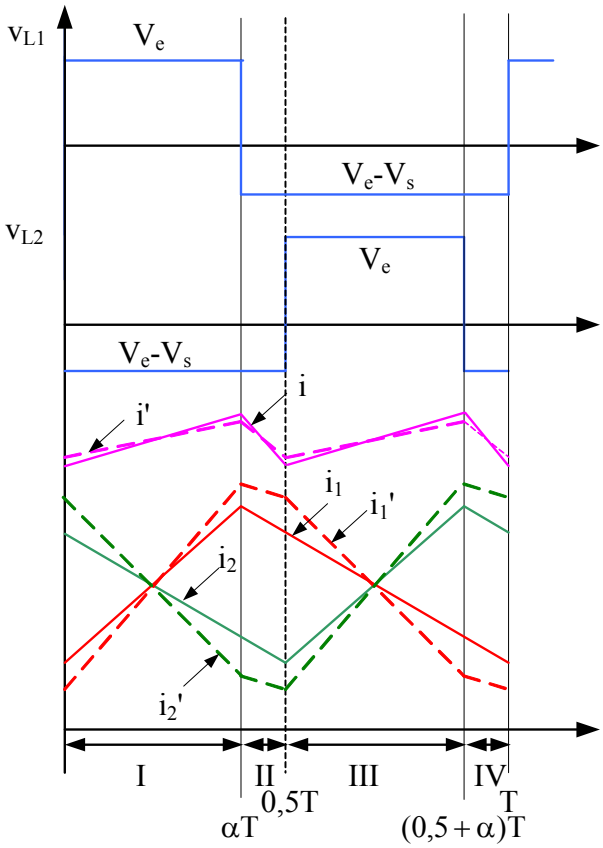


Figure 1-24. Formes d'onde des tensions aux bornes des inductances et des courants. (α<0,5, M>0)

On a pour les expressions des tensions v_{L1} et v_{L2} dans chaque zone :

$$\begin{cases} v_{L1} = V_e \\ v_{L2} = V_e - V_s \end{cases} \Rightarrow v_{L2} = -\frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot v_{L1} \qquad \text{(zone I)}$$

$$\begin{cases} v_{L1} = V_e - V_s \\ v_{L2} = V_e - V_s \end{cases} \Rightarrow v_{L2} = v_{L1} \qquad \text{(zone II)}$$

$$\begin{cases} v_{L1} = V_e - V_s \\ v_{L2} = V_e \end{cases} \Rightarrow v_{L2} = -\frac{1-\alpha}{\alpha} \cdot v_{L1} \qquad \text{(zone III)} \qquad (1\text{-}67)$$

$$\begin{cases} v_{L1} = V_e - V_s \\ v_{L2} = V_e - V_s \end{cases} \Rightarrow v_{L2} = v_{L1} \qquad \text{(zone IV)}$$

Si l'on exprime la tension aux bornes de l'inductance à l'aide d'une inductance équivalente :

$$v_L = L_{eq} \cdot \frac{di}{dt} \tag{1-68}$$

On a pour les inductances équivalentes dans les différentes zones :

$$L_{1éqI} = L_{2éqIII} = \frac{1-k^2}{1+k \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha}} \cdot L \tag{1-69}$$

$$L_{1éqII} = L_{1éqIV} = L_{2éqII} = L_{2éqIV} = (1+k) \cdot L \tag{1-70}$$

$$L_{1éqIII} = L_{2éqI} = \frac{1-k^2}{1+k \cdot \frac{1-\alpha}{\alpha}} \cdot L \tag{1-71}$$

Avec ces l'inductances équivalentes dans chaque zone et la relation (1-67), on obtient la pente (di/dt) du courant i_1' dans chaque zone :

$$\begin{cases} p_{1,I} = \dfrac{V_e}{L_{1éqI}} = \dfrac{1+k \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha}}{1-k^2} \cdot \dfrac{V_e}{L} \\ p_{1,II} = \dfrac{V_e - V_s}{L_{1éqII}} = -\dfrac{\alpha}{(1-\alpha)\cdot(1+k)} \cdot \dfrac{V_e}{L} \\ p_{1,III} = \dfrac{V_e - V_s}{L_{1éqIII}} = \dfrac{-k - \frac{\alpha}{1-\alpha}}{1-k^2} \cdot \dfrac{V_e}{L} \\ p_{1,IV} = \dfrac{V_e - V_s}{L_{1éqII}} = -\dfrac{\alpha}{(1-\alpha)\cdot(1+k)} \cdot \dfrac{V_e}{L} \end{cases} \tag{1-72}$$

et celles du courant i_2'dans chaque zone :

$$\begin{cases} p_{2,I} = \dfrac{V_e - V_s}{L_{2éqI}} = \dfrac{-k - \frac{\alpha}{1-\alpha}}{1-k^2} \cdot \dfrac{V_e}{L} \\ p_{2,II} = \dfrac{V_e - V_s}{L_{2éqII}} = -\dfrac{\alpha}{(1-\alpha)\cdot(1+k)} \cdot \dfrac{V_e}{L} \\ p_{2,III} = \dfrac{V_e}{L_{2éqIII}} = \dfrac{1+k \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha}}{1-k^2} \cdot \dfrac{V_e}{L} \\ p_{2,IV} = \dfrac{V_e - V_s}{L_{2éqIV}} = -\dfrac{\alpha}{(1-\alpha)\cdot(1+k)} \cdot \dfrac{V_e}{L} \end{cases} \tag{1-72}$$

Donc la pente de la forme d'onde du courant d'entrée du convertisseur i' dans chaque zone a pour valeur :

$$\begin{cases} p_I = p_{1,I} + p_{2,I} = \dfrac{(1-k)\cdot\left(1-\dfrac{\alpha}{1-\alpha}\right)}{1-k^2}\cdot\dfrac{V_e}{L} \\ p_{II} = p_{1,II} + p_{2,II} = -\dfrac{2\cdot\alpha}{(1-\alpha)\cdot(1+k)}\cdot\dfrac{V_e}{L} \\ p_{III} = p_{1,III} + p_{2,III} = \dfrac{(1-k)\cdot\left(1-\dfrac{\alpha}{1-\alpha}\right)}{1-k^2}\cdot\dfrac{V_e}{L} \\ p_{IV} = p_{1,IV} + p_{2,IV} = -\dfrac{2\cdot\alpha}{(1-\alpha)\cdot(1+k)}\cdot\dfrac{V_e}{L} \end{cases} \tag{1-73}$$

Lorsque $\alpha < 0{,}5$, on peut facilement observer que la pente du courant i_1' dans la zone I est toujours positive, et les pentes du courant i_1' dans les zones II et IV sont toujours négatives. Le signe de la pente du courant i_1' dans la zone III est fonction de la valeur de k et de α.

Cependant, la pente du courant d'entrée du convertisseur dans les zones I et III a toujours une même valeur positive, et une même valeur négative dans les zones II et IV. On a alors l'ondulation du courant d'entrée :

$$\Delta i' = \frac{\alpha\cdot V_e}{f\cdot L}\cdot\frac{1-2\cdot\alpha}{1-\alpha}\cdot\frac{1}{1+k} \tag{1-74}$$

Lorsque k=0, les inductances ne se sont plus couplées, l'ondulation du courant d'entrée a la valeur donnée précédemment dans (1-61)

$$\Delta i = \frac{\alpha\cdot V_e}{f\cdot L}\cdot\frac{1-2\cdot\alpha}{1-\alpha} \tag{1-75}$$

On a donc :

$$\frac{\Delta i'}{\Delta i} = \frac{1}{1+k} \tag{1-76}$$

Avec un calcul identique, pour un rapport cyclique supérieur à 0,5 on peut obtenir :

$$\Delta i' = \frac{\alpha\cdot V_e}{L\cdot f}\cdot\frac{2\cdot\alpha-1}{\alpha}\cdot\frac{1}{1+k} \tag{1-77}$$

et donc :

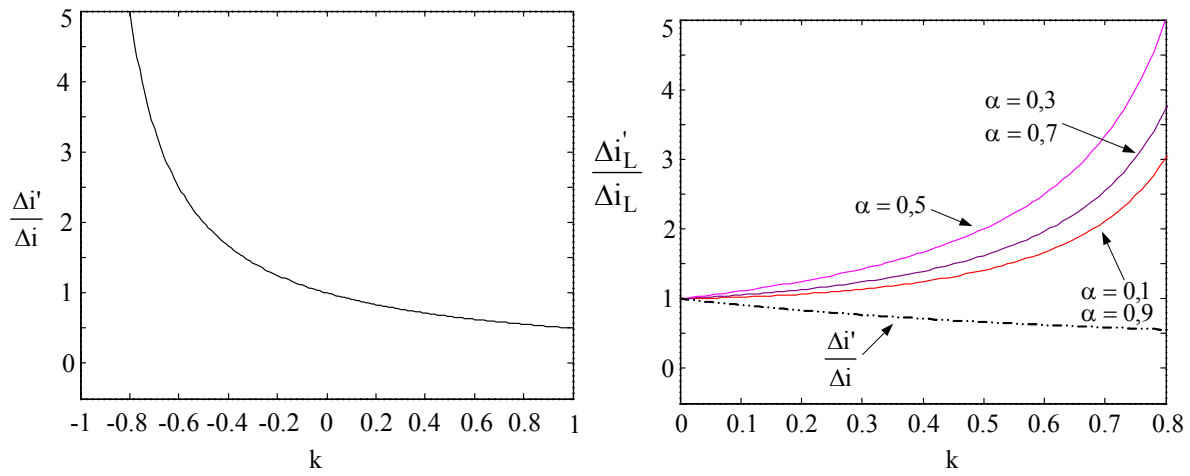
$$\frac{\Delta i'}{\Delta i} = \frac{1}{1+k} \tag{1-78}$$

Le rapport entre les ondulations du courant d'entrée des convertisseurs (convertisseur avec des inductances couplées et convertisseur avec des inductances non couplées) en fonction du coefficient de couplage est présenté dans la figure 1-25a. On voit qu'il n'y a pas d'intérêt à coupler les inductances en inverse pour réduire l'ondulation du courant d'entrée. Par contre, si le couplage est direct, on a une réduction de l'ondulation du courant d'entrée. De plus, quand les inductances sont en couplage direct (k>0), la pente du courant i_1' dans la zone III et la pente du courant i_2' dans la zone I sont négatives. Cela permet de déterminer l'ondulation du courant dans les inductance en fonction de k et de α par :

$$\Delta i_1' = \Delta i_2' = \Delta i_L' = \begin{cases} \dfrac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f} \cdot \dfrac{1 + k\dfrac{\alpha}{1-\alpha}}{1-k^2} & \alpha < 0{,}5 \\ \dfrac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f} \cdot \dfrac{1 + k\dfrac{1-\alpha}{\alpha}}{1-k^2} & \alpha > 0{,}5 \end{cases} \tag{1-79}$$

le rapport entre l'ondulation du courant dans les inductance de ces deux convertisseurs (les inductances sont couplées directes et les inductances ne sont pas couplées) est donc :

$$\frac{\Delta i_L'}{\Delta i_L} = \begin{cases} \dfrac{1 + k\dfrac{\alpha}{1-\alpha}}{1-k^2} & \alpha < 0{,}5 \\ \dfrac{1 + k\dfrac{1-\alpha}{\alpha}}{1-k^2} & \alpha > 0{,}5 \end{cases} \tag{1-80}$$



(a) (b)

Figure 1-25. Rapport des ondulations de courant.

Ce rapport est tracé en fonction du coefficient de couplage pour quelques valeurs du rapport cyclique dans la figure 1-25b. On observe que pour un rapport cyclique donné, les ondulations du courant dans les inductances couplées deviennent plus grandes que celles dans les inductances non couplées. Ce phénomène augmente avec l'augmentation de la valeur du coefficient de couplage.

Or l'augmentation de l'ondulation du courant dans l'inductance peut entraîner la conduction discontinue des cellules élémentaires. Même si l'on peut observer une diminution de l'ondulation du courant d'entrée, cette augmentation au niveau des cellules élémentaires nous amène à ne pas considérer cette solution.

1.2.3.2. Convertisseur Boost à trois niveaux

Le Boost à trois niveaux utilise deux interrupteurs et deux diodes mais une seule inductance (figure 1-26). Comme on le verra ultérieurement, l'intérêt de ce montage est dans un premier temps de diviser par deux les contraintes en tension des interrupteurs. Les deux interrupteurs sont commandés avec le même rapport cyclique mais leurs commandes sont décalées entre elles d'une demi période [1-14, 1-15, 1-16].

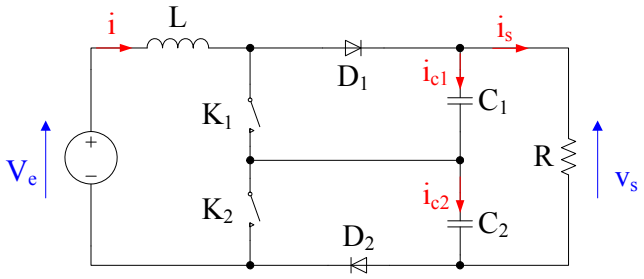


Figure 1-26. Boost à trois niveaux.

Pour le rapport cyclique α inférieur à 0,5 et supérieur à 0,5, on a les formes d'ondes du courant dans l'inductance de la figure 1-27.

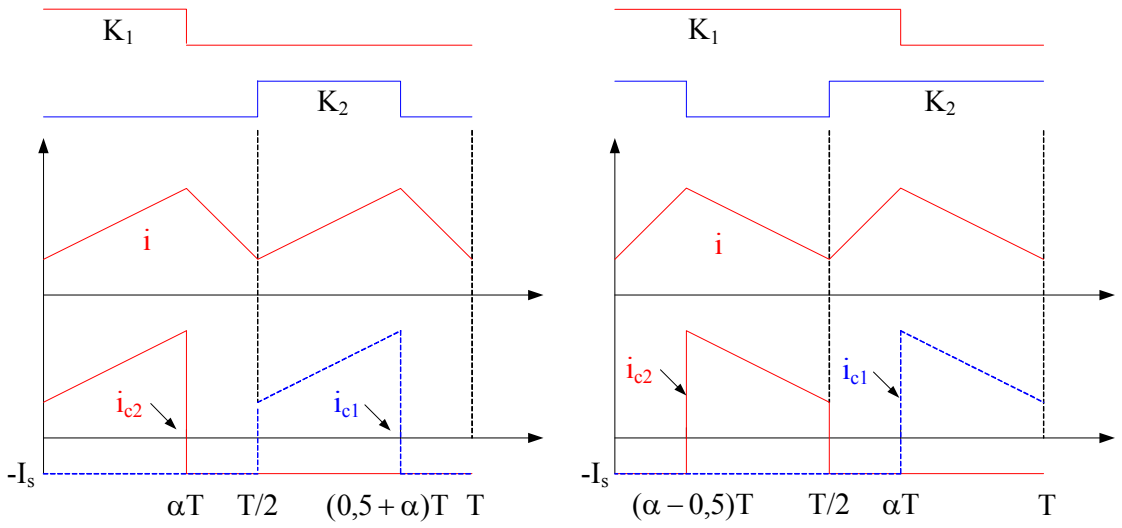


Figure 1-27. Forme d'onde du courant (α<0,5 à gauche, α>0,5 à droite)

Dans le cas où α<0,5, on a :

$$\left(V_e - \frac{V_s}{2}\right)\cdot\alpha = -(V_e - V_s)\cdot(0{,}5-\alpha) \tag{1-81}$$

De même, dans le cas où α>0,5, on a :

$$V_e\cdot(\alpha-0{,}5) = -\left(V_e - \frac{V_s}{2}\right)\cdot(1-\alpha) \tag{1-82}$$

On déduit des deux relations précédentes, le gain en tension du convertisseur :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-\alpha} \tag{1-83}$$

L'ondulation de courant et l'ondulation de la tension de sortie s'écrivent :

$$\begin{cases} \Delta i = \dfrac{V_e}{2\cdot L\cdot f}\cdot\dfrac{\alpha\cdot(1-2\cdot\alpha)}{1-\alpha} \\ \Delta v_s = \dfrac{2\cdot I_s\cdot(0{,}5-\alpha)}{C\cdot f} = \dfrac{V_e\cdot(1-2\cdot\alpha)}{(1-\alpha)\cdot R\cdot C\cdot f} \end{cases} \quad \text{pour} \quad \alpha < 0{,}5$$

$$\begin{cases} \Delta i = \dfrac{V_e}{2\cdot L\cdot f}\cdot(2\cdot\alpha-1) \\ \Delta v_s = \dfrac{2\cdot I_s\cdot(\alpha-0{,}5)}{C\cdot f} = \dfrac{V_e\cdot(2\cdot\alpha-1)}{(1-\alpha)\cdot R\cdot C\cdot f} \end{cases} \quad \text{pour} \quad \alpha > 0{,}5 \tag{1-84}$$

avec C_1=C_2=C.

Les tensions aux bornes des interrupteurs et des diodes ont pour valeur :

$$v_{k,max} = \left|v_{d,max}\right| = v_{c,max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_c}{2} \tag{1-85}$$

avec $\Delta v_c = \dfrac{V_e}{R \cdot C \cdot f}$ pour α<0,5, et $\Delta v_c = \dfrac{\alpha \cdot V_e}{(1-\alpha) \cdot R \cdot C \cdot f}$ pour α>0,5.

De même, les courants maximaux traversant les interrupteurs et les diodes valent :

$$i_{k,max} = i_{d,max} = i_{max} = I + \frac{\Delta i}{2} \tag{1-86}$$

Comme pour le Boost entrelacé à deux cellules, le Boost à trois niveaux est aussi capable de doubler la fréquence apparente du courant d'entrée, d'où la réduction de l'ondulation du courant d'entrée pour une même valeur de l'inductance. La contrainte en courant des interrupteurs et des diodes est identique à celle d'un Boost classique. Mais au niveau de la contrainte en tension des composants semi-conducteurs, celle-ci a été réduite de moitié.

1.2.3.3. Convertisseur Boost en cascade

La figure 1-28 présente une structure de convertisseur DC-DC non isolé à rapport de tension élevé. Il est constitué de deux Boost élémentaires identiques placés en cascade [1-17].

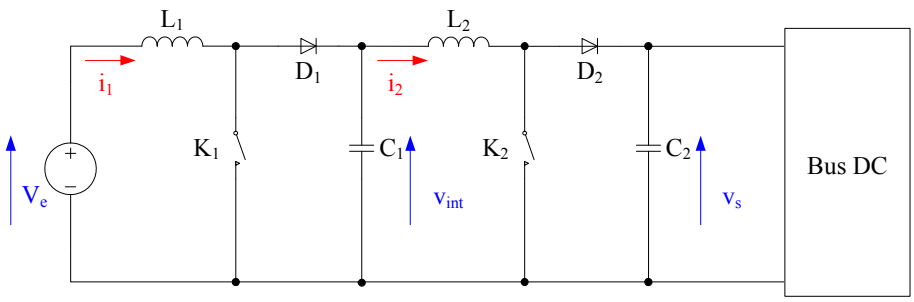


Figure 1-28. Deux Boost en cascade.

Le rapport de tension du convertisseur réalisé par la mise en cascade de deux Boost élémentaires est défini, dans le cas idéal, par la relation suivante :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-\alpha_1} \cdot \frac{1}{1-\alpha_2} \tag{1-87}$$

Le rapport de tension du convertisseur correspond donc au produit du rapport de tension des deux Boost élémentaires. On peut donc obtenir ainsi un rapport de tension très élevé. Si n convertisseurs de type Boost sont mis en cascade, le rapport de tension théorique ainsi réalisé est défini par la relation suivante :

$$\frac{V_s}{V_e} = \prod_{j=1}^{n} \frac{1}{1-\alpha_j} \tag{1-88}$$

Le rapport de transformation peut donc être élevé. Cependant, l'augmentation du nombre de convertisseurs en cascade augmente l'ordre du système et augmente la difficulté de contrôle de celui-ci.

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode du 1er étage sont les mêmes. En tension, on a :

$$v_{k1,max} = \left|v_{d1,max}\right| = v_{int,max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_{int}}{2} \tag{1-89}$$

avec $\Delta v_{int} = \frac{\alpha_1 \cdot I_2}{C_1 \cdot f_1}$; et en courant :

$$i_{k1,max} = i_{d1,max} = I_1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha_1 \cdot V_e}{L_1 \cdot f_1} \tag{1-90}$$

De même, pour les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode du 2ième étage en tension, on a :

$$v_{k2,max} = \left|v_{d2,max}\right| = v_{s,max} = \frac{V_e}{(1-\alpha_1)\cdot(1-\alpha_2)} + \frac{\Delta v_s}{2} \tag{1-91}$$

avec $\Delta v_{int} = \frac{\alpha_2 \cdot (1-\alpha_2) \cdot I_2}{C_2 \cdot f_2}$. c'est-à-dire que les composant du dernier étage voit la « haute » tension de sortie.

En courant on a :

$$i_{k2,max} = i_{d2,max} = I_2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha_2 \cdot V_e}{(1-\alpha_1)\cdot L_2 \cdot f} \tag{1-92}$$

Si l'on apporte les éléments parasites des composants (r_0, r_{L1}, r_{L2}, r_{k1}, r_{k2}, r_{d1}, r_{d2} v_{k01}, v_{k02}, v_{d01}, et v_{d02}) au convertisseur, on a la tension de sortie moyenne :

$$V_s = \frac{V_0 - v_{d01}\cdot(1-\alpha_1) - v_{k01}\cdot\alpha_1 - v_{d02}\cdot(1-\alpha_1)\cdot(1-\alpha_2) - v_{k02}\cdot(1-\alpha_1)\cdot\alpha_2)}{(1-\alpha_1)\cdot(1-\alpha_2) + \frac{r_0 + r_{L1} + r_{L2} + r_{d1} + r_{d2} + \alpha_1^{\,2}\cdot(r_{L2} + r_{d2}) - \alpha_1\cdot(2\cdot r_{L2} + 2\cdot r_{d2} + r_{d1} - r_{k1}) + (r_{d2} + r_{k2})\cdot\left[(2-\alpha_1)\cdot\alpha_1\cdot\alpha_2 + \cdot\alpha_2\right]}{R\cdot(1-\alpha_1)\cdot(1-\alpha_2)}} \tag{1-93}$$

En utilisant les paramètres qui ont été présentés dans le tableau 1-1 (MOSFET pour le premier étage et IGBT pour le deuxième étage), on obtient le gain en tension global du convertisseur ainsi que celui de chaque étage pour des rapports cycliques différents dans la figure 1-29. On observe que le gain en tension de chaque étage est plus proche de celui du convertisseur Boost idéal lorsque les rapports cycliques sont plus faibles. Donc, afin de minimiser les rapports cycliques du convertisseur, la tension intermédiaire est choisie pour répartir équitablement le gain global du convertisseur à chaque étage.

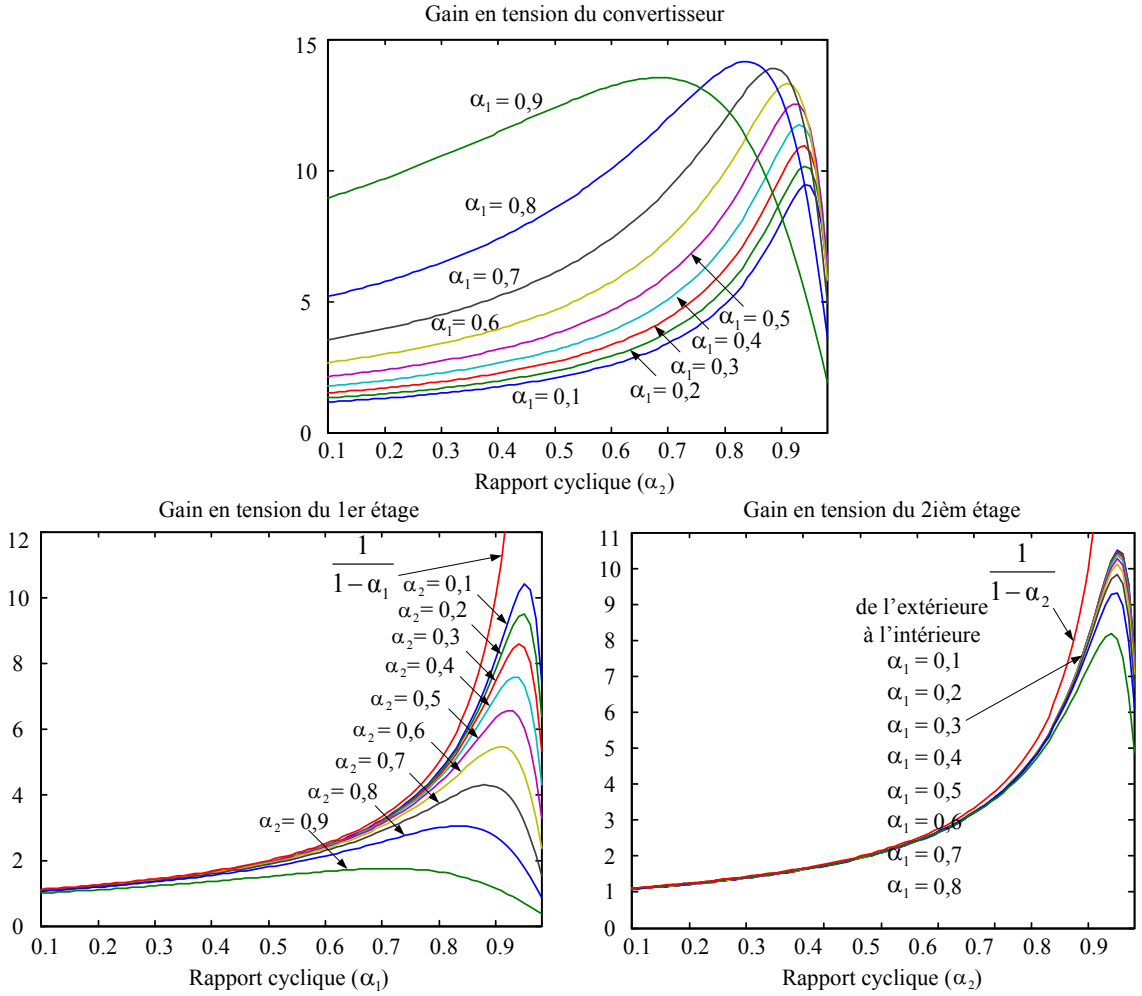


Figure 1-29. Gain en tension du convertisseur et de chaque étage pour des rapports cycliques différents.

1.2.3.4. Convertisseur à haut gain en tension

Le convertisseur de la figure 1-30 est développé par Nomura [1-18], il a un rapport de tension élevé avec un seul interrupteur commandable. Deux capacités identiques C_1 et C_2 sont connectées via deux diodes.

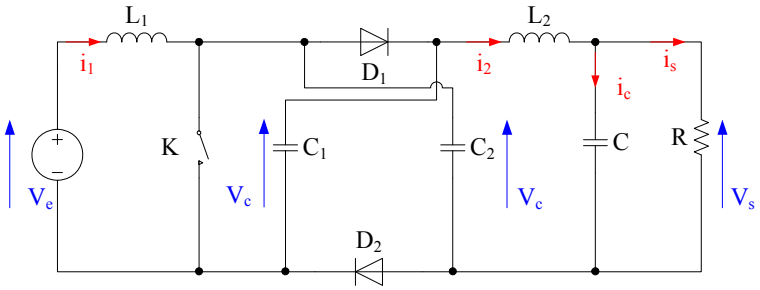


Figure 1-30. Boost à haut gain en tension

En mode de conduction continue, on va considérer constantes la tension des bornes des capacités. Les formes d'ondes des courants i_1, i_2 et des tensions sont représentées sur la figure 1-31.

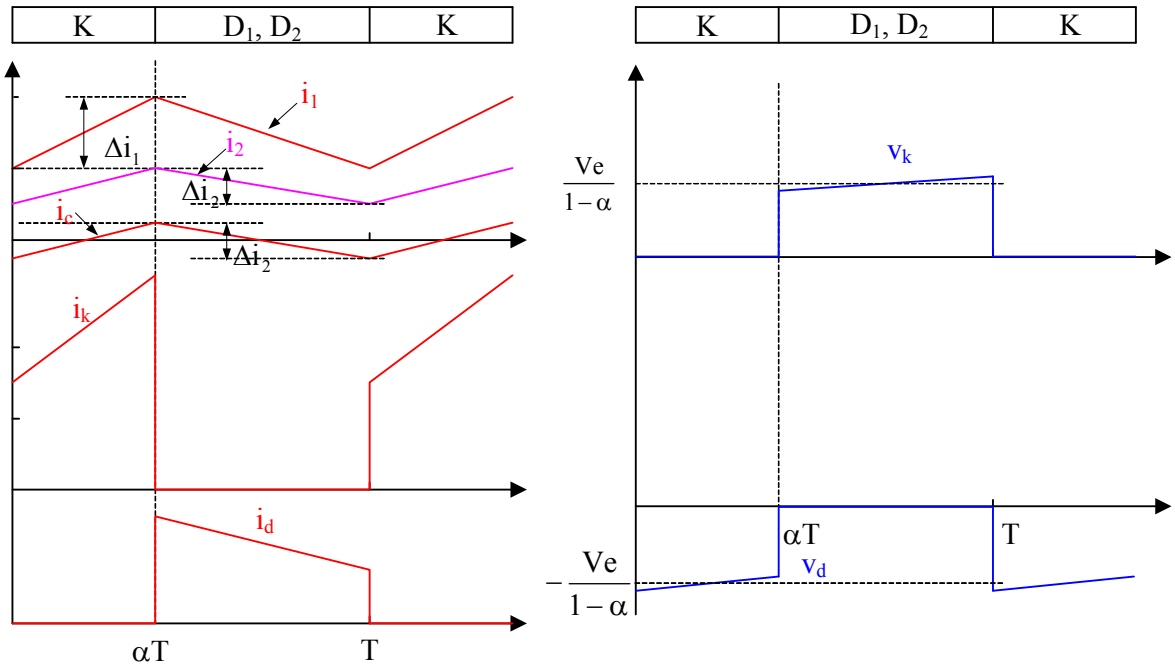


Figure 1-31. Formes d'ondes des courants et des tensions.

On en déduit :

$$\begin{cases} \alpha \cdot V_e = -(1-\alpha)\cdot(V_e - V_c) \\ \alpha \cdot (2V_c - V_s) = -(1-\alpha)\cdot(V_c - V_s) \end{cases} \tag{1-94}$$

Soit pour tension aux bornes des capacités C_1 et C_2 :

$$V_c = \frac{V_e}{1-\alpha} \tag{1-95}$$

et pour la tension de sortie :

$$V_s = (1+\alpha)\cdot V_c = \frac{1+\alpha}{1-\alpha}\cdot V_e \tag{1-96}$$

Le gain en tension obtenu est meilleur que celui du Boost (figure 1-32)

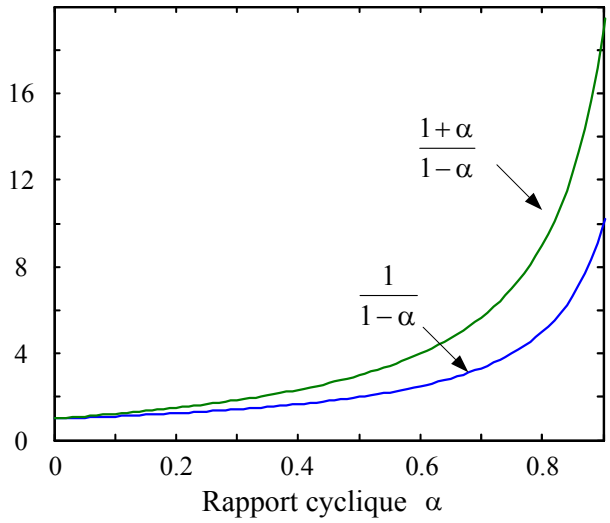


Figure 1-32. Evolution des gains en tension.

L'ondulation des courants traversés aux inductances L_1 et L_2 peut s'écrire respectivement à $\Delta i_1 = \frac{\alpha\cdot V_e}{L_1\cdot f}$ et $\Delta i_2 = \frac{\alpha\cdot V_e}{L_2\cdot f}$, et l'ondulation de la tension de sortie est $\Delta v_s = \frac{\Delta i_2}{8\cdot C\cdot f} = \frac{\alpha\cdot V_e}{8\cdot L_2\cdot C\cdot f^2}$, le choix des inductances doit assurer la conduction continue sur les courants circulant dans les inductances en tenant compte la tension de sortie, la fréquence de découpage ainsi que les points de fonctionnement.

Les contraintes sur l'interrupteur et les diodes en tension sont :

$$v_{k,max} = v_c + \frac{\alpha\cdot I_2}{4\cdot C_1\cdot f} \text{ et } v_{d1,max} = v_{d2,max} = v_c + \frac{\alpha\cdot I_2}{2\cdot C_1\cdot f} \tag{1-97}$$

où $C_1 = C_2$. Ces contraintes en tension sont proches de celles du Boost classique mais inferieures à la tension de sortie du convertisseur.

Les contraintes en courant sur les composants semi-conducteurs sont :

$$i_{k,max} = i_{1max} + i_{2max} = I_1 + I_2 + \frac{\Delta i_1 + \Delta i_2}{2} = I_1 \cdot (2-\alpha) + \frac{\alpha \cdot V_e}{2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \quad (1\text{-}98)$$

$$i_{d1,max} = i_{d2,max} = \frac{i_{1,max} + i_{2,max}}{2} = \frac{I_1 + I_2}{2} + \frac{\Delta i_1 + \Delta i_2}{4} = I_1 \cdot (1 - \frac{\alpha}{2}) + \frac{\alpha \cdot V_e}{4 \cdot f} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \quad (1\text{-}99)$$

Sur l'interrupteur, cette contrainte en courant est plus grande que celle du Boost classique. En revanche, cette contrainte est inférieure à celle du Boost classique sur les diodes.

Si l'on prend en compte les éléments parasites des composants (r_0, r_{L1}, r_{L2}, r_k, r_d, v_{k0}, et v_{d0}) au convertisseur, la tension de sortie moyenne peut s'écrire :

$$V_s = \frac{(1+\alpha) \cdot (V_0 - \alpha \cdot v_{k0}) - 2 \cdot (1-\alpha) \cdot v_{d0}}{1 - \alpha + \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{r_{L2} \cdot (1-\alpha)^2 + (r_{L1} + r_0) \cdot (1+\alpha) + (2-\alpha) \cdot (r_d \cdot (1-\alpha) + r_k \cdot \alpha \cdot (1+\alpha))}{R}} \quad (1\text{-}100)$$

On utilise aussi les composants présentés dans le tableau 1-1, et obtient les tensions de sortie en fonction du rapport cyclique dans la figure 1-33. Comme les autres convertisseurs, on observe que la tension de sortie est limitée à une valeur maximale, et elle s'éloigne de sa valeur idéale lorsque le rapport cyclique est élevé. De plus, entre les convertisseurs à MOSFET et à IGBT, il n'y a pas grande différence sur leur tension de sortie pour une même valeur de rapport cyclique, surtout quand ce dernier est faible.

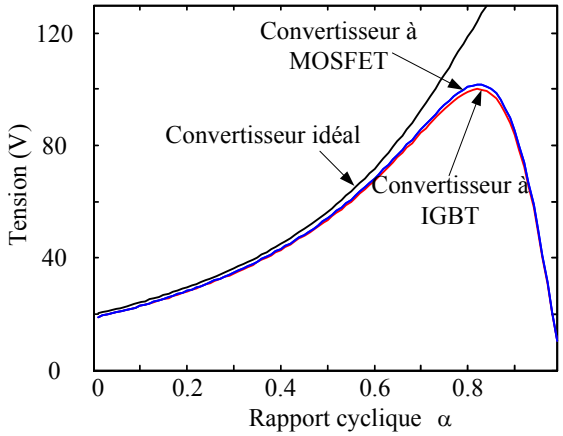


Figure 1-33. Tension de sortie du convertisseur en fonction du rapport cyclique.

Théoriquement, le gain en tension de ce convertisseur est (1+α) fois du celui d'un Boost. Cependant, en augmentant le rapport cyclique, son rapport de transformation devient

moins efficace, en cas d'un haut gain en tension demandée par l'application, ce convertisseur n'est pas satisfaisant.

1.3. Conclusion

Le convertisseur considéré est un convertisseur continu-continu non isolé ayant un gain en tension élevé et une ondulation du courant d'entrée faible. Dans ce chapitre, on a étudié les convertisseurs continu-continu non isolés classiques, ainsi que leurs modèles avec les éléments parasites des composants. Le rapport de transformation du convertisseur Boost est plus élevé que les autres structures classiques, même si on ajoute les éléments parasites des composants.

Ensuite pour le Boost, on a montré que l'on peut segmenter en entrée (structure entrelacée à deux cellules élémentaires) et en sortie (structure à trois niveaux). Le convertisseur entrelacé permet de diminuer la contrainte en courant pour les composants semi-conducteurs, mais le convertisseur à trois niveaux peut réduire la contrainte en tension des semi-conducteurs à moitié de celle du Boost. Ils peuvent tous les deux doubler la fréquence apparente du courant d'entrée, d'où la réduction de l'ondulation du courant d'entrée.

Enfin, on a présenté deux structures existantes qui permettent d'augmenter le rapport de transformation. La première est une structure de mise en cascade de deux Boost élémentaires. La tension intermédiaire a été choisie pour équilibrer le rapport de transformation des deux étages. Le gain en tension de la structure en cascade est proche du carrée de celui d'un convertisseur élémentaire. Le convertisseur de Nomura permet d'obtenir significativement le gain en tension par rapport au convertisseur Boost. Pour une inductance, deux diode et deux capacités de plus, il a théoriquement un gain en tension $(1+\alpha)$ fois de celui du convertisseur Boost. Cependant, son rapport de transformation est moins efficace lorsque le rapport cyclique est grand. Donc, la structure obtenue par la mise en cascade de deux convertisseurs élémentaires est retenue pour notre application. Quant à ses convertisseurs élémentaires, ils seront choisis dans le chapitre suivant.

Chapitre 2. Structure proposée et contrôle

2.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, dans le but d'avoir un gain en tension élevé, on a déterminé la structure principale du convertisseur destiné à notre application, structure basée sur la mise en cascade de deux convertisseurs élémentaires. Les convertisseurs élémentaires pourront être de type Boost entrelacé ou à trois niveaux selon la valeur du courant à l'entrée où la tension à la sortie.

Le choix entre ces structures élémentaires sera effectué au début de ce chapitre. Une fois que le convertisseur sera déterminé, on s'intéressera aux régulateurs de courant pour chaque convertisseur élémentaire. Ces régulateurs seront définis dans un premier temps à l'aide d'un modèle moyen des convertisseurs en appliquant un contrôle glissant. On s'intéressera aussi à l'équilibrage des tensions aux bornes des capacités pour l'étage à trois niveaux.

Pour la commande globale du système complet, on présentera une méthode basée sur l'utilisation d'un régulateur linéaire classique, découplant les commandes des deux étages. Une stratégie de contrôle globale basée sur les propriétés de platitude du système sera ensuite définie. Les différentes commandes proposées seront validées par simulation.

2.2. Choix de la structure des convertisseurs élémentaires

Compte tenu de la caractéristique de notre source d'énergie, la structure des convertisseurs élémentaires de chaque étage doit permettre d'apporter un taux d'élévation de tension élevé puisqu'il doit être supérieur à 12. De plus, le convertisseur élémentaire du premier étage doit être capable de minimiser l'ondulation du courant d'entrée et de limiter les pertes à puissance élevée.

2.2.1. Comparaisons des convertisseurs élémentaires

Les structures « Boost », « Boost entrelacées » et « Boost à trois niveaux » ont été présentées dans le chapitre précédent. Ils ont un même gain en tension que le convertisseur Boost élémentaire. L'intérêt de ces deux derniers structures est l'augmentation de la fréquence apparente du courant d'entrée, ce qui a pour conséquence de réduire l'amplitude des ondulations de celui-ci sans augmenter la valeur de l'inductance ou la fréquence de découpage des semi-conducteurs. Les trois convertisseurs élémentaires de base sont représentés sur la figure 2-1. Ces trois structures ont des caractéristiques similaires vis-à-vis du gain en tension.

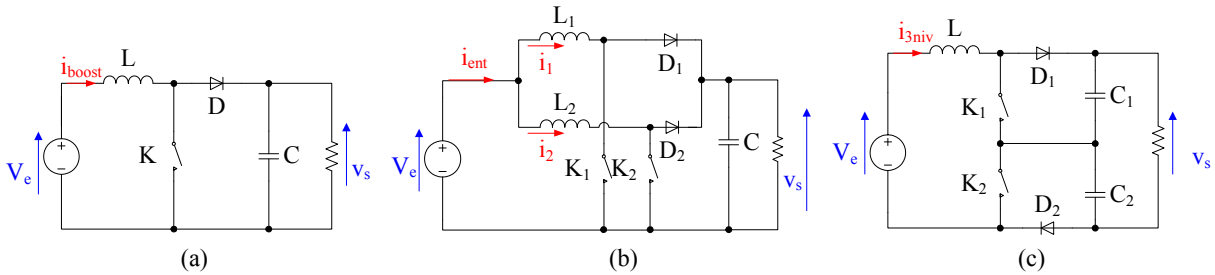


Figure 2-1. (a) Structure Boost classique, (b) Structure « Boost entrelacées » (2 cellules élémentaires), (c) Structure « Boost à trois niveaux ».

