TABLE DES MATIÈRES

Page

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE 5
1.1 Modélisation 5
1.1.1 Modélisation d'une voiture électrique 5
1.1.2 Modélisation d'une batterie 10
1.1.2.1 Modèle 10
1.1.2.2 Calcul de l'état de charge 13
1.1.2.3 Facteurs influençant la durée de vie 14
1.1.3 Modélisation d'un super-condensateur 15
1.1.3.1 Modèle 15
1.1.3.2 Calcul de l'énergie disponible 17
1.1.3.3 Facteurs influençant la durée de vie 18
1.1.3.4 Fonctionnement optimal des super-condensateurs 19
1.1.4 Modélisation d'un convertisseur 20
1.1.4.1 Modélisation simplifiée du convertisseur 21
1.1.4.2 Modélisation complète du convertisseur 22
1.2 Architectures électriques 22
1.2.1 Critères d'évaluation des architectures électriques 22
1.2.2 Analyse préliminaire 23
1.2.2.1 Bloc de batteries connecté seul à un convertisseur 24
1.2.2.2 Bloc de super-condensateurs connecté seul à un convertisseur . 24
1.2.3 Liste des architectures électriques possibles 25
1.2.3.1 Architectures à sources d'énergie en parallèle 26
1.2.3.2 Architectures semi-actives 27
1.2.3.3 Architectures actives 29
1.2.3.4 Architecture à éléments isolés 31
1.2.4 Choix des meilleures architectures électriques 31
1.3 Stratégies de contrôle 32
1.3.1 Contrôle de la répartition des puissances 32
1.3.1.1 Contrôle tout ou rien 33
1.3.1.2 Contrôle par bande 34
1.3.1.3 Contrôle par pente 34
1.3.1.4 Contrôle par filtrage 35
1.3.1.5 Contrôle par logique floue 36
1.3.2 Contrôle de l'énergie des super-condensateurs 36
1.3.2.1 Référence fixe 36
1.3.2.2 Référence variable en fonction de l'état de charge des batteries 37
1.3.2.3 Référence variable en fonction de la vitesse du véhicule 37
1.3.3 Choix des meilleures stratégies de contrôle 38
1.4 Topologies de convertisseur 38

1.4.1 Liste des topologies de convertisseur possibles 38
1.4.1.1 Topologie à demi-pont ou convertisseur bidirectionnel « buck-boost » 39
1.4.1.2 Convertisseur en cascade demi-contrôlé 40
1.4.2 Adaptation du convertisseur aux grandes puissances 42
1.4.2.1 Technique d'entrelacement des convertisseurs 42
1.4.2.2 Technique d'extinction des branches 44
1.4.2.3 Choix du mode de conduction 45
1.4.2.4 Technique de commutation douce 46
1.4.3 Choix de la topologie de convertisseur 48
1.5 Système de gestion des sources d'énergie 49
1.5.1 Protection des sources 50
1.5.2 Surveillance des sources 50
1.5.3 Égalisation des charges 51
1.6 Conclusion 53

CHAPITRE 2 CONCEPTION DE LA COMPOSITION ET DU CONTRÔLE DU SYSTÈME DE STOCKAGE 55
2.1 Données de référence 55
2.1.1 Caractéristiques de la voiture 55
2.1.2 Caractéristiques des batteries 56
2.1.3 Caractéristiques des super-condensateurs 57
2.2 Dimensionnement des blocs de batteries et de super-condensateurs 58
2.2.1 Procédure de dimensionnement du bloc des batteries 58
2.2.2 Procédure de dimensionnement du bloc des super-condensateurs 61
2.3 Contrôle du système de stockage 64
2.3.1 Protection des sources d'énergie 65
2.3.2 Implantation de la stratégie de contrôle 67
2.3.3 Optimisation de la stratégie de contrôle 69
2.3.4 Simulation et analyse des stratégies de contrôle 74
2.4 Architectures électriques 78
2.4.1 Simulation et comparaison des architectures électriques 79
2.4.2 Comparaison des architectures hybrides 81
2.4.3 Comparaison des systèmes hybride et non-hybride 83
2.5 Conclusion 83

CHAPITRE 3 CONCEPTION DU CONVERTISSEUR 85
3.1 Spécifications du convertisseur 85
3.2 Calculs de dimensionnement 87
3.2.1 Inductance 88
3.2.2 Condensateur 90
3.2.3 Interrupteur 92
3.2.4 Diode 93
3.2.5 Combinaison de l'interrupteur et de la diode 95
3.2.6 Résultats des calculs de dimensionnement 96

3.3 Calculs des courants en mode de conduction discontinue 97
3.3.1 Inductance 98
3.3.2 Interrupteur S1 99
3.3.3 Interrupteur S2 100
3.3.4 Condensateur 102
3.4 Calcul des pertes 102
3.4.1 Inductance 103
3.4.2 Condensateur 104
3.4.3 Interrupteur 105
3.4.4 Diode 106
3.5 Choix des composants 107
3.5.1 Inductance 107
3.5.2 Condensateur 108
3.5.3 Interrupteurs 109
3.5.4 Radiateur 112
3.5.5 Circuits de contrôle 117
3.6 Comparaison des convertisseurs à différents nombres de branches 117
3.6.1 Analyse des pertes 117
3.6.2 Comparaison globale 122
3.7 Réalisation de la commande 123
3.7.1 Répartition du courant entre les branches 124
3.7.2 Régulation du courant d'une branche 125
3.7.3 Décalage du courant de chaque branche 127
3.8 Simulation du convertisseur 127
3.8.1 Échelon de courant maximal 128
3.8.2 Transition du nombre de branches fonctionnelles 130
3.8.3 Transition du mode de conduction 132
3.8.4 Transition du mode de fonctionnement 133
3.9 Conclusion 134

CHAPITRE 4 EXPÉRIMENTATION 137
4.1 Dimensionnement des sources expérimentales 137
4.1.1 Caractéristiques du système de stockage 137
4.1.2 Caractéristiques des sources 138
4.1.3 Dimensionnement des blocs de batteries et de super-condensateurs 138
4.2 Validation des modèles de sources 139
4.2.1 Comparaison des batteries simulées et réelles 139
4.2.2 Comparaison des super-condensateurs simulés et réels 141
4.3 Fabrication du convertisseur 143
4.4 Validation du fonctionnement du convertisseur seul 146
4.4.1 Efficacité du convertisseur 147
4.4.2 Commande du convertisseur 148
4.4.2.1 Échelon de courant 149
4.4.2.2 Transition du nombre de branches fonctionnelles 151
4.4.2.3 Transition de mode de conduction 151

4.4.2.4 Transition de mode de fonctionnement..... 154
4.5 Validation du fonctionnement du système de stockage hybride.....155
4.5.1 Protection des sources..... 155
4.5.2 Répartition des puissances 157
4.5.3 Régulation de l'énergie des super-condensateurs 159
4.6 Conclusion 161

CONCLUSION.....163

RECOMMANDATIONS 165

ANNEXE I DÉMONSTRATION DE LA RELATION ENTRE LES MODES « BOOST » ET « BUCK » DU CONVERTISSEUR EN CONDUCTION DISCONTINUE 167

ANNEXE II DÉMONSTRATION DE LA RELATION ENTRE LE RAPPORT CYCLIQUE ET LE COURANT DU CÔTÉ HAUTE TENSION DU CONVERTISSEUR EN CONDUCTION CONTINUE.....171

LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....173

LISTE DES TABLEAUX

Page

Tableau 1.1 Paramètres de modélisation du véhicule électrique 8

Tableau 1.2 Liste des critères d'évaluation des architectures électriques 23

Tableau 1.3 Liste des architectures électriques intéressantes 32

Tableau 1.4 Conséquences de la variation des paramètres internes des cellules sur l'équilibre des charges 51

Tableau 2.1 Comparaisons des deux batteries de référence 57

Tableau 2.2 Comparaisons des deux super-condensateurs de référence 57

Tableau 2.3 Paramètres optimisés de la régulation de l'énergie des super-condensateurs 73