Afin d'obtenir la même énergie électromagnétique stockée dans les inductances, nous fixons la valeur de l'inductance du Boost entrelacé à L_1=L_2=2L. Avec les relations (1-1), (1-61), (1-62) et (1-84), présentées dans le premier chapitre, on en déduit la relation entre les trois ondulations :

$$\Delta i_{ent} = \Delta i_{3niv} = \begin{cases} \dfrac{1-2\cdot\alpha}{2\cdot(1-\alpha)}\cdot\Delta i_{boost} & \text{pour} \quad \alpha < 0{,}5 \\ \dfrac{2\cdot\alpha-1}{2\cdot\alpha}\cdot\Delta i_{boost} & \text{pour} \quad \alpha > 0{,}5 \end{cases} \tag{2-1}$$

La figure 2-2 montre que l'ondulation du courant est plus faible pour le convertisseur entrelacé et pour le convertisseur à trois niveaux, car la fréquence de l'ondulation de courant est doublée par rapport à la fréquence de découpage des semi-conducteurs grâce au décalage des commandes.

Si le courant d'entrée du convertisseur entrelacé est segmenté en deux cellules élémentaires, la contrainte en courant pour les inductances et les composants semi-conducteurs est donc la moitié de celle du Boost classique ou du Boost à trois niveaux.

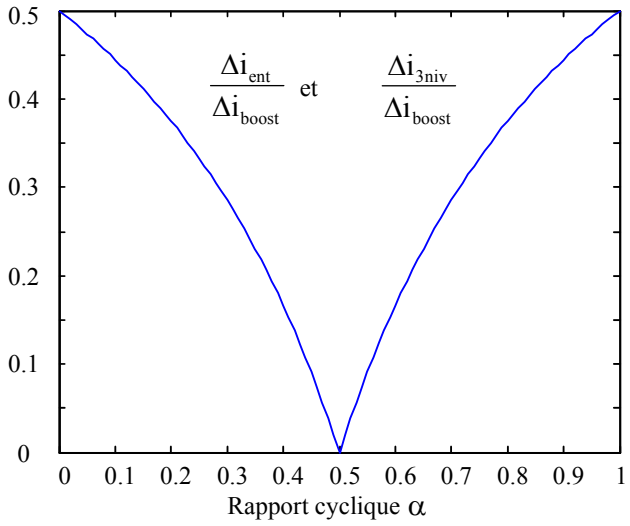


Figure 2-2. Rapport entre les ondulations du courant d'entrée.

De plus, les contraintes en tension aux bornes des composants semi-conducteurs de puissance sont différentes. Pour la structure classique ou entrelacée, la contrainte en tension des semi-conducteurs est définie par la tension de sortie du convertisseur. Par contre, pour la structure à trois niveaux, la tension aux bornes des semi-conducteurs n'est que la moitié de la tension de sortie. Donc, le choix de l'une ou l'autre des deux structures peut conduire à un changement de technologie des semi-conducteurs permettant ainsi de réduire les pertes dans le convertisseur en diminuant les pertes dans les semi-conducteurs. Actuellement, le MOSFET et l'IGBT sont les interrupteurs le plus souvent utilisés dans ce type d'application grâce à leur rapidité et leur commande simple [2-1]. Usuellement, le transistor MOSFET est utilisé pour des applications basse tension en profitant de leur faible chute de tension à l'état passant. Au contraire, l'IGBT est utilisé pour les applications à plus haute tension.

Quant aux diodes, les diodes Schottky sont bien adaptées à notre application grâce à la chute de tension faible à ses bornes à l'état passant et aux pertes de commutation quasi nulles. Mais sa tenue en tension est souvent inférieure à 200 V pour qu'elle ait un calibre en courant supérieur à 100 A. Les MOSFET de puissance ayant un calibre en courant supérieur à 100 A ont généralement une tenue en tension d'environ 300 V [2-2], ce qui permet d'utiliser ce type de composant lorsque la contrainte en tension maximale est de 150 V. Dans le cas contraire, il

est nécessaire d'utiliser des semi-conducteurs de type IGBT. Ces différentes remarques conduisent au tableau 2-1.

Tension de sortie (V_s)	< 150 V	150 V <V_s < 300V	> 300 V
Boost entrelacé	MOSFET, Diode Schottky	IGBT, Diode recouvrement rapide	IGBT, Diode recouvrement rapide
Boost à trois niveaux	MOSFET, Diode Schottky	MOSFET, Diode Schottky	IGBT, Diode recouvrement rapide

Tableau 2-1. Type des interrupteurs et des diodes pour les deux structures en fonction la tension de sortie.

2.2.2. Pertes dans les convertisseurs élémentaires

Dans le but de déterminer la structure du convertisseur minimisant les pertes pour une puissance transmise donnée, nous allons détailler les pertes du convertisseur dans les différentes gammes de tension définies dans le tableau précédent. Le gain en tension est fixé à 3 et la fréquence des signaux de commande est choisie égale à 10 kHz. Les inductances sont dimensionnées avec des circuits magnétiques POWERLITE C-Cores de chez Metglas. Ce type de circuit magnétique est fabriqué dans un alliage à base de fer. Ayant des propriétés de haute saturation d'induction (1,56 T) et de faibles pertes, il est plus performant que les matériaux ferromagnétiques conventionnels (ferrites). De plus, il a une large plage de fréquence de fonctionnement (jusqu'à 100 kHz au moins), et est idéal pour les applications d'alimentions à découpage [2-3].

Les pertes dans le convertisseur que nous allons calculer se décomposent en deux parties : les pertes dans les inductances et dans les composants semi-conducteurs. Les pertes dans les capacités dues principalement aux résistances série équivalentes ne sont pas prises en compte. En effet, les capacités pour l'électronique de puissance à fort courant sont souvent de type film. Le polypropylène est généralement choisi pour ses excellentes caractéristiques diélectriques (pertes, absorption, rigidité, résistance d'isolement) [2-4]. Il en résulte que les

résistances série équivalentes de ce type de capacités sont très faibles, générant des pertes négligeables vis-à-vis des pertes dans les semi-conducteurs et les inductances.

- **Pertes dans les inductances**

Les pertes dans les inductances sont calculées par la somme des pertes Joule et des pertes dans les circuits magnétiques. Les pertes Joule sont définies par :

$$P_{inductance_conduction} = r_L \cdot i_{eff}^{\ 2} \tag{2-2}$$

où i_{eff} est la valeur efficace du courant circulant dans l'inductance. Pour simplifier le calcul, nous prenons un calcul approché en notant X la valeur moyenne de x :

$$P_{inductance_conduction} \approx r_L \cdot I^2 \tag{2-3}$$

En effet, pour un courant d'inductance i (en conduction continue), celui-ci peut être décomposé en un terme constant qui correspond à sa valeur moyenne I, et un terme alternatif. Ce terme alternatif sous la forme triangulaire avec une amplitude d'ondulation de Δi. Sa valeur efficace i_{eff} peut être exprimée par sa valeur moyenne et l'amplitude de son ondulation :

$$i_{eff} = \sqrt{I^2 + \Delta i^2 / 12} \tag{2-4}$$

Donc, même si l'amplitude de l'ondulation représente 50% du courant moyen, il n'y a qu'environ 1% de différence entre la valeur du courant efficace et sa valeur moyenne.

Les pertes dans les circuits magnétiques sont les pertes par hystérésis et par courant de Foucault. Grâce à la formule fournie par le constructeur, ces pertes sont calculées à l'aide de la fréquence du courant, de l'amplitude de l'ondulation d'induction et du poids du circuit magnétique [2-3] :

$$P_{circuit_magnétique} = 6,5 \cdot f^{1,51} \cdot \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^{1,74} \cdot m \tag{2-5}$$

où f est la fréquence des ondulations de courant en kHz, ΔB est l'ondulation de l'induction T et m la masse du circuit magnétique en kg.

- **Pertes dans les composants semi-conducteurs**

Les pertes dans les composants semi-conducteurs sont composées des pertes de conduction et des pertes de commutation.

En utilisant les modèles à l'état passant de la diode et de l'interrupteur présentés dans le chapitre 1 (une tension constante en série avec une résistance: v_{d0} pour la diode et v_{k0} pour l'interrupteur, r_d pour la diode et r_k pour l'interrupteur), les pertes de conductions des composants semi-conducteurs peuvent être calculées par :

$$\begin{aligned} P_{diode_conduction} &= \left(\sqrt{1-\alpha}\cdot v_{d0} + r_d \cdot i_{d,eff}\right)\cdot i_{d,eff} \\ P_{interrupteur_conduction} &= \left(\sqrt{\alpha}\cdot v_{k0} + r_k \cdot i_{k,eff}\right)\cdot i_{k,eff} \end{aligned} \tag{2-6}$$

En utilisant les relations

$$i_{d,eff} \approx \sqrt{1-\alpha}\cdot I \tag{2-7}$$

$$i_{k,eff} \approx \sqrt{\alpha}\cdot I \tag{2-8}$$

Les pertes de conduction des composants semi-conducteurs sont alors :

$$P_{diode_conduction} \approx \left(v_{d0} + r_d \cdot I\right)\cdot\left((1-\alpha)\cdot I\right) \tag{2-9}$$

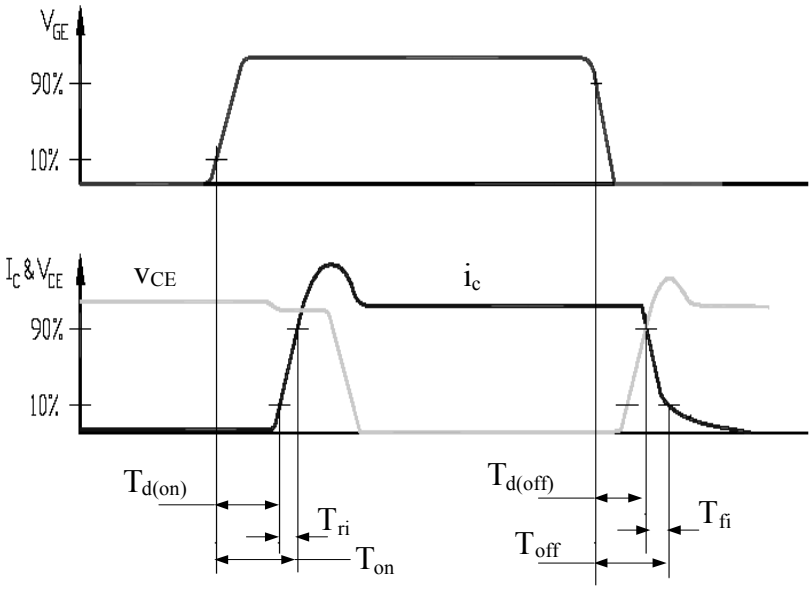
$$P_{interrupteur_conduction} \approx \left(v_{k0} + r_k \cdot I\right)\cdot \alpha \cdot I \tag{2-10}$$

où α est le rapport cyclique du signal de commande, et v_{k0} est nulle pour les interrupteurs de type MOSFET.

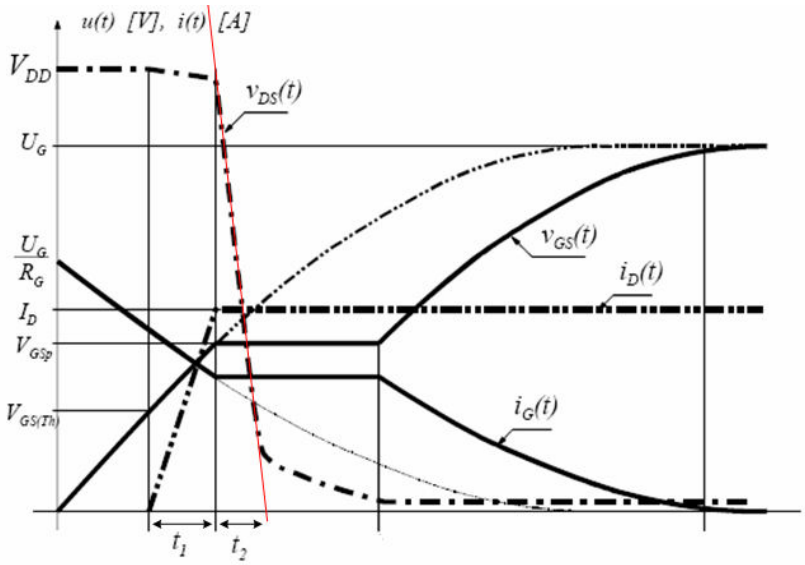
Les pertes de commutations des diodes varient selon le type de diode. Pour les diodes Schottky, ces pertes sont négligeables. Il n'y a pas de trou injecté dans les semi-conducteurs, d'où pas de charge stockée, l'ouverture de diode Schottky est donc très rapide. Quant aux diodes à recouvrement rapide, la plupart des pertes de commutations sont des pertes au blocage. Ces pertes correspondent approximativement aux pertes de conduction [2-5].

Pour calculer les pertes de commutations des interrupteurs, il faudrait connaître les formes de la tension et du courant pendant l'intervalle de commutation. La figure 2-3 montre un exemple des formes d'ondes des tensions et du courant pendant la commutation pour un IGBT et un MOSFET. Même avec ces courbes, le calcul exact des énergies de commutation n'est pas réalisable, puisqu'elles dépendent de plusieurs paramètres (les points de

fonctionnement, la résistance de grille, la tension de commande, la température etc.) et que ces courbes sont des courbes approchées.



(a) Fermeture et ouverture d'IGBT [2-6].



(b) Fermeture de MOSFET.

Figure 2-3. Formes d'onde de courant et des tensions pour une charge inductive à la commutation [2-7].

Pour l'IGBT, les énergies de commutation à l'ouverture E_{off_test} et à la fermeture E_{on_test} sont souvent données dans leurs fiches techniques pour certains points de fonctionnement. Nous supposons que la résistance de grille et la tension de commande ont les mêmes valeurs que celles utilisées pour le test. L'énergie dissipée pendant la commutation est proportionnelle

au courant et à la tension commutée. Donc, les pertes de commutions dans les IGBT peuvent être définies par :

$$P_{igbt_commutations} \approx \left(E_{on_test} + E_{off_test}\right) \cdot \frac{I_c}{I_{c,test}} \cdot \frac{V_{CE}}{V_{CE,test}} \cdot f \tag{2-11}$$

où f est la fréquence de commutation.

Pour le MOSFET, les énergies de commutation à l'ouverture E_{off_test} et à la fermeture E_{on_test} ne sont pas fournies par le constructeur. A l'aide des formes d'ondes des tensions et des courants de la figure 2-3(b), en définissant une résistance de grille et un point de fonctionnement pour trouver les énergies de commutation, on calcule approximativement des durées de commutation pendant lesquelles la plupart des pertes de commutation sont dissipées. A la fermeture, t_1 correspond à la durée de la croissance du courant drain-source de zéro à I_D (valeur à l'état passant). t_2 représente la durée de décroissance de la tension V_{DD} (valeur de la tension drain-source à l'état bloqué), les pertes, entre la fin de cette décroissance et le moment où la tension drain-source atteint sa valeur à l'état passant du MOSFET, sont négligées. On obtient l'énergie à la fermeture en supposant que les énergies sont proportionnelles entre elles :

$$E_{on} \approx \frac{V_{DD} \cdot I_D}{2} \cdot \frac{I_D}{I_{D,test}} \cdot \frac{V_{DD}}{V_{DD,test}} \cdot \left(t_1 + t_2\right) \tag{2-12}$$

De même à la fermeture, nous avons deux phases similaires de deux durées t_3 et t_4, l'énergie à l'ouverture E_{off} est :

$$E_{off} \approx \frac{V_{DD} \cdot I_D}{2} \cdot \frac{I_D}{I_{D,test}} \cdot \frac{V_{DD}}{V_{DD,test}} \cdot \left(t_3 + t_4\right) \tag{2-13}$$

Les durées t_1, t_2, t_3 et t_4 sont calculées par :

$$\begin{aligned} t_1 &= R_g \cdot C_{iss} \cdot \ln\left(\frac{U_g - V_{GS(th)}}{U_g - V_{GSp}}\right) \\ t_2 = t_3 &= \frac{R_g \cdot C_{rss} \cdot V_{DD}}{U_g - V_{GSp}} \\ t_4 &= R_g \cdot C_{oss} \cdot \ln\left(\frac{U_g - V_{GS(th)}}{U_g - V_{GSp}}\right) \end{aligned} \tag{2-14}$$

avec

R_g : Résistance de grille.

U_g : Amplitude de la tension de commande.

$C_{iss} = C_{GS} + C_{DG}$

$C_{rss} = C_{DG}$

$C_{oss} = C_{DS} + C_{DG}$

$V_{GS(th)}$: Tension de seuil de v_{GS}

V_{GSp} : Tension de palier de v_{GS}

Avec la fréquence de commutation f, les pertes de commutations du MOSFET sont donc :

$$P_{mos_commutations} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f \tag{2-15}$$

Dans le premier cas, nous choisissons la tension de sortie fixée à 90 V, l'amplitude maximale de la puissance d'entrée à 4500 W, ce qui nous permet d'utiliser des composants de type MOSFET et des diodes de type Schottky. Les composants choisis sont définis dans le tableau ci-dessous. Les inductances ont été choisies pour une amplitude d'ondulation du courant l'entrée de 15 A.

Structure	Interrupteur	Diode	Inductance
Boost entrelacé	MOSFET 200V 96A (IXTH 96N20P)	Diode Schottky 200V 90A (DSA 90C 200HB)	$L_1 = L_2 = 66$ µH $r_{L1} = r_{L2} = 2$ mΩ (AMCC50, 16 spires)
Boost à trois niveaux	MOSFET 100V 200A (IXTK 200N10P)	Diode Schottky 100V 320A (DSS 2x160-01A)	L = 33 µH $r_L = 1$ mΩ (AMCC63, 12 spires)

Tableau 2-2. Composants des deux structures pour une tension de sortie de 90V.

L'évolution des pertes des deux structures en fonction du courant est représentée sur la figure 2-4. Nous observons que les pertes dans les deux structures sont voisines et ce quel que soit le niveau de puissance. La structure trois niveaux génère des pertes un peu plus élevées que la structure entrelacée lorsque le convertisseur fonctionne à pleine puissance.

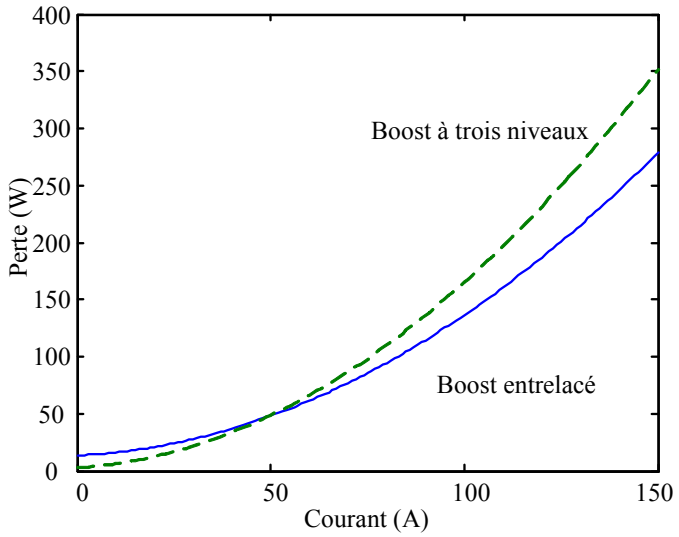


Figure 2-4. Pertes des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour la même tension de sortie 90 V et la même tension d'entrée 30 V.

La figure 2-5 nous donne l'évolution des pertes dans chaque structure en fonction du courant d'entrée lorsque la tension de sortie (270 V) est choisie dans la plage : 150 V - 300 V. L'amplitude maximale de la puissance d'entrée est également fixée à 4500 W. Les composants utilisés sont donnés dans le tableau 2-3, les inductances ont été choisies pour obtenir une amplitude d'ondulation du courant l'entrée de 5 A. Nous observons que les pertes dans la structure entrelacée pour un courant de 150 A sont proches du double de celles obtenues avec la structure à trois niveaux. En effet, dans cette gamme de tension, le changement de structure de convertisseur permet de changer de nature de composants.

Structure	Interrupteur	Diode	Inductance
Boost entrelacé	IGBT 600V 38A (IXDR 35N60BD1)	Diode à recouvrement rapide 400V 120A (DSEI 2x61)	$L_1 = L_2 = 600$ µH $r_{L1} = r_{L2} = 18$ mΩ (AMCC63, 39 spires)
Boost à trois niveaux	MOSFET 200V 96A (IXTH 96N20P)	Diode Schottky 200V 90A (DSA 90C 200HB)	$L = 300$ µH $r_L = 6{,}5$ mΩ (AMCC50, 26 spires)

Tableau 2-3. Composants des deux structures pour une tension de sortie de 270V.

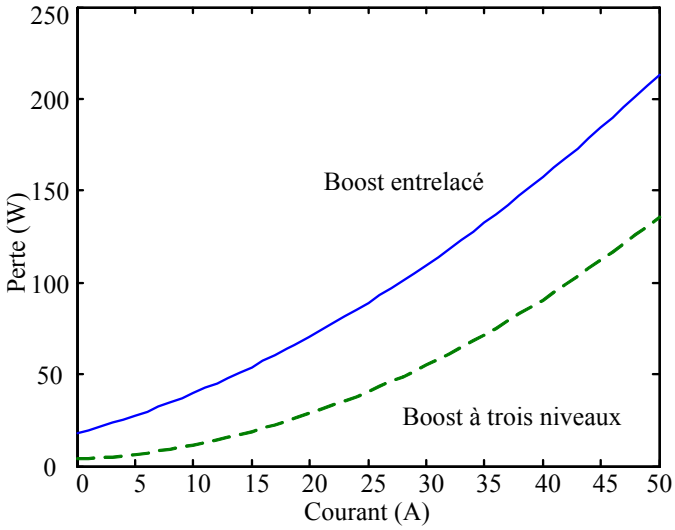


Figure 2-5. Pertes dans les semi-conducteurs en fonction du courant d'entrée pour la même tension de sortie 270 V et la même tension d'entrée 90 V.

Dans le troisième cas, nous prenons une tension de sortie fixée à 600 V, mais si nous gardons la même puissance d'entrée que les deux autres cas (4500 W), le courant d'entrée maximale n'est que 22,5 A. Afin de faire une comparaison sous un courant important, nous choisissons un courant d'entrée maximal de 150 A. Les interrupteurs de type IGBT et des diodes à recouvrement rapide (« Fast Recovery ») sont utilisées pour les deux structures. Les composants choisis sont définis dans le tableau ci-dessous, et les inductances ont été choisies pour obtenir une amplitude d'ondulation du courant l'entrée de 15 A.

Structure	Interrupteur	Diode	Inductance
Boost entrelacé	IGBT 1200V 75A (IXGH40N120B2D1)	Diode à recouvrement rapide 1200V 100A (DSEI 2x 61)	$L_1 = L_2 = 444$ µH $r_{L1} = r_{L2} = 7{,}1$ mΩ (AMCC320, 38 spires)
Boost à trois niveaux	IGBT 600V 156A (IXGR 120N60B)	Diode à recouvrement rapide 600V 200A (DSEI 2x 101)	$L = 222$ µH $r_L = 2{,}6$ mΩ (AMCC500, 26 spires)

Tableau 2-4. Composants des deux structures pour une tension de sortie de 600V.

L'évolution des pertes des deux structures en fonction du courant est représentée sur la figure 2-6. Nous observons que les pertes dans les deux structures sont voisines et ce quel que

soit le niveau de puissance. La structure entrelacée a des pertes légèrement plus élevée que la structure trois niveaux lorsque le convertisseur fonctionne à pleine puissance.

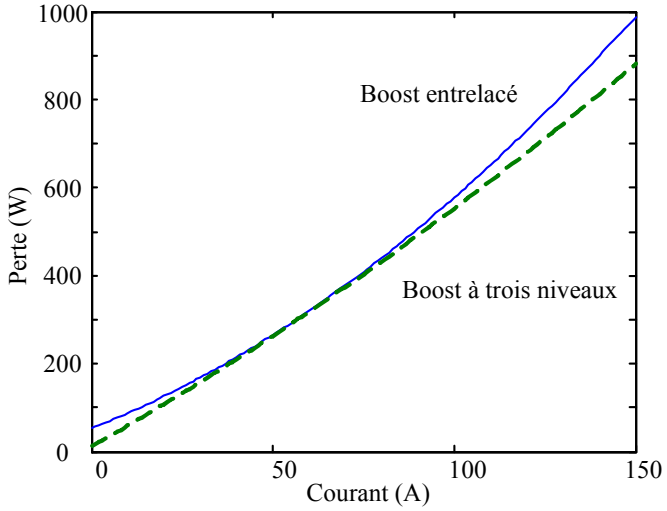


Figure 2-6. Pertes dans les semi-conducteurs en fonction du courant d'entrée pour la même tension de sortie 600 V et la même tension d'entrée 200 V.

Selon les comparaisons précédentes, il en résulte que la structure à trois niveaux a moins de pertes que la structure entrelacée lors d'une haute tension de sortie. Surtout si l'on utilise des interrupteurs différents et que le convertisseur entrelacé passe de MOSFET à des IGBT, c'est-à-dire, lorsque la tension de sortie du convertisseur est comprise entre 150 V et 300 V. Par contre, quand le convertisseur est basse tension en sortie, c'est la structure à trois niveaux qui a le plus de pertes.

On remarque que le choix du type d'interrupteur du tableau 2-1 n'est valable que pour des petites puissances, car ce choix dépend aussi de la valeur du courant d'entrée. Par exemple pour une source de 30 kW sous une tension de 50 V, le courant d'entrée du convertisseur est de 600 A. Pour la structure à trois niveaux, un seul MOSFET n'est plus utilisable à cause de la tenue en courant. Dans ce cas, les deux structures utilisent le même type d'interrupteurs (IGBT) avec une même tenue en tension (600V). Dans ce cas, c'est la structure entrelacée qui est plus favorable. La structure à trois niveaux n'est intéressante que lorsqu'elle utilise des MOSFET alors que le Boost entrelacé doit utiliser des IGBT. Cela peut se produire lorsque la tenue en tension d'un seul interrupteur n'est pas suffisante vis-à-vis de la valeur de la tension de sortie. On retrouve ce même intérêt du trois niveaux lorsque celui-ci utilise des IGBT de calibre en tension plus faible que le Boost entrelacé.

Finalement, le convertisseur qui sera dimensionné et réalisé dans le 3ième chapitre est destiné à tester les algorithmes de commande. Il a les caractéristiques suivantes :

Tension d'entrée nominale :	$V_e = 12{,}8$ V
Tension intermédiaire :	$V_{int} = 45$ V
Tension de sortie :	$V_s \approx 160$ V
Courant d'entrée nominal :	$I_1 = 240$ A
Puissance d'entrée nominale :	$P_1 = 3$ kW

Avec ce rapport de transformation 12,5, une structure cascade est indispensable. Le convertisseur élémentaire de chaque étage est choisi en fonction de la tension de sortie choisie et des résultats établis précédemment. Le premier étage a une tension de sortie de 45 V, et il n'est pas nécessaire d'utiliser une structure à trois niveaux. Par contre les 160 V en sortie conduisent à une telle structure si l'on veut utiliser des MOSFET. De même le niveau du courant en entrée conduit à choisir une structure entrelacée qui en plus limite l'ondulation du courant délivrée par la source.

u_1, u_2, u_3, u_4 sont les signaux de commande des interrupteurs. Les résistances séries r_1 et r_2 modélisent respectivement les pertes totales du Boost entrelacé et du Boost à trois niveaux. La résistance r représente la résistance de ligne entre la sortie du convertisseur et le banc de batteries. La puissance P_1 représente la puissance d'entrée du premier convertisseur élémentaire. P_2 représente la puissance d'entrée du second convertisseur élémentaire. Enfin, la puissance absorbée par la charge est représentée par P_{ch}. Un banc de batteries avec une tension v_B est connecté à la sortie du convertisseur.

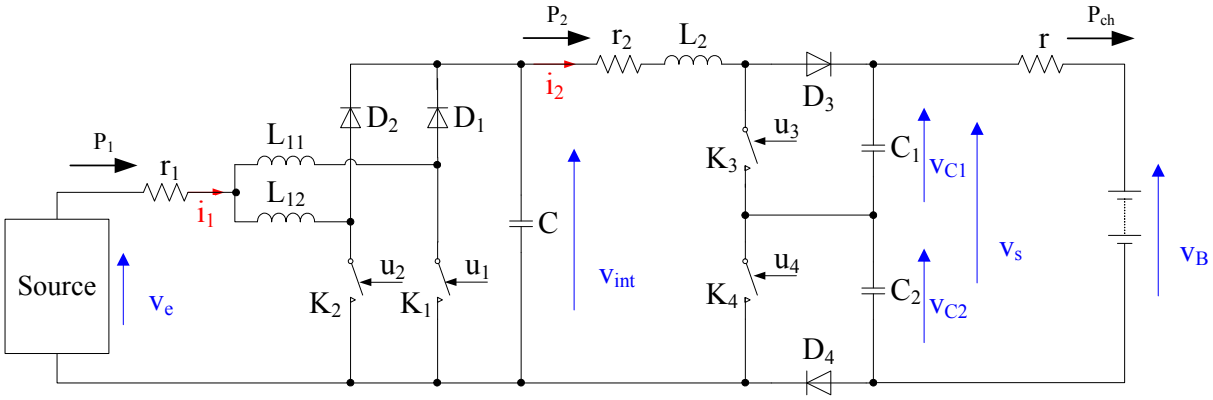


Figure 2-7. Le convertisseur proposé.

2.3. Contrôle des convertisseurs élémentaires

La régulation du système global est basée sur la gestion de l'énergie délivrée par le convertisseur. Pour cela, les courants doivent être parfaitement asservis à leur référence. Il faut donc que les régulateurs de courant soient rapides et robustes. Les régulateurs linéaires sont dimensionnés autour d'un point de fonctionnement, le dimensionnement garantit un temps de réponse et un dépassement fixé pour de petites variations autour de ce point de fonctionnement. Lorsque le système s'écarte de ce point, le temps de réponse du système, n'est plus garanti. Pour palier ce problème, nous choissions d'utiliser des régulateurs non-linéaires de type glissant.

2.3.1. Régulateur de courant du Boost entrelacé

Le convertisseur élémentaire du premier étage est un Boost entrelacé à deux cellules. En plus de la réduction de l'ondulation du courant d'entrée, l'intérêt supplémentaire de la structure entrelacée est de répartir la puissance totale du convertisseur entre chaque cellule. Le courant de chaque cellule est contrôlé par son propre régulateur de courant et les signaux de commande MLI sont décalés avec un angle électrique de π. La structure de contrôle utilisée est représentée sur la figure 2-8.

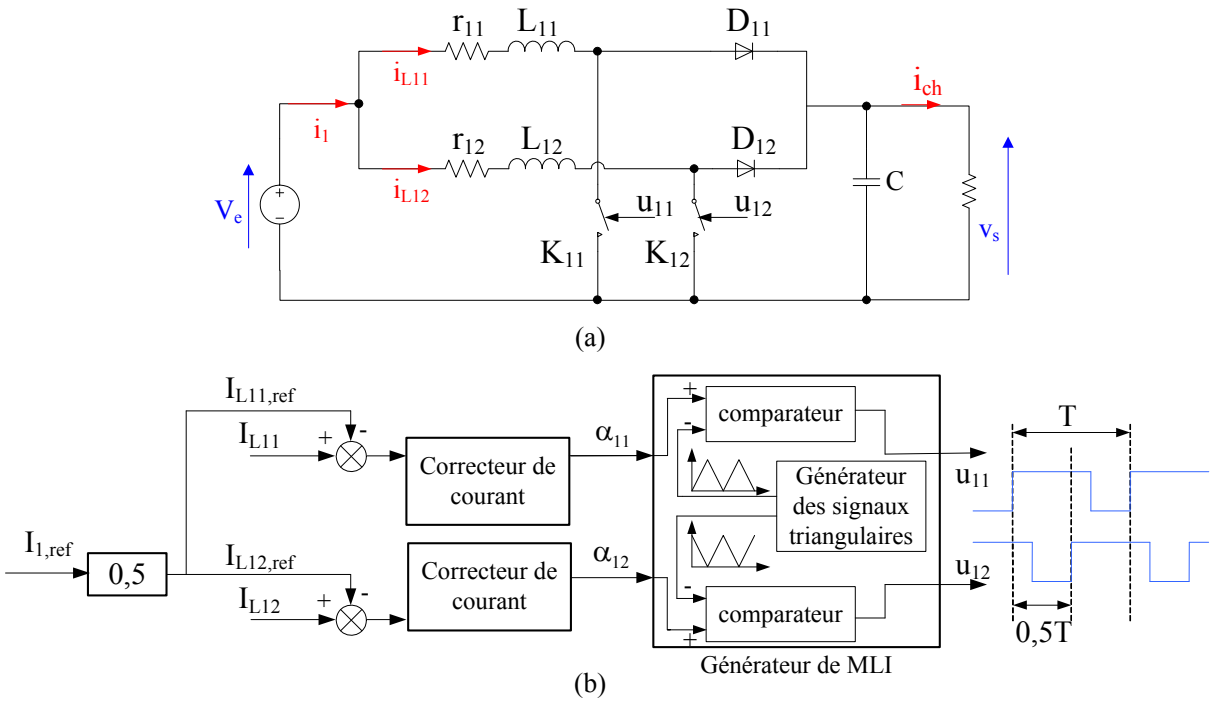


Figure 2-8. Régulation de courant du Boost entrelacé.

Pour équilibrer la puissance transitant par chaque cellule, la référence de courant de chaque cellule $I_{L11,ref}$ et $I_{L12,ref}$ est identique. Les rapports cycliques des interrupteurs α_{11} et α_{12} sont définis par les régulateurs de courant. A l'aide d'un générateur MLI, les deux signaux de commande décalés sont ensuite générés.

Le contrôle glissant est un mode de commande bien adapté aux convertisseurs statiques [2-8, 2-9]. En effet, il permet de garantir stabilité et robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques [2-10]. Nous choisissons d'utiliser ce type de régulateur pour notre contrôle. Pour ce contrôle, on définit une loi de ralliement vers des surfaces de glissement.

On définit les surfaces de glissement par les expressions suivantes [2-9, 2-11] :

$$\begin{bmatrix} s_{iL11} \\ s_{iL12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{L11} - I_{L11,ref} + K_{iL} \cdot \int_0^t (I_{L11} - I_{L11,ref}) \cdot d\tau \\ I_{L12} - I_{L12,ref} + K_{iL} \cdot \int_0^t (I_{L12} - I_{L12,ref}) \cdot d\tau \end{bmatrix} \tag{2-16}$$

où le terme intégral permet de compenser les variations paramétriques [2-12]. Le coefficient K_{iL} permet de fixer la dynamique avec laquelle l'erreur converge vers zéro. Les deux cellules élémentaires étant conçues de façon identique, nous fixons la même K_{iL} pour les deux surfaces.

Pour assurer que la trajectoire d'état converge vers la surface de glissement, il faut que :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} s_{iL11} \\ s_{iL12} \end{bmatrix} = -\lambda_{iL} \cdot \begin{bmatrix} s_{iL11} \\ s_{iL12} \end{bmatrix} \tag{2-17}$$

où λ_{iL} fixe la dynamique de ralliement des composantes s_{iL11} et s_{iL12} vers zéro. A noter que les surfaces tendent vers zéro uniquement lorsqu'on connaît les paramètres exacts du système.

Le modèle moyen du convertisseur est rappelé ci-dessous :

$$\begin{cases} L_{11} \cdot \dfrac{dI_{L11}}{dt} = V_e - (1-\alpha_{11}) \cdot V_s - r_{11} \cdot I_{L11} \\ L_{12} \cdot \dfrac{dI_{L12}}{dt} = V_e - (1-\alpha_{12}) \cdot V_s - r_{12} \cdot I_{L12} \\ C \cdot \dfrac{dV_s}{dt} = (1-\alpha_{11}) \cdot I_{L11} + (1-\alpha_{12}) \cdot I_{L12} - I_{ch} \end{cases} \tag{2-18}$$

Dans ces équations, α_{11} et α_{12} correspondent aux rapports cycliques de commande des interrupteurs K_{11} et K_{12}. Ces rapports cycliques peuvent s'exprimer à l'aide des relations (2-16), (2-17) et (2-18) sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} \\ \alpha_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \dfrac{V_e - r_{11} \cdot I_{L11} + L_{11} \cdot \left(\lambda_{iL} \cdot s_{iL11} - \dot{I}_{L11,ref} + K_{iL} \cdot (I_{L11} - I_{L11,ref}) \right)}{V_s} \\ 1 - \dfrac{V_e - r_{12} \cdot L_{L12} + L_{12} \cdot \left(\lambda_{iL} \cdot s_{iL12} - \dot{I}_{L12,ref} + K_{iL} \cdot (I_{L12} - I_{L12,ref}) \right)}{V_s} \end{bmatrix} \tag{2-19}$$

Ces relations définissent les rapports cycliques à imposer pour des valeurs du courant et de l'erreur données. En injectant les valeurs des rapports cycliques dans le modèle moyen on peut définir la dynamique de l'erreur de courant :

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_{11} + (\lambda_{iL} + K_{iL}) \cdot \varepsilon_{11} + \lambda_{iL} \cdot K_{iL} \cdot \int \varepsilon_{11} \cdot d\tau = 0 \\ \dot{\varepsilon}_{12} + (\lambda_{iL} + K_{iL}) \cdot \varepsilon_{12} + \lambda_{iL} \cdot K_{iL} \cdot \int \varepsilon_{12} \cdot d\tau = 0 \end{cases} \quad \text{où} \quad \begin{cases} \varepsilon_{11} = I_{L11} - I_{L11,ref} \\ \varepsilon_{12} = I_{L12} - I_{L12,ref} \end{cases} \tag{2-20}$$

Ces relation ne dépendent pas des paramètres du montage ce qui souligne la robustesse du régulateur.

Le système d'équation précédent peut se mettre après dérivation sous la forme:

$$\begin{cases} \ddot{\varepsilon}_{11} + (\lambda_{iL} + K_{iL}) \cdot \dot{\varepsilon}_{11} + \lambda_{iL} \cdot K_{iL} \cdot \varepsilon_{11} = 0 \\ \ddot{\varepsilon}_{12} + (\lambda_{iL} + K_{iL}) \cdot \dot{\varepsilon}_{12} + \lambda_{iL} \cdot K_{iL} \cdot \varepsilon_{12} = 0 \end{cases} \tag{2-21}$$

Ces équations permettent de définir les deux coefficients caractéristiques de la dynamique du régulateur d'après la relation suivante :

$$\begin{cases} \lambda_{iL} \cdot K_{iL} = \omega^2 \\ \lambda_{iL} + K_{iL} = 2 \cdot \xi \cdot \omega \end{cases} \tag{2-22}$$

où ω caractérise le temps de réponse et ξ l'amortissement.

2.3.2. Régulation de courant du Boost à trois niveaux

Contrairement à la structure entrelacée, nous ne pouvons utiliser un régulateur de courant classique pour la structure à trois niveaux. En effet, l'équilibrage des tensions des capacités de sortie doit être garanti pour obtenir le bon fonctionnement du convertisseur, c'est-à-dire la répartition des tensions aux bornes des interrupteurs et le doublement de la fréquence apparente des ondulations du courant d'entrée. Si ces deux tensions sont déséquilibrées, la forme d'onde du courant sera irrégulière et la contrainte en tension sur les composants semi-conducteurs ne sera plus égale à la moitié de la tension de sortie.

2.3.2.1. Etude du Boost à trois niveaux

La figure 2-9 présente un Boost à trois niveaux débitant sur une résistance ainsi que les signaux de commande des interrupteurs.

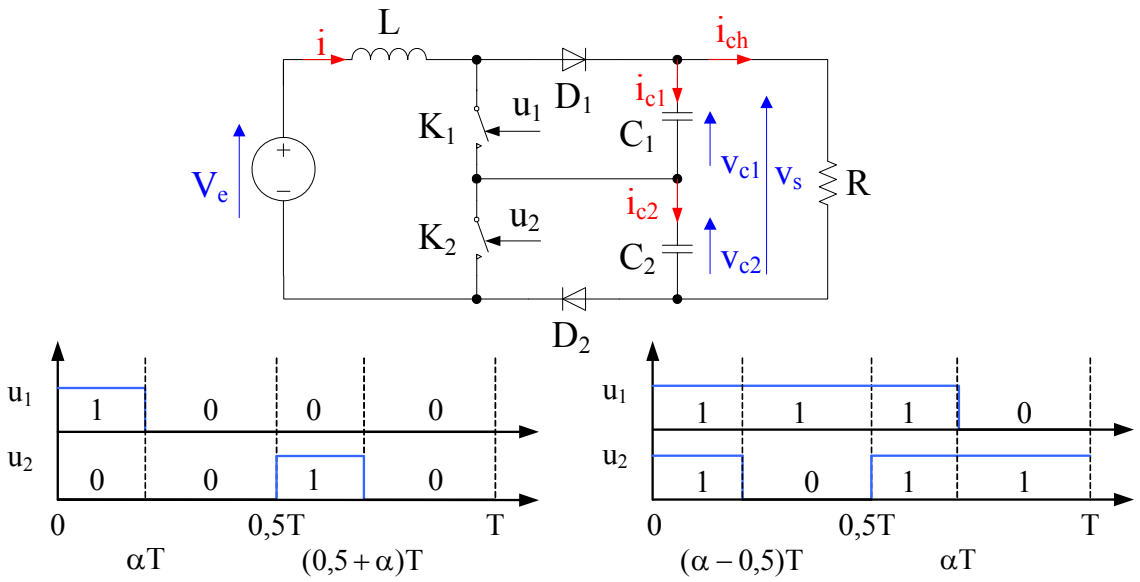


Figure 2-9. Boost à trois niveaux. Débit sur une résistance et signaux de commande (à gauche $\alpha < 0,5$; à droite $\alpha > 0,5$).

Les signaux u_1 et u_2 correspondent aux signaux de commande des interrupteurs K_1 et K_2. Sur chaque période de fonctionnement du convertisseur, on peut définir quatre séquences de fonctionnement.

Dans le cas idéal où l'on néglige les termes résistifs parasites, le modèle d'état du convertisseur est défini par :

$$\begin{cases} L \cdot \dfrac{di(t)}{dt} = V_e(t) - (1-u_1(t)) \cdot v_{c1}(t) - (1-u_2(t)) \cdot v_{c2}(t) \\ C_1 \cdot \dfrac{dv_{c1}(t)}{dt} = (1-u_1(t)) \cdot i(t) - \dfrac{v_{c1}(t)+v_{c2}(t)}{R} \\ C_2 \cdot \dfrac{dv_{c2}(t)}{dt} = (1-u_2(t)) \cdot i(t) - \dfrac{v_{c1}(t)+v_{c2}(t)}{R} \end{cases} \tag{2-23}$$

Ces équations peuvent se mettre sous la forme d'état suivante :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{1-u_1}{L} & -\dfrac{1-u_2}{L} \\ \dfrac{1-u_1}{C_1} & -\dfrac{1}{R \cdot C_1} & -\dfrac{1}{R \cdot C_1} \\ \dfrac{1-u_2}{C_2} & -\dfrac{1}{R \cdot C_2} & -\dfrac{1}{R \cdot C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_e \tag{2-24}$$

soit :

$$\frac{d}{dt} X_1 = A(u_1, u_2) \cdot X_1 + B \cdot V_e \tag{2-25}$$

Cette équation différentielle a une solution analytique sous la forme :

$$X_1(t) = e^{A(u_1,u_2)\cdot(t-t_0)} \cdot X_1(t_0) + A(u_1,u_2)^{-1} \cdot \left(e^{A(u_1,u_2)\cdot(t-t_0)} - I_3\right) \cdot B \cdot V_e \tag{2-26}$$

où I_3 est la matrice unité de dimension 3.

L'utilisation de cette expression n'est possible que si la matrice A n'est pas singulière, c'est-à-dire lorsque les signaux de commande u_1 et u_2 ne sont pas égaux. Dans ce cas, on peut utiliser une forme augmentée du vecteur d'état en y introduisant le terme source :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i \\ v_{c1} \\ v_{c2} \\ V_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{1-u_1}{L} & -\dfrac{1-u_2}{L} & \dfrac{1}{L} \\ \dfrac{1-u_1}{C_1} & -\dfrac{1}{R \cdot C_1} & -\dfrac{1}{R \cdot C_1} & 0 \\ \dfrac{1-u_2}{C_2} & -\dfrac{1}{R \cdot C_2} & -\dfrac{1}{R \cdot C_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ v_{c1} \\ v_{c2} \\ V_e \end{bmatrix} \tag{2-27}$$

soit :

$$\frac{d}{dt}X_2 = M(u_1, u_2) \cdot X_2 \tag{2-28}$$

dont la solution analytique est :

$$X_2(t) = e^{M(u_1,u_2)\cdot(t-t_0)} \cdot X_2(t_0) \tag{2-29}$$

Cette dernière expression est plus simple que celle donnée en (2-26) et présente l'avantage de ne pas nécessiter l'inversion de la matrice A. Par contre, elle ne permet pas d'obtenir aisément la valeur du vecteur d'état en début de période. En combinant l'expression (2-26) pour les deux séquences où les termes u_1 et u_2 sont différents et l'expression (2-29) pour les deux autres séquences, on peut aisément obtenir la valeur du vecteur d'état en début de période et déterminer pour un jeu de paramètres et un rapport cyclique donnés, les formes d'onde en régime permanent (figures 2-10 et 2-11).

Les résultats sur ces deux figures sont obtenus avec les paramètres suivants :

- Fréquence de découpage : f = 10 kHz
- Tension d'entrée : V_e = 20 V
- Inductance : L = 2,5 mH
- Charge résistive : R = 10 Ω
- Capacité : $C_1 = C_2$ = 0,5 mF

Les valeurs des paramètres utilisés viennent d'un convertisseur de faible puissance qui a été réalisé pour tester le principe de la commande développée dans le paragraphe 2.3.2.4..

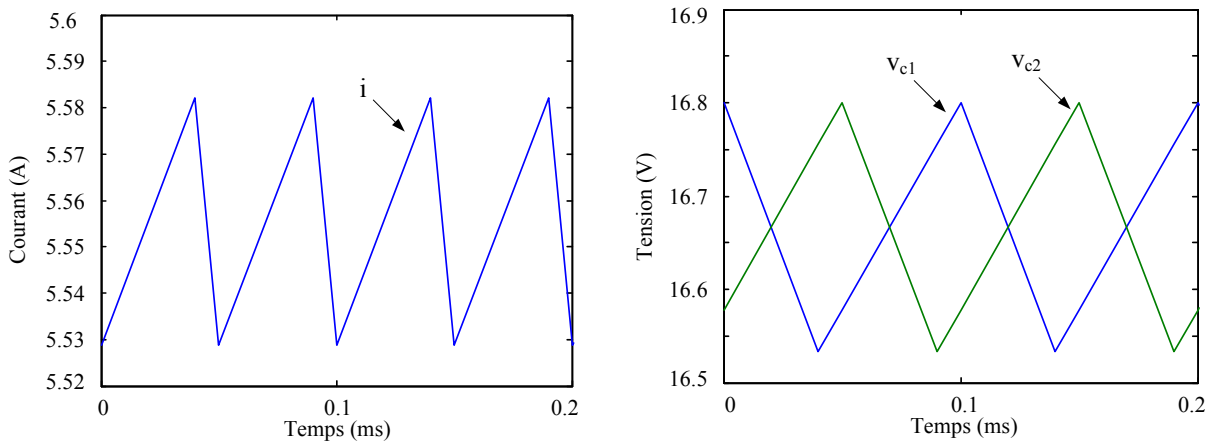


Figure 2-10. Formes d'ondes pour un rapport cyclique inférieur à 0,5 (α=0,4).

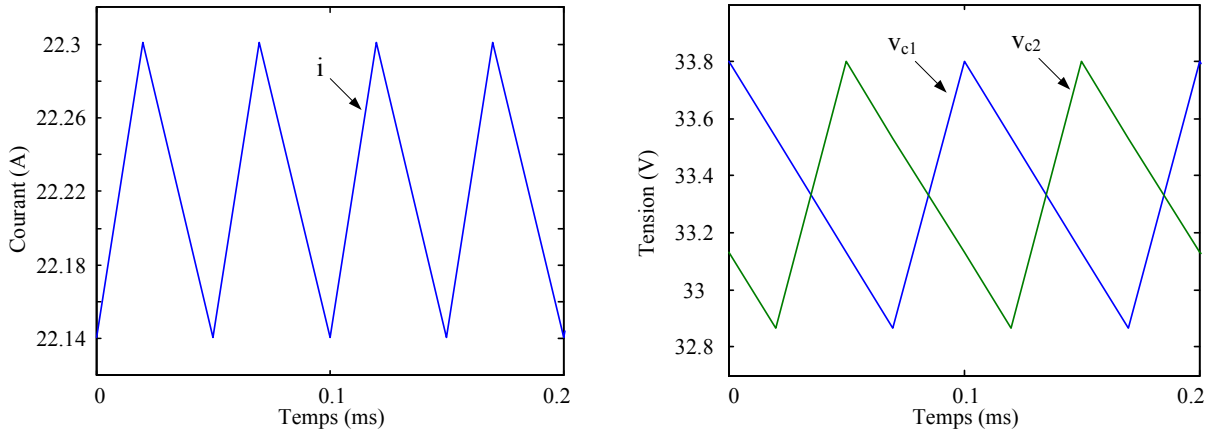


Figure 2-11. Formes d'ondes pour un rapport cyclique supérieur à 0,5(α=0,7).

Les valeurs moyennes du courant dans l'inductance et de la somme des tensions aux bornes des capacités se déduisent des équations données en (2-23) :

$$\begin{aligned} V_e &= (1-\alpha_1)\cdot V_{c1} + (1-\alpha_2)\cdot V_{c2} \\ (1-\alpha_1)\cdot I &= (1-\alpha_2)\cdot I = \frac{V_{c1}+V_{c2}}{R} \end{aligned} \tag{2-30}$$

où α_1 et α_2 correspondent aux valeurs moyennes des signaux u_1 et u_2, c'est-à-dire aux rapports cycliques.

La relation sur le courant montre que les rapports cycliques doivent être égaux et si l'on appelle α le rapport cyclique commun, on a pour les valeurs moyennes :

$$\begin{aligned} V_s &= V_{c1} + V_{c2} = \frac{V_e}{1-\alpha} \\ I &= \frac{V_e}{(1-\alpha)^2\cdot R} \end{aligned} \tag{2-31}$$

La figure 2-12 donne les formes d'ondes des tensions aux bornes des capacités et de la tension de sortie lorsque la valeur de C_1 est légèrement différente que celle de C_2 (figure 2-12). Les conditions initiales sont calculées de la même façon que précédemment.

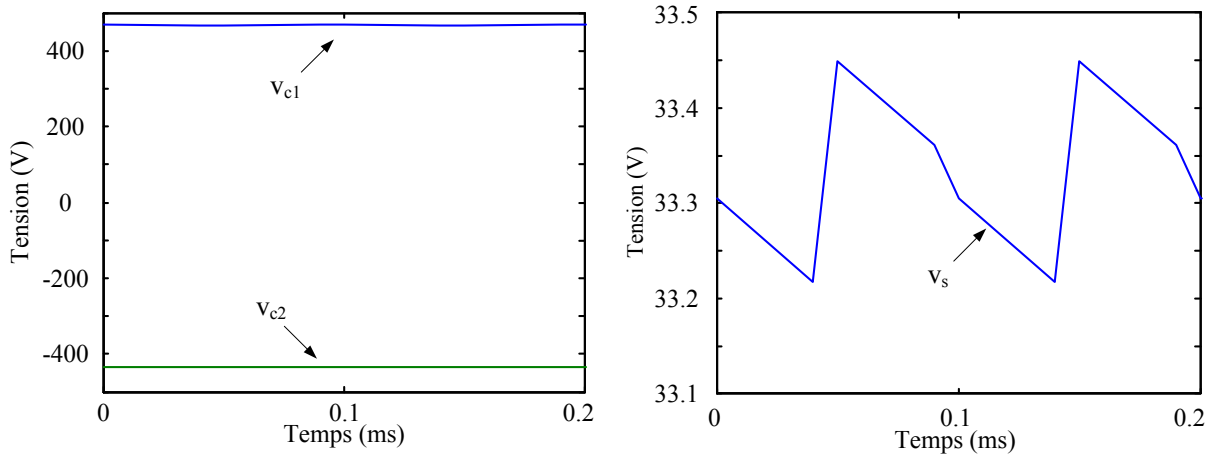


Figure 2-12. Formes d'ondes des tensions aux bornes des capacités (à gauche) et de la tension de sortie (à droite) lors de dissymétrie des valeurs des capacités.

Dans ce cas, on observe que les conditions initiales calculées donnent une valeur négative pour l'une des deux tensions, alors que la dissymétrie introduite est assez faible (1%). En pratique, un tel fonctionnement est impossible, l'annulation d'une des deux tensions des capacités conduit à l'amorçage de la diode associée et au dysfonctionnement du convertisseur.

2.3.2.2. Mise en évidence des problèmes liés à une dissymétrie du montage

Afin de mettre en évidence de façon analytique les problèmes posés par une dissymétrie du montage, on va supposer que les courants d'entrée et de sortie sont constants (figure 2-13).

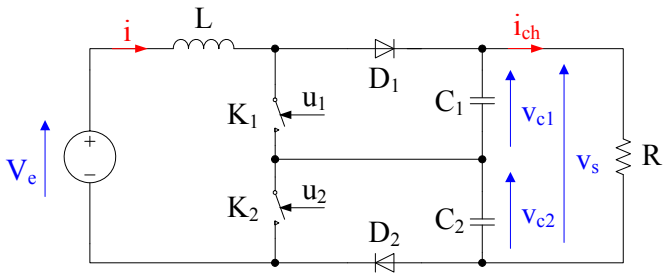


Figure 2-13. Convertisseur Boost à trois niveaux.

L'étude va être effectuée de manière générale en supposant que les valeurs des capacités et des séquences de conduction peuvent être différentes dans le cas où le rapport

cyclique est inférieur à 0,5. On a alors une succession de séquences où un interrupteur puis aucun conduisent.

La première séquence est caractérisée par la conduction de l'interrupteur K_1 (figure 2-14). Ce schéma conduit au système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} C_1 \cdot \frac{dv_{c1}}{dt} &= -I_{ch} \\ C_2 \cdot \frac{dv_{c2}}{dt} &= I - I_{ch} \end{aligned} \tag{2-32}$$

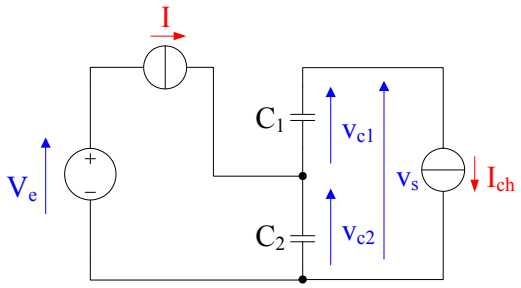


Figure 2-14. Séquence de conduction de l'interrupteur K_1 : $(u_1,u_2) = (1,0)$.

Soit pour la tension totale de sortie :

$$C_0 \cdot \frac{dv_s}{dt} = -I_{ch} + \frac{C_0}{C_2} \cdot I \tag{2-33}$$

où : $\frac{1}{C_0} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$.

Cette dernière équation a pour solution :

$$v_s(t) = V_{s,0} + \left(\frac{I}{C_2} - \frac{I_{ch}}{C_0} \right) \cdot t \tag{2-34}$$

A la fin de cette séquence, cette tension est égale à :

$$V_{s,1} = V_{s,0} + \left(\frac{I}{C_2} - \frac{I_{ch}}{C_0} \right) \cdot \alpha_1 \cdot T \tag{2-35}$$

Après le blocage de l'interrupteur K_1, on a une séquence où aucun interrupteur ne conduit (figure 2-15). Celle-ci est caractérisée par les équations :

$$I = C_1 \cdot \frac{dv_{c1}}{dt} + I_{ch} = C_2 \cdot \frac{dv_{c2}}{dt} + I_{ch} \tag{2-36}$$

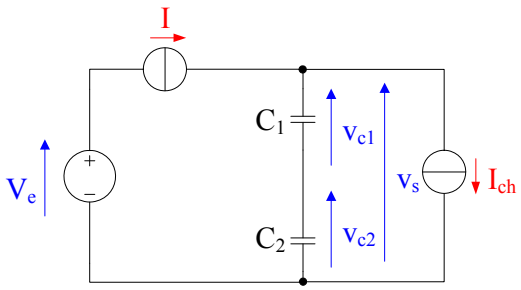


Figure 2-15. Séquence où les interrupteurs K_1 et K_2 sont bloqués : $(u_1,u_2) = (0,0)$.

Soit pour la tension de sortie v_s :

$$C_0 \cdot \frac{dv_s}{dt} = I - I_{ch} \tag{2-37}$$

Ce système d'équations a une solution de la forme :

$$v_s(t) = V_{s,1} + \left(\frac{I - I_{ch}}{C_0}\right) \cdot (t - \alpha_1 \cdot T) \tag{2-38}$$

A la fin de cette séquence, cette tension est égale à :

$$V_{s,2} = V_{s,1} + \left(\frac{I - I_{ch}}{C_0}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} - \alpha_1\right) \cdot T \tag{2-39}$$

Cette séquence se termine à la fin de la demi période où l'interrupteur K_2 s'amorce. Après l'amorçage de l'interrupteur K_2 on est dans la séquence $(u_1,u_2) = (0,1)$ (figure 2-16) avec comme équations :

$$\begin{aligned} C_1 \cdot \frac{dv_{c1}}{dt} &= I - I_{ch} \\ C_2 \cdot \frac{dv_{c2}}{dt} &= -I_{ch} \end{aligned} \tag{2-40}$$

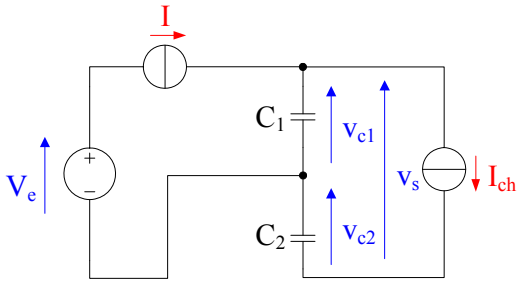


Figure 2-16. Séquence de conduction de l'interrupteur K_2 : $(u_1,u_2) = (0,1)$.

Soit pour la tension de sortie :

$$C_0 \cdot \frac{dv_s}{dt} = -I_{ch} + \frac{C_0}{C_1} \cdot I \tag{2-41}$$

d'où :

$$v_s(t) = V_{s,2} + \left(\frac{I}{C_1} - \frac{I_{ch}}{C_0} \right) \cdot \left(t - \frac{T}{2} \right) \tag{2-42}$$

A la fin de cette séquence, cette tension est égale à :

$$V_{s,3} = V_{s,2} + \left(\frac{I}{C_1} - \frac{I_{ch}}{C_0} \right) \cdot \alpha_2 \cdot T \tag{2-43}$$

A la fin de cette séquence, on retrouve la séquence de la figure 2-15 où aucun interrupteur ne conduit. On a alors pour la tension de sortie :

$$v_s(t) = V_{s,3} + \left(\frac{I - I_{ch}}{C_0} \right) \cdot \left(t - \frac{T}{2} - \alpha_2 \cdot T \right) \tag{2-44}$$

et pour la tension en fin de période :

$$V_{s,4} = V_{s,0} = V_{s,3} + \left(\frac{I - I_{ch}}{C_0} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} - \alpha_2 \right) \cdot T \tag{2-45}$$

A l'aide des relations (2-35), (2-39), (2-43) et (2-45), on obtient :

$$\begin{aligned} V_{s,0} = V_{s,0} &+ \left(\frac{I}{C_2} - \frac{I_{ch}}{C_0} \right) \cdot \alpha_1 \cdot T + \left(\frac{I - I_{ch}}{C_0} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} - \alpha_1 \right) \cdot T + \left(\frac{I}{C_1} - \frac{I_{ch}}{C_0} \right) \cdot \alpha_2 \cdot T \\ &+ \left(\frac{I - I_{ch}}{C_0} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} - \alpha_2 \right) \cdot T \end{aligned} \tag{2-46}$$

soit :

$$I_{ch} = \left(1 - \frac{C_0}{C_1} \cdot \alpha_1 - \frac{C_0}{C_2} \cdot \alpha_2 \right) \cdot I \tag{2-47}$$

Quelles que soient les valeurs des capacités, si les rapports cycliques sont égaux à α, on retrouve la relation classique :

$$I_{ch} = (1 - \alpha) \cdot I \tag{2-48}$$

Par contre, si les rapports cycliques diffèrent, c'est la relation (2-47) qui permet de calculer le nouveau rapport de transformation. Le calcul de la tension initiale peut-être effectué à partir de la valeur moyenne V_s de la tension de sortie. Celle-ci s'écrit :

$$V_s = \frac{V_{s,0} + V_{s,1}}{2} \cdot \alpha_1 + \frac{V_{s,1} + V_{s,2}}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} - \alpha_1\right) + \frac{V_{s,2} + V_{s,3}}{2} \cdot \alpha_2 + \frac{V_{s,3} + V_{s,0}}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} - \alpha_2\right) \quad (2\text{-}49)$$

soit en utilisant les relations précédentes :

$$V_s = V_{s,0} + I \cdot \left(\frac{1}{C_2} \cdot \frac{\alpha_2{}^2}{2} - \frac{1}{C_1} \cdot (1 - \alpha_1) \frac{\alpha_1}{2}\right) \cdot T \quad (2\text{-}50)$$

Par rapport à la tension V_e d'alimentation, la tension moyenne en sortie vérifie la relation déduite de la relation (2-47) :

$$V_s = \frac{V_e}{1 - \frac{C_0}{C_1} \cdot \alpha_1 - \frac{C_0}{C_2} \cdot \alpha_2} \quad (2\text{-}51)$$

Si les rapports cycliques sont égaux à α, on retrouve la relation classique :

$$V_s = \frac{V_e}{1 - \alpha} \quad (2\text{-}52)$$

Si par contre, s'ils sont différents, mais que les capacités sont identiques et égales à C, on a :

$$V_s = \frac{V_e}{1 - \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}} \quad (2\text{-}53)$$

Ces deux relations montrent qu'une dissymétrie due aux valeurs des capacités ou à la commande du convertisseur ne modifiera pas de façon importante la tension moyenne de sortie. Ce que l'on avait montré par simulation sur la figure 2-12 du paragraphe précédent.

Pour le calcul des tensions intermédiaires, on peut remarquer qu'il n'y a en fait qu'une succession de deux séquences. Pour la tension aux bornes de la capacité C_1 par exemple, celle-ci est traversée par le courant $-I_{ch}$ pendant la séquence $(u_1,u_2) = (1,0)$ et par le courant $I - I_{ch}$ pendant les restes séquences.

On a donc pendant la séquence $(u_1,u_2) = (1,0)$:

$$v_{c1}(t) = V_{c1,0} - \frac{I_{ch}}{C_1} \cdot t \tag{2-54}$$

et pendant les autres séquences :

$$v_{c1}(t) = V_{c1,1} + \frac{I - I_{ch}}{C_1} \cdot \left(t - \alpha_1 \cdot T\right) \tag{2-55}$$

avec :

$$V_{c1,1} = V_{c1,0} - \frac{I_{ch}}{C_1} \cdot \alpha_1 \cdot T \tag{2-56}$$

En fin de période cette tension vaut :

$$v_{c1}(T) = V_{c1,1} + \frac{I - I_{ch}}{C_1} \cdot \left(T - \alpha_1 \cdot T\right) = V_{c1,0} + \frac{I}{C_1} \cdot \left(1 - \alpha_1\right) \cdot T - \frac{I_{ch}}{C_1} \cdot T \tag{2-57}$$

soit en remplaçant I_{ch} par sa valeur donnée en (2-47) :

$$v_{c1}(T) = V_{c1,0} + \frac{I}{C_1 + C_2} \cdot \left(\alpha_2 - \alpha_1\right) \cdot T \tag{2-58}$$

De même pour l'autre capacité, on peut montrer que :

$$v_{c2}(T) = V_{c2,0} + \frac{I}{C_1 + C_2} \cdot \left(\alpha_1 - \alpha_2\right) \cdot T \tag{2-59}$$

Ces deux relations montrent que la moindre dissymétrie dans la commande des convertisseurs fait diverger les tensions intermédiaires alors que la tension totale garde une valeur correcte. Comme l'une des tensions croît, l'autre décroît de façon à maintenir la tension totale constante. Ce phénomène va s'arrêter lorsque la tension décroissante va s'annuler amenant la mise en conduction de la diode associée et le dysfonctionnement du convertisseur, toute la tension étant alors aux bornes de l'autre capacité.

Ceci montre d'une part que ce convertisseur ne peut être commandé en boucle ouverte et d'autre part qu'il faut contrôler les deux tensions de sortie et non la tension totale.

2.3.2.3. Solutions d'équilibrage des tensions des capacités

Ce type de problème d'équilibrage des tensions est présent dans les convertisseurs multi-niveaux (onduleurs et redresseurs).

Les onduleurs multi-niveaux ont d'abord été développés sous la forme d'onduleur de type « diode clampée » [2-13, 2-14, 2-15, 2-16, 2-17]. Depuis d'autres structures à capacités flottantes sont apparues [2-14, 2-15, 2-16] (figure 2-17).

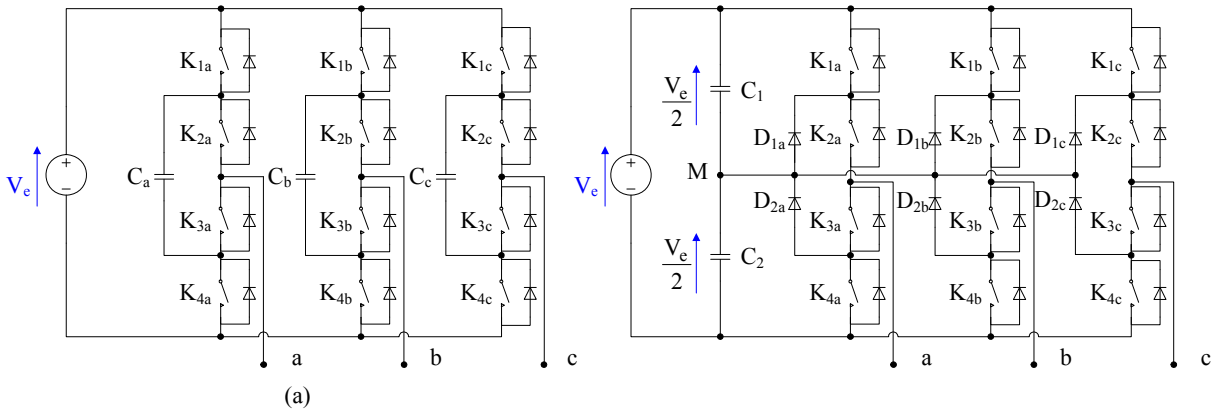


Figure 2-17. (a) Onduleur à multi-niveaux de type « capacités flottantes », (b) Onduleur à multi-niveaux de type « diode clampée ».

Les structures de redresseurs à multi-niveaux de type « capacités flottantes » et de type « diode clampée » sont similaires à celles des onduleurs [2-18]. D'autres structures réduisant le nombre de composants sont également proposées dans [2-19, 2-20] (figure 2-18).

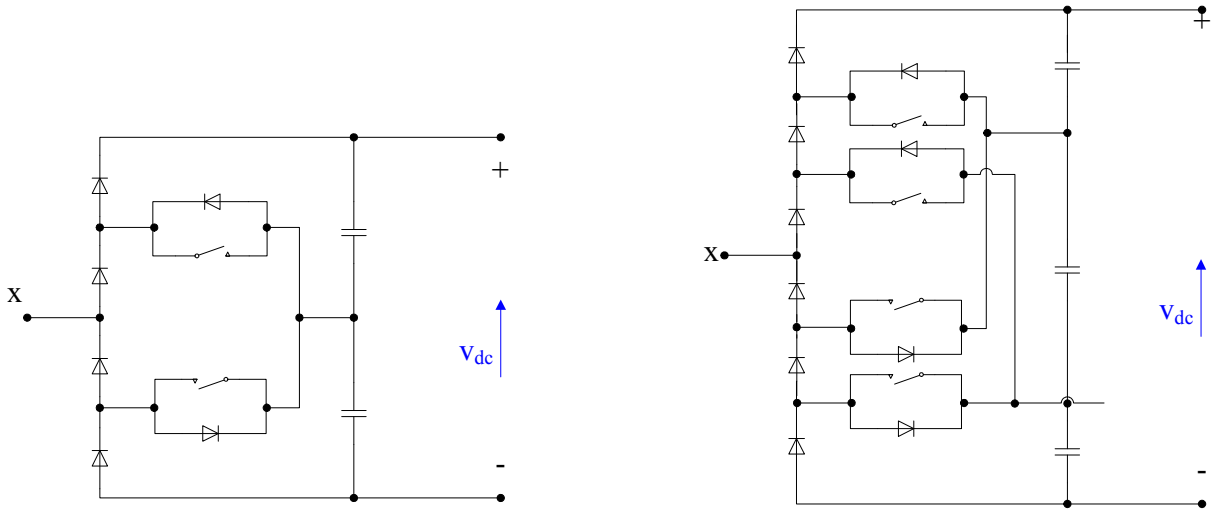


Figure 2-18. Bras d'un redresseur à multi-niveaux avec un nombre de composants réduits.

L'onduleur à multi-niveaux est capable de fournir une haute tension avec une petite distorsion d'harmonique. Mais un grand nombre d'interrupteurs sont utilisés par rapport à l'onduleur classique. L'équilibrage des tensions aux bornes des « capacités flottantes » et des capacités d'entrée d'onduleur de type « diode clampée » est important pour que l'onduleur multi-niveaux puisse fonctionner correctement.

Ces problèmes d'équilibrage sont généralement résolus par le changement des séquences de fonctionnement ou l'ajustage de la durée des séquences de fonctionnement qui permet de réguler le chargement ou le déchargement des capacités pour atteindre l'équilibrage des tensions [2-21, 2-22, 2-23, 2-24]. Cependant, les stratégies de commande de l'onduleur à multi-niveaux ne sont pas applicables à la commande du Boost à trois niveaux, car le Boost à trois niveaux a un nombre de séquence de fonctionnement limité.

Afin de contrôler les tensions aux bornes des capacités du Boost à trois niveaux, un régulateur linéaire ou un régulateur non-linéaire peut être envisagé. Un régulateur linéaire est présenté dans [2-25] pour un convertisseur similaire au Boost à trois niveaux. Les tensions aux bornes des capacités sont contrôlées indépendamment par un régulateur linéaire en découplant les deux boucles de tension. Les paramètres du régulateur sont définis autour d'un point de fonctionnement du convertisseur. Il y a donc peu de robustesse. De plus, il est aussi complexe de trouver la fonction de transfert du convertisseur que de découpler le système.

2.3.2.4. Régulateur de courant proposé

La structure du boost trois niveaux est rappelée sur la figure 2-19. Le détail de la loi de commande permettant d'assurer la poursuite d'une référence de courant tout en assurant l'équilibrage des tensions aux bornes des deux capacités est présenté ici.

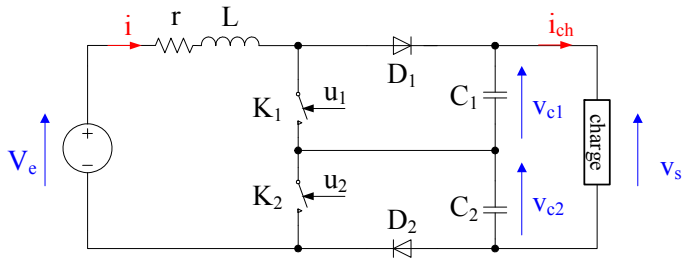


Figure 2-19. Boost à trois niveaux débit sur une charge générale.

En nommant α_1 et α_2 le rapport cyclique associé aux signaux de commande u_1 et u_2, le modèle moyen du Boost à trois niveaux est défini ainsi :

$$\begin{cases} L \cdot \dfrac{dI}{dt} = V_e - (1-\alpha_1) \cdot V_{c1} - (1-\alpha_2) \cdot V_{c2} - r \cdot I \\ C_1 \cdot \dfrac{dV_{c1}}{dt} = (1-\alpha_1) \cdot I - I_{ch} \\ C_2 \cdot \dfrac{dV_{c2}}{dt} = (1-\alpha_2) \cdot I - I_{ch} \end{cases} \tag{2-29}$$

L'équilibrage des tensions V_{c1} et V_{c2} est réalisé en différentiant le rapport cyclique associé aux signaux de commande u_1 et u_2. En posant $\alpha_1 = \alpha_2 - \beta = \alpha$, le modèle moyen s'exprime par :

$$\begin{cases} L \cdot \dfrac{dI}{dt} = V_e - (1-\alpha) \cdot V_{c1} - (1-\alpha-\beta) \cdot V_{c2} - r \cdot I \\ C_1 \cdot \dfrac{dV_{c1}}{dt} = (1-\alpha) \cdot I - I_{ch} \\ C_2 \cdot \dfrac{dV_{c2}}{dt} = (1-\alpha-\beta) \cdot I - I_{ch} \end{cases} \tag{2-30}$$

En définissant y_1 et y_2 en fonction des tensions aux bornes des capacités selon la relation ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & -C_2 \\ C_1 & C_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \end{bmatrix} \tag{2-31}$$

Le modèle moyen peut se mettre sous la forme :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} I \\ y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{V_e - r \cdot I}{L} + \dfrac{\beta}{2 \cdot L} \cdot \dfrac{y_2 - y_1}{C_2} - \dfrac{1-\alpha}{2 \cdot L} \cdot \left(\dfrac{y_1 + y_2}{C_1} + \dfrac{y_2 - y_1}{C_2} \right) \\ \beta \cdot I \\ 2 \cdot (1-\alpha) \cdot I - \beta \cdot I - 2 \cdot I_{ch} \end{bmatrix} \tag{2-32}$$

Grâce au changement de variables proposé, l'écart entre les deux rapports cyclique β s'exprime en fonction de la différence des charges électrostatiques des deux capacités.

Le contrôle proposé du système défini par la relation (2-33) est basé sur le principe des systèmes à structure variable. Définissons donc une surface de commutation tel que :

$$\begin{bmatrix} s_i \\ s_{y1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I - I_{ref} + K_i \cdot \int_0^t (I - I_{ref}) d\tau \\ y_1 - y_{1,ref} + K_{y1} \cdot \int_0^t (y_1 - y_{1,ref}) d\tau \end{bmatrix} \tag{2-33}$$

La loi de ralliement est définie de la même façon que pour le Boost entrelacé :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} s_i \\ s_{y1} \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} \lambda_i & 0 \\ 0 & \lambda_{y1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_i \\ s_{y1} \end{bmatrix} \tag{2-34}$$

A partir des relations (2-32), (2-33) et (2-34), nous obtenons les commandes α et β :

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \dfrac{2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot \left(V_e - r \cdot I + \cdot L \cdot \lambda_i s_i + L \cdot K_i \cdot \varepsilon_i - L \cdot \dot{I}_{ref} \right)}{C_2 \cdot (y_1 + y_2) - C_1 \cdot (y_1 - y_2)} - \dfrac{C_1 \cdot (y_1 - y_2) \cdot \left(\lambda_{y1} \cdot s_{y1} + K_{y1} \cdot \varepsilon_{y1} - \dot{y}_{1,ref} \right)}{I \cdot \left(C_2 \cdot (y_1 + y_2) - C_1 \cdot (y_1 - y_2) \right)} \\ - \dfrac{\lambda_{y1} \cdot s_{y1} + K_{y1} \cdot \varepsilon_{y1} - \dot{y}_{1,ref}}{I} \end{bmatrix} \tag{2-36}$$

où $\begin{cases} \varepsilon_i = I - I_{ref} \\ \varepsilon_{y1} = y_1 - y_{1,ref} \end{cases}$

Comme pour le Boost entrelacé, on injecte les valeurs des rapports cycliques dans le modèle moyen pour obtenir ensuite la dynamique de l'erreur de courant et de l'erreur de y_1 :

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_i + (\lambda_i + K_i) \cdot \varepsilon_i + \lambda_i \cdot K_i \cdot \int \varepsilon_i \cdot d\tau = 0 \\ \dot{\varepsilon}_{y1} + (\lambda_{y1} + K_{y1}) \cdot \varepsilon_{y1} + \lambda_{y1} \cdot K_{y1} \cdot \int \varepsilon_{y1} \cdot d\tau = 0 \end{cases} \tag{2-37}$$

Donc, dans ce régulateur non-linéaire, les dynamiques de régulation du courant et de l'équilibrage des tensions sont définies par les paramètres K_i, λ_i (pour le courant) et K_{y1}, λ_{y1} (pour l'équilibrage des tensions) mais non les paramètres du système, d'où les propriétés de robustesse du mode de contrôle des courants. A noter que la dynamique de la régulation d'équilibrage des tensions doit être suffisamment lente par rapport à celle de la régulation de courant afin que le régulateur soit stable. Car le terme β (obtenu par la régulation d'équilibrage des tensions) joue son rôle correctionnel à partir du rapport cyclique α_1 qui est obtenu par la régulation du courant.

Les résultats de simulation de ce régulateur nous montrent son efficacité avec les paramètres du tableau 2-5. Les valeurs de K_i et de λ_i ont été choisies pour un temps de réponse de 3 ms, les K_{y1} et λ_{y1} ont été choisis respectivement pour un cinquième de K_i et de λ_i respectivement.

Convertisseur		Régulateur	
Fréquence de découpage :	f = 5 kHz	Référence du courant initial :	I_{ref} = 5 A
Tension d'entrée :	V_e = 20 V	Référence de y_1 :	$y_{1,ref}$ = 0
Inductance :	L = 2,5 mH	Valeur des capacités :	$C_1 = C_2$ = 1 mF
Résistance:	r = 0,1 Ω	K_i = 500	K_{yi} = 100
Charge résistive :	R = 100 Ω	λ_i = 1666	λ_{y1} = 333
Capacité :	$C_1 = C_2$ = 1 mF		

Tableau 2-5. Paramètres de simulation.

Dans la figure 2-20, le courant est bien contrôlé à la valeur désirée avec un temps de réponse mesuré de 3 ms. N'ayant pas de régulation de tension, les tensions des capacités augmentent naturellement jusqu'à un niveau constant, mais elles sont restés équilibrées entre elles (figure 2-20 en haut). Le problème d'équilibrage de tension est donc bien résolu. De plus, même en cas d'existence d'erreurs sur les valeurs des capacités, l'équilibrage des tensions est également contrôlé (figure 2-20 en bas).

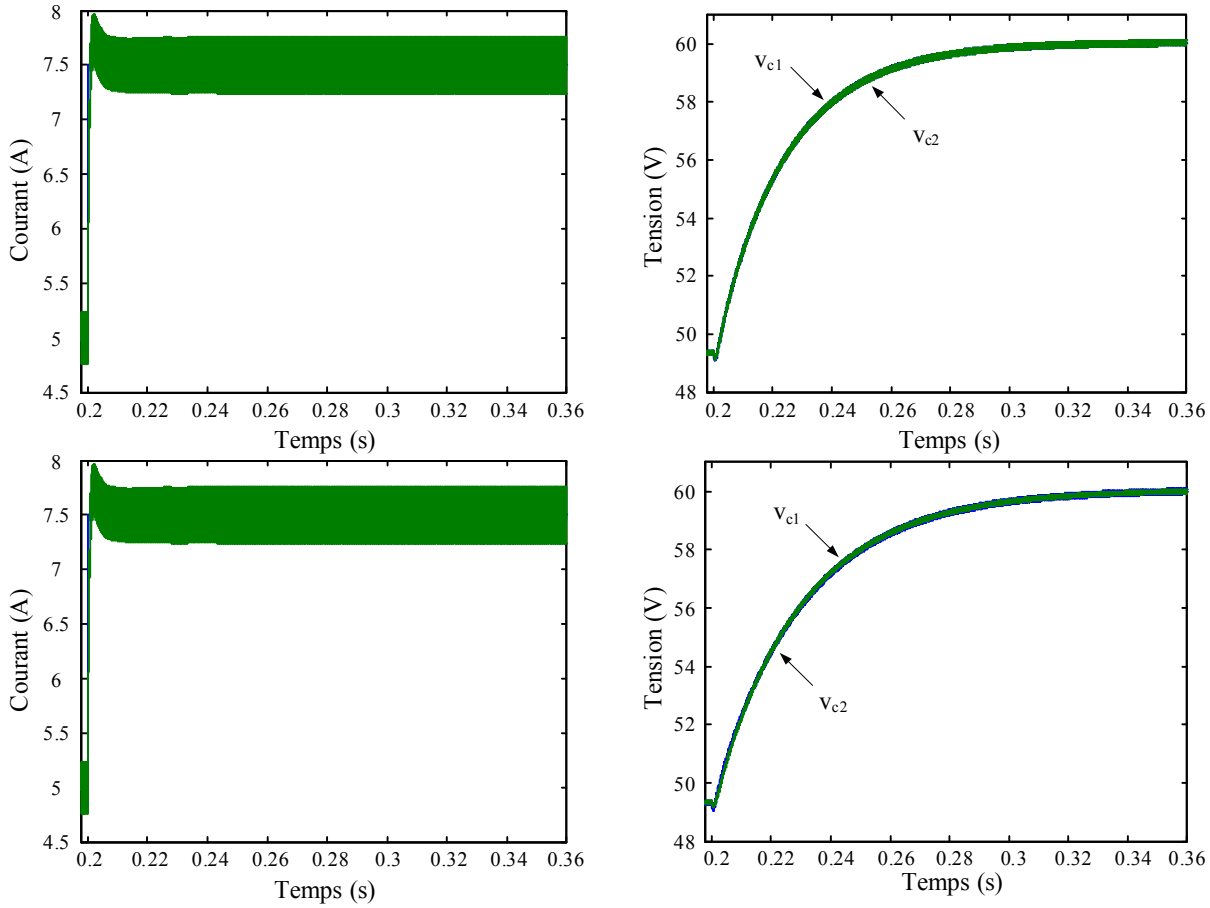


Figure 2-20. Courant d'entrée du convertisseur et tensions aux bornes des capacités pour deux capacités de même valeur ($C_1 = C_2 = 1$ mF) (en haut), et pour deux capacités de valeurs différentes ($C_1 = 1$ mF, $C_2 = 1{,}5$ mF) (en bas).