Tableau 2.4 Dimensionnement des systèmes de stockage et résultats des tests de conduite 80

Tableau 2.5 Spécifications de puissance des systèmes de stockage 81

Tableau 2.6 Comparaison simplifiée des architectures électriques 82

Tableau 3.1 Dimensionnement des sources d'énergie 86

Tableau 3.2 Spécifications du convertisseur 86

Tableau 3.3 Valeurs maximales des paramètres du convertisseur 96

Tableau 3.4 Caractéristiques des inductances choisies 108

Tableau 3.5 Caractéristiques des condensateurs choisis 109

Tableau 3.6 Comparaison des caractéristiques des IGBT et des mosfets 110

Tableau 3.7 Caractéristiques des interrupteurs S1 choisis 111

Tableau 3.8 Caractéristiques des interrupteurs S2 choisis 112

Tableau 3.9 Cas de référence pour la conception du dissipateur de chaleur 113

Tableau 3.10 Résultats de l'analyse thermique pour chacun des convertisseurs 115

Tableau 3.11 Caractéristiques des radiateurs et des ventilateurs choisis 116

Tableau 3.12 Comparaison des convertisseurs de différents nombres de branches 123

Tableau 3.13 Paramètres optimisés de la régulation du courant moyen du côté haute tension 127

Tableau 4.1 Caractéristiques désirées du système expérimental de stockage d'énergie 138

Tableau 4.2 Caractéristiques des modules de batteries et de super-condensateurs 138

Tableau 4.3 Dimensionnement des blocs de batteries et de super-condensateurs.....139

Tableau 4.4 Composants principaux du convertisseur expérimental 143

Tableau 4.5 Comportement de la régulation de courant en fonction du mode de conduction.....152

LISTE DES FIGURES

Page

Figure 1.1 Cycle de conduite urbaine UDDS 9

Figure 1.2 Cycle de conduite sur route US06 9

Figure 1.3 Circuit équivalent du modèle dynamique des batteries Li-Ion 11

Figure 1.4 Estimateur de l'état de charge basée sur le filtre de Kalman 13

Figure 1.5 Relation entre l'état de charge utilisable et l'état de charge 14

Figure 1.6 Circuit équivalent du modèle d'un super-condensateur 16

Figure 1.7 Architectures à sources d'énergie en parallèle 26

Figure 1.8 Architectures semi-active par batteries 27

Figure 1.9 Architecture semi-active par super-condensateurs 29

Figure 1.10 Architectures active série 30

Figure 1.11 Architecture active parallèle 30

Figure 1.12 Architecture à éléments isolés DC/AC/DC 31

Figure 1.13 Contrôle tout ou rien 33

Figure 1.14 Contrôle par bande 34

Figure 1.15 Contrôle par pente 35

Figure 1.16 Contrôle par filtrage 35

Figure 1.17 Topologie à demi-pont ou convertisseur bidirectionnel « buck-boost » 39

Figure 1.18 Convertisseur bidirectionnel « buck-boost » en cascade 40

Figure 1.19 Convertisseur en cascade demi-contrôlé 41

Figure 1.20 Entrelacement des convertisseurs 43

Figure 1.21 Courants des branches et total pour un entrelacement de trois convertisseurs 43

Rapport-Gratuit.com

Figure 1.22 Ondulation du courant total d'entrée en fonction du rapport cyclique et du nombre de branches en parallèle, pour un convertisseur « boost » 44

Figure 1.23 Technique de commutation douce adaptée au convertisseur bidirectionnel « buck-boost » entrelacé 47

Figure 1.24 Système de gestion d'un bloc de batteries 49

Figure 1.25 Égalisation des charges par la technique des résistances commutées.....52

Figure 1.26 Égalisation des charges par la technique des condensateurs commutés 53

Figure 2.1 Schéma simplifié d'une batterie.....65

Figure 2.2 Système de contrôle 68

Figure 2.3 Sens des courants du système vus sur le bus DC.....68

Figure 2.4 Stratégie de contrôle 69

Figure 2.5 Valeur maximale d'énergie relative utilisable des SC pour réaliser un freinage 70

Figure 2.6 Référence de l'énergie relative utilisable des super-condensateurs.....71

Figure 2.7 Régulateur de l'énergie des super-condensateurs 72

Figure 2.8 Simulation du fonctionnement de la protection des sources et de la régulation de l'énergie des super-condensateurs. 75

Figure 2.9 Simulation des courants sur le bus DC pour les deux méthodes de répartition des puissances 77

Figure 3.1 Architecture semi-active par batteries 85

Figure 3.2 Topologie à demi-pont.....87

Figure 3.3 Courant de l'inductance 89

Figure 3.4 Courant du condensateur HV.....91

Figure 3.5 Courant de l'interrupteur.....92

Figure 3.6 Courant de la diode 94

Figure 3.7 Courant de l'inductance en mode de conduction discontinue 98

Figure 3.8 Courant de l'interrupteur en mode de conduction discontinue.....100

Figure 3.9 Courant de la diode en mode de conduction discontinue 101

Figure 3.10 Courant du condensateur HV en mode de conduction discontinue 102

Figure 3.11 Évolution simplifiée du recouvrement inverse 106

Figure 3.12 Modèle thermique du système interrupteurs-radiateur 114

Figure 3.13 Pertes par conduction de l'IGBT S1 118

Figure 3.14 Pertes dans le noyau de l'inductance 119

Figure 3.15 Efficacité totale de chaque convertisseur en mode « boost » 120

Figure 3.16 Efficacité totale de chaque convertisseur en mode « boost », vue zoomée 120

Figure 3.17 Efficacité totale de chaque convertisseur en mode « buck » 121

Figure 3.18 Efficacité totale de chaque convertisseur en mode « buck », vue zoomée 122

Figure 3.19 Algorithme de la répartition du courant entre les branches 124

Figure 3.20 Régulation du courant d'une branche 125

Figure 3.21 Simulation du convertisseur lors d'un échelon de courant maximal.....128

Figure 3.22 Courant moyen HV jusqu'à sa stabilisation.....129

Figure 3.23 Courants HV et d'inductance lors d'un échelon de courant maximal.....130

Figure 3.24 Simulation du convertisseur lors d'une transition de deux à une branche fonctionnelle.....131

Figure 3.25 Simulation du convertisseur lors d'une transition du mode de conduction continue à discontinue.....132

Figure 3.26 Courants HV et d'inductance en mode de conduction discontinue 133

Figure 3.27 Simulation du convertisseur lors d'une transition du mode de fonctionnement « boost » à « buck » 134

Figure 4.1 Résultats simulés et expérimentaux de la décharge d'un bloc de batteries 140

Figure 4.2 Résultats simulés et expérimentaux de la charge d'un bloc de super-condensateurs 142

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Figure 4.3 Circuit imprimé du convertisseur expérimental.....143

Figure 4.4 Inductance du convertisseur expérimental.....144

Figure 4.5 Schéma de connexion du système de stockage.....145

Figure 4.6 Convertisseur expérimental 145

Figure 4.7 Montage du système de stockage hybride 146

Figure 4.8 Résultats simulés et expérimentaux de l'efficacité du convertisseur.....147

Figure 4.9 Montage pour le test de la commande du convertisseur 148

Figure 4.10 Courant HV moyen simulé et expérimental lors d'un échelon de courant.....149

Figure 4.11 Courants instantanés simulés et expérimentaux lors d'un échelon de courant.....150

Figure 4.12 Courants moyens simulés et expérimentaux lors d'une transition de deux à une branche fonctionnelle 151

Figure 4.13 Courant HV moyen simulé et expérimental lors d'une transition du mode de conduction continue à discontinue 152

Figure 4.14 Courant HV moyen simulé et expérimental lors d'une transition du mode de conduction discontinue à continue 153

Figure 4.15 Courants instantanés simulés et expérimentaux en mode de conduction discontinue 154

Figure 4.16 Courant HV moyen simulé et expérimental lors d'une transition du mode de fonctionnement « boost » à « buck ».....155