Dans les paramètres du régulateur, on suppose que les capacités sont égales. Comme on suppose une référence nulle pour $y_{1,ref}$, le système tend à imposer des tensions intermédiaires de valeurs égales en valeur moyenne. Par contre, les ondulations des tensions sont différentes (figure 2-21). Nous pouvons observer sur la figure 2-21 que la fréquence apparente du courant est bien doublée par rapport à celle du découpage.

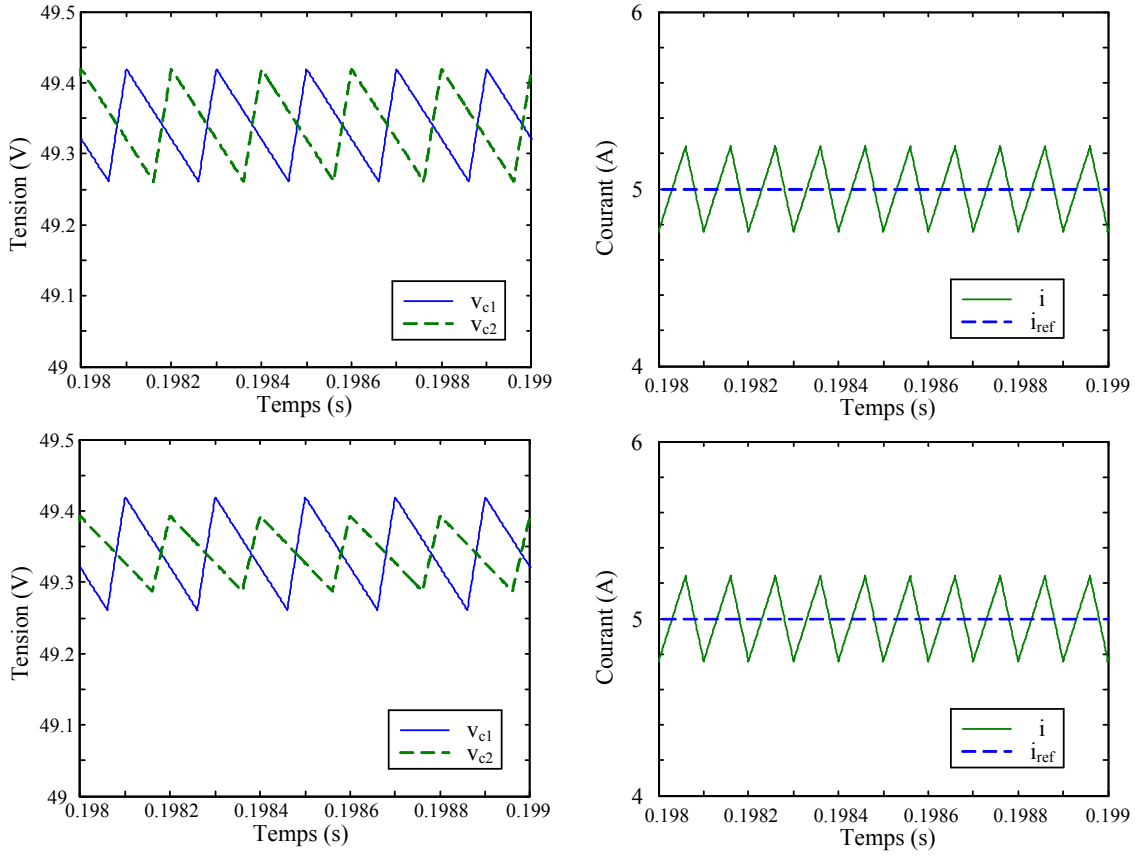


Figure 2-21. Zoom des formes d'ondes. Tensions aux bornes des capacités (à gauche) et courant dans l'inductance (à droite) avec les mêmes valeurs des capacités (en haut, $C_1 = C_2 =$ 1 mF), et des valeurs différentes (en bas, $C_1 = 1$ mF, $C_2 = 1{,}5$ mF).

2.4. Contrôle global du système

Une fois que les régulateurs de courant des convertisseurs élémentaires sont définis, nous abordons le contrôle global du système. Le système étant connecté à un banc de batteries, la régulation de l'ensemble passe par la régulation de la puissance fournie à la charge ainsi que la régulation de l'amplitude de la tension du bus capacitif intermédiaire.

2.4.1. Contrôle de mise en cascade de deux convertisseurs élémentaires

L'utilisation de deux convertisseurs élémentaires connectés en cascade (figure 2-22) peut entraîner des interactions entre les contrôles, si ceux-ci sont conçus séparément [2-29]. Il est donc nécessaire d'étudier la stabilité du système complet. Pour cela, on peut utiliser différentes méthodes basées sur l'étude de la marge de gain / marge de phase [2-26], ou sur

des critères d'impédance [2-27, 2-28]. Néanmoins, ces techniques, basées sur la linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement ne permettent de prouver la stabilité asymptotique qu'autour du point de fonctionnement considéré.

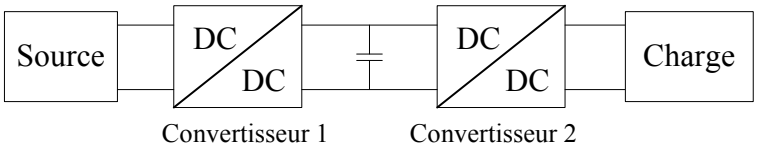


Figure 2-22. Structure en cascade (deux convertisseurs élémentaires).

Une première solution permettant de supprimer les interactions entre les deux systèmes en cascade est de découpler les phénomènes en faisant interagir les deux commandes (figure 2-23) [2-29, 2-30]. Sur cette figure, b_1, b_2, b_{1c} et b_{2c} représentent respectivement les fonctions de transfert des deux boucles de tension et des deux boucles de courant munies de leur modulateur MLI.

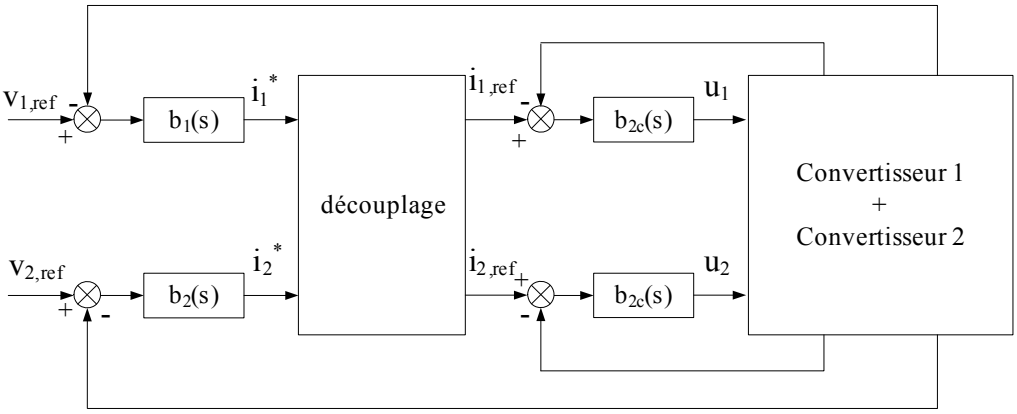


Figure 2-23. Schéma de principe de la commande d'une cascade de convertisseur en découplant les commandes [2-29].

Des résultats de simulation présentés ultérieurement montreront l'efficacité du découplage entre les commandes avec le convertisseur de la figure 2-24. Les deux convertisseurs élémentaires sont des convertisseurs Boost classiques. Un banc de batteries qui se modélise par la mise en série d'une tension continue V_B et d'une résistance interne r_B est connecté à la sortie. Le premier convertisseur élémentaire est contrôlé pour avoir une tension intermédiaire fixe. La tension de sortie du deuxième convertisseur élémentaire est réglée via la régulation de la puissance injectée à la charge.

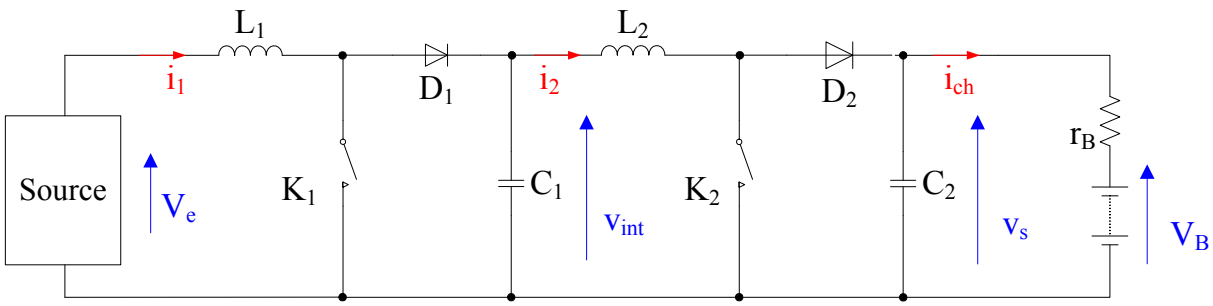


Figure 2-24. Mise en cascade de deux convertisseurs Boost débitant sur un banc de batteries.

Les fonctions de transfert de ce convertisseur peuvent être déduites du modèle en petits signaux ($\hat{x}$ représente une petite variation de la variable x autour de X_0) :

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{int}(p) \\ \hat{P}_{mes}(p) \end{bmatrix} = B \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_1(p) \\ \hat{i}_2(p) \end{bmatrix} \tag{2-38}$$

où

$$B = \begin{bmatrix} \dfrac{1 - D_{10} - \dfrac{I_{10}}{V_{C10}} L_1 \cdot p}{C_1 \cdot p + \dfrac{I_{10}}{V_{C10}}(1 - D_{10})} & \dfrac{-1}{C_1 \cdot p + \dfrac{I_{10}}{V_{C10}}(1 - D_{10})} \\ \dfrac{I_{20} \cdot (2V_{C20} - V_B) \cdot \left(1 - D_{10} - \dfrac{I_{10}}{V_{C10}} . L_1 \cdot p\right)}{r_B\left(C_2 \cdot p + \dfrac{I_{20}}{V_{C20}}(1 - D_{20}) + \dfrac{1}{r_B}\right) \cdot \left(C_1 \cdot p + \dfrac{I_{10}}{V_{C10}}(1 - D_{10})\right) \cdot V_{C20}} & \dfrac{2V_{C20} - V_B}{r_B\left(C_2 \cdot p + \dfrac{I_{20}}{V_{C20}}(1 - D_{20}) + \dfrac{1}{r_B}\right)}\left(1 - D_{20} - \dfrac{I_{20}}{V_{C20}} . L_2 \cdot p - \dfrac{\dfrac{I_{20}}{V_{C20}}}{C_1 \cdot p + \dfrac{I_{10}}{V_{C10}}(1 - D_{10})}\right) \end{bmatrix}$$

Pour que les deux boucles (boucle de tension et boucle de puissance) soient indépendantes, nous devons les découpler. Il est nécessaire de définir une matrice de découplage A telle que B·A soit diagonal. C'est-à-dire :

$$B.A = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_2 \end{bmatrix} \text{ avec } A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \tag{2-39}$$

d'où

$$\frac{a_{12}}{a_{22}} = -\frac{b_{12}}{b_{11}} = \frac{1}{1 - D_{10} - \dfrac{I_{10}}{V_{C10}} L_1 \cdot p} \tag{2-40}$$

$$\frac{a_{21}}{a_{11}} = -\frac{b_{21}}{b_{22}} = \frac{\frac{I_{20}}{V_{C20}}\left(\frac{I_{10}}{V_{C10}}L_1 \cdot p + D_{10} - 1\right)}{\left(C_1 \cdot p + \frac{I_{10}}{V_{C10}}(1 - D_{10})\right)\left(1 - D_{20} - \frac{I_{20}}{V_{C20}}L_2 \cdot p\right) - \frac{I_{20}}{V_{C20}}} \tag{2-41}$$

Les racines des dénominateurs des expressions (2-40) et (2-41) sont strictement positives. Donc si l'on fixe $a_{22} = a_{11} = 1$, les pôles de a_{12} et a_{21} seront positifs. Pour garantir la stabilité et conserver la causalité, on propose un dénominateur commun du second degré, $\left(\frac{p}{w_p} + 1\right)^2$, et pour respecter les quotients précédemment calculés, on a finalement les éléments de la matrice de découplage A :

$$a_{11} = \frac{\left(C_1 \cdot p + \frac{I_{10}}{V_{C10}}(1 - D_{10})\right)\left(1 - D_{20} - \frac{I_{20}}{V_{C20}}L_2 \cdot p\right) - \frac{I_{20}}{V_{C20}}}{\left(\frac{p}{w_p} + 1\right)^2} \qquad a_{12} = \frac{1}{\left(\frac{p}{w_p} + 1\right)^2}$$

$$a_{22} = \frac{1 - D_{10} - \frac{I_{10}}{V_{C10}}L_1 \cdot p}{\left(\frac{p}{w_p} + 1\right)^2} \qquad a_{21} = \frac{\frac{I_{20}}{V_{C20}}\left(\frac{I_{10}}{V_{C10}}L_1 \cdot p + D_{10} - 1\right)}{\left(\frac{p}{w_p} + 1\right)^2}$$

Les figures 2-25, 2-26, 2-27, et 2-28 représentent la comparaison des réponses du convertisseur avec une commande découplée ou non découplée pour des échelons de puissance de sortie et de la tension intermédiaire. Nous observons que la variation d'une de ces deux grandeurs perturbe l'autre dans le système non découplé. Dans le système découplé, la tension intermédiaire est indépendante des variations de la puissance injectée à la charge lors d'un échelon de la puissance (figure 2-25, figure 2-27). La plupart des effets de couplage entre les deux commandes sont éliminés. De même, une petite variation de la tension intermédiaire n'a pas d'influence sur la puissance (figure 2-28).

Cette commande est définie autour d'un point de fonctionnement par un modèle aux sens des petites variations. Elle est donc moins efficace en présence de fortes variations (figure 2-28), et d'une autre méthode de commande doit être envisagée.

Ces différentes simulations utilisent pour les paramètres du montage les valeurs suivantes :

- $L_1 = 35\ \mu H$
- $L_2 = 48\ \mu H$
- $C_1 = 4\ mF$, $C_2 = 600\ \mu F$
- $r_B = 300\ m\Omega$

valeurs des paramètres qu'on va rencontrer dans le chapitre suivant. Le point de fonctionnement initial est défini de la façon suivante :

- Tension d'entrée : $V_e = 12{,}8\ V$
- Tension intermédiaire : $V_{int} = 45\ V$
- Tension: $V_B = 156\ V$
- Fréquence de découpage : $f = 10\ kHz$
- Puissance injectée aux batteries : $P_{mes} = 3\ kW$

On a supposé dans ces simulations que les convertisseurs sont en mode de conduction continue et que tous les éléments du montage sont parfaits.

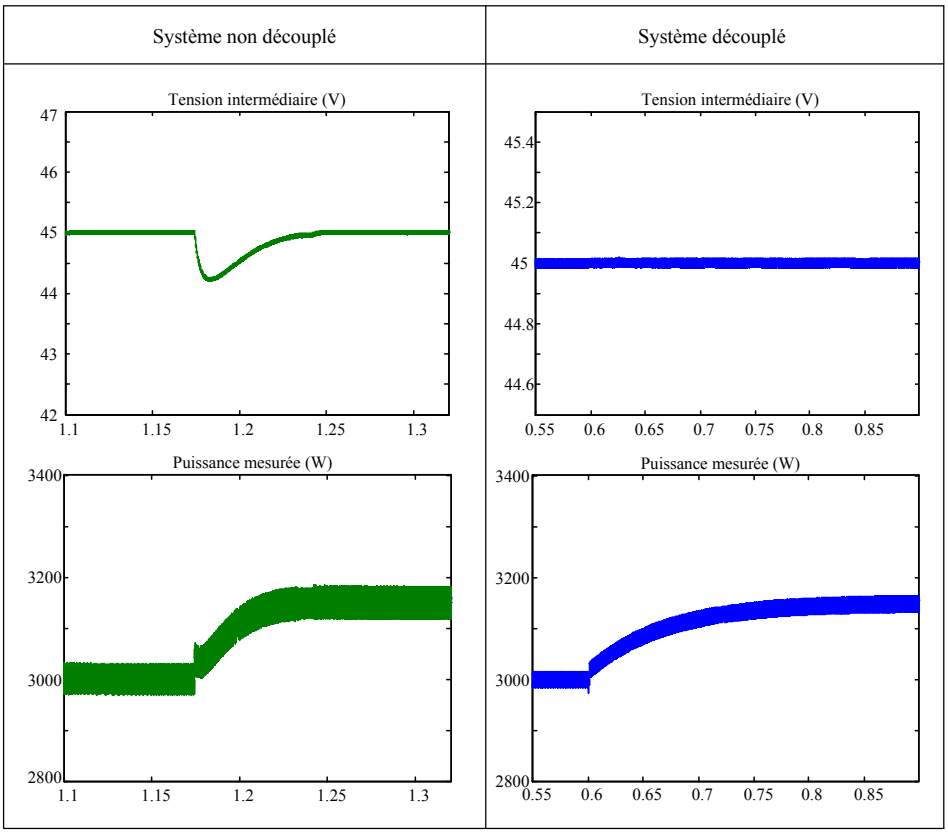


Figure 2-25. Comparaisons entre la commande avec découplage et sans découplage lors d'un petit échelon de la puissance.

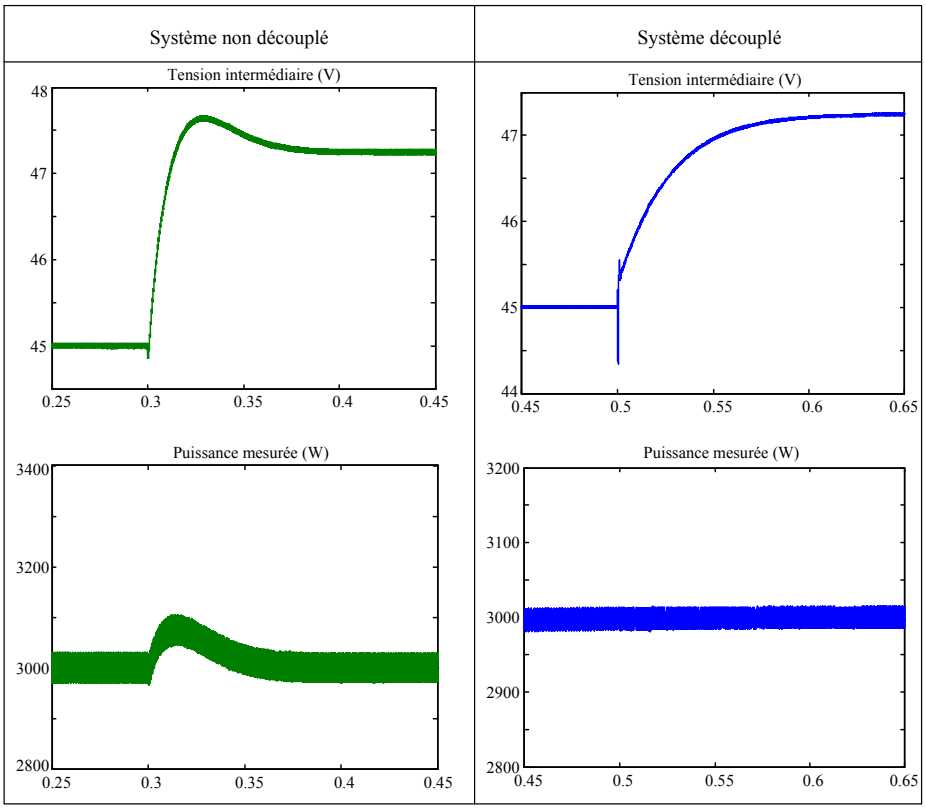


Figure 2-26. Comparaisons entre la commande avec découplage et sans découplage lors d'un petit échelon de la tension intermédiaire.

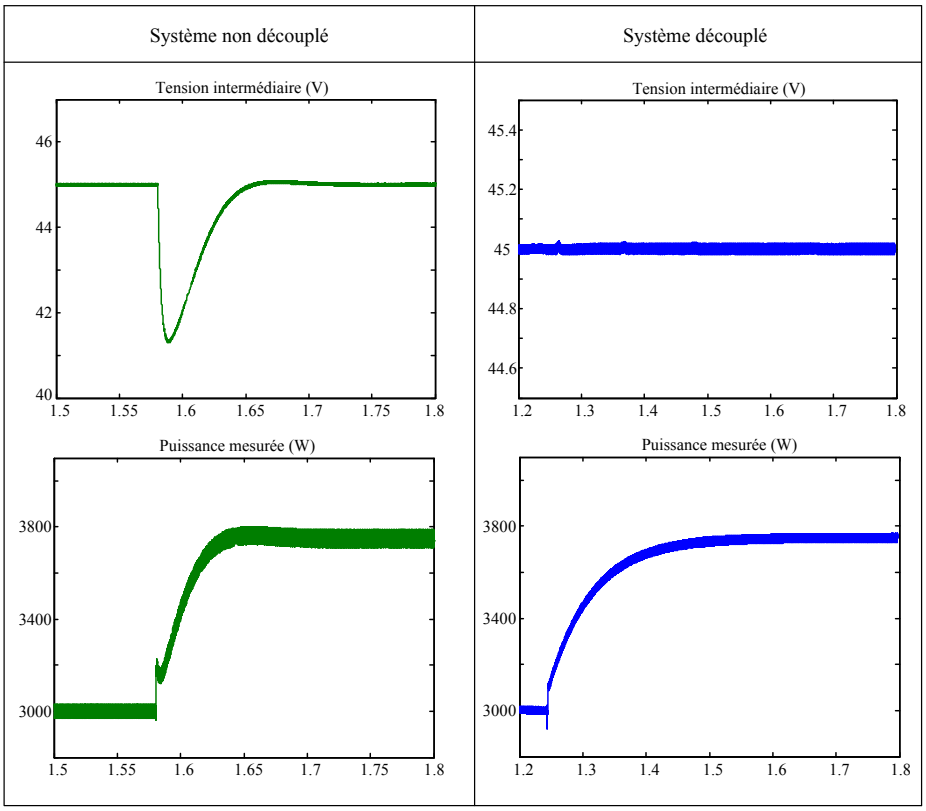


Figure 2-27. Comparaisons entre la commande avec découplage et sans découplage lors d'un grand échelon de la puissance.

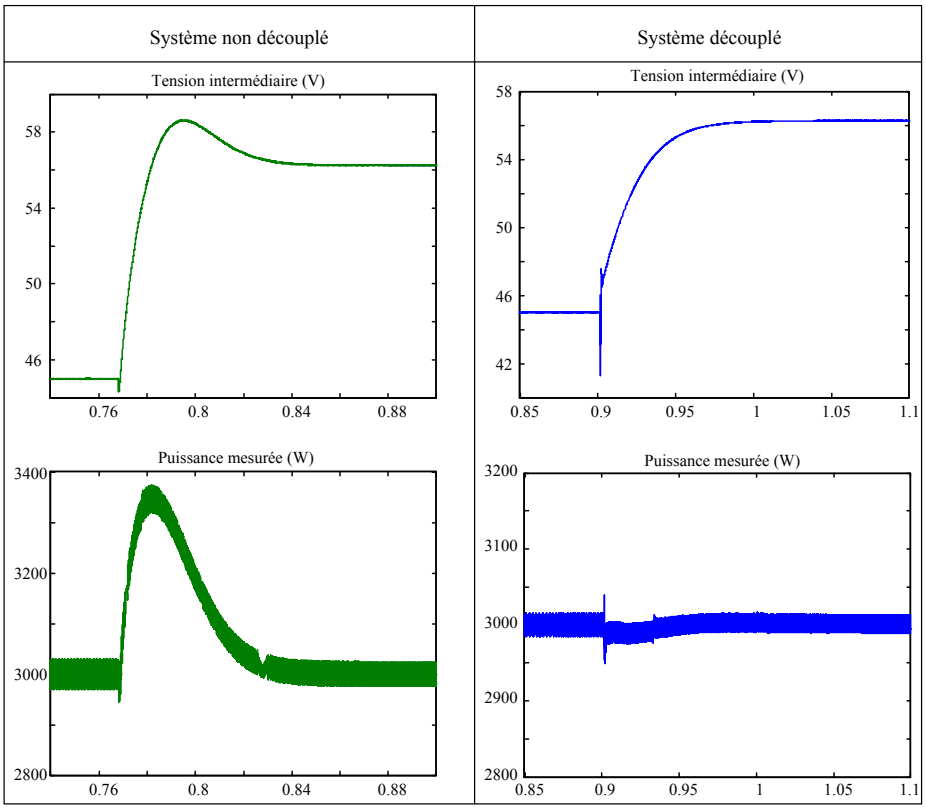


Figure 2-28. Comparaisons entre la commande avec découplage et sans découplage lors d'un grand échelon de la tension intermédiaire.

2.4.2. Introduction du système plat

Pour résoudre les problèmes relatifs au contrôle de ce système non linéaire, nous proposons un algorithme de contrôle basé sur la propriété de platitude afin de gérer les échanges d'énergie dans le système [2-30, 2-31, 2-32]. Les paramètres seront indépendants du point de fonctionnement, les interactions entre les deux convertisseurs sont prises en compte par le régulateur et la dynamique rapide sera obtenue par le rejet des perturbations.

Le contrôle global que nous allons appliquer est un contrôle par platitude. La platitude différentielle a été introduite dans le cadre de l'algèbre différentiel par M. Filess et ses collègues [2-33, 2-34]. Dans le cas d'une formulation explicite des équations du système (cas majoritaire en génie électrique), un système d'équation $\dot{x} = f(x,u)$ à m entrées est dit plat si et seulement s'il existe une sortie plate y de dimension m, deux entiers r et s et des applications ψ de $X \times (R^m)^{s+1}$ dans R^m, de rang m dans un ouvert convenable, et (φ_0, φ_1) de $R^{(m+2)r}$ dans $R^n \times R^m$, de rang $n + m$ dans un ouvert convenable, tel que

$$y = (y_1, \ldots, y_m) = \psi\,(x, u, \dot{u}, \ldots, u^{(s)}) \qquad (2\text{-}42)$$

c'est-à-dire que la sortie y est une fonction de l'état x et des dérivées de la fonction d'entrée u. Cela implique :

$$x = \varphi_0 (y, \dot{y}, \ldots, y^{(r)}), \tag{2-43}$$

$$u = \varphi_1 (y, \dot{y}, \ldots, y^{(r+1)}), \tag{2-44}$$

l'équation $\frac{d\varphi_0}{dt} = f(\varphi_0, \varphi_1)$ étant identiquement vérifiée.

Lorsqu'un système est plat, il est donc toujours possible d'exprimer toutes les variables du système en fonction de la sortie plate et d'un nombre fini de ses dérivées. Des différentes propriétés associées à de tels systèmes, les propriétés suivantes vont être particulièrement utiles dans la synthèse d'un contrôle basé sur cette notion de platitude :

- Etant donné un système plat, le nombre de composantes d'une sortie plate est égal au nombre d'entrées indépendantes,

- Il n'y pas unicité de la sortie plate. En effet, si (y_1, y_2) est une sortie plate d'un système à 2 entrées, alors la sortie $(z_1, z_2) = (y_1 + y_2^{(k)}, y_2)$ pour k entier quelconque, est encore une sortie plate,

- Tout système plat est linéarisable par un bouclage dynamique. Inversement, tout système linéarisable par bouclage dynamique est plat. En outre, si le système admet une représentation d'état de dimension n à m entrées, il existe des entiers $r_1, \ldots, r_m$ avec $\sum_{i=1}^{m} r_i \geq n$ tels que x et u soient donnés par :

$$x = \varphi_0 (y_1, \dot{y}_1, \ldots, \dot{y}_1^{(r_1)}, \ldots, y_m, \dot{y}_m, \ldots, y_m^{(r_m)}) \tag{2-45}$$

$$u = \varphi_1 (y_1, \dot{y}_1, \ldots, y_1^{(r_1+1)}, \ldots, y_m, \dot{y}_m, \ldots, y_m^{(r_m+1)}) \tag{2-46}$$

et tels que le système bouclé soit équivalent au système linéaire commandable sous forme canonique :

$$y_1^{(r_1+1)} = v_1$$

$$y_m^{(r_m+1)} = v_m$$

Dans notre cas, avant de prouver que le système est plat, nous définissons z_1 comme l'énergie électrostatique stockée dans la capacité C, et z_2 comme l'énergie électrostatique stockée dans les capacités C_1 et C_2. z_1 et z_2 sont notées comme sorties plates. De plus, nous supposons dans cette partie que les tensions aux bornes des capacités C_1 et C_2 sont identiques et que les courants suivent parfaitement leur référence :

$$I_1 = I_{1,ref} = \frac{P_1}{V_e}$$
$$I_2 = I_{2,ref} = \frac{P_2}{V_{int}} \qquad (2\text{-}47)$$

où P_1 et P_2 sont les variables de contrôle du système. Alors, selon la figure 2-7, rappelée ci-dessous, nous avons :

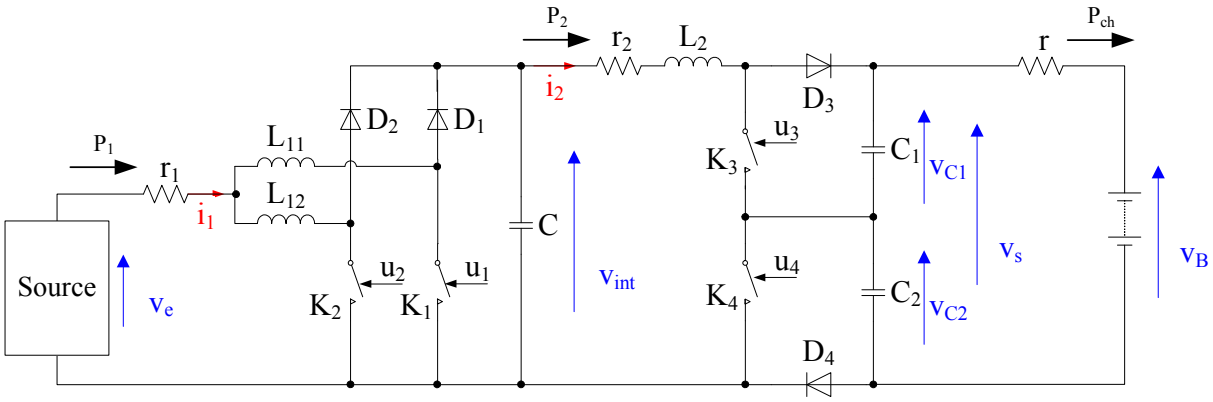


Figure 2-29. Le convertisseur proposé.

$$z_1 = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{int}^{\ 2}$$
$$z_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1 + C_2}{4} \cdot V_s^{\ 2} = \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot V_s^{\ 2} \qquad (2\text{-}48)$$

avec $C_{eq} = \frac{C_1 + C_2}{4}$.

Nous avons ensuite les variables d'état du système V_{int} et V_s exprimées sous la forme de l'expression (2-45) :

$$V_{int} = \sqrt{\frac{2 \cdot z_1}{C}} = f_1(z_1)$$
$$V_s = \sqrt{\frac{2 \cdot z_2}{C_{eq}}} = f_2(z_2) \qquad (2\text{-}49)$$

Pour trouver la relation entre les variables de contrôle P_1, P_2 et les sorties plates z_1 et z_2, nous utilisons un bilan de puissance pour chaque convertisseur élémentaire. Il vient :

$$P_1 = P_2 + \dot{z}_1 + r_1 \cdot \left(\frac{P_1}{V_e}\right)^2$$

$$P_2 = P_{ch} + r \cdot \left(\frac{P_{ch}}{V_B}\right)^2 + \dot{z}_2 + r_2 \cdot \left(\frac{P_2}{V_{int}}\right)^2 \qquad (2\text{-}50)$$

Donc, deux expressions similaires à (2-46) sont obtenues :

$$P_1 = 2 \cdot P_{1max}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{P_2 + \dot{z}_1}{P_{1max}}}\right) = f_3(z_1, \dot{z}_1, z_2, \dot{z}_2)$$

$$P_2 = 2 \cdot P_{2max}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{P_{2max}}\left(\dot{z}_2 + \frac{2 \cdot z_2}{r \cdot C_{eq}} - \frac{V_B}{r} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot z_2}{C_{eq}}}\right)}\right) = f_4(z_1, z_2, \dot{z}_2) \qquad (2\text{-}51)$$

où P_{1max} et P_{2max} représentent respectivement la puissance d'entrée maximale du premier et du deuxième convertisseur élémentaire. Leur expression peut être donnée par :

$$P_{1max} = \frac{V_e^{\,2}}{4 \cdot r_1}$$

$$P_{2max} = \frac{V_{int}^{\,2}}{4 \cdot r_2} = \frac{z_1}{2 \cdot r_2 \cdot C} \qquad (2\text{-}52)$$

Comme nous pouvons le constater à partir des équations (2-48), (2-49) et (2-51), les variables d'états du système peuvent être exprimées comme des fonctions des sorties plates z_1 et z_2. Les variables de contrôle P_1 et P_2, peuvent être considérées aussi comme des fonctions des sorties plates z_1 et z_2. A cet effet, le système proposé peut être considéré comme un système plat.

2.4.3. Génération de trajectoire de référence et loi de commande

Nous rappelons que les conditions de platitude reviennent à dire qu'il existe une sortie plate telle que toutes les variables d'état du système puissent s'exprimer en fonction de la sortie plate et d'un nombre fini de ses dérivées et que les équations différentielles du système sont identiquement vérifiées.

Il en résulte que si l'on veut construire des trajectoires dont les conditions initiales et finales sont spécifiées, il suffit de calculer la trajectoire de la sortie plate correspondante ce qui évite, en outre, d'intégrer les équations différentielles du système [2-35, 2-36, 2-37].

La planification des trajectoires de z_1, z_2 doit respecter les rôles différents des capacités C et C_1, C_2. Alors les trajectoires planifiées de la référence de l'énergie électrostatique stockée dans C ainsi dans C_1 et C_2 sont définies par :

$$\begin{aligned} z_{1p} &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{int,ref}{}^2 \\ z_{2p} &= \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot V_{s,ref}{}^2 \end{aligned} \tag{2-53}$$

La génération des trajectoires de référence est étroitement liée aux propriétés intrinsèques du système. Elles doivent permettre de faire tendre le système vers le point d'équilibre souhaité tout en minimisant si possible les appels de puissances en régime transitoire. Pour notre application, les trajectoires seront du type « arrêt-arrêt » [2-38] ; elles partiront d'un point d'équilibre (système à l'arrêt) et se dirigeront vers le point d'équilibre souhaité. Le non respect des conditions initiales sur les dérivées successives des sorties plates se traduira par des dépassements et des pics de puissance dans le système.

En résultat, nous utilisons deux filtres passe-bas de deuxième ordre pour générer les trajectoires de référence z_{1p} et z_{2p}. L'amortissement des filtres a été fixé à 1 pour obtenir une racine double réelle. La constante de temps de ces deux filtres est définie en fonction des propriétés du système. Par exemple, compte tenu du caractère de la source (une dynamique lente [2-42]), la dynamique de la source peut être limitée par la constante de temps adaptable du filtre de z_{1p}. Les trajectoires des références des sorties sont donc :

$$\begin{aligned} z_{1p}(t) &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{int,ref}{}^2 - V_{int,0}{}^2) \cdot \left(1 - \left(1 + \frac{t - t_0}{\tau_1} \right) e^{-\frac{t-t_0}{\tau_1}} \right) + \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{int,0}{}^2 \\ z_{2p}(t) &= \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot (V_{s,ref}{}^2 - V_{s,0}{}^2) \cdot \left(1 - \left(1 + \frac{t - t_0}{\tau_2} \right) e^{-\frac{t-t_0}{\tau_2}} \right) + \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot V_{s,0}{}^2 \end{aligned} \tag{2-54}$$

où la référence de la tension de sortie est calculée par :

$$V_{s,ref} = V_B + \frac{P_{ch,ref}}{V_B} \cdot r \tag{2-55}$$

$V_{int,0}$ et $V_{s,0}$ représentent les conditions initiales à l'instant $t = t_0$.

Pour résumer, la génération des trajectoires de référence z_{1p} et z_{2p} est décrit dans la figure 2-30.

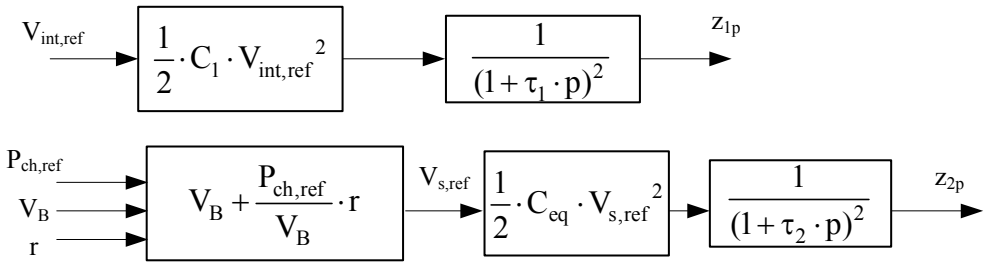


Figure 2-30. Diagramme de génération de trajectoire des références.

La loi de commande générale est définie par :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{z}_{1p} - K_{11}\cdot(z_1 - z_{1p}) - K_{12}\cdot\int_0^t (z_1 - z_{1p})d\tau = P_1 - P_2 - r_1\cdot\left(\frac{P_1}{V_e}\right)^2 \\ \dot{z}_2 &= \dot{z}_{2p} - K_{21}\cdot(z_2 - z_{2p}) - K_{22}\cdot\int_0^t (z_2 - z_{2p})d\tau = P_2 - P_{ch} - r_2\cdot\left(\frac{P_2}{V_{int}}\right)^2 \end{aligned} \tag{2-56}$$

D'après cette loi de commande, avec $\varepsilon_{z1} = z_1 - z_{1p}$ et $\varepsilon_{z2} = z_2 - z_{2p}$, nous avons :

$$\begin{aligned} \ddot{\varepsilon}_{z1} + K_{11}\cdot\dot{\varepsilon}_{z1} + K_{12}\cdot\varepsilon_{z1} = 0 \\ \ddot{\varepsilon}_{z2} + K_{21}\cdot\dot{\varepsilon}_{z2} + K_{22}\cdot\varepsilon_{z2} = 0 \end{aligned} \tag{2-57}$$

d'où :

$$\begin{aligned} K_{11} &= 2\cdot\xi\cdot\omega_{n1} \\ K_{12} &= \omega_{n1}^2 \end{aligned} \quad \text{et} \quad \begin{aligned} K_{21} &= 2\cdot\xi\cdot\omega_{n2} \\ K_{22} &= \omega_{n2}^2 \end{aligned}$$

où ω_{n1}, ω_{n2} sont des pulsations et ξ est l'amortissement.

La dynamique de la boucle de la tension intermédiaire sera donc fixée via K_{11} et K_{12}, et celle de la boucle de la puissance transmise à la charge sera fixée via K_{21} et K_{22}.

Avec les équations (2-47), (2-51) et cette loi de commande (2-56), les références des courants moyens I_1 et I_2 sont obtenues par la relation suivante :

$$\begin{aligned} I_{1,ref} &= \frac{P_1}{V_e} \\ I_{2,ref} &= \frac{P_2}{V_{int}} \end{aligned} \tag{2-58}$$

2.4.4. Estimateur de résistance

La connaissance de la valeur de la résistance de ligne r est très importante pour la gestion de l'énergie du système car la détermination de la trajectoire de référence pour la sortie plate z_{2p} dépend directement de cette valeur. La moindre erreur entraîne une erreur statique entre la référence de puissance et sa valeur mesurée. Cependant, cette valeur de résistance n'est pas une valeur fixe, elle dépend principalement de la température. Il est donc nécessaire pour la régulation d'obtenir la valeur exacte de cette résistance à chaque instant.

Dans la littérature, des contrôles prédictifs [2-40] sont souvent utilisés pour optimiser la commande par la comparaison de la valeur déduite et valeur réelle [2-39], ou pour réduire des capteurs en calculant le courant [2-41] et la tension [2-42]. Les méthodes utilisées plus souvent sont les observateurs d'état [2-41, 2-43]. La méthode des moindres carrés est aussi utilisée dans [2-44] pour déterminer la valeur d'une résistance et d'une inductance de convertisseur avec les échantillonnages instantanés de la tension de du courant.

Nous proposons, ici, un estimateur de résistance en utilisant les mesures échantillonnées des tensions et des courants. En effet, la tension moyenne de sortie réelle V_s peut être exprimée par la puissance fournie à la charge P_{ch}, la résistance réelle de ligne r et la tension mesurée aux bornes du banc de batteries :

$$V_s = V_B + \frac{P_{ch}}{V_B} \cdot r \tag{2-59}$$

La référence de cette tension est donnée par la relation (2-55), mais la valeur de r est la valeur réelle. Si nous considérons que la tension de sortie V_s est égale à sa référence $V_{s,ref}$, nous avons alors la relation entre la valeur réelle et la valeur estimée de cette résistance de ligne:

$$\tilde{r} = r \cdot \frac{P_{ch}}{P_{ch,ref}} \tag{2-60}$$

Supposons :

$$\tilde{r} = r + \Delta r \tag{2-61}$$

où Δr représente la différence entre la valeur estimée et la valeur réelle. Avec (2-60) et (2-61), nous avons la relation enter cette différence et la valeur réelle de la résistance :

$$\Delta r = r \cdot \left(\frac{P_{ch}}{P_{ch,ref}} - 1 \right) \tag{2-62}$$

Avec (2-62), nous définissons l'estimateur par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{d\tilde{r}}{dt} = -\gamma \cdot \tilde{r} \cdot \left(\frac{P_{ch}}{P_{ch,ref}} - 1 \right) \quad \text{avec } \gamma \text{ positif} \tag{2-63}$$

qui permet de converger vers la valeur de la résistance réelle à partir d'une valeur estimée initiale avec une dynamique γ.

La stabilité de cet estimateur peut être vérifiée par le théorème de stabilité de Lyapunov [2-45] à l'aide d'une fonction de Lyapunov candidate. Le théorème de stabilité de Lyapunov est :

Soit un système Σ présentant un point d'équilibre en (x=0), défini par ses équations en variables d'état :

$$\sum : \dot{x} = f(x), \quad x \in R^n, \quad f(0) = 0 \tag{2-64}$$

Si sur un sous-espace X de R^n contenant l'origine, il est possible de trouver une fonction V(x), telle que :

- V(x) est une fonction définie strictement positive sur X
  ($V(x) \geq 0 \;\; \forall x \neq 0 \in X$ et $V(0) = 0$) ;
- Sa dérivée $\dot{V}(x)$ est une fonction définie strictement négative sur X
  ($\dot{V}(x) < 0 \;\; \forall x \neq 0 \in X$) ;

alors V(x) est appelée fonction de Lyapunov candidate, et le système est asymptotiquement stable au sens de Lyapunov.

Pour prouver la stabilité de l'estimateur proposé, nous supposons que la dynamique des régulateurs est bien plus élevée que la dynamique de l'observateur et que la résistance r est très lentement variable de sorte quelle puisse être considérée constante. Si nous définissons une fonction candidate telle que :

$$V(\tilde{r}) = \frac{1}{2} \cdot \left(P_{ch} - P_{ch,ref} \right)^2 \tag{2-65}$$

La dérivée de cette fonction peut se mettre sous la forme :

$$\dot{V}(\tilde{r}) = \left(P_{ch} - P_{ch,ref}\right) \cdot \frac{d(P_{ch} - P_{ch,ref})}{d\tilde{r}} \cdot \frac{d\tilde{r}}{dt} \tag{2-66}$$

D'après la relation (2-60), on peut écrire : $P_{ch} - P_{ch,ref} = P_{ch,ref}\left(\frac{\tilde{r} - r}{r}\right)$. Ainsi, la dérivée de la fonction de Lyapunov candidate peut se mettre sous la forme :

$$\dot{V}(\tilde{r}) = -\gamma \cdot \frac{\tilde{r}}{r} \cdot \left(P_{ch} - P_{ch,ref}\right)^2 \tag{2-67}$$

Si on considère que $\tilde{r}$ est borné entre deux valeurs strictement positives ($\tilde{r} \in \left[r_{min}, r_{max}\right]$) alors, la relation (2-67) peut être bornée par :

$$\dot{V}(\tilde{r}) \leq -\alpha \cdot V(\tilde{r}) \quad \text{avec} \quad \alpha = \frac{2 \cdot \gamma \cdot r_{min}}{r} \tag{2-68}$$

L'estimateur de résistance est alors exponentiellement stable.

2.5. Simulation globale du convertisseur proposé

Afin de valider notre commande et régulateur proposés, une simulation globale est effectuée en appliquant les principes et les lois de commande définie ci-dessus. Les paramètres du convertisseur sont les suivants :

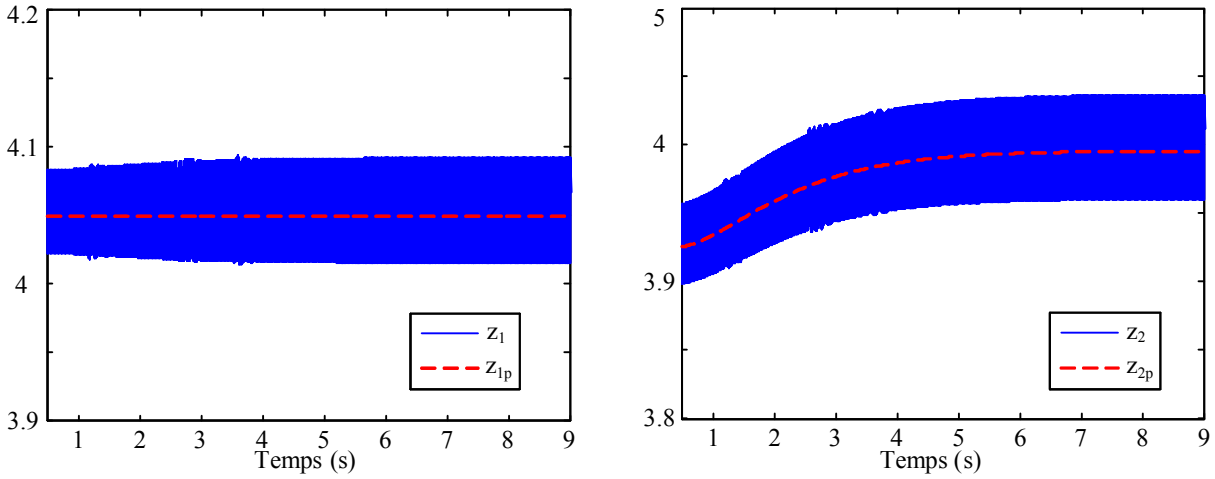
- Fréquence de découpage : $f = 10$ kHz
- Tension d'entrée : $V_e = 12{,}8$ V
- Tension intermédiaire : $V_{int} = 45$ V
- Tension du banc de batteries : $V_B = 156$ V (12 batteries de 12 V)
- Inductance du 1er étage : $L_{11} = L_{12} = 35$ µH
- Résistance du 1er étage: $r_1 = 1$ mΩ
- Inductance du 2ème étage : $L_2 = 48$ µH
- Résistance du 2èm étage: $r_2 = 2$ mΩ
- Capacité intermédiaire : $C = 4$ mF
- Capacité de sortie: $C_1 = C_2 = 600$ µF
- Résistance de ligne: $r = 0{,}1$ Ω

Ces paramètres correspondent aux paramètres du montage expérimental qui sera détaillé dans le chapitre 3. Le point de fonctionnement initial est choisi pour une puissance de 3 kW délivrée à la charge.

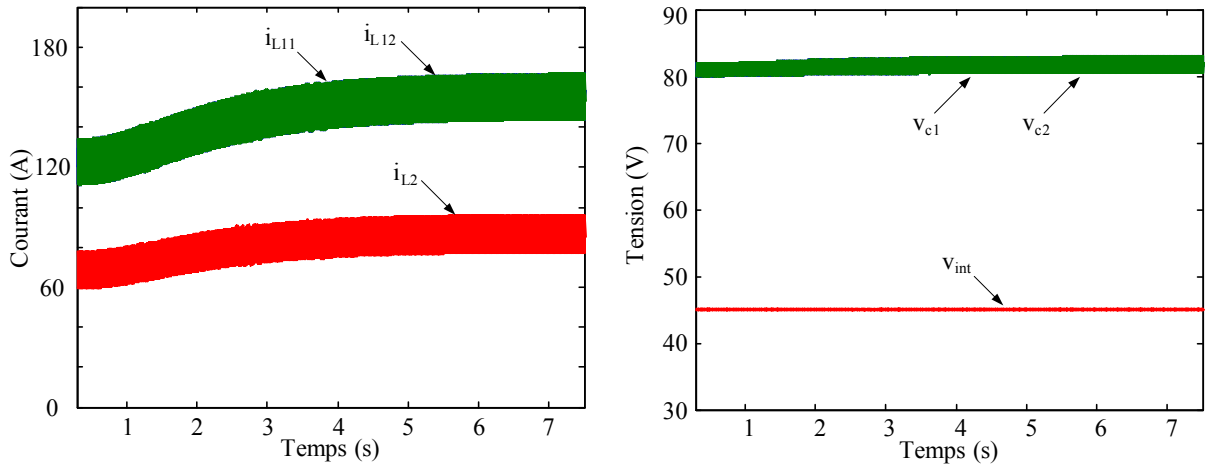
	Boost entrelacé	Boost à trois niveaux
Régulateur de courant	Inductances: L_{11}=L_{12}=35 µH Résistance: r_1= 1 mΩ $K_{i_}$ = 2000 λ_{i_1} = 3000	Référence de y_1 : $y_{1,ref}$ = 0 Capacitances: C_1 = C_2 = 600 µF Inductance: L_2 = 48 µH Résistance: r_2 = 2 mΩ K_{i_2} = 2000 λ_{i_2} = 3000 K_{yi} = 200 λ_{y1} = 500
Régulateur de tension et de puissance	Réf. de la tension intermédiaire : $V_{int,ref}$ = 45 V Résistance de ligne: r = 0,3 Ω K_{11} = 141 K_{12} = 10000	Référence de la puissance : $P_{ch,ref}$ = 3 kW K_{21} = 141 K_{22} = 10000

Tableau 2-6. Paramètres des régulateurs.

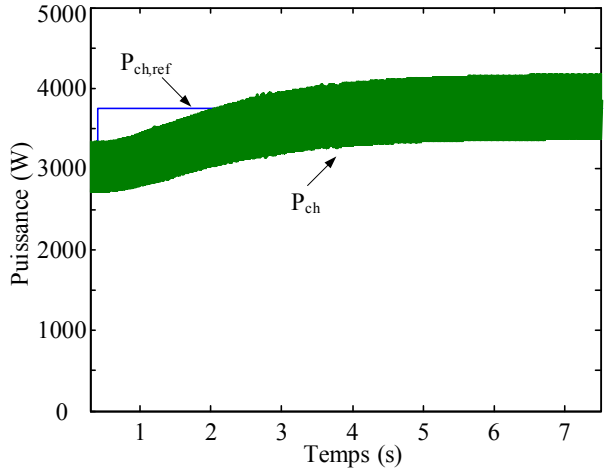
Les résultats de simulation sont donnés dans les figures 2-31 et 2-32. Il s'agit des trajectoires des sorties plates du système, des courants dans les inductances, des tensions aux bornes des capacités, et de la puissance de charge lors d'un échelon de la référence de la puissance de charge de 3 kW à 3,75 kW (figure 2-31) et d'un échelon de la référence de la tension intermédiaire de 45 V à 56,25 V (figure 2-32). Nous observons que les sorties plates suivent bien leurs références. De plus, il mène aucune influence sur l'une des deux sorties plate lors la présence de variation sur l'autre. Dans le convertisseur élémentaire du premier étage, le courant d'entrée est réparti équitablement entre les deux cellules élémentaires du convertisseur entrelacé. Sa tension de sortie (tension intermédiaire) est contrôlée à la valeur désirée. Pour le deuxième étage, les tensions aux bornes des capacités de sortie sont bien équilibrées entre elles quelle que soit la situation.



(a) Trajectoires des sorties plates et références.

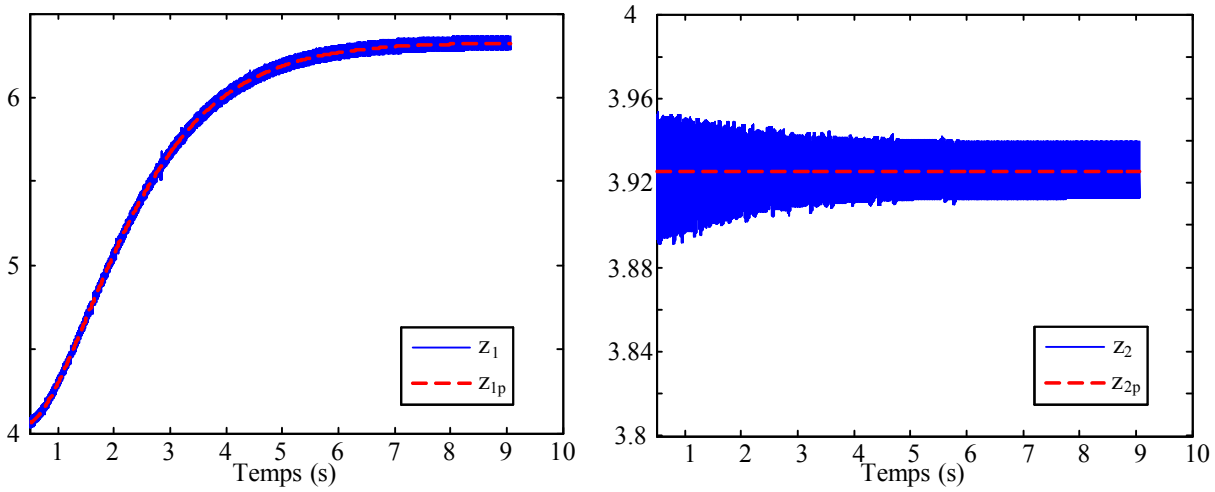


(b) Courants dans les inductances et tension aux bornes des capacités.

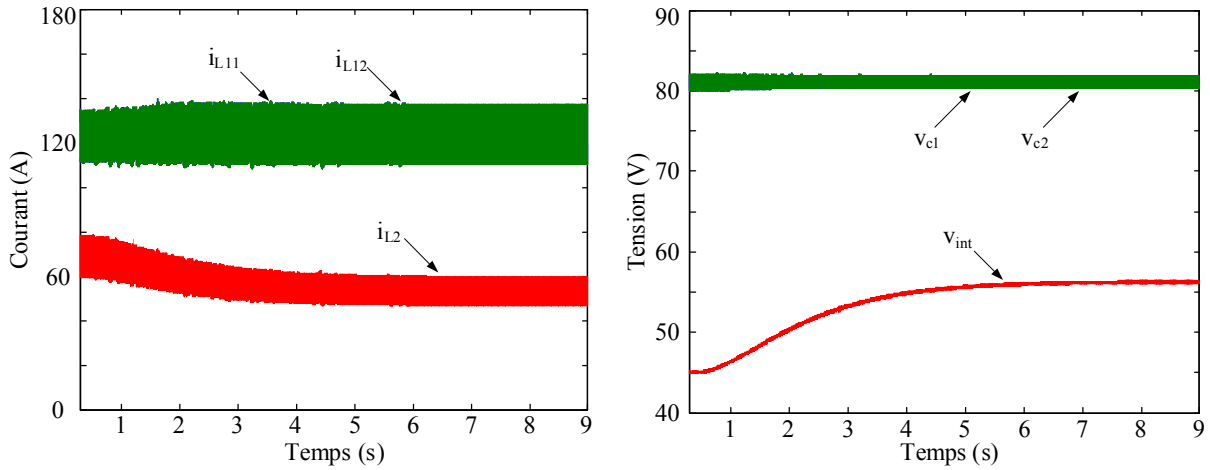


(c) Puissance transitée à la charge et référence.

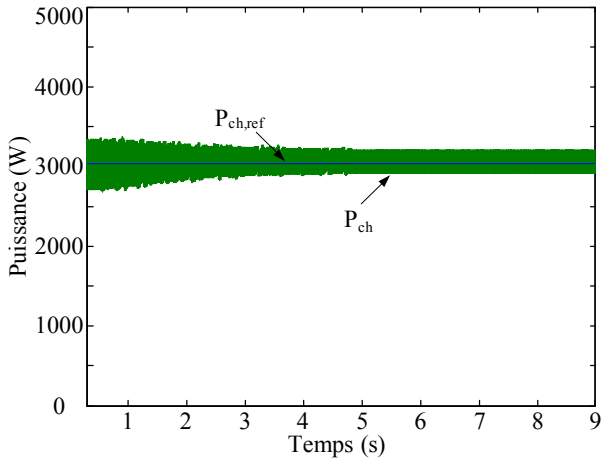
Figure 2-31. Formes d'ondes lors d'un échelon de la puissance de charge de 3 kW à 3,75 kW.



(a) Trajectoires des sorties plates et références.



(b) Courants dans les inductances et tension aux bornes des capacités.



(c) Puissance transitée à la charge et référence.

Figure 2-32. Formes d'ondes lors d'un échelon de la tension intermédiaire de 45 V à 56,25 V.

La commande proposée est vérifiée par ces résultats de simulation. La mise en œuvre expérimentale sera présentée dans le chapitre suivant.

2.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a déterminé le schéma du convertisseur à utiliser. Il s'agit d'une mise en cascade de deux convertisseurs élémentaires, dont le premier étage est un Boost entrelacé et le deuxième étage est un Boost à trois niveaux. Pour assurer un bon fonctionnement du système, la tension intermédiaire et la puissance fournie à la charge doivent être contrôlées.

Après avoir présenté un régulateur non linéaire de courant pour le convertisseur Boost entrelacé, on a montré pour le Boost à trois niveaux que ce sont les deux tensions aux bornes des capacités qui doivent être contrôlées, et non la tension totale. Un régulateur non linéaire a été ensuite développé pour le convertisseur Boost à trois niveaux. Ce régulateur permet le réglage du courant dans l'inductance d'entrée du convertisseur et l'équilibrage des deux tensions de sortie.

Pour la régulation globale, même si l'on découple les deux commandes des convertisseurs élémentaires, la commande linéaire ne fonctionne pas très bien pour la commande de deux convertisseurs en cascade. Afin de résoudre les problèmes relatifs au contrôle de ce système, on a proposé un algorithme de contrôle non linéaire basé sur la propriété de platitude pour gérer l'énergie dans le système. Le choix des paramètres est indépendant du point de fonctionnement, les interactions entre les deux convertisseurs sont prises en compte par le régulateur et la dynamique rapide est obtenue par le rejet des perturbations.

La régulation de la puissance injectée à la charge étant basée sur la connaissance de la valeur réelle de la résistance de ligne entre les capacités de sortie et le banc de batteries, un estimateur de résistance a été développé pour effectuer une correction en ligne.

Enfin, le contrôle proposé a été validé par des simulations du système composé des convertisseurs en cascade. Ce dernier sera réalisé et présenté dans le chapitre suivant.

Chapitre 3. Réalisation du banc d'essai et essais expérimentaux

3.1. Introduction

Nous présentons dans ce chapitre le dimensionnement et la réalisation du convertisseur continu-continu que nous avons présenté dans le chapitre précédent. Différents tests et résultats expérimentaux permettent de valider la méthode du contrôle proposé.

La source que nous allons utiliser pour le dimensionnement du convertisseur est une source de tension continue programmable. Elle peut délivrer un courant maximal de 250 A sous une tension maximale de 20 V. Dans notre essai expérimental, la tension de sortie de cette source est programmée pour simuler une source de tension constante V_0 en série avec une résistance interne r_0, correspondant à un modèle linéaire simplifié de la caractéristique d'une pile à combustible [3-1].

Au niveau de la charge, comme dans le chapitre précédent, un banc de batteries est connecté à la sortie du convertisseur. Le gain maximal en tension du convertisseur est de l'ordre de 12 pour le point de fonctionnement à la puissance maximale.

La structure du convertisseur retenue est basée sur celle présentée dans le chapitre précédent et son schéma est donné sur la figure 3-1.

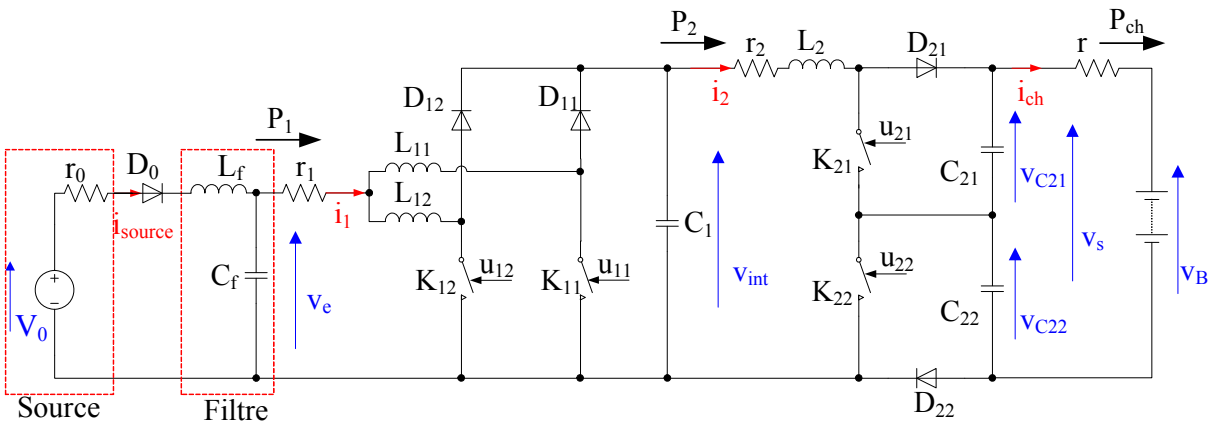


Figure 3-1. Structure du convertisseur expérimental.

Par rapport au montage présenté précédemment, différentes modifications ont été effectuées :

- Une diode D_0 mise en série avec la source d'énergie permet de prendre en compte la non – réversibilité de la source.

- Un filtre passif L_f - C_f connecté entre la source et l'entrée du premier étage est destiné à réduire l'amplitude de l'ondulation du courant dans la source. Cette configuration permet, pour une amplitude d'ondulation de courant de source donnée, de réduire la valeur des inductances du premier étage, donc leur volume.

3.2. Dimensionnement du convertisseur

Pour dimensionner les éléments du convertisseur, nous prenons pour les paramètres de la source :

- Tension fixe : $V_0 = 20$ V
- Résistance interne : $r_0 = 30$ mΩ
- Courant moyen maximal : $I_{source,max} = 240$ A
- Ondulation maximale du courant : 1% de $I_{source,max}$, soit 2,4 A

et pour les paramètres de la charge :

- Nombre des batteries : 13, soit une tension V_B d'environ 156 V

La puissance maximale délivrée par la source est donc égale à 3 kW, sous une tension de 12,8 V.

Les paramètres du convertisseur sont les suivants :

- Tension d'entrée : entre 12,8 V et 20 V
- Tension moyenne intermédiaire : 45 V
- Tension moyenne de sortie : ≈ 156 V
- Fréquence de découpage des interrupteurs: $f_1 = f_2 = 10$ kHz

Le niveau de la tension intermédiaire a été fixé dans le but de répartir équitablement le rapport d'élévation de tension entre les deux convertisseurs.

3.2.1. Filtre d'entrée

Le filtre d'entrée est dimensionné pour réduire l'ondulation du courant d'entrée d'un facteur de 10. En partant d'une capacité de faible valeur pour le filtre d'entrée (60 µF), on choisit une inductance telle que :

$$L_f \cdot \omega = \frac{9}{C_f \cdot \omega} \tag{3-1}$$

afin de retourner 90% de l'ondulation de courant ver la capacité.

La fréquence de découpage pour le premier convertisseur étant fixée à 10 kHz, la fréquence de l'harmonique principal des ondulations de courant à l'entrée du convertisseur est égale à 20 kHz. Pour une capacité ayant une valeur de 60 µF, nous obtenons une inductance L_f de 10 µH.

3.2.2. Valeurs des inductances

La valeur des inductances est un facteur qui définit directement l'amplitude de l'ondulation de courant. Grâce au filtre d'entrée, l'amplitude maximale des ondulations de courant du premier convertisseur $\Delta i_{1,max}$ est limitée à dix fois celle tolérée par la source :

$$\Delta i_{1,max} = 10 \cdot \Delta i_{source,max} = 24 \text{ A}$$

La tension d'entrée varie entre 20 V à vide et 12,8 V au débit maximum. Pour une tension intermédiaire de 45 V, le gain en tension évoluera entre 2,25 et 3,5. D'après l'expression du gain en tension idéal, le rapport cyclique α_1 du convertisseur du premier étage évolue entre 0,56 et 0,71. On en déduit, en utilisant les équations présentées dans le chapitre 1 pour $\alpha > 0{,}5$, l'ondulation du courant après le filtre d'entrée :

$$\Delta i_{1,max} = \frac{2 \cdot \alpha_1 - 1}{L_1 \cdot f} \cdot V_e \tag{3-2}$$

où$_1 = L_{11} = L_{12}$.

A cause de la présence de la résistance interne, la tension V_e varie et il vaut mieux exprimer cette ondulation à partir de la tension intermédiaire qui est réglée à une valeur constante.

$$\Delta i_1 = \frac{(2 \cdot \alpha_1 - 1) \cdot (1 - \alpha_1)}{L_1 \cdot f_1} \cdot V_{int} \tag{3-3}$$

Pour la valeur donnée de l'ondulation de 24 A, on a représenté sur la figure 3-2, les valeurs minimales de l'inductance.

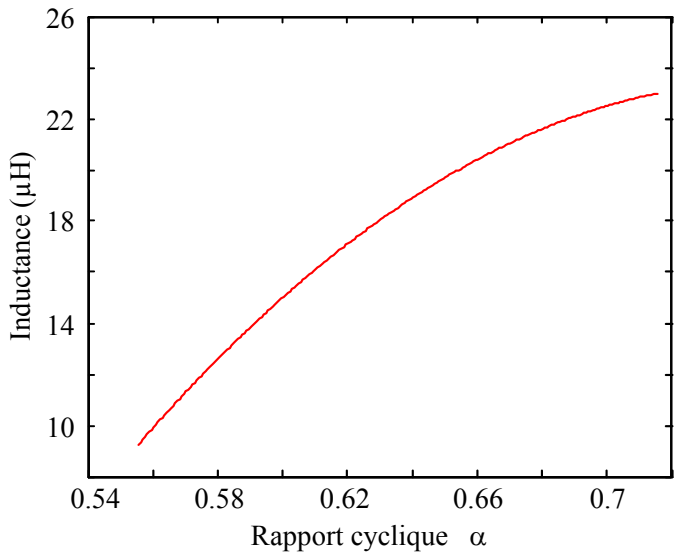


Figure 3-2. Evolution de la valeur d'inductance pour la valeur donnée de l'ondulation du courant à l'entrée du premier convertisseur.

On en déduit que c'est la valeur maximale de α_1 qui permet de définir la valeur minimale des inductances L_{11} et L_{12} :

$$L_{11} = L_{12} = L_1 = \frac{(2 \cdot \alpha_{1,max} - 1) \cdot (1 - \alpha_{1,max}) \cdot V_{int}}{\Delta i_1 \cdot f_1} = 23\,\mu H \tag{3-4}$$

L'expression classique de l'ondulation de courant dans les inductances L_{11} et L_{12} $\Delta i_{L11} = \Delta i_{L12} = \frac{\alpha_1 \cdot V_e}{L_1 \cdot f}$ n'est pas utilisable pour la même raison et on a :

$$\Delta i_{L11} = \Delta i_{L12} = \frac{\alpha_1 \cdot (1 - \alpha_1) \cdot V_{int}}{L_1 \cdot f_1} \tag{3-5}$$

Pour cette valeur de l'inductance, l'amplitude de l'ondulation de courant dans les inductances évolue selon la figure 3-3.

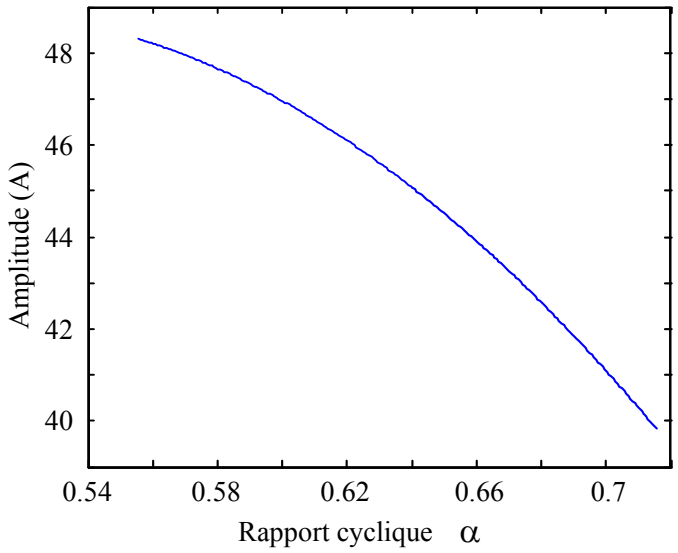


Figure 3-3. Evolution de l'amplitude de l'ondulation de courant dans les inductances ($L_{11} = L_{12} = 23$ µH).

Pour le convertisseur du deuxième étage, la tension intermédiaire étant réglée à 45 V, le rapport cyclique du convertisseur est pour la tension nominale des batteries égal à :

$$\alpha_{21} = \alpha_{22} = 0{,}71$$

En négligeant les pertes du premier convertisseur, le courant moyen maximal de l'inductance du deuxième convertisseur est égal à :

$$I_{2,max} = \frac{V_e \cdot I_{1,max}}{V_{int}} = 68 \text{ A}$$

L'amplitude de l'ondulation de courant de l'inductance, pour le deuxième convertisseur, est fixée à 30% de son courant moyen maximal pour une tension de sortie de 156 V, soit :

$$\Delta i_2 = 30\% \cdot I_{2,max} = 20{,}4 \text{ A}$$

La valeur de l'inductance L_2 est obtenue avec la relation (1-84) du premier chapitre :

$$L_2 = \frac{(2 \cdot \alpha_{21} - 1) \cdot V_{int}}{\Delta i_2 \cdot 2 \cdot f_2} = 47 \text{ µH}$$

3.2.3. Valeur des condensateurs

Les valeurs des condensateurs C_1, C_{21} et C_{22} sont choisies en fonctions de l'amplitude de l'ondulation de tension à leurs bornes. Ces valeurs minimales sont définies pour la puissance transitée maximale.

Si l'on suppose les courants constants dans les inductances, le motif de commande représenté sur la figure 3-4 conduit au courant dans les capacités et au calcul de l'ondulation de tension.

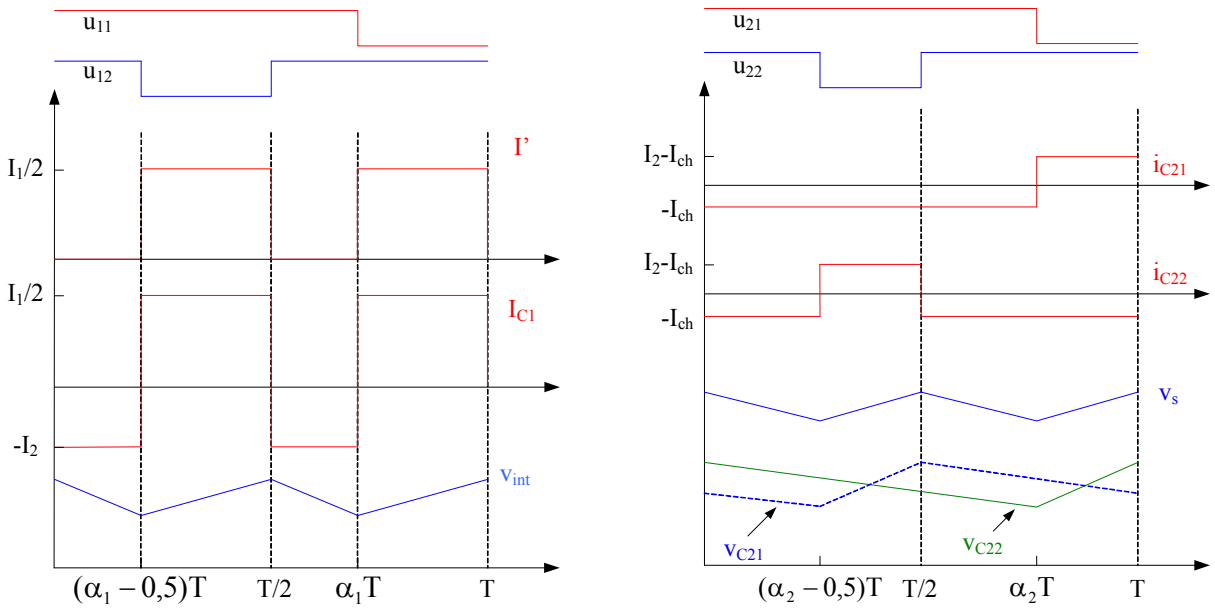


Figure 3-4. Commande des convertisseurs, formes idéalisées des courants dans les capacités et évolution des tensions aux bornes des capacités.

Pour la capacité intermédiaire, l'ondulation de tension est égale à :

$$\Delta v_{int} = \frac{I_2}{C_1 \cdot f_1} \cdot (\alpha_1 - 0{,}5) \tag{3-6}$$

et pour la tension de sortie, on a :

$$\Delta v_s = \left(\frac{1}{C_{21} \cdot f_2} + \frac{1}{C_{22} \cdot f_2} \right) \cdot I_{ch} \cdot (\alpha_2 - 0{,}5) \tag{3-7}$$

En considérant une ondulation limitée à 1% de la valeur moyenne, on aboutit aux valeurs minimales des condensateurs :

$C_{1,min} = 3{,}3$ mF

$C_{21,min} = C_{22,min} = 530$ µF

En s'appuyant sur les formes d'ondes de la figure 3-4, les courants efficaces traversant les condensateurs sont égaux à :

$$I_{C1,eff} = I_1 \cdot \sqrt{(1-\alpha_1)\cdot(\alpha_1 - 0{,}5)}$$
$$I_{C21,eff} = I_{C22,eff} = I_2 \cdot \sqrt{(1-\alpha_2)\cdot\alpha_2} \qquad (3\text{-}8)$$

on a donc les valeurs maximales pour ces courants efficaces à $\alpha_1 = \alpha_{1,min}$, et à $\alpha_2 = 0{,}5$:

$$I_{C1,eff,max} = 59 \text{ A}$$
$$I_{C21,eff,max} = I_{C21,eff,max} = 35 \text{ A}$$

De même, le courant efficace du condensateur du filtre d'entrée est obtenu selon les formes d'ondes présentées sur la figure 3-5.

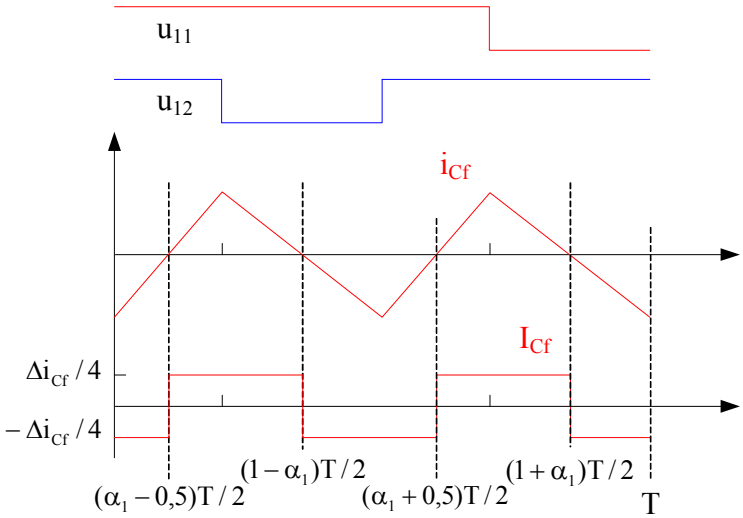


Figure 3-5. Formes d'onde du courant dans la capacité C_f et ce courant en valeur moyenne dans chaque intervalle.

Le courant efficace pour le condensateur C_f est donc :

$$I_{Cf,eff} = \frac{\Delta i_{Cf}}{4} \qquad (3\text{-}9)$$

Selon le dimensionnement du filtre d'entrée, on sait que l'ondulation de courant dans cette capacité représente 9/10 de l'ondulation du courant i_1. Le courant efficace maximale tolérée par cette capacité est donc :

$$I_{Cf,eff,max} = \frac{\Delta i_{Cf,max}}{4} = 0{,}9 \cdot \frac{\Delta i_{1,max}}{4} = 5{,}4 \text{ A}$$

3.2.4. Réalisation et choix des composants

Comme mentionné précédemment, les inductances sont parcourues par des courants d'amplitude élevées. Ces inductances seraient extrêmement volumineuses si elles étaient bobinées en utilisant des circuits magnétiques en ferrite qui généralement sont saturées pour une induction voisine de 0,5 T [3-2, 3-3, 3-4].

Les inductances ont donc été dimensionnées à l'aide de circuits magnétiques de type POWERLITE C-Core de la société Metglas ayant une induction de saturation voisine de 1,57 T [3-5]. Un programme est fourni par le fabriquant afin de choisir le type de circuit magnétique à utiliser, le nombre de spires et la dimension de l'entrefer (tableau 3-1).

Inductance	Circuit magnétique	Nombre de spires	Entrefer
L_f	AMCC50	7	2 mm (1 mm par bras)
L_{11}, L_{12}	AMCC32	9	1,4 mm (0,7 mm par bras)
L_2	AMCC25	12	1,1 mm (0,55 mm par bras)

Tableau 3-1. Circuits magnétiques, nombre de spires et dimension de l'entrefer.

Les valeurs mesurées grâce à un RLC-mètre de la société Fluke, pour une fréquence de 10 kHz, des inductances réalisées sont indiquées ci-dessous :

- $L_f = 16\ \mu H$
- $L_{11} = 36\ \mu H$
- $L_{12} = 35\ \mu H$
- $L_2 = 49\ \mu H$

Ces valeurs mesurées sont légèrement supérieures aux valeurs initiales prévues et conduisent à une ondulation plus faible des courants.

Pour la capacité du filtre d'entrée C_f, un condensateur polypropylène métallisé Eurofarad de capacitance 60 µF, de tenue en tension 480 V, et de tenue en courant efficace 58 A est retenu pour C_f. Pour la capacité intermédiaire C_1, quatre condensateurs électrolytiques Sicsafco de capacitance 1000 µF, de tenue en tension 250 V, et de tenue en courant efficace 33 A sont mis en parallèle, ce qui satisfait la contrainte en courant, et l'ondulation de tension.

Quant aux capacités de sortie C_{21} et C_{22}, deux condensateurs polypropylènes métallisés Eurofarad de capacitance 300 µF, de tenue en tension 480 V, et de tenue en courant efficace 45 A sont mis en parallèle pour chaque capacité.

Pour les interrupteurs du premier convertisseur K_{11}, K_{12}, nous utilisons les modules IXFN230N10 de la société IXYS, module de transistors MOS de puissance en boîtier ISOTOP. La tenue en tension de ces interrupteurs est choisie à 100 V, soit deux fois plus que la tension correspondant au point de fonctionnement. La tenue en courant de ces transistors est de 230 A, valeur largement supérieure au courant nominale dans l'application, mais qui permet d'avoir une faible résistance série à l'état passant. Pour les interrupteurs du deuxième convertisseur K_{21}, K_{22}, des modules MOS de puissance de la société IXYS ayant une tenue en tension de 200 V pour un courant de 180 A ont été choisis. Ces modules sont référencés IXFN180N20.

La diode D_0 est utilisée afin d'éviter que le courant de source devienne négatif, elle fonctionne en état passant pendant toute la durée de fonctionnement du système. Ses pertes ne sont donc que des pertes de conduction, liés au niveau de la chute de tension à ses bornes. Nous utilisons une diode Schottky référencée IR240NQ045 de chez International Rectifier, qui n'a que 0,55 V de chute de tension à 240 A. Pour les diodes du premier convertisseur D_{11} et D_{12}, des modules STMicroelectronics STPS160H100TV sont utilisés, module comprenant deux diodes Schottky indépendantes. La tenue en tension des diodes est de 100 V, et la tenue en courant de chaque diode est de 80 A. Chaque diode est réalisée par la mise en parallèle de deux diodes d'un même module. Pour les diodes du deuxième convertisseur D_{21} et D_{22}, nous utilisons des modules IXYS DSS2x101-015A, module aussi comprenant deux diodes Schottky indépendantes. La tenue en tension des diodes est de 150 V, et la tenue en courant de chaque diode est de 100 A.