Figure 4.17 Courants expérimentaux du test d'accélération maximale 156

Figure 4.18 Courants simulés et expérimentaux démontrant la répartition des puissances 158

Figure 4.19 Résultats expérimentaux de la régulation de l'énergie des super-condensateurs.....160

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

AC	Courant alternatif
Batt	Batterie
Bloc	Correspondant au bloc de batteries ou de super-condensateurs
Boost	Convertisseur élévateur de tension
Buck	Convertisseur abaisseur de tension
Comm	Commutation
Cond	Conduction
Cont	Continu
Conv	Convertisseur
Cuivre	Conducteur de l'inductance
D	Diode
DC	Courant continu
DC	Correspondant au bus DC
Disc	Discontinu
EIS	Electrochemical impedance spectroscopy
Fan	Ventilateur
HV	Haute tension
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
In	Entrée
Int	Interne
ITAQ	Institut du transport avancé du Québec
Li-Ion	Batterie aux ions de lithium

Lim	Limite
LV	Basse tension
Max	Maximum
Min	Minimum
MKP	Metallized Polypropylene Film
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
Mos	Mosfet
Mosfet	Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor
Neg	Négatif
Nom	Nominal
Noyau	Noyau magnétique de l'inductance
OC	Circuit ouvert
Off	Désactivé
On	Activé
Out	Sortie
Par	Parallèle
PI	Proportionnel intégral
Pos	Positif
PU	Par unité
PWM	Pulse-width modulation
Rad	Radiateur
Ref	Référence
Reg	Régulation

RMS	Valeur efficace
RR	Recouvrement inverse d'une diode
S	Interrupteur
SC	Super-condensateur
SEPIC	Single ended primary inductor converter
Ser	Série
SOC	État de charge
SOD	État de décharge
SOF	État de fonction
SOH	État de santé
Spec	Spécifications techniques
Tot	Total
Transfo	Transformateur
UDDS	Urban Dynamometer Driving Schedule
Utile	Utilisable
$\overline{X}$	Valeur moyenne
$\tilde{X}$	Valeur transitoire
ZCS	Commutation à courant nul
ZVS	Commutation à tension nulle

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

a	accélération
A	ampère
A	surface frontale du véhicule
Ah	ampère-heure
B	flux magnétique
C	capacité
C	condensateur
C	coulomb
C_{drag}	coefficient de trainée du véhicule
C_d	capacité de la branche retardée du modèle de super-condensateur
CFM	équivalent à pi^3/min
C_{i0}	capacité fixe de la branche immédiate du modèle de super-condensateur
C_{i1}	capacité variable de la branche immédiate du modèle de super-condensateur
c_k	coefficients de la relation polynomiale de v_{oc}(SOD) du modèle de batterie
C_l	capacité de la branche à long terme du modèle de super-condensateur
D	diode
D	rapport cyclique
E	énergie
ESR	résistance série équivalente d'un condensateur
f	fréquence
F	farad
F	force
F_a	force d'accélération
F_{ad}	force de traînée aérodynamique
F_{rr}	force de résistance au roulement
f_{sw}	fréquence de commutation
F_{te}	force de traction
g	constante d'accélération gravitationnelle (9.80665 m/s^2)
h	heure
H	hauteur
H	henry
Hz	hertz
I	courant
J	joule
kg	kilogramme
K_i	gain intégral d'un régulateur
K_p	gain proportionnel d'un régulateur
K_{ri}	facteur de correction de la force d'accélération du modèle de voiture
l	longueur
l_g	longueur de l'espace d'air entre les deux parties du noyau de l'inductance
l_m	longueur du chemin magnétique dans le noyau de l'inductance
L	litre
L	inductance

La	largeur
LFM	équivalent à pi/min
m	mètre
m	masse
min	minute
N	newton
N	nombre
P	puissance
P_{aux}	puissance consommée par les systèmes auxiliaires du véhicule
P_{ele}	puissance électrique requise du système de stockage d'énergie
Pi	pied
P_{mec}	puissance mécanique requise par le système de traction
P_{pertes}	pertes de puissance
PS	bloc d'alimentation
pu	par unité
Q	charge
Q	débit d'air
R	résistance
R_d	résistance de la branche retardée du modèle de super-condensateur
R_{DS_on}	résistance à l'état fermé d'un mosfet
R_{dyn}	résistance dynamique
R_i	résistance de la branche immédiate du modèle de super-condensateur
R_l	résistance de la branche à long terme du modèle de super-condensateur
R_{leak}	résistance de fuite du modèle de super-condensateur
$R_{th_J\text{-}S}$	résistance thermique jonction à radiateur
$R_{th_S\text{-}A}$	résistance thermique radiateur à ambiant
s	seconde
S	interrupteur
S	surface
SC	super-condensateur
SOC	état de charge
SOC_0	état de charge initial
SOD	état de décharge
t	temps
$t_{IL=0}$	temps de l'annulation du courant d'inductance
T	période
T	température
T	tesla
T_a	température ambiante
T_j	température de jonction
T_{j_design}	température de jonction désirée
T_s	température du radiateur
v	vitesse
V	tension
V	volt

V	volume
V	débit linéaire d'air
W	watt
Wh	watt-heure
α	facteur de correction de la charge transférée du modèle de batterie
Δ	variation
η_{conv}	efficacité du convertisseur
η_t	efficacité totale du système de traction
μ_{rr}	coefficient de résistance au roulement du modèle de voiture
Ω	ohm
μ	perméabilité magnétique
ρ_{air}	densité de l'air (1.25 kg/m^3)
ρ	résistivité
°	degré
°C	degré celsius
$	dollar canadien

Rapport-Gratuit.com

INTRODUCTION

La presque totalité des véhicules automobiles sur les routes fonctionnent avec un moteur à essence, moteur qui laisse échapper beaucoup de gaz polluants. Bien que cette technologie ait été améliorée avec le temps, elle a tout de même une efficacité limitée à 35%, alors que le moteur électrique peut atteindre une efficacité supérieure à 90% (Wong, 2008). Donc, pour produire un même déplacement, non seulement le moteur à combustion requiert environ trois fois plus d'énergie que le moteur électrique, mais il pollue énormément. De plus, le moteur à essence dépend de combustibles fossiles, dont les réserves commencent à s'épuiser.

Il s'avère ainsi évident qu'il faut développer des alternatives au moteur à essence pour les véhicules automobiles. Les possibilités de la voiture électrique sont très intéressantes. Récemment, les manufacturiers automobiles ont investi dans le développement des technologies hybrides (moteurs à essence et électrique) et entièrement électriques. Par contre, pour l'instant, trop peu de ces véhicules circulent sur nos routes. Dans l'objectif d'augmenter l'intérêt des consommateurs pour les véhicules électriques, cette recherche vise à améliorer leurs performances en modifiant le système de stockage d'énergie. Les technologies utilisées dans les véhicules électriques peuvent également être intégrées à d'autres secteurs de l'électronique de puissance, comme l'intégration des énergies renouvelable sur le réseau électrique. Donc, les résultats de cette recherche ne touchent pas uniquement le domaine du transport, mais tous les domaines nécessitant un stockage d'énergie.

Dans les voitures électriques, l'utilisation des batteries permet d'offrir une autonomie intéressante grâce à leur grande densité énergétique. Par contre, dus aux appels importants de puissance causés par les accélérations et les freinages du véhicule, le bloc de batteries doit être surdimensionné pour répondre à la demande de puissance. Ce surdimensionnement est nécessaire à cause de la faible densité de puissance des batteries et cause une augmentation du coût du bloc (Garcia, Ferreira et Pomilio, 2009). De plus, le nombre de cycle de charge et décharge des batteries est limité, de l'ordre de 1000 cycles. Or, la conduite automobile génère un nombre élevé d'accélérations et de freinages, qu'on peut interpréter comme des

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

cycles de décharge et charge partielles des batteries. Aussi, plus la décharge de la batterie est profonde, plus la durée de vie des batteries sera courte. Donc, la durée de la vie des batteries des véhicules électriques est trop courte comparée à celle des voitures conventionnels. Cela rend les véhicules électriques peu intéressants pour les consommateurs, surtout que le coût des batteries représente une bonne proportion du coût final.