3.2.5. Vérification du dimensionnement

Une fois que l'on a choisi les différents composants et réalisé les inductances, nous disposons de leurs paramètres. Il est donc intéressant de vérifier différentes grandeurs.

3.2.5.1. Courant de démarrage

Pour le filtre d'entrée, associé à la diode D_0 (figure 3-1), lors d'une mise en service de la source avec une tension nulle aux bornes des capacités, avant de commander les interrupteurs et en supposant que la tension de sortie est établie, on a le schéma équivalent de la figure 3-6, où l'inductance L_1 représente la valeur équivalente de la mise en parallèle de L_{11} et L_{12}, et D_1 est équivalente aux diodes D_{11} et D_{12}.

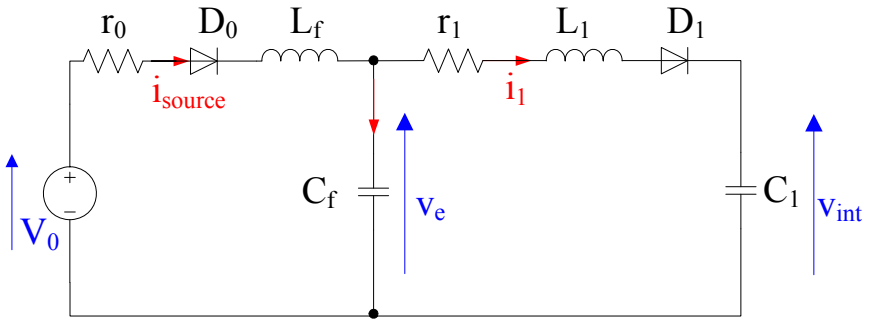


Figure 3-6. Schéma équivalent lors d'une mise en service de la source avec une tension nulle aux bornes des capacités.

La mise en équation de ce système conduit à résoudre un système d'ordre 4 et aux formes d'onde de la figure 3-7. Il est difficile de relier sur ces formes d'onde les résultats obtenus aux valeurs des paramètres.

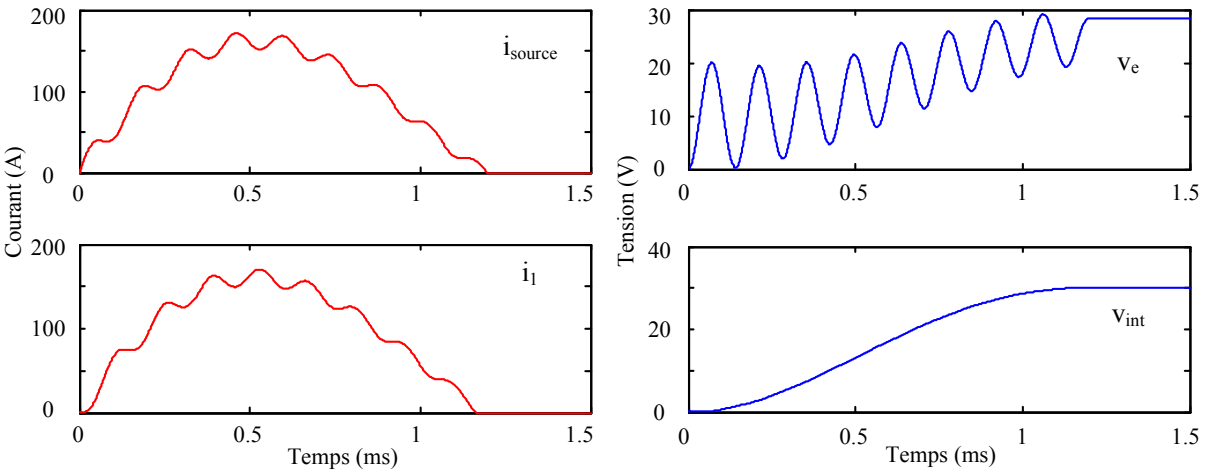


Figure 3-7. Résultats de simulation (V_0 = 20 V, L_f = 16 µH, L_1 = 18 µH, C_f = 60 µF, C_1 = 4mF, r_0 = 35 mΩ[1], r_1 = 4,5 mΩ[2]).

[1]La valeur de r_0 est estimée pour représenter la somme des résistances interne de la source, de L_f et de D_0.
[2] r_1 représente la résistances des diode et des inductances placées en parallèle.

On peut malgré tout simplifier le problème en considérant deux schémas, l'un correspond aux basses fréquences, l'autre aux hautes fréquences.

La capacité C_f étant très faible devant la capacité C_1 (60 µF par rapport à 4 mF), on peut négliger C_f en basses fréquences (figure 3-8).

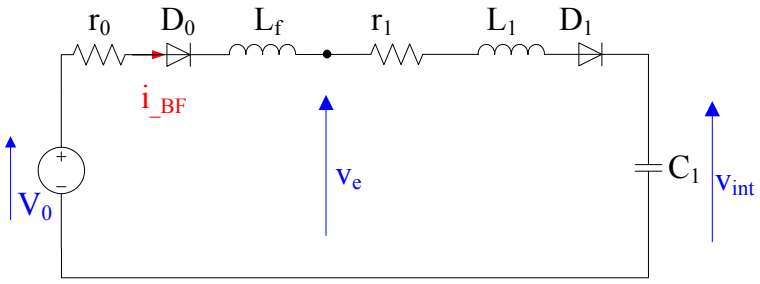


Figure 3-8. Schéma équivalent en basses fréquences.

On a alors pour ce schéma la solution suivante :

$$i_{_BF} = \frac{V_0 \cdot \sin(\omega_a \cdot t)}{(L_1 + L_f) \cdot \omega_a} \cdot e^{-\zeta \cdot \omega_0 \cdot t}$$

$$v_{int_BF} = V_0 - V_0 \cdot e^{-\zeta \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot \left(\cos(\omega_a \cdot t) + \frac{r_0 + r_1 - (L_1 + L_f) \cdot \zeta \cdot \omega_0}{(L_1 + L_f) \cdot \omega_a} \cdot \sin(\omega_a \cdot t) \right)$$

$$v_{e_BF} = \frac{L_f \cdot V_0}{L_1 + L_f} - \frac{V_0 \cdot e^{-\zeta \cdot \omega_0 \cdot t}}{(L_1 + L_f) \cdot \omega_a} \cdot \left(L_f \cdot \omega_a \cdot \cos(\omega_a \cdot t) + (r_0 - L_f \cdot \zeta \cdot \omega_0) \cdot \sin(\omega_a \cdot t) \right)$$

(3-10)

avec $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_f) \cdot C_1}}$, $\zeta = \frac{r_0 + r_1}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1 + L_f}}$ et $\omega_a = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}$.

La réponse en tension et en courant est représentée sur la figure 3-9, l'amortissement pour les paramètres utilisés (L_f = 16 µH, L_1= 18 µH, C_1 = 4mF, r_0 = 35 mΩ, r_1 = 4,5 mΩ ,V_0 = 20 V) est de 0,214. On a une alternance de courant et de tension, les diodes se bloquent lorsque le courant $i_{_BF}$ veut s'inverser. On a alors pour les valeurs maximales :

$$i_{_BF,max} = \frac{V_0 \cdot \sin(\arccos \zeta)}{(L_1 + L_f) \cdot \omega_a} \cdot e^{-\zeta \cdot \frac{\omega_0}{\omega_a} \cdot \arccos \zeta} = 161{,}2 \text{ A}$$

$$v_{int_BF,max} = V_0 \cdot \left(1 + e^{\frac{-\zeta \cdot \omega_0 \cdot \pi}{\omega_a}} \right) = 30 \text{ V}$$

$$v_{e_BF,max} = \frac{L_f \cdot V_0}{L_1 + L_f}\left(1 + e^{\frac{-\zeta \cdot \omega_0 \cdot \pi}{\omega_a}}\right) = 14{,}2\ \text{V}$$

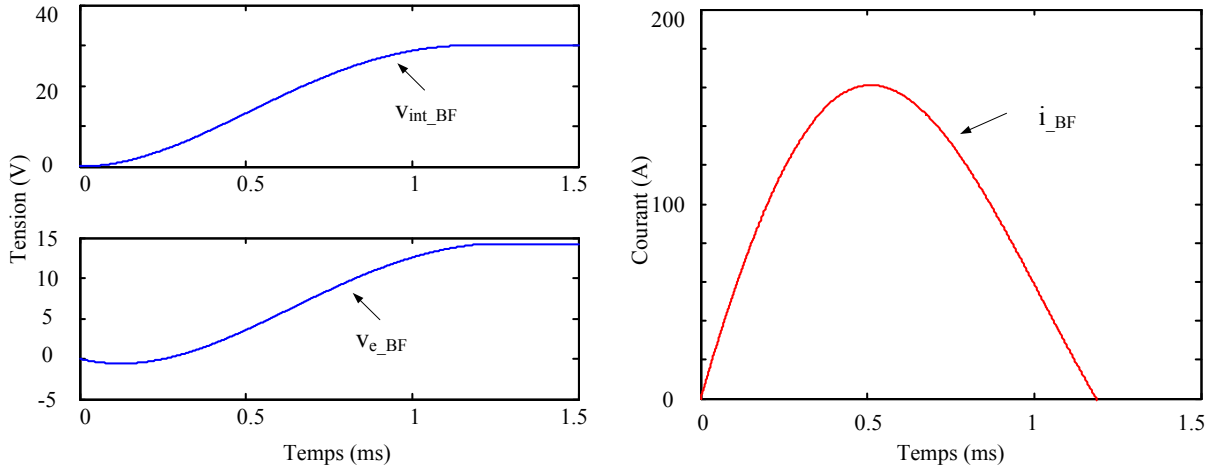


Figure 3-9. Réponse en tension et en courant en basses fréquences.

Pour le schéma équivalent en hautes fréquences, la capacité C_1 est négligée figure 3-10).

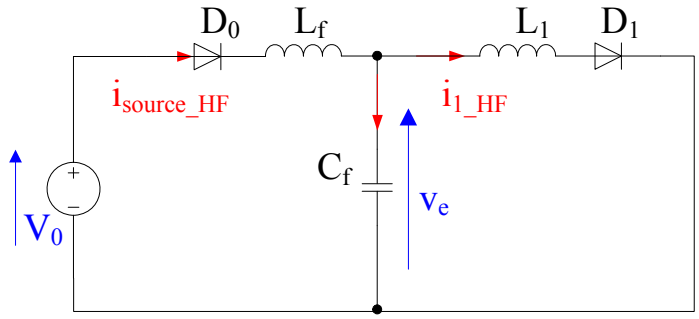


Figure 3-10. Schéma équivalent en hautes fréquences.

Il est difficile de trouver la solution de ce système d'ordre 3 avec amortissement. Sans amortissement, on obtient la solution suivante :

$$i_{source_HF} = V_0 \cdot \frac{L_f - L_{eq}}{L_f^{\,2}} \cdot t + V_0 \cdot \frac{L_{eq} \cdot \sin(\omega \cdot t)}{L_f^{\,2} \cdot \omega}$$

$$i_{1_HF} = V_0 \cdot \frac{L_{eq}}{L_1 \cdot L_f} \cdot t - V_0 \cdot \frac{L_{eq} \cdot \sin(\omega \cdot t)}{L_1 \cdot L_f \cdot \omega} \qquad (3\text{-}11)$$

$$v_{e_HF} = \frac{L_{eq}}{L_f} \cdot V_0 \cdot \left(1 - \cos(\omega \cdot t)\right)$$

avec $\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_f}$ et $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} \cdot C_f}}$.

Les termes alternatifs de ces solutions correspondent des oscillations en hautes fréquences qui sont représentées sur la figure 3-11.

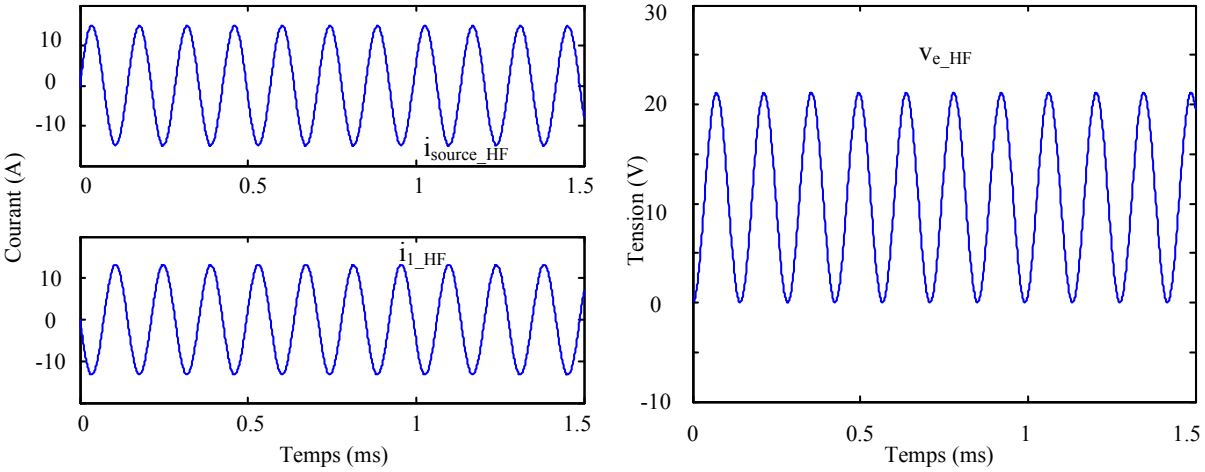


Figure 3-11. Oscillations en hautes fréquences des courants (à gauche) et de la tension (à droite).

Selon la solution précédente, on a les ondulations non amortie de courant et de tension :

$$\Delta i_{source_HF} = 2 \cdot \frac{V_0 \cdot L_{eq}}{L_f^{\,2} \cdot \omega} = 27{,}84 \text{ A}$$

$$\Delta i_{1_HF} = 2 \cdot \frac{V_0 \cdot L_{eq}}{L_1 \cdot L_f \cdot \omega} = 16{,}52 \text{ A}$$

$$\Delta v_{e_HF} = 2 \cdot \frac{V_0 \cdot L_{eq}}{L_f} = 21{,}18 \text{ V}$$

On peut facilement constater que l'amplitude de l'ondulation haute fréquence de la tension est très proche de celle des oscillations de la figure 3-7 (figure 3-12 en bas). Pour les courants, on peut reconstituer les courbes de courant par la somme de courant en basse et haute fréquences, et comparer le résultat obtenu avec celui de la figure 3-7 (figure 3-12 en haut).

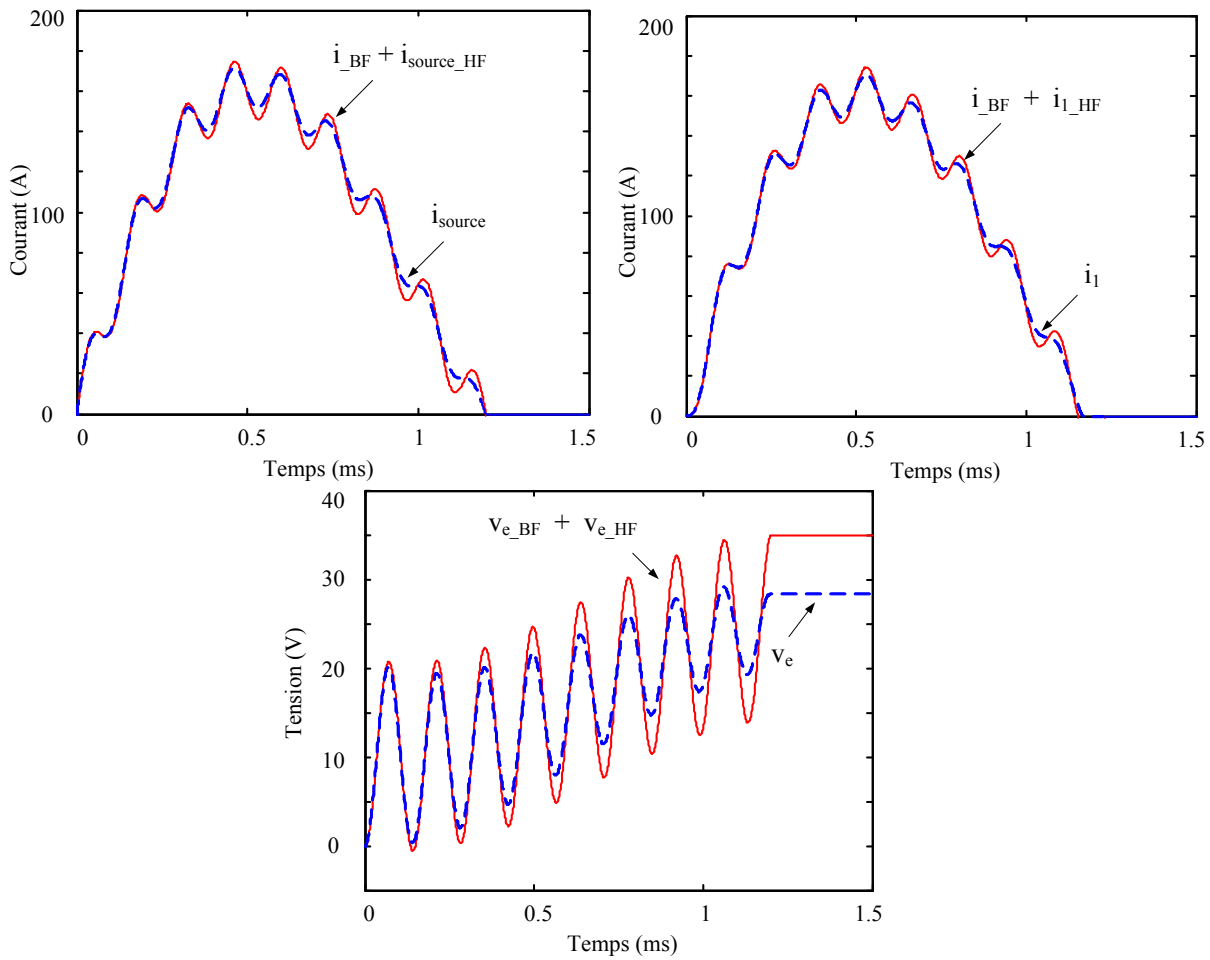


Figure 3-12. Comparaison des réponses en courant et en tension entre résultats reconstitués et ceux de la figure 3-7.

En conclusion on peut considérer que lors du démarrage, la tension v_{int} subit une demi alternance et se charge à la tension :

$$v_{int,final} = V_0 \cdot \left(1 + e^{\frac{-\zeta \cdot \omega_0 \cdot \pi}{\omega_a}}\right) = 30\ \text{V}$$

Cette valeur qui en théorie serait de $2 \cdot V_0$ soit ici 40 V est en fait limitée par l'amortissement dû aux différents termes résistifs.

De l'autre côté, la tension de la capacité du filtre d'entrée subit une oscillation d'amplitude de $2 \cdot \frac{V_0 \cdot L_{eq}}{L_f}$, soit dans notre cas 21,18 V. Cette capacité se bloque pour une tension $v_{e,final} = \frac{L_f \cdot V_0}{L_1 + L_f}\left(1 + e^{\frac{-\zeta \cdot \omega_0 \cdot \pi}{\omega_a}}\right) + 2 \cdot \frac{V_0 \cdot L_{eq}}{L_f}$ = 35,38 V sur la figure 3-12. La tension

finale obtenue par la simulation sur la figure 3-7 est inférieure cette valeur en raison de l'amortissement.

Pour le courant à la réponse basse fréquence qui présente un maximum de $\frac{V_0 \cdot \sin(\arccos\zeta)}{(L_1 + L_f) \cdot \omega_a} \cdot e^{-\zeta \cdot \frac{\omega_0}{\omega_a} \cdot \arccos\zeta}$, on peut ajouter l'amplitude de l'oscillation haute fréquence et considérer que le courant maximum a pour valeur :

$$i_{source,max} = \frac{V_0 \cdot \sin(\arccos\zeta)}{(L_1 + L_f) \cdot \omega_a} \cdot e^{-\zeta \cdot \frac{\omega_0}{\omega_a} \cdot \arccos\zeta} + \frac{V_0 \cdot L_{eq}}{L_f^{\,2} \cdot \omega}$$

$$i_{1,max} = \frac{V_0 \cdot \sin(\arccos\zeta)}{(L_1 + L_f) \cdot \omega_a} \cdot e^{-\zeta \cdot \frac{\omega_0}{\omega_a} \cdot \arccos\left(\frac{\zeta \cdot \omega_0}{\sqrt{\zeta^2 \cdot \omega_0^{\,2} + \omega_a^{\,2}}}\right)} + \frac{V_0 \cdot L_{eq} \cdot \sin(\omega \cdot t)}{L_1 \cdot L_f \cdot \omega} \qquad (3\text{-}12)$$

Soit dans notre cas :

$i_{source,max} = 176{,}12$ A

$i_{1,max} = 174{,}46$ A

Sur la figure 3-12, on obtient des valeurs légèrement inférieures, car le maximum de l'ondulation en haute fréquence est légèrement décalé du maximum de la réponse basse fréquence.

Les contraintes en courant lors du démarrage de l'ordre de 175 A pour les interrupteurs, et en tension inférieures à 40 V sont tout à fait compatibles avec les interrupteurs choisis. Rappelons de plus que la tension intermédiaire sera finalement réglée à 45 V.

3.2.5.2. Variables liées au convertisseur

Les valeurs des différents composants ont été déterminées précédemment. Les fiches techniques des composants et la mesure pour les inductances conduisent aux valeurs des éléments parasites données dans le tableau 3-2.

Filtre	1er convertisseur	2e convertisseur
$L_f = 16\ \mu H$ $C_1 = 60\ \mu F$	$L_{11} = 36\ \mu H$ $L_{12} = 35\ \mu H$ $C_1 = 4\ mF$	$L_2 = 49\ \mu H$ $C_1 = C_2 = 600\ \mu F$
$r_{Lf} = 2\ m\Omega$ $r_{D0} = 3\ m\Omega$	$r_{L11} = r_{L12} = r_{L1} = 3\ m\Omega$ $r_{k11} = r_{k12} = r_{k1} = 6\ m\Omega$ $r_{D11} = r_{D12} = r_{D1} = 5\ m\Omega$	$r_{L2} = 5\ m\Omega$ $r_{k21} = r_{k22} = r_{k2} = 10\ m\Omega$ $r_{D2} = r_{D21} = r_{D22} = 7\ m\Omega$

Tableau 3-2. Paramètres du convertisseur et éléments parasites.

On en déduit alors le courant moyen débité par la source en tenant compte des éléments parasites :

$$I_{source} = \frac{V_0 - (1-\alpha_1)\cdot V_{int}}{r_0 + r_{Lf} + r_{D0} + \dfrac{r_{L1} + \alpha_1 \cdot r_{k1} + (1-\alpha_1)\cdot r_{D1}}{2}} \tag{3-13}$$

et le courant moyen d'entrée du deuxième convertisseur :

$$I_2 = (1-\alpha_1)\cdot I_{source} = (1-\alpha_1)\cdot \frac{V_0 - (1-\alpha_1)\cdot V_{int}}{r_0 + r_{Lf} + r_{D0} + \dfrac{r_{L1} + \alpha_1 \cdot r_{k1} + (1-\alpha_1)\cdot r_{D1}}{2}} \tag{3-14}$$

La figure 3-12 présente l'évolution des courants I_{source} et I_2 en fonction du rapport cyclique α_1 avec et sans éléments parasites. On observe que ces éléments parasites ne modifient pas la forme de l'évolution des courants mais diminuent leur valeur.

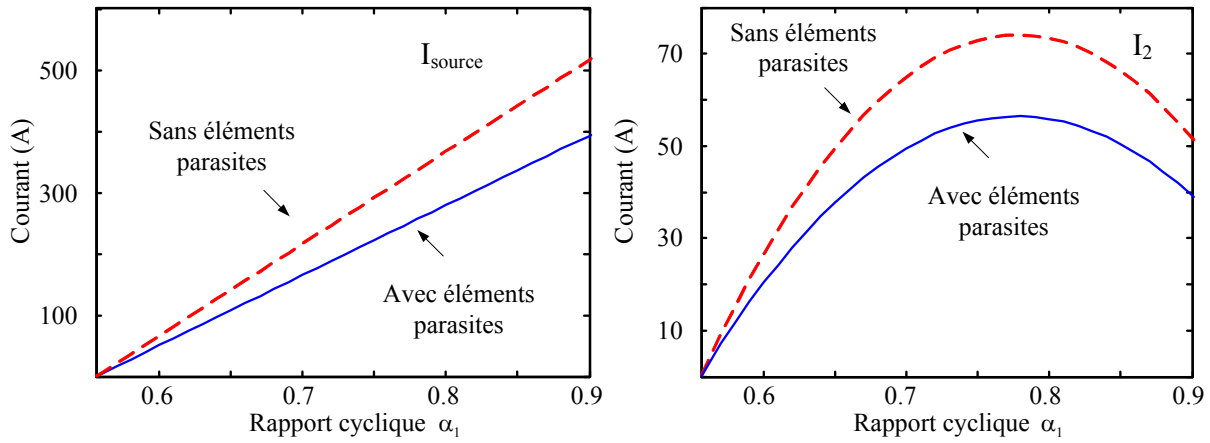


Figure 3-12. Evolution des courants en fonction du rapport cyclique du premier convertisseur.

L'ondulation du courant d'entrée du premier convertisseur devient :

$$\Delta i_1 \approx \frac{2\cdot(2\cdot\alpha_1-1)\cdot(1-\alpha_1)}{(L_{11}+L_{12})\cdot f}\cdot V_{int} \tag{3-15}$$

et à cause de la valeur de l'inductance L_f est de 16 µF au lieu de 10 µF prévue, l'ondulation du courant débité par la source devient 1/16 de Δi_1 :

$$\Delta i_{source} = \frac{\Delta i_1}{16} \approx \frac{(2\cdot\alpha_1-1)\cdot(1-\alpha_1)}{8\cdot(L_{11}+L_{12})\cdot f}\cdot V_{int} \tag{3-16}$$

Celle du courant dans les inductances en parallèle devient :

$$\Delta i_{L11} \approx \Delta i_{L12} = \frac{\alpha_1\cdot(1-\alpha_1)}{L_{12}\cdot f}\cdot V_{int} \tag{3-17}$$

Dans le deuxième convertisseur, cette ondulation a pour valeur :

$$\begin{aligned}\Delta i_2 &= \frac{2\cdot\alpha_2-1}{2\cdot L_2\cdot f}\cdot\left(V_{int}-(r_{L2}+r_{k2}+r_{D2})\cdot I_2\right)\\ &= \frac{2\cdot\alpha_2-1}{2\cdot L_2\cdot f}\cdot\left(V_{int}-\frac{(r_{L2}+r_{k2}+r_{D2})\cdot(1-\alpha_1)\cdot\left(V_0-(1-\alpha_1)\cdot V_{int}\right)}{r_0+r_{Lf}+r_{D0}+\frac{r_{L1}+\alpha_1\cdot r_{k1}+(1-\alpha_1)\cdot r_{D1}}{2}}\right)\end{aligned} \tag{3-18}$$

3.2.5.3. Rendement théorique

L'évolution du rendement du convertisseur en fonction du courant d'entrée est présentée sur la figure 3-13. Ce rendement est obtenu par calcul des pertes dans les inductances, et dans les composants semi-conducteurs.

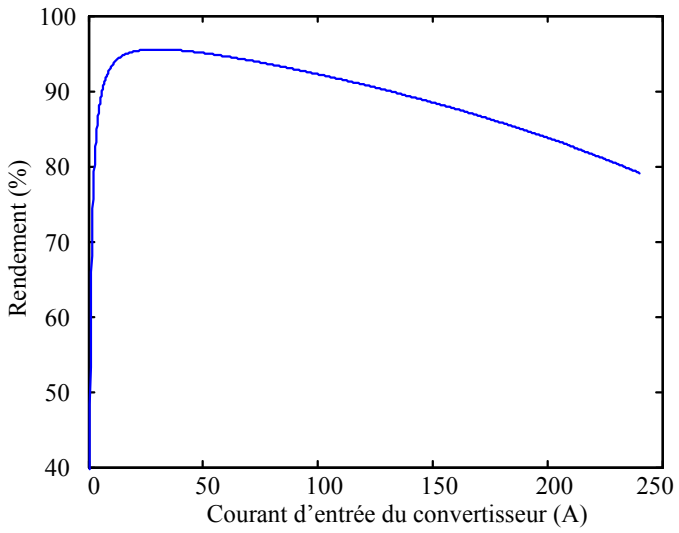


Figure 3-13. Rendement théorique en fonction du courant d'entrée.

Au point de fonctionnement maximal soit 240 A de courant débité sous une tension de 12,8 V par la source, les pertes dans les inductances sont environ 115 W pour L_f, 178 W pour L_{11} et L_{12}, et 20 W pour L_2 (valeur calculée avec la résistance des inductances et les pertes dans les matériaux, qui sont fonction de la fréquence du courant et de l'ondulation de l'induction [3-5]). Soit 313 W de perte dans les quatre inductances au point de fonctionnement maximal de la source.

Les pertes dans les transistors MOS et les diodes du premier convertisseur sont d'environ 164 W, celles dans le deuxième convertisseur sont de 44 W. Donc les pertes dans les transistors MOS et les diodes sont d'environ 208 W.

Quant aux pertes dans la diode D_0, malgré une faible chute de tension à ses bornes à l'état passant, elles s'élèvent à 130 W. Cette diode dissipe environ 4% de la puissance fournie par la source.

Donc, même si nous ne tenons pas compte des pertes dans les capacités, le rendement du convertisseur n'est que de 78% au point de fonctionnement maximal. Ceci n'est pas un bon rendement, mais est tout à fait normal pour des convertisseurs fonctionnant avec ce type de source faible tension, fort courant.

3.2.5.4. Plage de fonctionnement

Le dimensionnement du montage et des régulateurs effectués dans ce chapitre et le chapitre précédent suppose que le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue. Or, si l'ondulation du courant est faible vue de la source, cette ondulation reste importante au niveau du convertisseur d'entrée. On a donc une plage de fonctionnement assez limitée, si l'on veut toujours être au niveau de ce convertisseur en mode de fonctionnement continu. Il faut que l'ondulation du courant dans les inductances L_{11}, L_{12} et L_2 (respectivement Δi_{L11}, Δi_{L12} et Δi_2) soit inférieure à deux fois la valeur moyenne du courant, soit :

$$\Delta i_{L11} = \Delta i_{L12} = \Delta i_{L1} \leq 2 \cdot I_{L1} = I_{source}$$

$$\Delta i_2 \leq 2 \cdot I_2 \qquad (3\text{-}19)$$

Selon les relations (3-13) et (3-17), le fonctionnement en conduction continue du convertisseur d'entrée est limité à une valeur de α_1 comprise entre 0,582 et 0,766 (figure 3-

14). Ce qui correspond à une capacité de réglage comprise entre 580 W et 3072 W de la puissance délivrée par la source. Pour le deuxième convertisseur, supposons sa tension de sortie ne varie pas beaucoup on a une relation entre les rapports cycliques des deux convertisseurs via la relation (3-14) :

$$\alpha_2 = 1 - \frac{V_{int} - (r_{L2} + r_{k2} + r_{D2}) \cdot I_2}{V_s} \tag{3-20}$$

Avec les relations (3-14), (3-17) et (3-20), la limite pour α_2 est entre 0,713 et 0,7195 (figure 3-14).

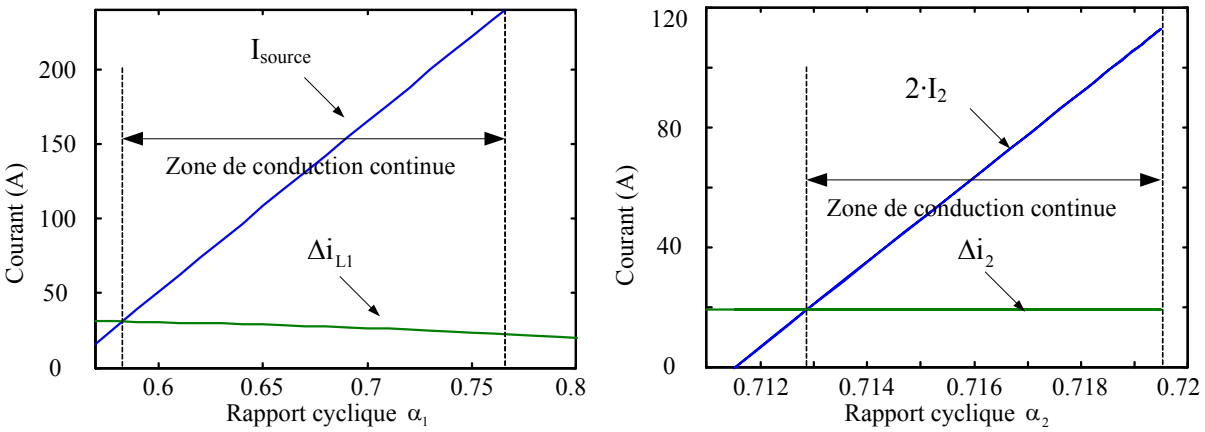


Figure 3-14. Plage de fonctionnement du premier convertisseur (à gauche) et du deuxième convertisseur (à droite).

Pour augmenter la plage de fonctionnement du convertisseur, on a deux possibilités :

- Reprendre le contrôle en envisageant la possibilité de fonctionnement en conduction discontinue avec les problèmes inhérents à la commutation d'algorithmes à la frontière entre les modes discontinu et continu.
- Modifier la structure du convertisseur afin de permettre au courant ondulé de changer de signe pour supprimer la non linéarité introduite par le passage en conduction discontinue.

C'est cette deuxième solution que nous avons choisie en raison de sa simplicité.

3.2.6. Réversibilité des convertisseurs

Afin de permettre au courant instantané de devenir négatif à faible niveau de courant moyen, on utilise pour le convertisseur des interrupteurs commandables bidirectionnels en courant. Les interrupteurs sont réalisés par l'association d'un composant commandable et

d'une diode en antiparallèle. Le choix du type de composant est défini en fonction de ses contraintes en tension et en courant. Pour la contrainte en tension de l'interrupteur qui est au dessous de 200 V, les MOSFET et les diodes Schottky sont généralement choisis en profitant de leur faible chute de tension à l'état passant. Lorsque cette contrainte est au-dessus de 200 V, ce sont des IGBT et diodes à recouvrement rapide qui seront généralement utilisés. Dans notre application, les interrupteurs de chaque étage sont des MOSFET associés à des diodes Schottky,

Pour le convertisseur d'entrée, on obtient le schéma de la figure 3-15 déjà utilisées par plusieurs auteurs avec des sources réversibles [3-7,3-8].

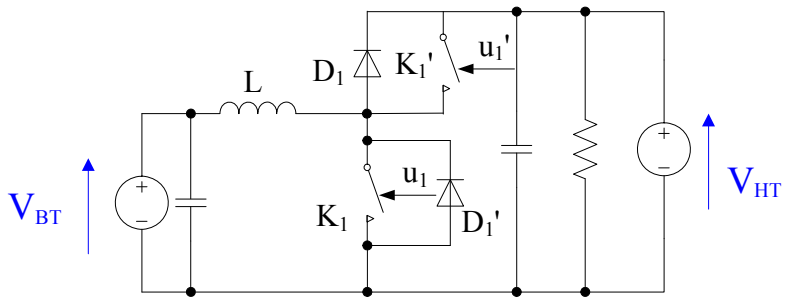


Figure 3-15. Boost réversible.

L'intérêt avec une pile à combustible est que l'entrelacement et le filtre d'entrée permet de réduire fortement l'ondulation du courant délivré par la pile qui ne verra pas les parties négatives de l'ondulation.

Pour le convertisseur à trois niveaux, la structure proposée est plus inhabituelle (figure 3-16). Elle présente en plus l'intérêt de permettre la précharge de la capacité intermédiaire à partir du bus continu.

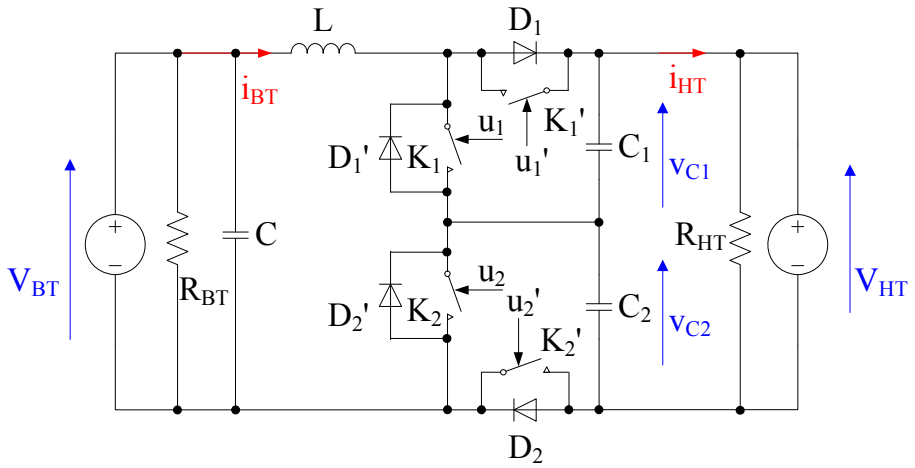


Figure 3-16. Convertisseur à trois niveaux réversible en courant.

Ce montage étant inhabituel et il est nécessaire d'étudier son modèle en mode abaisseur. En mode de fonctionnement abaisseur, on a le schéma et les modes de commande de la figure 3-17.

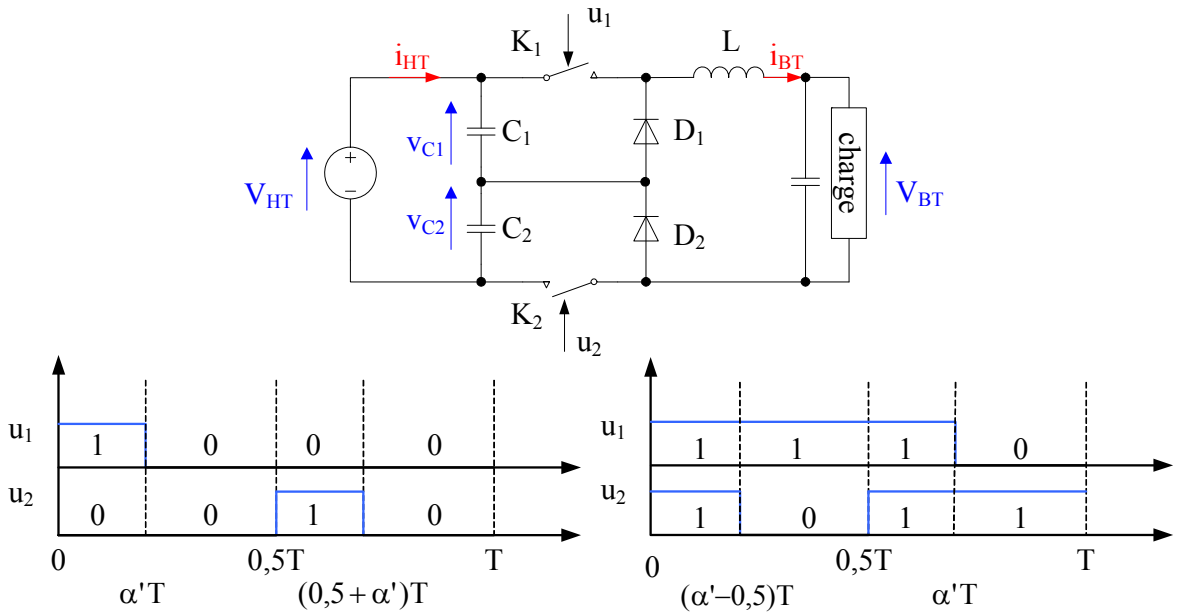


Figure 3-17. Abaisseur à trois niveaux (en haut) et signaux de commande pour α < 0,5 (en bas à gauche) et α > 0,5 (en bas à droite).

Comme pour l'élévateur, cet abaisseur est commandé par deux signaux u_1 et u_2, qui sont décalés d'une demi période de découpage. On a donc quatre intervalles possibles sur une période de découpage. Ces différentes séquences de fonctionnement sont présentées dans la figure 3-18.

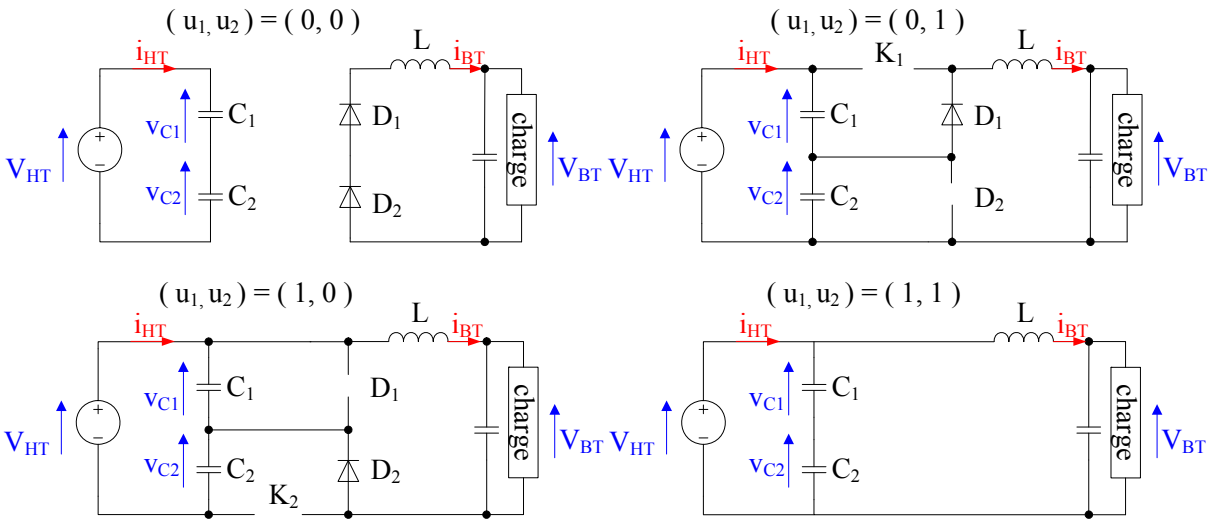


Figure 3-18. Séquences de fonctionnement de l'abaisseur à trois niveaux.

On obtient pour le modèle du convertisseur :

$$\begin{cases} L \cdot \dfrac{di_{BT}(t)}{dt} = -V_{BT} + u_1(t) \cdot v_{C1}(t) + u_2(t) \cdot v_{C2}(t) \\ C_1 \cdot \dfrac{dv_{C1}(t)}{dt} = i_{HT} - u_1(t) \cdot i_{BT}(t) \\ C_2 \cdot \dfrac{dv_{C2}(t)}{dt} = i_{HT} - u_2(t) \cdot i_{BT}(t) \end{cases} \tag{3-21}$$

avec $u_1(t)$ et $u_2(t) \in \{0,1\}$.

En supposant que les formes d'ondes des tensions et de courant sont triangulaires, on a le modèle moyen :

$$\begin{cases} L \cdot \dfrac{dI_{BT}}{dt} = -V_{BT} + \alpha_1 \cdot V_{C1} + \alpha_2 \cdot V_{C2} \\ C_1 \cdot \dfrac{dV_{C1}}{dt} = I_{HT} - \alpha_1 \cdot I_{BT} \\ C_2 \cdot \dfrac{dV_{C2}}{dt} = I_{HT} - \alpha_2 \cdot I_{BT} \end{cases} \tag{3-22}$$

Si l'on suppose que les tensions moyennes V_{C1} et V_{C2} sont identiques et égales à $\frac{V_{HT}}{2}$, avec $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha'$, on déduit la relation entre les tensions du côté haute tension V_{HT} et du côté base tension V_{BT} en régime permanent :

$$V_{BT} = V_{HT} \cdot \alpha' \tag{3-23}$$

Selon la figure 3-18, la contrainte en tension est aisée à définir : V_{C1} pour K_1 et D_1, et V_{C2} pour K_2 et D_2. Soit la moitié de la tension du côté haute tension pour les interrupteurs et les diodes, l'avantage du trois niveaux est donc conservé.

A noter que le rapport cyclique de conduction de l'interrupteur α' est équivalent à celui de la diode de l'élévateur à trois niveaux. Si l'on utilise α pour représenter le rapport cyclique de conduction de l'interrupteur de l'élévateur à trois niveaux, on a la relation :

$$\alpha' = 1 - \alpha.$$

avec cette relation, on observe que la différence entre les modèles de l'abaisseur et de l'élévateur n'est que le signe du courant qui s'est inversé. Or, comme ce courant en abaisseur a été choisi de sens contraire de celui en élévateur, les deux modèles sont identiques. Le convertisseur à trois niveaux réversible peut donc utiliser le même régulateur de courant.

Les interrupteurs K_1' et K_2' seront commandés respectivement par les signaux complémentaires de u_1 et de u_2. Un temps mort entre chaque paire de signaux complémentaires est nécessaire pour éviter le court-circuit. R_{BT} et R_{HT} représentent respectivement la charge des côtés basse tension et haute tension. Ces résistances ont été ajoutées pour valider le fonctionnement de ce convertisseur.

Le résultat de simulation réalisé sous SABER est présenté sur la figure 3-19 et montre que le dispositif peut fonctionner en abaisseur ou en élévateur. Les valeurs des composants utilisés pour la simulation correspondent à celles du montage complet :

- Inductance : $L = 49\ \mu H$
- Capacités : $C_1 = C_2 = 600\ \mu F$, $C = 4$ mF
- Tension du côté haute tension : $V_{HT} = 120$ V
- Tension du côté base tension : $V_{BT} = 40$ V
- Fréquence de découpage : $f = 10$ kHz
- Résistance : $R_{BT} = 10\ \Omega$, $R_{HT} = 10\ \Omega$,

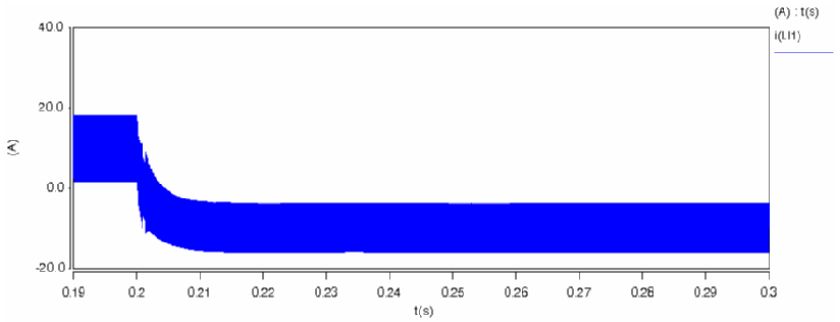


Figure 3-19. Formes d'ondes du courant d'inductance lors d'un changement de mode de fonctionnement du convertisseur (courant du 10 A au -10 A).

Les résultas de la simulation sur le système réversible complet (figure 3-20) sont présentés dans la figure 3-21. Les paramètres utilisés sont ceux qui ont été présentés dans le tableau 3-2. Ces résultats montrent que le convertisseur fonctionne bien avec un courant moyen faible, la plage de fonctionnement du convertisseur est ainsi élargie. Précédemment le point de fonctionnement minimal en puissance correspondait à une puissance de 580 W, soit un courant d'entrée de 30,8 A. Sur cette simulation, le courant d'entrée est de 7,4 A soit une puissance de 145 W.

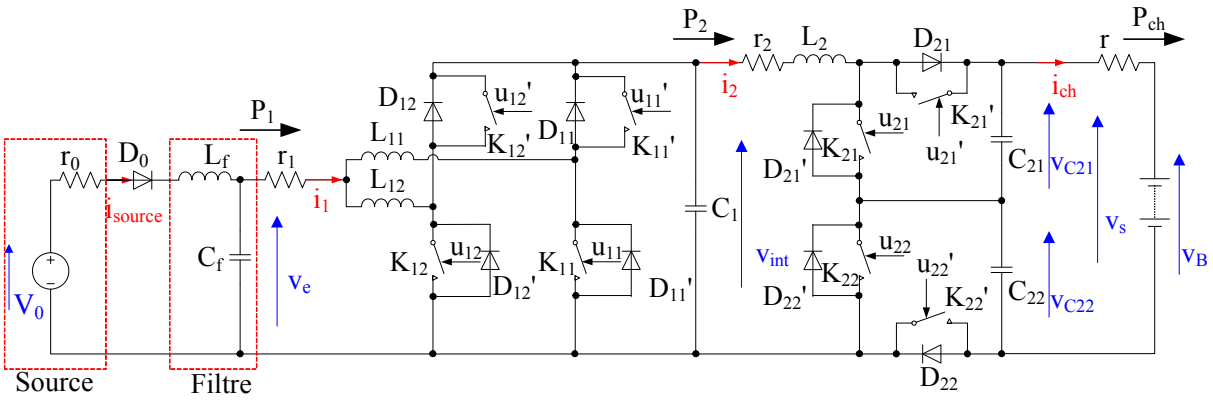


Figure 3-20. Convertisseur élévateur bidirectionnel en courant.

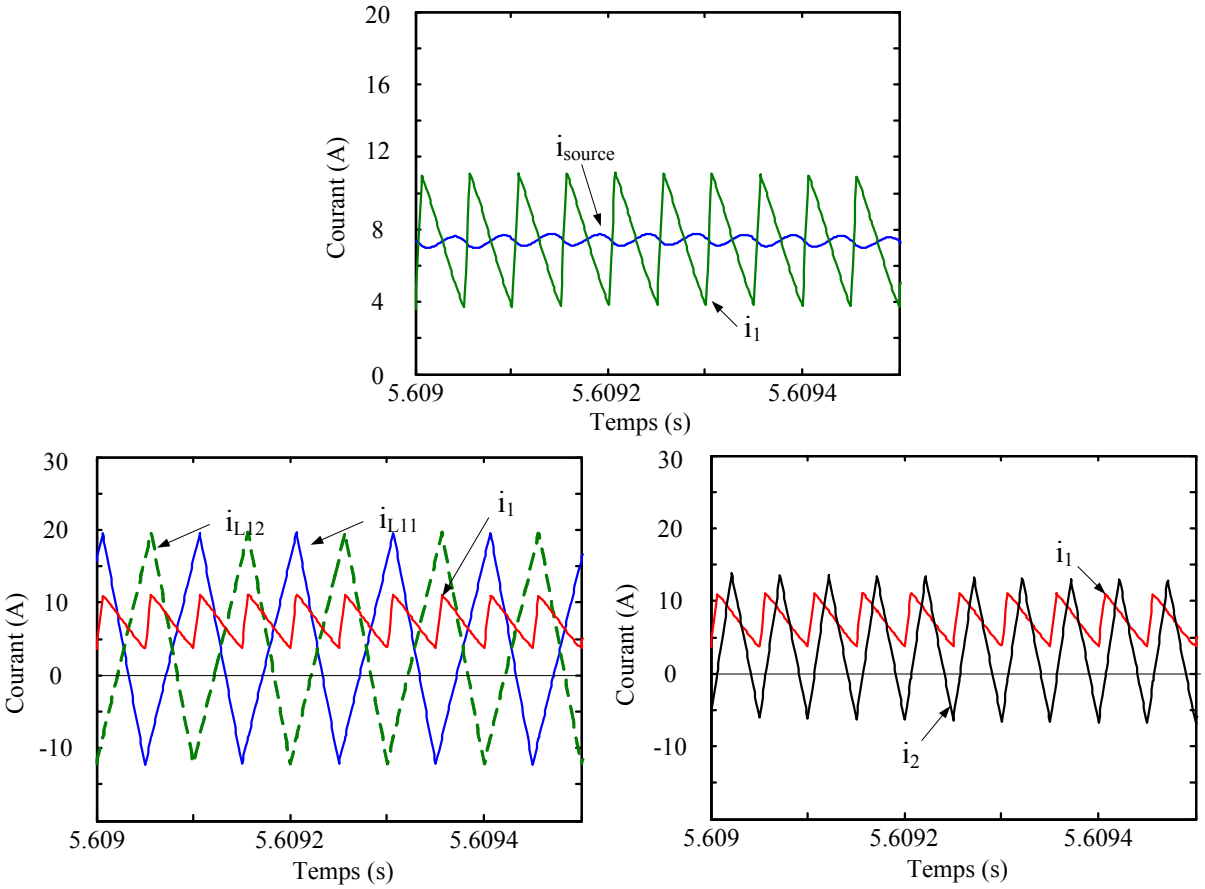


Figure 3-21. Courants du convertisseur pour une puissance délivrée par la source de 145 W.

3.3. Réalisation du convertisseur

Le convertisseur réalisé est représenté sur les figures 3-22 et 3-23. Trois dissipateurs thermiques en aluminium, ayant une résistance thermique de 0,1 °C/W, ont été choisis pour porter les composants semi-conducteurs, de sorte que l'on obtienne une élévation de

température d'environ 30 °C sur les composants semi-conducteurs à pleine puissance. Les composants semi-conducteurs de chaque étage sont placés sur des dissipateurs thermiques séparés. La diode D_0 est fixée sur un troisième dissipateur thermique. La figure 3-24 présente le banc d'essais complet.

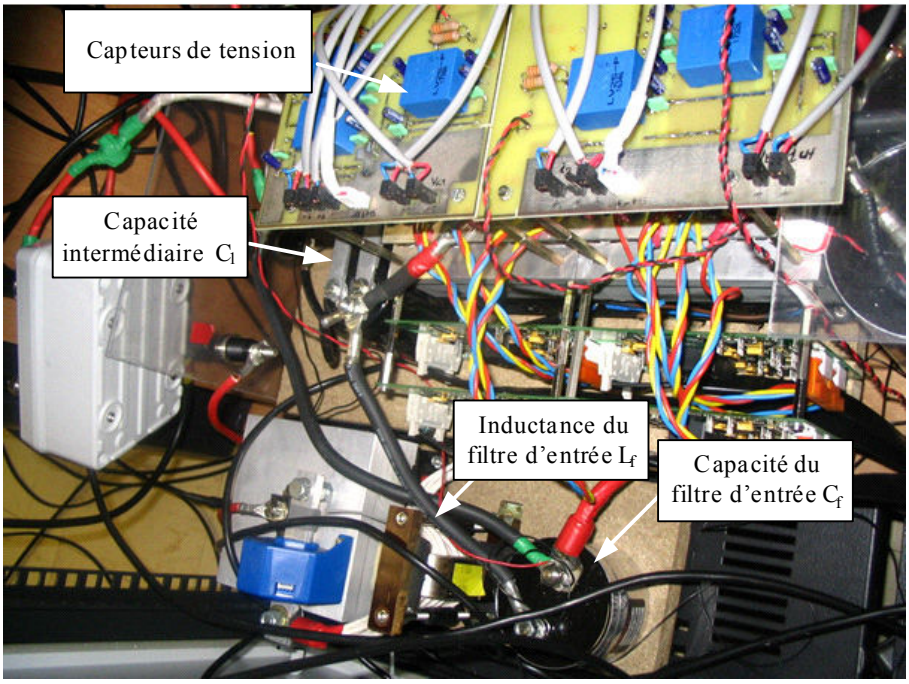


Figure 3-22. Vu de dessus du convertisseur.

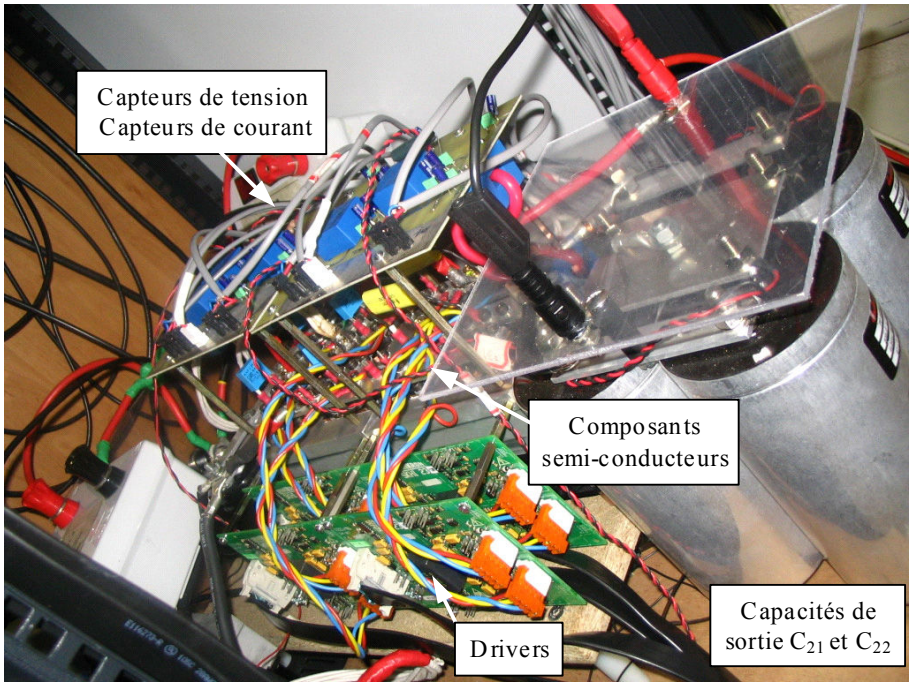


Figure 3-23. Vu de côté du convertisseur.

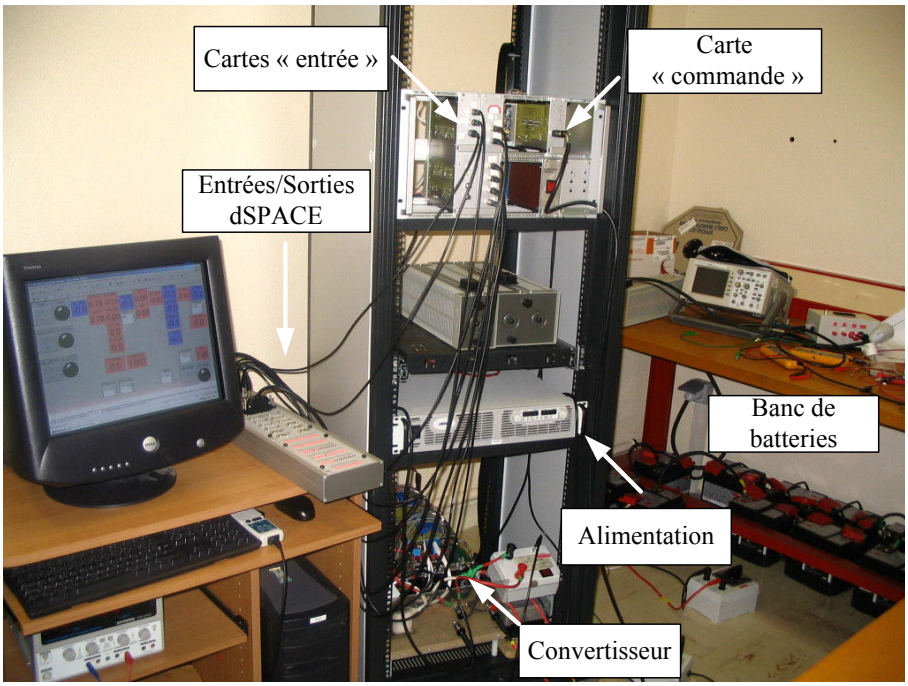


Figure 3-24. Banc d'essai.

Le contrôle du convertisseur est entièrement numérisé à l'aide d'un AutoBox (DS1103 PPC) de la société dSPACE, une solution de commande numérique en temps réel. Grâce à ce système de commande, le programme de contrôle est assemblé directement à partir du programme de MATLAB/Simulink. Le système dSPACE comporte 16 entrées convertisseurs analogiques-numérique ayant une entrée de ±10 V et génère des signaux de commande (0-5 V).

- **Mesure des signaux**

Les capteurs de tension sont des LV25-P de chez LEM, et les capteurs de courant sont également fabriqués par la société LEM, ce sont des LA100-P et LA205-S en fonction de la plage de variation des courants. Après les conversions effectuées par les capteurs, les signaux mesurés sont ensuite traités par une carte « entrées » avant d'être envoyés à l'interface « Entrées/Sorties » de l'Autobox.

- **Carte « entrées »**

Cette carte reçoit les signaux analogiques mesurés par les capteurs (courant, tension) et les ajustent en gain (pour adapter la plage de la tension d'entrée des convertisseurs

analogique–numérique (CAN)) et en offset par des circuits analogiques. Chaque sortie de cette carte sert de donnée d'entrée pour l'Autobox.

- **DS1103 PPC contrôleur**

La carte de contrôleur référencée DS1103 PPC, est montée dans un AutoBox de dSPACE. Son diagramme structurel est donné dans la figure 3-25. A l'aide du toolbox Real Time Workshop de la société MathWorks, le système temps réel est entièrement programmé à partir de l'environnement MATLAB/Simulink.

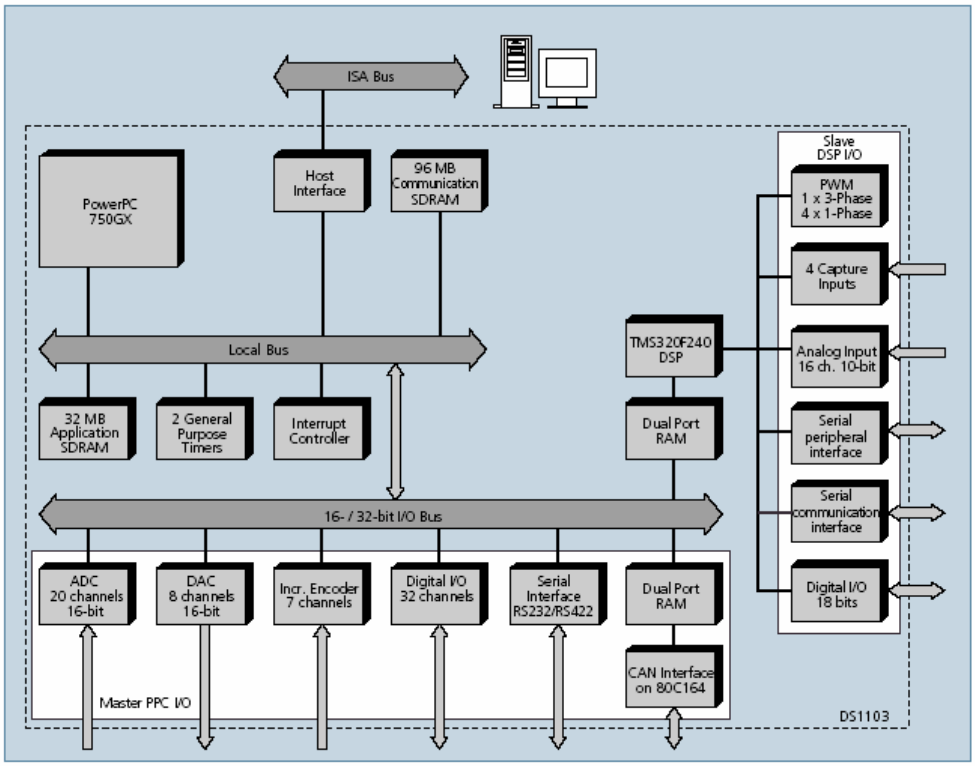


Figure 3-25. Diagramme de la carte DS1103 PPC [3-6].

Après la conversion analogique-numérique effectuée par les CAN, les signaux sont traités par un échantillonnage asynchrone à haute fréquence, puis par un moyennage.

Les signaux de commande sont générés par deux blocs de générateur de MLI fournis par RTI (Real Time Interface), dont un générateur de MLI triphasé et un générateur de MLI à quatre canaux. Chaque générateur de MLI crée deux paires de signaux complétés décalées d'une demi-période entre elles pour commander les interrupteurs d'un étage. Ces signaux de commande sont sous format numérique (0 – 5 V).

- **Carte « commande »**

Cette carte réalise l'interface entre les sorties du dSPACE et les drivers des MOSFET. Elle amplifie les signaux de commande à 15 V dans le but d'augmenter le rapport signal/bruit des signaux.

- **Driver des signaux de commande**

Les drivers utilisés sont des SKHI23/12 de la société SEMIKRON, composants réalisés industriellement. Ces cartes de driver permettent:

- de générer un signal de défaut en logique haute ou basse en cas de court-circuit de composant ou d'un dysfonctionnement sur la tension d'alimentation,
- d'isoler son entrée et sa sortie grâce à un transformateur en ferrite,
- de générer un temps mort (de durée réglable) entre les signaux complémentaires d'un même bras.

3.4. Essais expérimentaux

Nous présentons dans cette section les résultats de tests expérimentaux effectués sur le convertisseur. Il s'agit de vérifier la structure et le bon fonctionnement des régulations proposées (régulation de courant, régulation de tension, régulation de puissance, etc.). Afin de tester la commande, une source limitée à 50 A a été utilisée dans un premier temps. Cette source a été réglée pour une tension fixée de 12 V, et un courant débité maximal de 50 A. Dans le but de répartir équitablement le gain global en tension aux deux étages, la tension intermédiaire est fixée à 40 V, car il n'y a que 10 batteries connectées en série pour la charge, soit une tension de sortie de 120 V. Une résistance de 1 Ω a été connectée entre les capacités de sortie et les batteries dans le but de faciliter pendant les essais le contrôle en puissance du dispositif.

3.4.1. Essais en régime permanent

3.4.1.1. Essais à 400 W

Pour le point de fonctionnement de 400 W de puissance de charge du convertisseur, on présente les formes d'ondes des courants sur la figure 3-26.

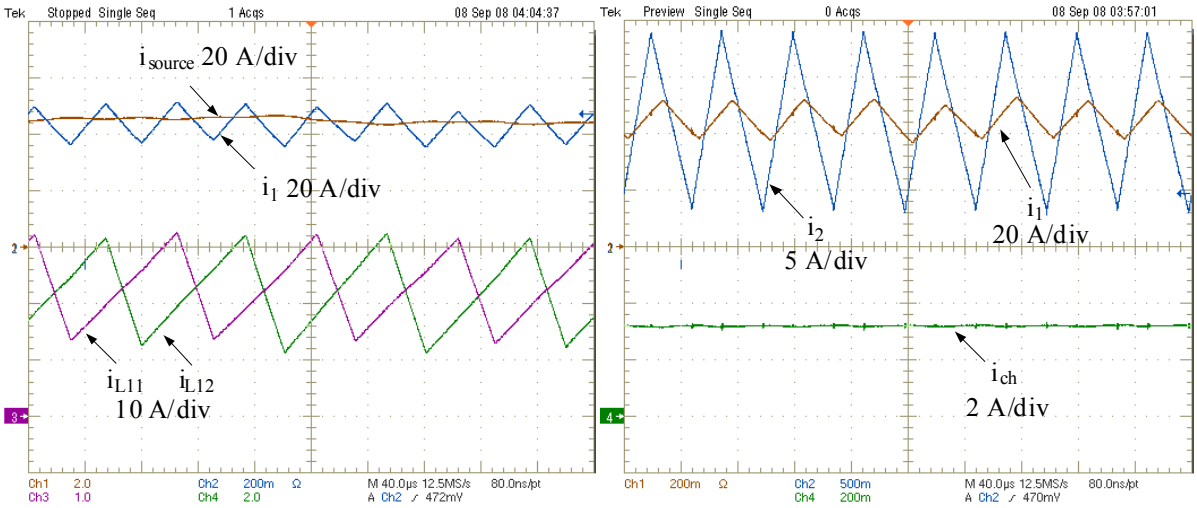


Figure 3-26. Formes d'ondes des courants pour une puissance de charge de 400 W. Tension d'entrée mesurée : 10,9 V. Tension intermédiaire mesurée : 40 V. Tension de sortie mesurée : 136 V.

Ce point de fonctionnement correspond au courant débité maximal de la source (50 A). La tension aux bornes de la capacité du filtre V_e mesurée est égale à 10,9 V, et la tension de sortie à 136 V. Le gain en tension global est donc de 12, 48.

Pour le premier convertisseur, on observe que l'ondulation du courant i_{L11} est légèrement inférieure à celle de i_{L12}, ce qui correspond bien aux valeurs des inductances mesurées en 3.2.4., et le courant fourni par la source i_{source} possède bien un harmonique principal ayant une fréquence égale au double de la fréquence de commutation des composants. Cependant, la différence sur les valeurs d'inductances génère un faible harmonique à la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Quant à l'ondulation du courant de source Δi_{source}, elle est fortement réduite par le filtre d'entrée. Pour le deuxième étage, le point de fonctionnement impose un rapport cyclique des signaux de 0,72 pour une puissance de 400 W. La fréquence de l'ondulation du courant dans l'inductance i_2 est doublée par rapport à celle des signaux de découpage, qui est la même que pour le convertisseur du premier étage.

Cet essai valide le mode de commande pour un point de fonctionnement correspondant à la puissance maximale que peut délivrer la source utilisée.

3.4.1.2. Intérêt de la réversibilité des convertisseurs

La figure 3-27 présente les formes d'ondes de courant pour une puissance de charge de 100 W.

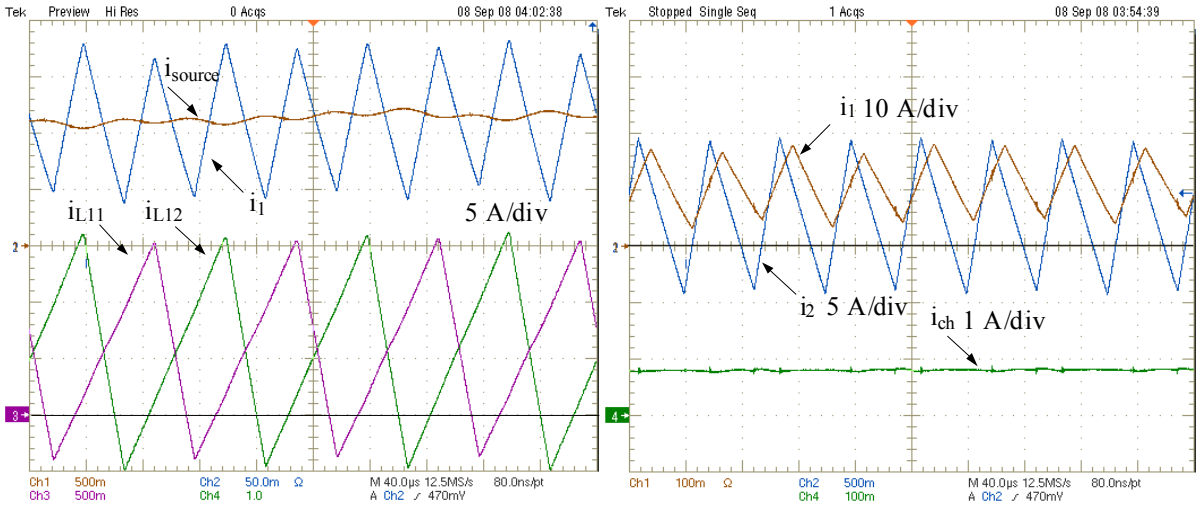


Figure 3-27. Formes d'ondes des courants pour une puissance de charge de 100 W. Tension d'entrée mesurée : 11,4 V. Tension intermédiaire mesurée : 40 V. Tension de sortie mesurée : 125 V.

On observe que le courant de la source i_{source} est toujours positif avec peu d'ondulation, alors que les courants dans les inductances des convertisseurs présentent des zones où ils sont négatifs. Cette réversibilité permet d'utiliser le même régulateur quelle que soit la valeur du courant moyen.

3.4.1.3. Vérification de la nécessité de l'équilibrage des tensions

Afin de vérifier qu'il est nécessaire d'imposer l'équilibrage des tensions capacité, on a représenté sur la figure 3-28 la tension aux bornes des capacités en présence de cet équilibrage puis en l'absence de celui-ci.

Sur la partie gauche de la figure, les tensions sont égales en présence d'un contrôle de l'équilibrage. Sur la partie droite, à partir du point « A », ce contrôle est supprimé. Comme cela a été indiqué au chapitre 2, le moindre déséquilibre sur la commande ou sur la valeur des capacités conduit à un déséquilibre des tensions. Ceci montre que ce montage ne peut pas fonctionner au niveau du contrôle des tensions capacités en boucle ouverte ou en contrôle de la seule tension de sortie.

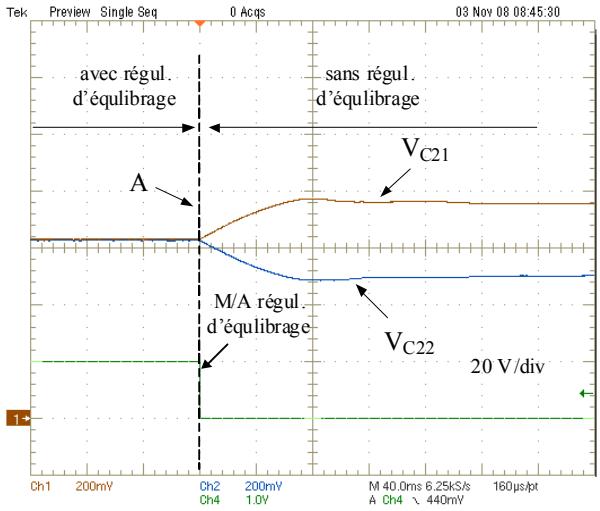


Figure 3-28. Formes d'ondes des tensions des capacités avec et sans régulation d'équilibrage (P_{ch} = 150 W).

3.4.2. Essais en régime transitoire

3.4.2.1. Tests des régulateurs de courant

Afin de tester les régulateurs de courant en régime transitoire, on fait varier la tension intermédiaire V_{int} et la puissance de charge P_{ch} en observant le comportement des courants. Sur la figure 3-29, on donne les formes d'ondes des courants moyens I_1, I_2 et de leurs références lors d'un créneau de la tension intermédiaire V_{int} entre 30 V et 50 V, la puissance de charge étant fixée à 100 W. Lors de l'apparition du créneau, la tension intermédiaire augmentant, le courant I_1 augmente et le courant I_2 diminue pendant la durée du créneau, la puissance de charge étant constante.

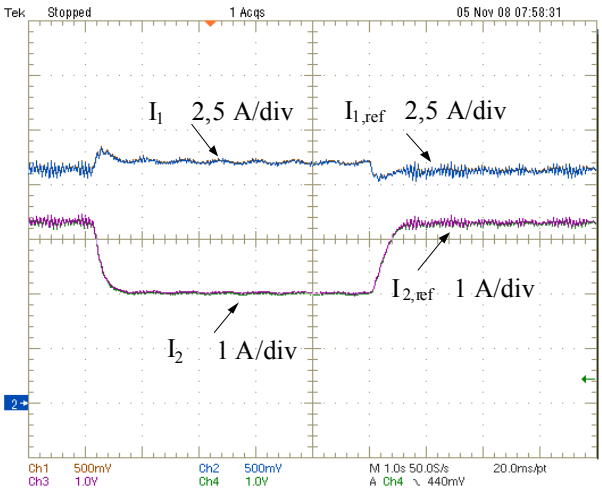


Figure 3-29. Formes d'ondes des courants moyen I_1, I_2 et leurs références $I_{1,ref}$, $I_{2,ref}$ lors d'un créneau la tension intermédiaire V_{int} entre 30 V et 50 V, P_{ch} = 100 W.

La figure 3-30 représente la réponse à un échelon de puissance de 50 W à 350 W avec une tension intermédiaire de 40 V. Suite à cet échelon, les courant I_1 et I_2 augmentent. Sur cette figure le courant I_1 a été légèrement décalé afin de permettre de le comparer avec sa référence.

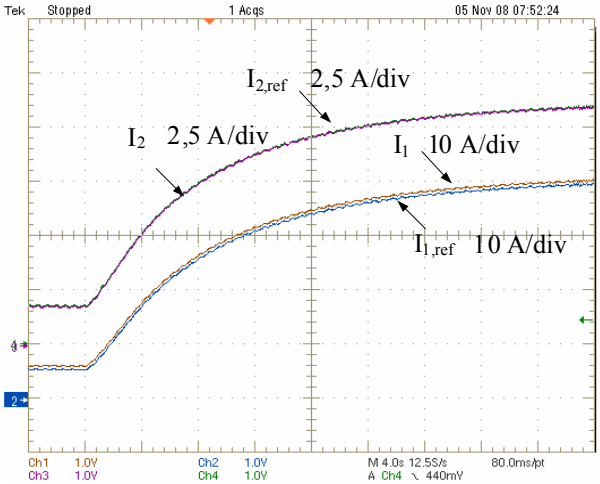


Figure 3-30. Formes d'ondes des courants I_1, I_2 et leurs références $I_{1,ref}$, $I_{2,ref}$ lors d'un échelon de la puissance P_{ch} de 50 W à 350 W, V_{int}= 40 V.

3.4.2.2. Test d'équilibrage des tensions

Le régulateur de courant du deuxième étage doit non seulement régler le courant mais aussi assurer l'équilibrage entre les tensions des deux capacités de sortie. Sa première fonction vient d'être validée expérimentalement dans la section précédente. On va alors tester l'équilibrage des tensions en régime transitoire dans les deux cas suivants :

1. Créneaux de la tension intermédiaire V_{int} de 30 V à 50 V avec une puissance de charge P_{ch} = 200 W ;
2. Créneau de la puissance de charge P_{ch} entre 100 W et 400 W, avec la tension intermédiaire V_{int}= 40 V.

Les résultats des créneaux de tension intermédiaire sont rapportés sur la figure 3-31. On peut voir sur cette figure que les tensions des capacités de sortie ne sont pas modifiées lors des créneaux.

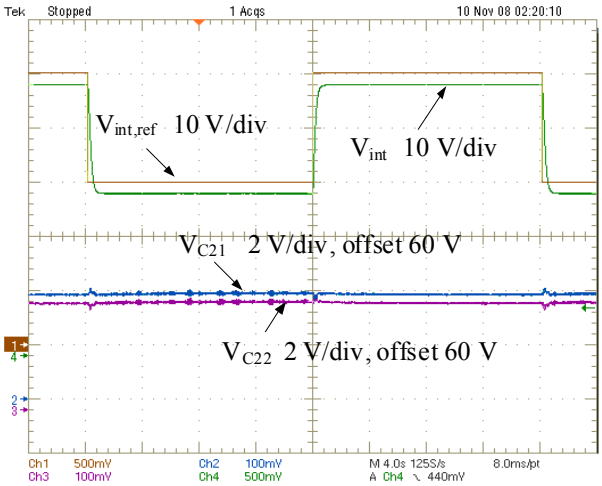


Figure 3-31. Formes d'ondes des tensions des capacités de sorties V_{C21}, V_{C22} lors des créneaux de la tension intermédiaire V_{int} de 30 V à 50 V, P_{ch} = 200 W.

Pour le créneau de puissance, on peut remarquer figure 3-32 que les tensions sont parfaitement contrôlées. Notons que sur cette figure la variable z_2 représente l'évolution de l'une des sorties plates du système qui suit parfaitement sa référence.

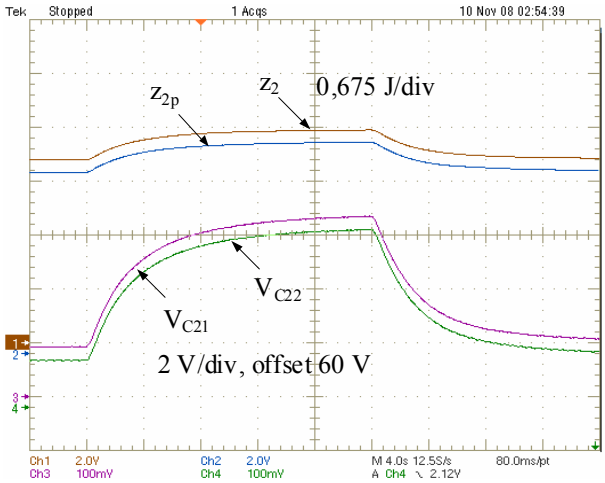


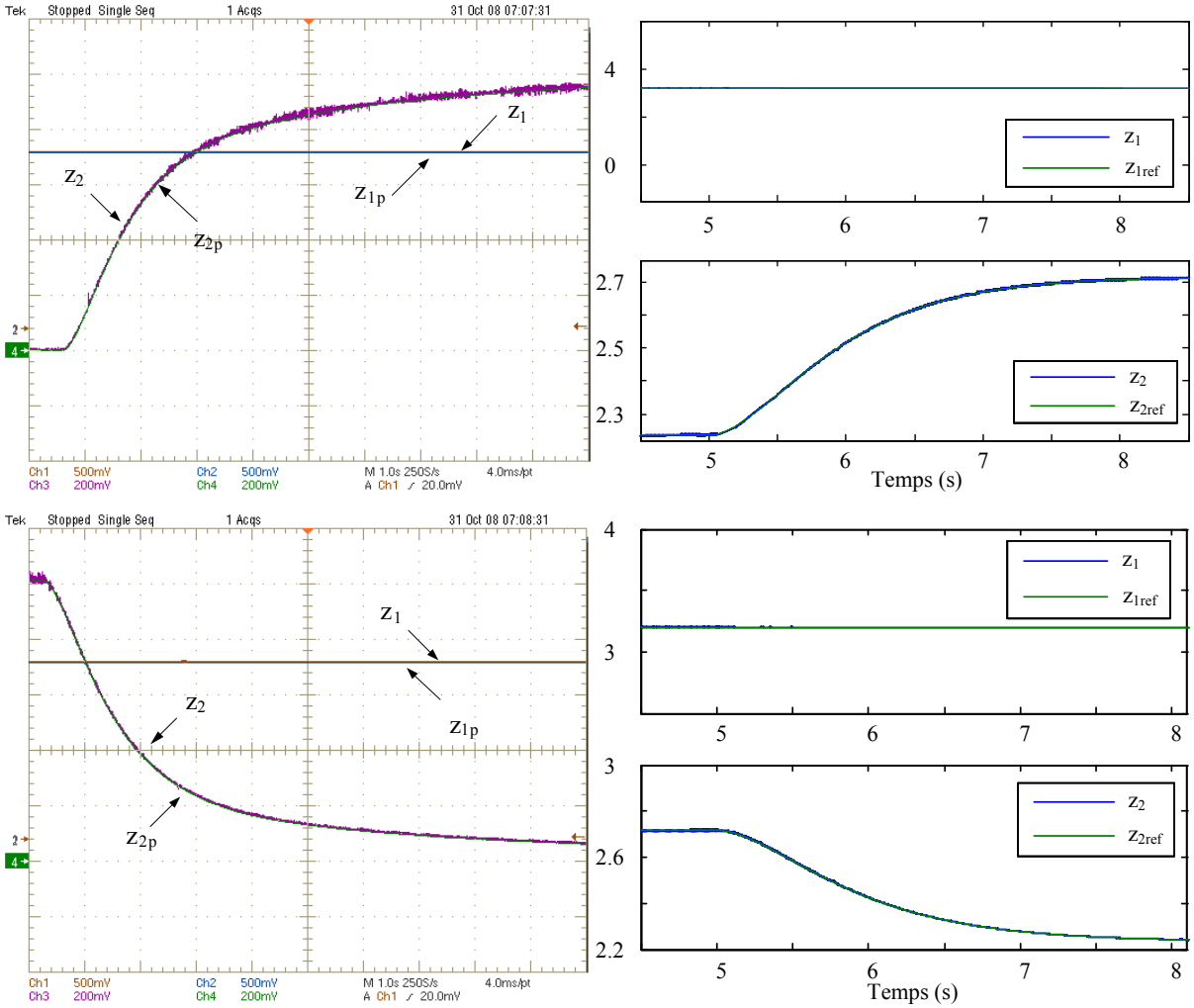
Figure 3-32. Formes d'ondes des tensions des capacités de sorties V_{C21}, V_{C22} lors d'un échelon de la puissance $P_{ch,ref}$ de 100 W à 400 W, V_{int}= 40 V (z_2 et z_{2p} représentent l'une des sorties plates et sa référence).