Pour sa part, l'utilisation des super-condensateurs est très intéressante dans le cas d'une charge à impulsions de puissance, car ils possèdent une grande densité de puissance. Par contre, leur faible densité énergétique ne leur permettrait pas d'offrir une bonne autonomie aux véhicules électriques.

Pour ne garder que les avantages des batteries et des super-condensateurs, l'utilisation des deux éléments dans le même système de stockage est possible. Le Tableau 0.1 présente les caractéristiques de chacune des sources et du système hybride.

Tableau 0.1 Caractéristiques des sources d'énergie et du système hybride

Caractéristiques des sources *(Implication dans le véhicule)*	**Batteries**	**Super-condensateurs**	**Système hybride**
Quantité d'énergie *(Autonomie du véhicule)*	Élevée	Faible	Élevée
Puissance disponible *(Accélération du véhicule)*	Faible ou moyenne	Élevée	Élevée
Nombre de cycles de charge/décharge *(Durée de vie du véhicule)*	Faible	Élevé	Élevé
Tolérance aux abus *(Détérioration du véhicule)*	Faible	Élevée	Élevée

Le but global de cette recherche est donc de développer un système de stockage d'énergie hybride pour un véhicule électrique qui soit meilleur qu'un stockage composé de batteries seulement. Les données de comparaison des systèmes de stockage sont le coût, la durée de vie, l'efficacité, le volume, la masse et la fiabilité.

Ce projet se divise en trois parties. La première partie de la recherche, au chapitre 1, représente la revue de la littérature. Elle permet d'étudier les possibilités d'architectures électriques, de stratégies de contrôle et de topologies de convertisseur les plus intéressantes pour un système de stockage d'énergie batteries/super-condensateurs pour une alimentation de voitures électriques

La deuxième section de la recherche, aux chapitres 2 et 3, comprend la conception théorique et la simulation complète du système. Ces simulations permettent de comparer les caractéristiques des systèmes de stockage hybride. À la lumière de ces résultats, on est en mesure de choisir le système de stockage hybride optimal pour les voitures électriques et de déterminer s'il est meilleur qu'un stockage composé uniquement de batteries

Finalement, la dernière partie de la recherche, au chapitre 4, est la validation des résultats au moyen d'une expérimentation. L'implémentation physique à échelle réduite de la solution de stockage permet de vérifier si les résultats des simulations sont exacts.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

Dans le but de gagner du temps et de se concentrer sur le sujet de la recherche, il est intéressant de survoler les travaux des chercheurs du monde entier. Ce chapitre présente la revue de littérature des technologies reliées aux batteries, aux super-condensateurs et aux convertisseurs dans le cadre d'une hybridation de sources d'énergie. On y voit la modélisation des composants du système, les méthodes d'hybridation des sources avec les architectures électriques, les stratégies de contrôle et les topologies des convertisseurs, et finalement le système de gestion des sources d'énergie.

1.1 Modélisation

Une bonne modélisation du système est nécessaire pour simuler les différents choix de conception et en tirer des conclusions. Cette section présente les modèles existants des véhicules électriques, des batteries, des super-condensateurs et des convertisseurs.

1.1.1 Modélisation d'une voiture électrique

Afin d'avoir une demande de puissance réaliste pour le système de stockage d'énergie, la modélisation du véhicule est requise. Celle-ci tient compte des forces mécaniques soumises au véhicule et d'un cycle de conduite de référence.

La force de traction (F_{te}) du véhicule est divisée en plusieurs composantes : la force de résistance au roulement (F_{rr}), la force de traînée aérodynamique (F_{ad}), la force d'accélération (F_a) et la force de montée de pente (Larminie et Lowry, 2003). Cette dernière est négligée, car on suppose une route plate. L'effort de traction est traduit par l'équation suivante :

$$F_{te} = F_{rr} + F_{ad} + F_a \tag{1.1}$$

La force de résistance au roulement (F_{rr}) est une force de frottement entre les roues et la route. Elle dépend du coefficient de résistance au roulement des roues (μ_{rr}) et de la masse (m) du véhicule et son signe dépend du sens du déplacement.

$$F_{rr} = \mu_{rr} \cdot m \cdot g \cdot sign(v) \tag{1.2}$$

Où g est la constante d'accélération gravitationnelle (9.80665 m/s^2).

La force de traînée aérodynamique (F_{ad}) est une force de frottement entre le véhicule et l'air. Elle dépend de la vitesse (v), de la surface frontale (A) et du coefficient de trainée (C_{drag}) du véhicule et son signe dépend du sens du déplacement.

$$F_{ad} = \frac{\rho_{air} \cdot A \cdot C_{drag} \cdot v^2}{2} sign(v) \tag{1.3}$$

Où ρ_{air} est la densité de l'air (1.25 kg/m^3).

La force d'accélération (F_a) est la force due au changement de vitesse du véhicule. Elle dépend de la masse (m) et de l'accélération (a) du véhicule. Un facteur de correction (K_{ri}) est ajouté pour tenir compte du moment d'inertie rotationnelle des roues et du moteur (Wong, 2008). On suppose que le freinage se fait uniquement de manière électrique, c'est-à-dire qu'il n'y aura pas de perte d'énergie dans des freins mécaniques. Donc, l'énergie de la décélération sera négative et pourra être récupérée par le système de stockage.

$$F_a = K_{ri} \cdot m \cdot a = K_{ri} \cdot m \cdot \frac{dv}{dt} \tag{1.4}$$

Il n'est pas nécessaire de modéliser le moteur et son contrôleur. Il suffit de calculer la puissance mécanique (P_{mec}) nécessaire pour répondre à la force de traction (F_{te}).

$$P_{mec} = F_{te} \cdot v \tag{1.5}$$

La puissance électrique (P_{ele}) requise du système de stockage d'énergie est égale à la puissance mécanique (P_{mec}) additionnée de la puissance consommée par les systèmes auxiliaires du véhicule (P_{aux}). De plus, on doit considérer les pertes du système de traction au moyen de son efficacité totale (η_t). Ces pertes dépendent de la direction de la puissance. Lors de l'alimentation du moteur, la puissance passe du système de stockage vers le moteur. À cause des pertes du système de traction, il faut plus de puissance électrique.

$$P_{mec} > 0 \rightarrow P_{ele} = \frac{P_{mec}}{\eta_t} + P_{aux} \tag{1.6}$$

En régénération d'énergie, la puissance passe du moteur vers le système de stockage. À cause de la perte du système de traction, il y a donc moins de puissance électrique.

$$P_{mec} < 0 \rightarrow P_{ele} = P_{mec} \cdot \eta_t + P_{aux} \tag{1.7}$$

Les équations ci-dessus présentent la modélisation de la voiture électrique. Par contre, beaucoup de constantes sont utilisées pour décrire les caractéristiques du véhicule. Le Tableau 1.1 présente les caractéristiques d'une petite voiture typique (Ehsani *et al.*, 2005)

Tableau 1.1 Paramètres de modélisation du véhicule électrique

Paramètres	**Valeurs**	**Descriptions**
Masse (m)	1000kg	Inclus deux personnes. La masse du système de stockage doit être ajoutée à cette valeur.
Coefficient de trainée (C_{drag})	0.3	Petite voiture
Surface frontale (A)	$2m^2$	Petite voiture
Coefficient de résistance au roulement (μ_{rr})	0.013	Pneus de voiture sur de l'asphalte
Facteur de correction de la force d'accélération (K_{ri})	1.05	Roues de voiture
Efficacité totale du système de traction (η_t)	0.9	Efficacité mécanique et électrique
Puissance des systèmes auxiliaires du véhicule (P_{aux})	250W	Inclus radio, phares, servodirection, ventilation, autres et exclus le chauffage et la climatisation.