Sur ces deux figures les courbes ont été légèrement décalées afin de les comparer.

3.4.2.3. Trajectoires des sorties

La vérification de découplage entre les commandes des deux étages est effectuée en étudiant le comportement d'une sortie plate lorsque l'autre varie. Rappelons que ces sorties plates correspondent pour z_1 à l'énergie stockée dans la capacité intermédiaire et pour z_2 à

celle des capacités de sortie. La figure 3-33 à gauche présente la réponse du système à un échelon de puissance de charge de 50 W à 350 W (en haut) puis de 350 W à 50 W (en bas). La référence de tension intermédiaire est toujours fixée à 40 V. A la droite de cette figure, on donne les résultats obtenus par simulation.

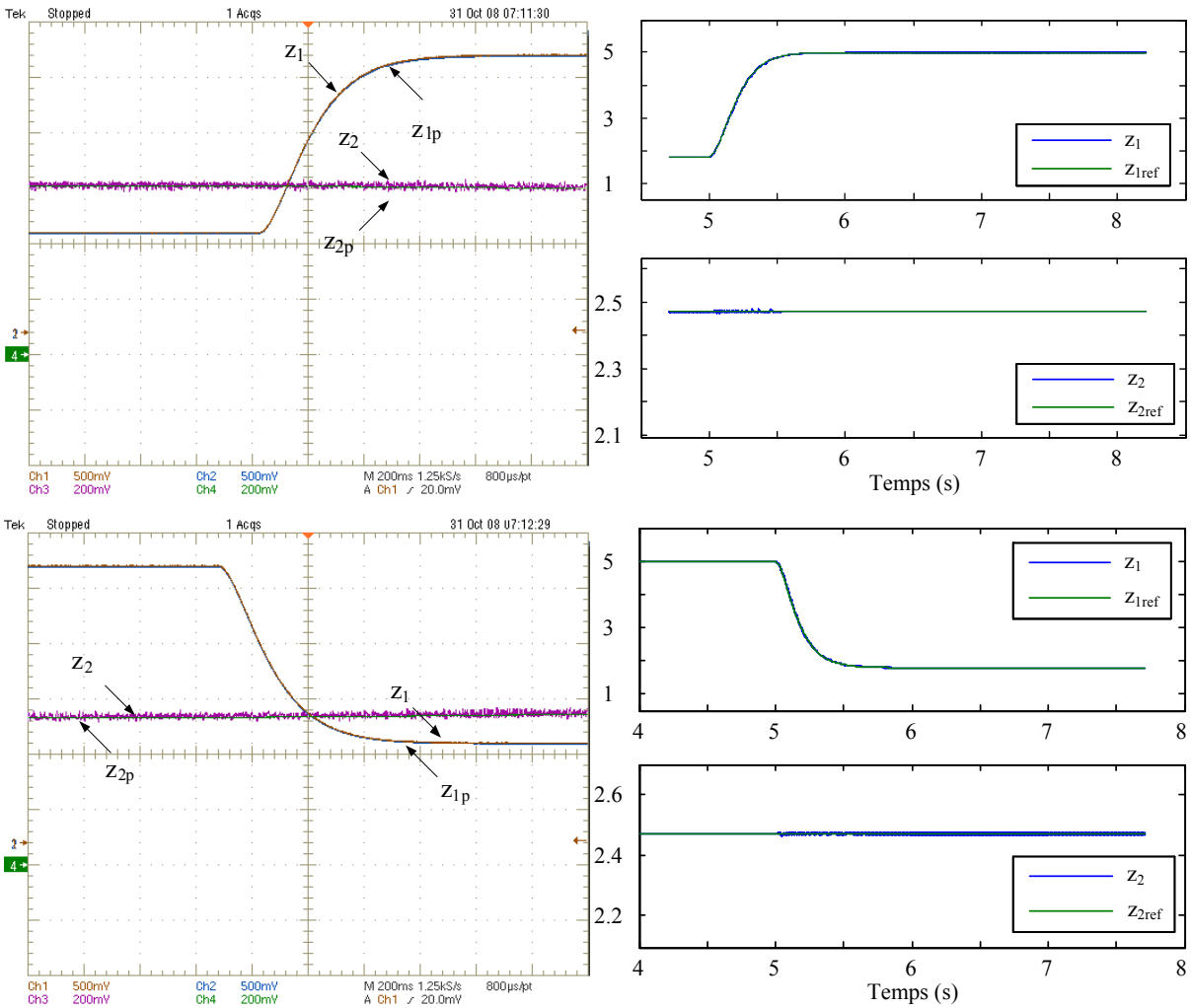


Ch1, Ch2 (1 J/div); Ch3, Ch4 (0,0675 J/div ; offset : 2,3625 J).

Figure 3-33. Evolution des sorties plates lors d'un échelon de puissance de charge. En haut, P_{ch} de 50 W à 350 W ; en bas, P_{ch} de 350 W à 50 W. A gauche, résultats expérimentaux ; à droite, résultats de simulation.

On retrouve expérimentalement le résultat donné par la simulation : une variation importante de z_2 n'a pas d'influence sur z_1.

En inverse de l'essai précédent, nous obtenons la réponse du système à un échelon de référence de la tension intermédiaire de 30 V à 50 V puis de 50 V à 30 V sur la figure 3-34. Dans les deux cas la puissance de charge s'est régulée à 200 W. Des résultats de simulation sont également donnés sur cette figure.



Ch1, Ch2 (1 J/div); Ch3, Ch4 (0,0675 J/div; offset : 2,3625 J).

Figure 3-34. Evolution des sorties plates lors d'un échelon de tension intermédiaire. En haut, V_{int} de 30 V à 50 V ; en bas, V_{int} de 50 V à 30 V. A gauche, résultats expérimentaux ; à droite, résultats de simulation.

Comme précédemment une variation de z_1 n'a pas d'influence sur z_2. Le découplage théorique des deux sorties plates est donc bien vérifié expérimentalement.

3.4.3. Tests de l'estimateur de résistance

L'estimateur de résistance est nécessaire pour définir la référence de tension de sortie à partir de la référence de la puissance de charge : $V_{s,ref} = V_B + \frac{P_{ch,ref}}{V_B} \cdot r$, où r est la résistance série entre les capacités de sortie et les batteries. Une erreur sur la valeur de la résistance génère une erreur sur la tension à la sortie et donc sur la puissance transmise. Pour minimiser

l'erreur statique, un estimateur paramétrique est utilisé. Cet estimateur est défini par la relation suivante :

$$\frac{d\hat{r}}{dt} = -\gamma \cdot \tilde{r} \cdot \left(\frac{P_{ch}}{P_{ch,ref}} - 1 \right)$$

où γ est positif et $\tilde{r}$ est la valeur de résistance estimée.

Sur la figure 3-35 est représentée l'évolution de la puissance de charge P_{ch} pour une référence de 150 W lorsque l'estimateur est mis en service avec une valeur initiale de résistance surestimée ou sous-estimée.

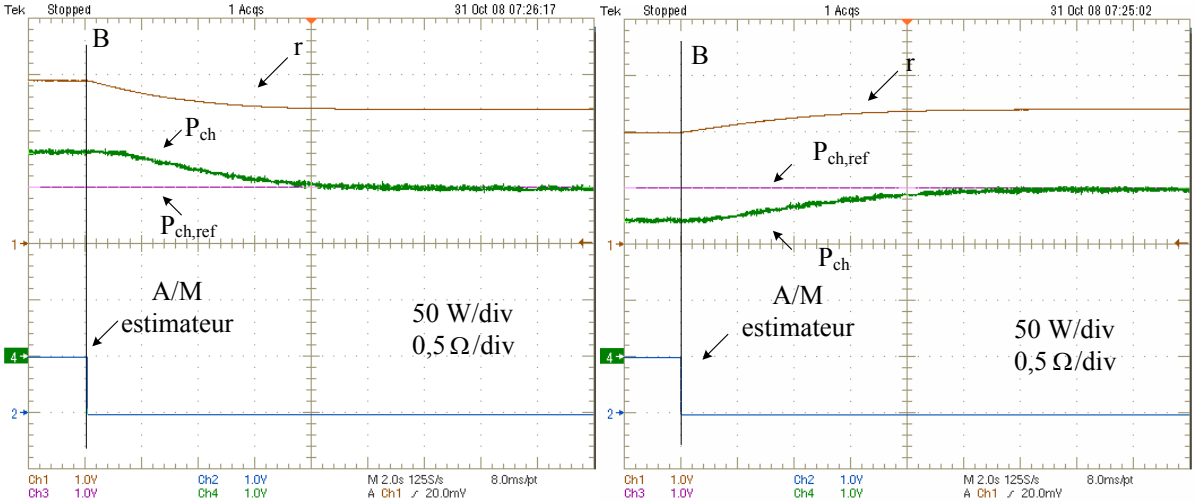


Figure 3-35. Formes d'ondes de la puissance de charge. A gauche, r est surestimée ; à droite, r est sous-estimée.

A partir du point « B » où l'estimateur de résistance est activé, la puissance de charge converge vers sa référence annulant ainsi l'erreur statique. Comme cela a été montré dans le chapitre 2, la valeur de γ fixe la dynamique de l'estimateur de résistance.

Sur la figure 3-36 sont représentées les allures de la puissance de la charge P_{ch}, de sa référence $P_{ch,ref}$, et de la référence de sortie z_{2p} pour différentes valeurs de γ lorsque la référence de la puissance suit un créneau entre 200 W et 400 W. Nous pouvons constater que la puissance suit sa référence dans les trois cas, mais avec dépassement pour γ = 0,05 et 0,1.

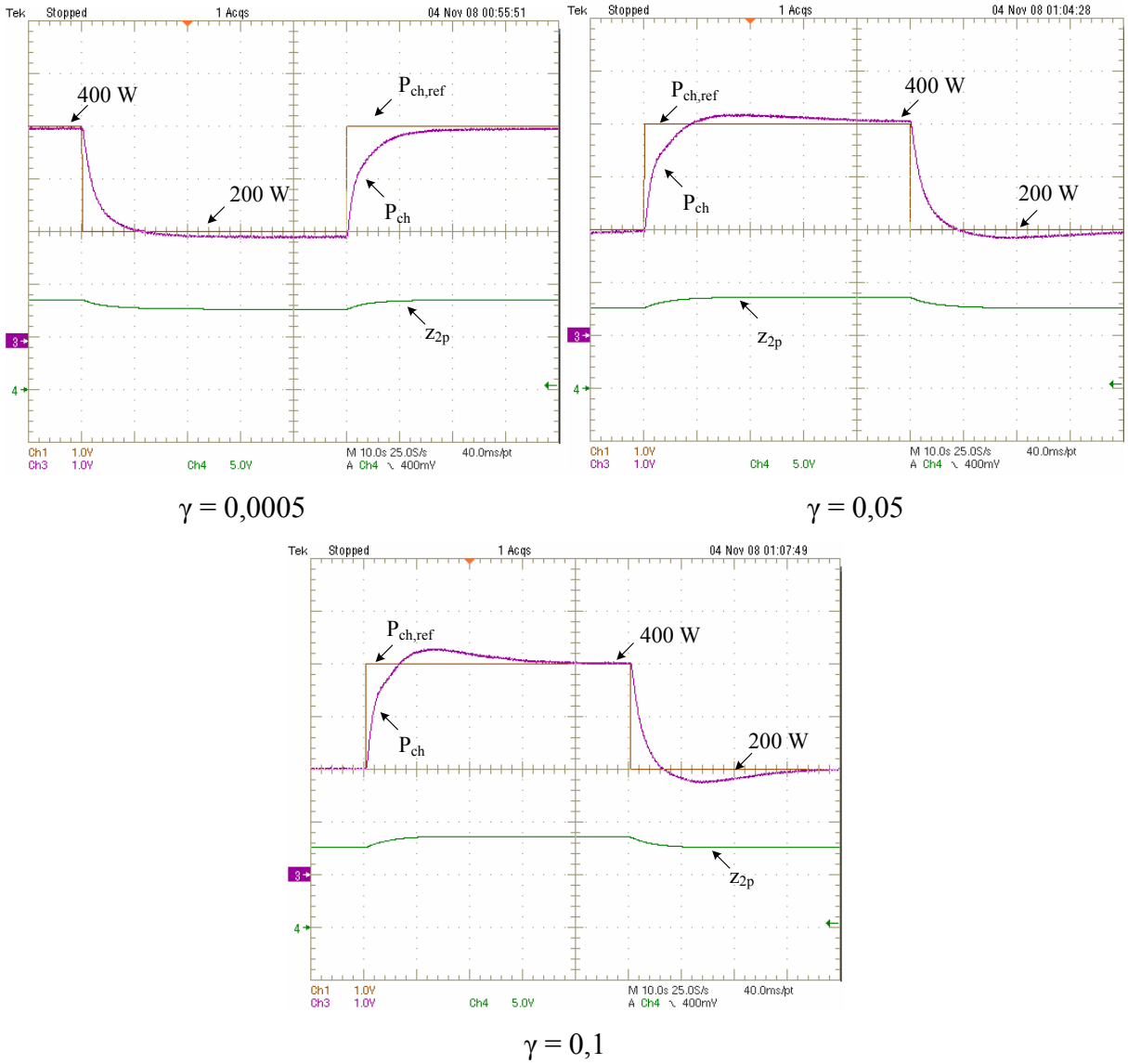


Figure 3-36. Réponse à des créneaux de puissance pour différentes valeurs du terme γ.

Afin de trouver un compromis entre la rapidité et la performance de l'estimateur, nous avons choisi est γ = 0,005.

3.4.4. Rendement du convertisseur

La figure 3-37 présente le rendement du convertisseur en fonction du courant débité pour la source utilisée (12 V, 500 A).

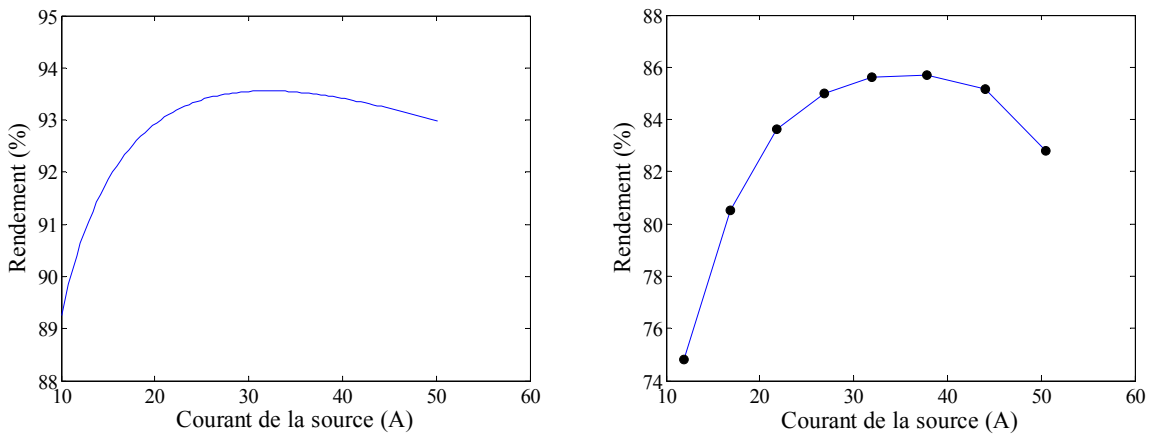


Figure 3-37. Rendement théorique (à gauche) et pratique (à droite) du convertisseur en fonction du courant de la source.

La comparaison entre rendement théorique et rendement pratique montre une évolution similaire. Le maximum du rendement est apparu pour un courant d'entrée au voisinage de 33 A dans les deux cas. Le rendement en pratique est plus faible que le rendement théorique (86% au maximum contre 93,5%). Ces différences ont deux origines. Premièrement, une sous-estimation des pertes de commutation dans le deuxième convertisseur. Celui-ci au départ n'était pas bidirectionnel, des diodes ont été ajoutées. Les câblages ne sont donc pas optimums. Deuxièmement des résistances de contact sont apparues sur le montage, résistances non prise en compte dans le calcul théorique.

3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le dimensionnement et la réalisation d'un convertisseur d'une puissance maximale de 3 kW sous une tension d'entrée de 12,8 V. Par rapport au chapitre 2, différents éléments ont été ajoutés lors de la mise au point du convertisseur :

- une diode afin d'éviter au courant de s'inverser dans la source ;
- un filtre d'entrée afin de réduire l'ondulation du courant délivré par la source.

Enfin la présence de ce filtre d'entrée et l'entrelacement a permis de réduire très fortement l'ondulation du courant délivré par la source. Nous avons ainsi en modifiant la

nature des interrupteurs, rendu les convertisseurs réversibles. Ceci a permis de simplifier la commande des convertisseurs tout en élargissant leur plage de fonctionnement.

Les essais expérimentaux ont été effectués avec une source de tension 12 V 50 A, dont la puissance maximale délivrée est de 600 W. En sortie la tension nominale des batteries est de 120 V d'où un rapport de transformation de 10 minimum. L'objectif de réduction de l'ondulation du courant de source a été atteint, le bon fonctionnement des régulateurs de courant a été validé expérimentalement, et la commande globale basée sur la notion de platitude a montré également son efficacité vis-à-vis de la mise en cascade de convertisseurs.

Conclusion générale

L'objectif principal de cette thèse était de proposer une structure de convertisseur non-isolé continu-continu et son contrôle, qui permettent de connecter une source de type basse tension mais fort courant et un banc de batteries avec un rapport de transformation important. Après des études sur les structures non-isolées existantes, une structure avec mise en cascade de deux convertisseurs a été retenue.

Le calcul des pertes dans une structure entrelacée et une structure à trois niveaux ont été comparés pour différentes tensions de sortie avec la même source d'entrée. Ces comparaisons ont conduit à choisir la structure entrelacée pour le premier étage, et la structure à trois niveaux pour le deuxième étage.

Les régulateurs de courant de chaque convertisseur ont ensuite été étudiés. Notre choix s'est porté sur des régulateurs non-linéaires qui régulent le courant moyen à une fréquence fixe avec MLI, par mode de glissement afin de bénéficier de la robustesse de ce type de commande. Nous avons ensuite montré que chacune des tensions aux bornes des capacités de sortie de la structure à trois niveaux devait être contrôlée. Sinon le moindre déséquilibre dans le montage ou la commande entraîne un déséquilibre des tensions. L'équilibrage des tensions a été intégré dans la définition du régulateur de courant du deuxième convertisseur.

Quant au contrôle global, nous avons choisi de régler la tension intermédiaire et la puissance transitée à la charge. Pour la tension intermédiaire, une tension fixe a été choisie de façon à répartir équitablement le rapport de tension entre les deux étages. La régulation de la tension intermédiaire et de la puissance est basée sur les notions de platitude qui permettent une linéarisation des systèmes non-linéaires. De plus, on a développé un estimateur de résistance qui permet de fournir une valeur précise de la résistance de ligne placée entre la sortie et le banc de batteries. Cette valeur est utilisée dans le contrôle global pour calculer la référence de la tension de sortie. Grâce à cet estimateur, les erreurs dues aux imprécisions sur la valeur de la résistance ont été supprimées.

Afin d'augmenter la plage de fonctionnement avec le mode de contrôle retenu, la structure du convertisseur a été rendue réversible en courant. Avec cette réversibilité en courant, il n'y a plus de définition d'un mode de fonctionnement discontinu et d'un mode de fonctionnement continu, le même régulateur peut être utilisé sur toute la plage de réglage. De plus, la bidirectionnalité du convertisseur de sortie permet de préchager aisément la capacité intermédiaire.

Les résultats expérimentaux obtenus avec le banc d'essais ont permis de valider la structure, les régulateurs de courant et le contrôle global, ainsi que l'estimateur de résistance proposé. Ces essais ont été effectués avec une source 12 V, 50 A. Les évolutions en cours de ce travail consistent à :

- supprimer la résistance placée entre la sortie et les batteries ;
- faire des essais avec une pile à combustible et non une source programmable ;
- effectuer des essais sous 240 A, valeur pour laquelle le convertisseur a été dimensionné.

References bibliographiques

Référence du chapitre 1

[1-1] B. VULTURESCU, A. DE BERNARDINIS, R. LALLEMAND et G. COQUERY
Traction Power Converter for PEM Fuel Cell Multi-Stack Generator Used in Urban Transportation
European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2007 – Aalborg, danemark, 2 - 5 September 2007, pages 1-10.

[1-2] J.-P. FERRIEUX et F. FOREST
Alimentation à découpage. Convertisseur à résonance
Masson, 1994. ISBN 2225845557.

[1-3] R. BAUSIERE, F. LABRIQUE et G. SEGUIER
Les convertisseurs de l'électronique de puissance", volume 3, La conversion continu-continu.
Technique & documentation, 1997, ISBN 2743001399.

[1-4] H. FOCH, R. ARCHES, Y. CHÉRON, B. ESCAUT, P. MARTY, M. METZ
Convertisseurs continu-continu non isolés.
Technique de l'ingénieur, D 3 163

[1-5] M. Bartoli, A. Reatti, M. K. Kazimierrczuk
Modeling Iron-Power inductors at High Frequencies
29th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society, IAS'94, Denver, USA, October 2-5, 1994, pages 1225-1232.

[1-6] S. Siami, C. Joubert, C. Glaize
High Frequency Model for Power Electronics Capacitors.
IEEE Transactions on Power Electronics, March 2001, Vol. 16, N° 2, pages 157-166,.

[1-7] J. Vassallo, J. C. Clare, P. W. Wheeler
A Multilevel Power Conversion Scheme for Non-Isolated DC Sources.
35th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, Aachen, Germany, 20-25 June 2004, Vol. 5, pages 3534-3540.

[1-8] H. Xu, E. Qiao, X. Guo, X. Wen, L. Kong

Analysis and Design of High Power Interleaved Boost Converters for Fuel Cell Distributed Generation System.
36th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'05, Recife, Brazil, 12-16 June 2005, pages 140-145.

[1-9] B. Huang, I. Sadli, J-P. Martin, B. Davat
Design of a High Power, High Step-Up Non-isolated DC-DC Converter for Fuel Cell applications.
IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC'06, Windsor, UK, September 6-8, 2006.

[1-10] A. Lachichi
Modélisation et stabilité d'un régulateur hybride de courant - Application aux convertisseurs pour pile à combustible
Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, France, 24 novembre 2005.

[1-11] P. L. Wong, P. X., B. Yang, and F. C. Lee
Performance Improvements of Interleaving VRMs with Coupling Inductors
IEEE Transactions on Power Electronics, July 2001, Vol. 16, N° 4, pages.499-507.

[1-12] Seung-Yo Lee, Arthur G. Pfaelzer, J. D. Van Wyk
Thermal Analysis for a Coupled Inductor for 4-Channel Interleaved Automotive Bi-directional DC/DC Converter based on Finite-Element Modeling.
35th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, Aachen, Germany, 20-25 June 2004, pages 1457-1463.

[1-13] J. Czogalla, J. Li, C. R. Sullivan
Automotive Application of Multi-Phase Coupled-Inductor DC-DC Converter.
38th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society, IAS'03, Salt Lake City, USA, October 12-16, 2003, Vol. 3, pages 1225-1232.

[1-14] M. T. Zhang, Y. Jiang, F.C. Lee, M.M. Jovanovic
Single-phase three level boost power factor correction converter.
10th annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '95, Dallas, USA, March 5-9, 1994, pages. 1524-1529.

[1-15] J. R. Pinheiro, D. L. R. Vidor, H. A. Grundling
Dual Output Three-Level Boost Power Factor Correction Converter With Unbalanced Loads
27th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'96, Baveno, Italy June 23-27 1996, Vol. 2, pages 733-739.

[1-16] P. Bartholomeus, P Le Moigne
A 3kW Unit-Power-Factor Multilevel Rectifier Based on a Double-Boost Converter
7th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'97, Trondheim, Norvège, 8-10 septembre 1997, Vol. 4, pages 204-209.

[1-17] J. Brey, A. Castro, E. Moreno, C. R. Bordallo, M. Arco, J. Sánchez
Advanced Power Electronics for a 10 kW DC/DC Boost Converter in a PEMFC System.
Fuel cell seminar 04, San Antonio, Texas, USA, 1-5 Nov. 2004.

[1-18] H. Nomura, K. Fujiwara, M. Yoshida
A New DC-DC Converter Circuit with Larger Step-up/down Ratio.
37th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'06, Jeju, Korea, 18-22 June 2006.

Référence du chapitre 2

[2-1] M. CRAPPE
L'exploitation des réseaux électriques avec l'électronique de puissance.
Lavoisier, 2006, ISBN 274621198X.

[2-2] Ixyspower
Standard N-Channel Power MOSFETs
http://www.ixyspower.com

[2-3] Metglas Inc.
Powerlite,
http://www.metglas.com

[2-4] Eurofarad
Condensateur pour électronique de puissance
http://www.eurofarad.com

[2-5] Ixyspower
Fast Recovery Epitaxial Diodes (FRED) Characteristics -- Applications – Examples
http://www.ixyspower.com

[2-6] Abdus Sattar, IXYS Corporation
Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Basics
IXAN0063, http://www.ixyspower.com

[2-7] M. Correvon
Les semi-conducteurs de puissance, le MOSFET

http://www.iai.heig-vd.ch/

[2-8] F. Bilalovic, O. Music, and A. Sabanovic
Buck converter regulator operating in the sliding mode.
6th Power Conversion International Conference (PCI), Apr. 1983, pages 331–340.

[2-9] R. Venkataramanan, A. Sabanovic, and S. Cuk
Sliding mode control of DC-to-DC converters.
IEEE Industrial Electronics Society (IECON), San Francisco, Nov. 18-22, 1985, pages 251–258.

[2-10] Siew-Chong Tan, Y. M. Lai, and Chi K. Tse
An Evaluation of the Practicality of Sliding Mode Controllers in DC–DC Converters and Their General Design Issues.
37th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'06, Jeju, Korea, 18-22 June 2006.

[2-11] A. Lachichi, S. Pierfederici, J.-P. Martin, B. Davat
An Hybrid Fixed Frequency Controller suitable for fuel cells applications.
36th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'05, Recife, Brazil, 12-16 June 2005, pages 943-949.

[2-12] J. P. Martin
Contribution à l'Alimentation en Tension de Machines Synchrones à Aimants Permanents à Nombre de Phases Elevé : Fonctionnement Normale et Dégrade.
Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, France, 22 juillet 2003.

[2-13] A. Nabe, I. Takahashi, H. Akagi
A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter.
IEEE Transactions on Industry Applications, September/October 1981, Vol. 17, N° 5, pages 518-523.

[2-14] D. Krug, M. Malinowski, S. Bernet
Design and Comparison of Medium Voltage Multi-Level Converters for Industry Applications.
39th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society, IAS 2004, Seattle, Washington, USA, 3-7 October 2004, Vol. 2, pages 781-790.

[2-15] M. A. Severo Mendes, Z. M. Assis Peixoto, P. F. Seixas, P. Donoso-Garcia
A Space Vector PWM Method for Three-Level Flying-Capacitor Inverters.
32nd annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'01, Vancouver, Canada, June 17-22, 2001, Vol. 1, pages 182-187.

[2-16] L. Xu, V. G. Agelidis
A Flying Capacitor Multilevel PWM Converter Based UPFC.
32nd annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'01, Vancouver, Canada, June 17-22, 2001, Vol. 4 pages 1905-1910.

[2-17] M. Marchesoni
High-Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High-Power Voltage Source Inverter.
IEEE Transactions on Power Electronics, January 1992, Vol. 7, N° 1, pages 189-204.

[2-18] T. Petter, H. Raffel, B. Orlik
Multi-Level Converter Power Unit.
11th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'05, Dresden, Germany, September 11-14, 2005.

[2-19] K. O'Brien, H. Guelfner
Analysie of Partially Controllable Multi-Level Voltage Source Converters.
11th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'05, Dresden, Germany, September 11-14, 2005.

[2-20] K. A. Corzine, J. RBaker, J. Yuen
Reduced Parts-Count Multi-Level Rectifiers
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Aug 2002, Vol. 49, N° 4, pages 766 - 774

[2-21] Y. H. Lee, B. S. Suh, D. S. Hyun
A Novel PWM Scheme for a Three-Level Voltage Source Inverter with GTO Thyristors.
IEEE Transactions on Industry Applications, March/April 1996, Vol. 32, N° 2, pages 260-268.

[2-22] K. A Corrzine
A Hysteresis Current-Regulated Control for Multi-Level Drivers.
IEEE Transactions on Energy Conversion, June 2000, Vol. 15, N° 2, pages 169-175.

[2-23] H. L. Liu, G. H Cho
Three-Level Space Vector PWM in Low Index Modulation Region Avoiding Narrow Pulse Problem.
IEEE Transactions on Power Electronics, September 1994, Vol. 9, N° 5, pages 481-486.

[2-24] M. C. Klabunde, Y. Zhao, T. A. Lipo

Reduced Parts-Count Multi-Level Rectifiers.
29th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society, IAS'94, Denver, USA, October 2-5, 1994, pages 859-866.

[2-25] J. R. Pinheiro, D. L. R. Vidor, H. A. Grunding
Dual Output Three-Level Boost Power Factor Correction Converter with Unbalanced Loads.
27th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'96, Baveno, Italy June 23-27 1996, Vol. 2, pages 733-739.

[2-26] Carl M. Wildrick, Fred C. Lee, Bo H. Cho, et Byungcho Choi
A Method of Defining the Load Impedance Specification for A Stable Distributed Power System.
IEEE Transactions on Power Electronics, May 1995, Vol. 10, N° 3, pages 280 – 285.

[2-27] S.D. Sudhoff and S.F. Glover
Three-Dimensional Stability Analysis of DC Power Electronics Based Systems.
31st annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'00, Galway, Ireland, June 18 - 23 2000, Vol.1, pages 101-106.

[2-28] Sudhoff S. D., Glover S. F., Lamm P. T., Schmucker D. H., et Delisle D. E.
Admittance Space Stability Analysis of Power Electronic Systems.
IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, July 2000.Vol. 36, pages 965 – 973.

[2-29] S. Pierfederici
Contribution à l'Etude de la Stabilité de Cascade de Convertisseurs – Application à la Correction du Facteur de Puissance sur le Réseau Monophasé.
Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, France, 2 octobre 1998.

[2-30] M.V. Nieuwstadt, M. Rathinam and R.M. Murray
Differential flatness and absolute equivalence
33rd IEEE Conference on Decision and Control, December, 1994, Florida, USA, Vol. 1, parges 326-332.

[2-31] A. Payman, S. Pierfederici, D. Arab-Khaburi, F. Meibody-Tabar
Flatness Based Control of a Hybrid System Using a Supercapacitor as an Energy-Storage Device and a Fuel Cell as the Main Power Source.
32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'06, Paris, November 7-10, 2006, pages 207-212.

[2-32] A. Paymans, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar

Implementation of a Flatness Control for a Fuel Cell-Ultracapacitor Hybrid System.
38th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'07, Orlando, USA, 17-21 June 2007, pages 357-362.

[2-33] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, P. Rouchon
Sur les système non linéaires différentiellenent plats.
C. R. Acad. Sci. Paris, 1992, tom 315, série I, pages 619-624.

[2-34] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, P. Rouchon
Flatness and Defect of Nonlinear Systems: Introductory Theory and Examples.
International Journal of Control, 1995, Vol. 61, No. 6, pages 1327-1361.

[2-35] Frédéric BONNANS, Pierre ROUCHON
Commande et optimisation de systèmes dynamiques
Edition Palaiseau : les éditions de l'École polytechnique, 2005, ISBN 2-7302-1251-5

[2-36] LAMNABHI-LAGARRIGUE Françoise, ROUCHON Pierre
Commandes non linéaires
Edition Paris : Hermès science publications, 2003, ISBN 2-7462-0577-7

[2-37] Ph. Martin, R. M. Murray, P. Rouchon
Flat systems, equivalence and trajectory generation.
Technical Report. California Institute of Technology. [CaltechCDSTR:2003.008], http://caltechcdstr.library.caltech.edu/25/01/mmr03-cds.pdf

[2-38] J. Lévine
Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires
http://cas.ensmp.fr/~levine/Enseignement/CoursENPC.pdf

[2-39] A. Di Napoli, F. Crescimbini, S. Rodo, L. Solero
Multiple input DC-DC power converter for fuel cell powered hybrid vehicles.
33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'02, Queensland, Australia, 23 - 27 June 2002, Vol. 4, pages 1685-1690.

[2-40] Ralph Kennel, Arne Linder
Predictive Control of Inverter Supplied Electrical Drives.
31st annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'00, Galway, Ireland, June 18 - 23 2000, Vol. 2, pages 761-766.

[2-41] P. Mattavelli
Digital Control of dc-dc Boost Converters with Inductor Current Estimation
19th annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '04, Anaheim, USA, February 22-26, 2004, Vol. 1, pages 74 – 80.

[2-42] P. Mattavelli, G. Spiazzi, P. Tenti
Predictive digital control of Power Factor Preregulators using disturbance observer for input voltage estimation.
34th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'03, Acapulco, Mexico, June 15 - 19 2003, Vol. 4, pages 1703-1708.

[2-43] L-A. Kamas, S-R, Sander
Parameter and State Estimation in Power Electronic Circuits.
IEEE Transactions on Circuits and Systems-I, Fundamental Theory and Applications. December 1993, Vol. 40, N° 12, pages 920-928.

[2-44] ChoSe-Jong Jeong, Seung-Ho Song,
Improvement of Predictive Current Control Performance Using Online Parameter Estimation in Phase Controlled Rectifier.
IEEE Transactions on Power Electronics, September 2007, Vol. 22, N° 5, pages 1820-1825.

[2-45] Raymond Hanus
Automatique avancée 2, Commande des systèmes non linéaires
Lavoisier, 2007, ISBN 9782746217027.

Référence du chapitre 3

[3-1] J. Larminie, A. Dicks
Fuel cell systems explained.
Chinchester Wiley, pp. 61–107, 2000. ISBN 0471490261

[3-2] EPCOS AG.
SIFERRIT materials
http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/FerritesAndAccessories/RMCores/PDF/PDF__Material__N95,property=Data__en.pdf;/PDF_Material_N95.pdf

[3-3] Ferroxcube Co.
Ferrites for Power Applications
http://www.ferroxcube.com

[3-4] LCC THOMSON CSF
Soft ferrites,
Data handbook, 1997

[3-5] Metglas Inc.

Powerlite,
http://www.metglas.com

[3-6] dSPACE SARL
dSPACE Catalog 2008,
http://www.dspace.fr

[3-7] Seung-Yo Lee, Arthur G. Pfaelzer, J. D. Van Wyk
Thermal Analysis for a Coupled Inductor for 4-Channel Interleaved Automotive Bi-directional DC/DC Converter based on Finite-Element Modeling.
35th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, Aachen, Germany, 20-25 June 2004, pages 1457-1463.

[3-8] A. Paymans, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar
Implementation of a Flatness Control for a Fuel Cell-Ultracapacitor Hybrid System.
38th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'07, Orlando, USA, 17-21 June 2007, pages 357-362.

INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE
DE LORRAINE

AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

o0o

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :
Monsieur Stéphan ASTIER, Professeur, INPT, ENSEEIHT, Toulouse

Monsieur Alain BERTHON, Professeur, IUT de Belfort-Montbéliard, Belfort

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

Monsieur HUANG Bin

à soutenir devant un jury de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE, une thèse intitulée :

"Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible"

en vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : **« Génie électrique »**

Fait à Vandoeuvre, le 04 mai 2009
Le Président de l'I.N.P.L.,
F. LAURENT

NANCY BRABOIS
2, AVENUE DE LA
FORET-DE-HAYE
BOITE POSTALE 3
F - 54501
VANDŒUVRE CEDEX

TEL. 33/03.83.59.59.59
FAX. 33/03.83.59.59.55

RESUME en français
Ce travail concerne l'étude, le dimensionnement et la réalisation d'un convertisseur continu-continu, associé à une source de type pile à combustible. Pour l'application envisagée, ce convertisseur a un rapport de transformation élevé voisin de 12. De plus l'ondulation de courant est limitée à 1% du courant moyen maximal.
La mise en cascade de deux convertisseurs a été retenue pour obtenir un rapport de transformation élevé. Le premier étage est un Boost entrelacé associé à un filtre d'entrée de type L-C, qui permettent de réduire fortement l'ondulation du courant de source. Le second étage est un Boost à trois niveaux qui permet de diminuer les contraintes en tension sur les interrupteurs, et de réduire ainsi les pertes du convertisseur.
La commande du convertisseur est ensuite définie en se basant sur l'utilisation d'un régulateur non linéaire. La gestion globale du système est effectuée par la régulation de la tension intermédiaire et de la puissance transitée à la charge en utilisant les principes des commandes « plates ».
Enfin un banc de tests à puissance réduite (3 kW) a été réalisé, afin de valider le fonctionnement du convertisseur et les régulations proposées.

TITRE en anglais
HIGH VOLTAGE RATIO DC-DC CONVERTER FOR FUEL CELL APPLICATIONS

RESUME en anglais
This work deals with the study, design and building of a DC-DC converter, which is associated with a fuel cell source. According to the application, this converter should have a high voltage ratio which is about 12, and it is able to limit the ripple current of source below 1% of the maximum average current.
A cascaded structure composed by two converters has been chosen and allows obtaining a high voltage ratio. The first stage is an interleaved Boost associated with a L-C input filter, to reduce ripple of the current delivered by the source. The second stage is a three-level Boost which reduces the voltage stress of the switches, thereby reducing losses of the converter.
The control of the converter is defined basing on the use of a non-linear regulator. Thanks to use the flatness control, the global control is realized through the regulation of the intermediate voltage and of the power transited to the load.
Finally, a small power test converter (3 kW) has been realized, in order to validate the converter operation and the proposed control.

DISCIPLINE : Génie électrique

MOTS CLES:
convertisseur continu-continu, convertisseur en cascade, rapport de tension élevé, ondulation de courant, pile à combustible, commande plate, régulation non-linéaire.

LABORATOIRE : GREEN - Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy
2, avenue de la Forêt de Haye
54516 Vandœuvre-lès-Nancy
France

INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE
DE LORRAINE

AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

o0o

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :
Monsieur Stéphan ASTIER, Professeur, INPT, ENSEEIHT, Toulouse

Monsieur Alain BERTHON, Professeur, IUT de Belfort-Montbéliard, Belfort

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

Monsieur HUANG Bin

NANCY BRABOIS
2, AVENUE DE LA
FORET-DE-HAYE
BOITE POSTALE 3
F - 54501
VANDŒUVRE CEDEX

à soutenir devant un jury de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE, une thèse intitulée :

"Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible"

en vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : « **Génie électrique** »

Fait à Vandoeuvre, le 04 mai 2009
Le Président de l'I.N.P.L.,
F. LAURENT

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE - NANCY

TEL. 33/03.83.59.59.59
FAX. 33/03.83.59.59.55