Finalement, les cycles de conduite de référence définis par le « Environnemental Protection Agency » des États-Unis (EPA, 1996) modéliseront la vitesse du véhicule. Ils sont normalement utilisés pour comparer les caractéristiques de différents véhicules, comme la consommation d'essence. Dans le cadre de cette recherche, deux cycles de conduite seront utilisés : le cycle urbain UDDS (Urban Dynamometer Driving Schedule), illustré à la Figure 1.1, et le cycle sur route US06, à la Figure 1.2. Le cycle urbain est caractérisé par un nombre élevé d'arrêts et par une vitesse faible. À l'opposé, le cycle sur route présente une conduite plus rapide avec peu d'arrêts.

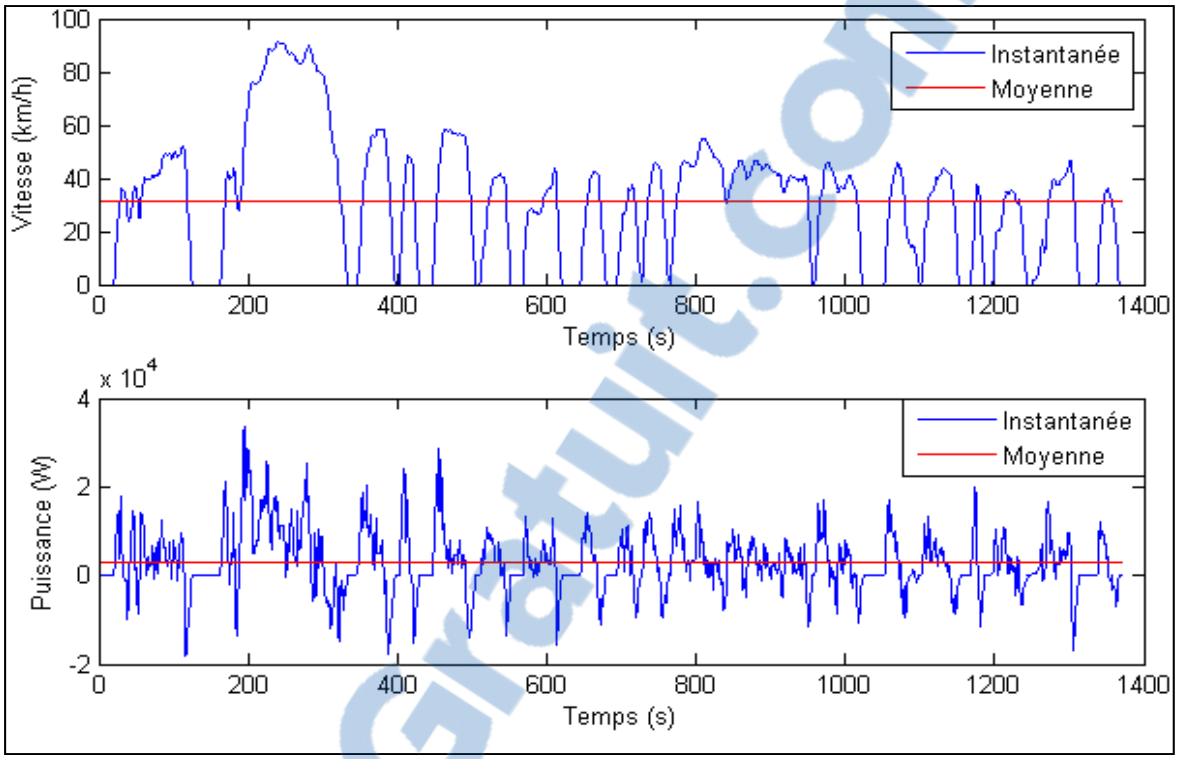


Figure 1.1 Cycle de conduite urbaine UDDS

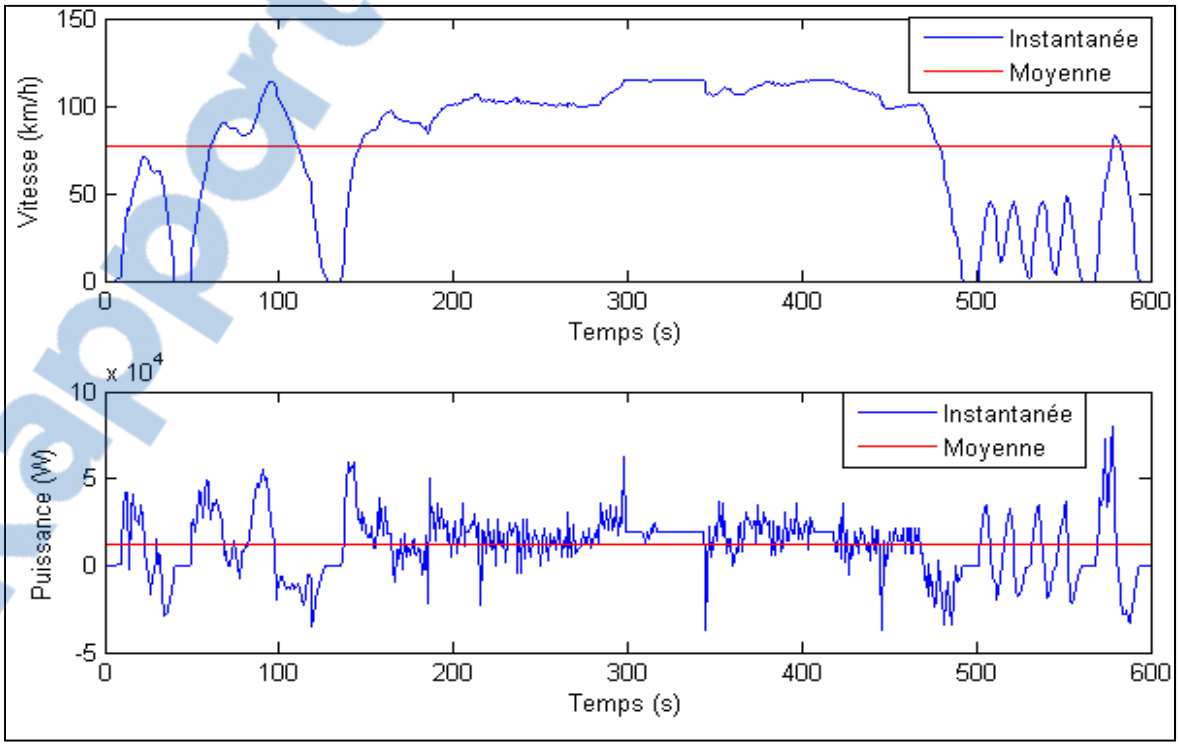


Figure 1.2 Cycle de conduite sur route US06

Rapport-Gratuit.com

On note que le rapport entre les demandes de puissance maximale et moyenne est de 10.7 pour le cycle de conduite urbaine et de 6.7 pour le cycle sur route. Cela montre l'intérêt d'utiliser les super-condensateurs comme source de puissance instantanée.

En résumé, le cycle de conduite de référence détermine l'évolution de la vitesse. Avec cette variable et toutes les constantes qui caractérisent la voiture, les équations de force mécanique se résoudront et on obtiendra en sortie une valeur de puissance électrique que le système de stockage d'énergie devra fournir. Cette modélisation permet de simuler le système de stockage comme s'il se retrouvait dans un vrai véhicule en mouvement.

1.1.2 Modélisation d'une batterie

Il existe plusieurs types de batteries sur le marché. Chacune a ses caractéristiques propres à sa chimie. Plusieurs chercheurs ont conclu que les batteries aux ions de lithium (Li-Ion) sont les mieux adaptées pour une utilisation dans les véhicules électriques et les charges à impulsions de courant (Wong, 2008) (Leuchter, Bauer et Steklý, 2010) (Kuperman et Aharon, 2011). Ces batteries sont intéressantes au point de vue de l'efficacité, la densité de puissance, la masse, le volume, l'autodécharge et la durée de vie. C'est pourquoi cette recherche ne se concentrera que sur les batteries Li-Ion.

1.1.2.1 Modèle

Beaucoup de modèles de batteries ont été développés (Chan et Sutanto, 2000) (Dekkiche, 2008). Leur degré de complexité varie en fonction de l'objectif de la simulation. Les modèles complets sont ceux qui intègrent les phénomènes électrochimiques, mais ils sont trop lents dans le cadre d'une simulation de circuit électronique et l'identification des paramètres est difficile à réaliser. À l'opposé, le modèle composé d'une source de tension et d'une résistance fixes ne reproduit pas l'ensemble des comportements des batteries. Il faut donc prendre le modèle le plus simple et suffisamment fidèle pour répondre aux objectifs de cette recherche.

Le modèle de batterie générique (Tremblay, Dessaint et Dekkiche, 2007), le même qui est utilisé dans le logiciel « Matlab Simulink SimPowerSystems » (MathWorks, 2011b), semblait être intéressant pour sa facilité d'utilisation et d'identification des paramètres. Par contre, il ne tient pas compte de l'effet de Peukert, c'est-à-dire de la variation de la capacité, ou de la charge totale, de la batterie en fonction de l'amplitude du courant. Cet effet est important à considérer, car un des buts des super-condensateurs est de supprimer les grandes demandes de courant des batteries. Donc, il faut pouvoir observer l'amélioration de la capacité de la batterie si ses courants sont diminués.

Pour sa part, le modèle dynamique des batteries Li-Ion (Gao, Liu et Dougal, 2002) tient compte de l'effet de Peukert et de la température en plus d'avoir une meilleure réponse transitoire que le modèle de batterie générique. Malgré le fait que la batterie s'échauffe durant le fonctionnement et que cela modifie légèrement ses caractéristiques, cette recherche exclut l'effet de la température. Donc, son effet a été retiré du modèle en modifiant légèrement les équations. Son circuit équivalent est présenté à la Figure 1.3. Il s'agit d'une source de tension variable, qui dépend de l'état de charge et de l'amplitude du courant de batterie, de deux résistances et d'un condensateur. L'identification des paramètres peut se faire avec les spécifications techniques du manufacturier et d'un test d'impulsion de courant.

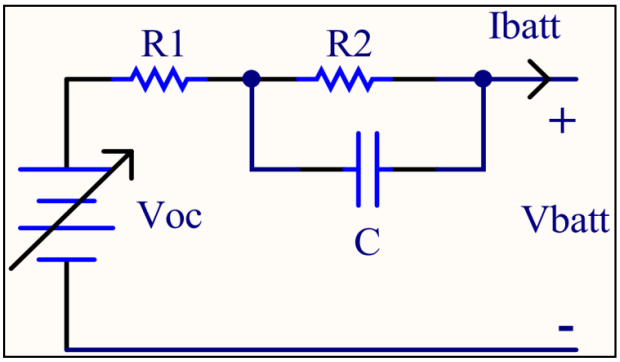


Figure 1.3 Circuit équivalent du modèle dynamique des batteries Li-Ion

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

La tension à vide v_{oc} se calcule en faisant une approximation polynomiale de la courbe expérimentale de tension en fonction de l'état de décharge de la batterie, donnée par le manufacturier.

$$v_{oc} = \sum_{k=0}^{n} c_k \cdot SOD^k = \sum_{k=0}^{n} c_k \cdot (1 - SOC)^k \tag{1.8}$$

Où :

- c_k sont les coefficients de l'approximation polynomiale de $v_{oc}(SOD)$;
- SOD est l'état de décharge de la batterie;
- SOC est l'état de charge de la batterie.

La charge de la batterie se calcule en intégrant le courant, qui donne la charge transférée, et en la soustrayant à la charge initiale. De plus, on tient compte d'un facteur de correction α qui varie en fonction de l'amplitude du courant.

$$SOC = SOC_0 - \frac{1}{Q_{batt}} \int_0^t \alpha\left(i(t)\right) \cdot i_{batt}(t)\, dt \tag{1.9}$$

Où :

- SOC_0 est l'état de charge initial de la batterie;
- Q_{batt} est la charge totale de la batterie;
- α est le facteur de correction du calcul de charge transférée;
- $i_{batt}(t)$ est le courant sortant de la batterie.

La valeur du facteur α dépasse 1 lorsque le courant est élevé et descend sous 1 lorsque le courant est faible. Ce facteur de correction permet de tenir compte de l'effet de Peukert. Par exemple, cet effet dit que la capacité de la batterie diminue lorsque le courant est élevé. Dans ce cas, α dépasse 1 et la quantité de charge fournit par la batterie augmente, faisant le même effet que si la charge totale de la batterie diminue. Puis, pour calculer la relation entre α et le courant de batterie, il suffit d'analyser les différentes courbes de décharge données par le manufacturier.

Étant donné qu'il est nécessaire d'effectuer un test d'impulsion de courant pour identifier les valeurs de la résistance R2 et du condensateur C, ces deux composants seront retirés du modèle jusqu'à ce que le test sur les batteries d'expérimentation soit effectué.

1.1.2.2 Calcul de l'état de charge

Au cours de la simulation, l'état de charge de la batterie sera connu, car il est calculé directement dans le modèle et l'état de charge initial est défini. Par contre, pour l'expérimentation, l'état de charge initial de la batterie est inconnu. Il est donc nécessaire d'utiliser un estimateur de l'état de charge. Parmi les solutions disponibles (Dekkiche, 2008) (Lukic *et al.*, 2008), l'estimateur basée sur le filtre de Kalman a été choisi. Il est illustré à la Figure 1.4. Il s'agit d'un observateur d'état qui simule en temps réel la tension de sortie de la batterie et qui corrige ses variables d'état en fonction de l'erreur de la tension estimée. L'état de charge de la batterie, faisant partie des variables d'état de l'observateur, est calculé par le modèle. Contrairement à l'estimateur classique de type Luenberger, où la matrice de correction K est calculée par imposition des pôles, cette matrice est recalculée à chaque itération avec le filtre de Kalman.

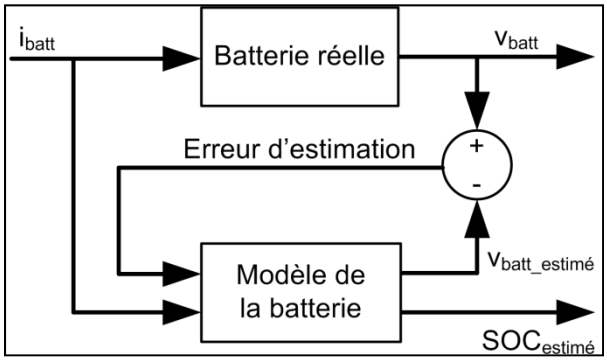


Figure 1.4 Estimateur de l'état de charge basée sur le filtre de Kalman

Dans le but d'avoir une véritable idée de l'énergie utilisable d'une batterie, la notion d'état de charge utilisable (SOC_{utile}) est introduite. Cette valeur varie de 0 à 100%. À 100%, la batterie est complètement chargée. À 0%, la batterie contient la charge minimale tolérable. Cela ne

veut pas dire qu'il n'y a plus d'énergie dans la batterie, mais plutôt qu'on ne peut plus utiliser d'énergie selon les contraintes du système de stockage. La Figure 1.5 suivante présente la relation entre l'état de charge utilisable et l'état de charge.

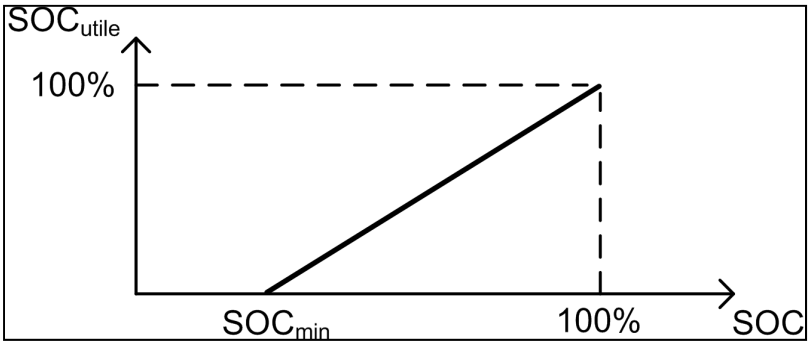


Figure 1.5 Relation entre l'état de charge utilisable et l'état de charge

Le calcul de l'état de charge utilisable s'effectue comme suit.

$$SOC_{utile} = \frac{SOC - SOC_{\min}}{1 - SOC_{\min}} \tag{1.10}$$

Où SOC_{min} est l'état de charge minimal des batteries établi par le concepteur.

1.1.2.3 Facteurs influençant la durée de vie

La durée de vie des batteries Li-Ion est de l'ordre de 1000 cycles de charge et décharge. Par contre, les hautes températures, les forts courants et les décharges profondes peuvent détériorer prématurément les batteries (Roscher, Assfalg et Bohlen, 2011) (USDOE, 2011). L'effet de la détérioration se manifeste par une augmentation des résistances internes et par une diminution de la capacité, ou de la charge totale, de la batterie. On considère une batterie défectueuse si sa capacité diminue sous 80% de la valeur initiale. Dans la littérature, la plupart des tests de durée de vie des batteries se font à courant constant pour des cycles de charge et décharge complètes. C'est pourquoi il est pratiquement impossible de calculer la

durée de vie d'une batterie de véhicule électrique. Le courant varie sur une très large plage, avec des phases de régénération d'énergie. De plus, il est non souhaité que la batterie soit entièrement déchargée. En effet, un groupe de chercheurs ont montré que, dans une voiture électrique, la profondeur de décharge optimale est de 60 à 80% (SOC_{min} = 20 à 40%) pour une amélioration de la durée de vie et une bonne utilisation des batteries (Leuchter, Bauer et Steklý, 2010).

Aussi, les caractéristiques de la batterie peuvent avoir une influence sur la durée de vie. En effet, les batteries avec de meilleures densités de puissance ont généralement une durée de vie plus faible (Lukic *et al.*, 2008). Pour produire de plus grands courants, la surface des électrodes de la batterie doit être augmentée. Par contre, cela accélère son taux de corrosion et a pour effet de diminuer sa durée de vie.

1.1.3 Modélisation d'un super-condensateur

Pour sa part, il existe cinq technologies de super-condensateurs (Lukic *et al.*, 2008). Par contre, son choix ne se fera qu'au cours de la conception du système de stockage. Les informations suivantes s'appliquent donc à tous les types de super-condensateurs.

1.1.3.1 Modèle

Les condensateurs à double couche, ou super-condensateurs (SC), ont été développés bien après les batteries. C'est pourquoi on retrouve moins de modèles dans la littérature, autre que le modèle simpliste d'une résistance et d'un condensateur en série. Néanmoins, plusieurs chercheurs ont proposé différentes modélisations utilisant, entre autres, les lignes de transmission RC (Belhachemi, 2001) et la technique de spectroscopie d'impédance électrochimique (EIS) (Dougal, Gao et Liu, 2004) (Buller *et al.*, 2002).

La modélisation choisie est inspirée d'un article traitant spécifiquement des applications en électronique de puissance avec les mêmes conditions d'utilisation que celles de cette recherche (Zubieta et Bonert, 2000). En effet, le modèle est fait pour être utilisé avec des simulations d'une durée d'environ 30 minutes et sa précision ne diminue que lorsque la tension du super-condensateur devient inférieure à 45% de sa valeur nominale. Or, comme il sera mentionné dans la section 1.1.3.4., sa tension doit être maintenue au-dessus de 50% de sa valeur nominale. Le circuit équivalent du super-condensateur est illustré à la Figure 1.6.

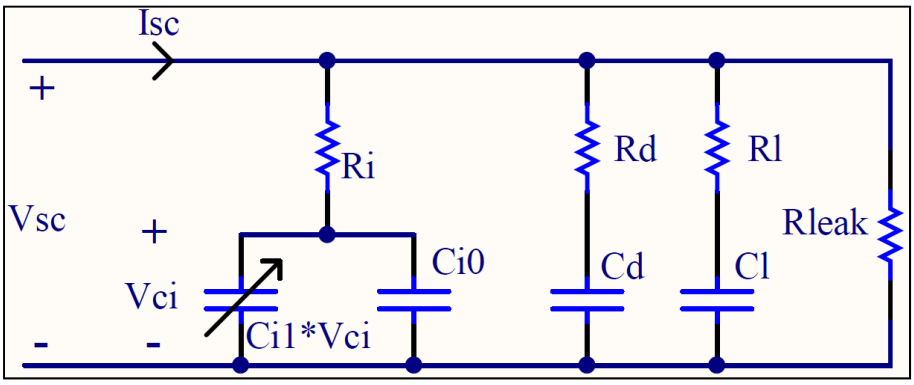


Figure 1.6 Circuit équivalent du modèle d'un super-condensateur

Premièrement, le circuit est constitué de trois branches RC. Elles modélisent la distribution à différentes vitesses des charges à l'intérieur du super-condensateur. Ce comportement rend impossible la charge ou la décharge complète du super-condensateur d'une manière rapide. En effet, il faut laisser le temps aux charges de migrer vers les branches lentes. La première branche, ou la branche immédiate (R_i, C_{i0}, C_{i1}), représente la branche la plus rapide avec un temps de réponse de l'ordre des secondes. La deuxième branche, ou la branche retardée (R_d, C_d), et la troisième branche, ou la branche à long terme (R_l, C_l), ont un temps de réponse de l'ordre des minutes et des dizaines de minutes, respectivement. Le choix de l'utilisation de trois branches vient du besoin d'exécuter une simulation de 30 minutes.

Deuxièmement, la branche immédiate contient une capacité variable, composée d'une capacité fixe (C_{i0}) et d'une autre dépendante de la tension (C_{i1}). Cela modélise la relation

non-linéaire entre la capacité et la tension. La conséquence de cette relation est que le super-condensateur stocke plus d'énergie à une tension plus élevée.

Finalement, le phénomène d'autodécharge est représenté par une résistance de fuite (R_{leak}). Il est à noter que l'autodécharge du super-condensateur est plus importante que celle de la batterie. C'est pourquoi le modèle de la batterie n'en tient pas compte.

L'identification des paramètres se fait en chargeant le super-condensateur à courant constant, d'une tension nulle à la tension nominale, puis en observant l'évolution de sa tension durant 30 minutes. Toutes les équations pour calculer les paramètres avec les résultats de la charge sont fournies et expliquées dans l'article de référence. Les valeurs d'identification pour les super-condensateurs de 470F et 1500F sont aussi présentées. Elles pourront être utilisées jusqu'à temps que le super-condensateur de l'implémentation physique soit choisi, puis caractérisé.

1.1.3.2 Calcul de l'énergie disponible

Dans le but de bien contrôler la puissance que doivent fournir les super-condensateurs, il faut calculer leur énergie disponible. Idéalement, l'énergie totale équivaut à la somme des énergies de chaque branche. Par contre, en pratique, les tensions internes de chacune d'elles ne sont pas mesurables. On va donc ne considérer que la branche immédiate. Cette simplification provoque une erreur légère de l'estimation de l'énergie due aux délais de distribution des charges internes dans les branches plus lentes. Il s'agit tout de même d'une bonne approximation pour gérer les puissances transitoires.

$$E_{sc} \approx E_{sc_i} = \int \left(v_{ci} \cdot i_{ci} \right) dt$$

$$E_{sc} = \int \left(v_{ci} \cdot \left(C_i \cdot \frac{dv_{ci}}{dt} \right) \right) dt = \int \left(v_{ci} \cdot C_i \right) dv_{ci} = \int \left(v_{ci} \cdot \left(C_{i0} + C_{i1} \cdot v_{ci} \right) \right) dv_{ci}$$

$$E_{sc} = \frac{C_{i0} \cdot {v_{ci}}^2}{2} + \frac{C_{i1} \cdot {v_{ci}}^3}{3}$$

$$v_{ci} = v_{sc} - R_i \cdot i_{sc}$$

$$E_{sc} = \frac{C_{i0} \cdot \left(v_{sc} - R_i \cdot i_{sc} \right)^2}{2} + \frac{C_{i1} \cdot \left(v_{sc} - R_i \cdot i_{sc} \right)^3}{3} \tag{1.11}$$

Où :

- E_{sc} et E_{sc_i} sont les énergies du super-condensateur et de sa branche immédiate;
- C_i et R_i sont la capacité et la résistance de la branche immédiate;
- v_{sc} et i_{sc} sont la tension et le courant entrant du super-condensateur.

L'énergie relative du super-condensateur (E_{sc_pu}) est le rapport entre les énergies disponible et maximale (E_{sc_max}).

$$E_{sc_pu} = \frac{E_{sc}}{E_{sc_max}} \tag{1.12}$$

$$E_{sc_max} = \frac{C_{i0} \cdot {V_{sc_max}}^2}{2} + \frac{C_{i1} \cdot {V_{sc_max}}^3}{3} \tag{1.13}$$

On introduit la notion d'énergie relative utilisable ($E_{sc_pu_utile}$) qui se calcule de la même manière que l'état de charge utilisable des batteries, expliqué à la section 1.1.2.2.

1.1.3.3 Facteurs influençant la durée de vie

La durée de vie des super-condensateurs est de l'ordre de 100000 cycles de charge et décharge. Ce nombre élevé s'explique par le fait qu'aucune réaction chimique ne se produit.

Par contre, leur durée de vie est influencée par la température et la tension, car elles provoquent des réactions électrochimiques parasites (Maxwell, 2009) (Bohlen, Kowal et Sauer, 2007). Selon une règle du pouce, le taux de vieillissement double pour chaque incrément de 100mV ou de 10ºC au-dessus des valeurs nominales. L'effet de la détérioration des super-condensateurs se manifeste par une augmentation des résistances internes et du taux d'autodécharge et par une diminution des capacités. De plus, le changement des paramètres dû au vieillissement affecte la génération de chaleur et le niveau de tension du super-condensateur. Le vieillissement peut donc s'accélérer par une réaction en chaîne. On considère un super-condensateur défectueux si sa capacité totale diminue sous 80% de la valeur initiale, ou si la valeur des résistances internes ou le taux d'autodécharge double. Malgré tout, les super-condensateurs ont une meilleure tolérance aux abus électriques et thermiques que les batteries.

Lorsque plusieurs super-condensateurs ou batteries sont branchés en série, une distribution inégale des tensions entre chaque élément peut se produire après plusieurs cycles de charge et décharge. Cela peut entrainer l'augmentation de tension d'une cellule au-dessus de sa valeur nominale et ainsi diminuer sa durée de vie. Pour améliorer la performance, la fiabilité et la durée de vie des sources d'énergie, un système d'égalisation des charges sont utilisés. Ce sujet sera abordé à la section 1.5.3.

1.1.3.4 Fonctionnement optimal des super-condensateurs

Étant donnée la faible tension d'opération d'un véhicule (400V et moins), les courants sont très importants. Les stress électriques et thermiques sur les composants des convertisseurs sont ainsi augmentés. De plus, la variation de la tension des super-condensateurs provoquent une variation des courants. Il faut donc concevoir les convertisseurs pour le pire des cas de fonctionnement. C'est une des raisons pourquoi on limite la tension minimale des super-condensateurs à la moitié de la tension nominale. Cette valeur est un compromis entre l'énergie utilisable des super-condensateurs et le dimensionnement en courant des convertisseurs (Schupbach et Balda, 2003). Avec cette plage de tension, 75% de l'énergie du

Rapport-Gratuit.com

super-condensateur est utilisable. De plus, le fonctionnement sous cette tension minimale est beaucoup moins efficace à cause des pertes internes des super-condensateurs.

1.1.4 Modélisation d'un convertisseur

Un convertisseur DC/DC est composé d'au moins un interrupteur qui commute à une fréquence élevée, de l'ordre de 1 à 100kHz en général. Ce comportement, très rapide comparé aux paramètres du véhicule et des sources d'énergie, provoque un problème pour la simulation. En effet, si on souhaite modéliser fidèlement le système pour observer toutes les réponses transitoires, l'évolution de la simulation sera très lente à cause du grand nombre de calculs nécessaires à chaque seconde. Étant donné que le système complet doit être simulé sur une durée d'environ 30 minutes, il est évident que le temps de calcul de la simulation sera trop long. Pour régler ce problème, la modélisation du convertisseur doit se faire en deux étapes.

Premièrement, le modèle du convertisseur doit être simplifié pour permettre la simulation du système de stockage complet avec le véhicule électrique. À cette étape, on peut tester les différentes architectures électriques et stratégies de contrôle du système. De plus, on doit noter les amplitudes de tension et de courant soumis au convertisseur. Ces valeurs serviront de référence pour la simulation suivante.

Deuxièmement, le convertisseur doit être modélisé le plus fidèlement possible. La simulation du convertisseur seul doit se faire avec les paramètres de référence de la simulation simplifiée et sur une durée de l'ordre des millisecondes. Cette deuxième simulation permet de tester la commande de régulation de courant et de calculer les courants et les tensions soumis à aux composants du convertisseur pour réaliser leur dimensionnement.

1.1.4.1 Modélisation simplifiée du convertisseur

Pour la simulation simplifiée, le convertisseur est modélisé d'une manière idéale avec une efficacité donnée.

$$P_{out} = P_{in} \cdot \eta_{conv} \tag{1.14}$$

$$v_{out} \cdot i_{out} = v_{in} \cdot i_{in} \cdot \eta_{conv} \tag{1.15}$$

Où :

- P_{out}, v_{out} et i_{out} sont la puissance, la tension et le courant de sortie;
- P_{in}, v_{in} et i_{in} sont la puissance, la tension et le courant d'entrée;
- η_{conv} est l'efficacité du convertisseur.

Dans cette équation, seules les tensions sont connues étant donné que les sources d'énergie et le bus DC sont des sources de tension. Il ne manque qu'une commande de puissance pour qu'on puisse calculer les deux courants. En effet, si le système de contrôle fixe la puissance P_{out} que le convertisseur doit transiter, on peut effectuer le reste du calcul.

$$i_{out} = \frac{P_{out}}{v_{out}} \tag{1.16}$$

$$i_{in} = \frac{P_{out}}{v_{in} \cdot \eta_{conv}} \tag{1.17}$$

Si on suppose l'efficacité du convertisseur (η_{conv}) à 95%, on obtient la modélisation simplifiée du convertisseur. Il est donc possible de tester rapidement les différentes architectures électriques et stratégies de contrôle du système de stockage.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

1.1.4.2 Modélisation complète du convertisseur

La modélisation complète du convertisseur se fait avec le logiciel « Matlab Simulink SimPowerSystems » (MathWorks, 2011b). Des modèles de composants électriques passifs et de semi-conducteurs sont utilisés pour simuler le fonctionnement précis du convertisseur. L'entrée et la sortie du convertisseur peuvent se réaliser à l'aide de sources de tension et de courant idéales dont les valeurs sont choisies en fonction des résultats de la simulation simplifiée. Par contre, la composition exacte du convertisseur dépend de la topologie utilisée. Cette dernière sera définie à la section 1.4. Le but de cette simulation est de tester la commande de régulation de courant et de calculer les courants et les tensions soumis aux composants pour être en mesure de réaliser leur dimensionnement.

1.2 Architectures électriques

Pour réaliser un système de stockage d'énergie hybride, il ne suffit pas simplement de connecter en parallèle un bloc de batteries avec un bloc de super-condensateurs pour créer le bus DC. En effet, ce type de connexion contraint le fonctionnement des sources et elles perdent ainsi leurs caractéristiques avantageuses. C'est avec l'utilisation de convertisseurs que les sources d'énergie peuvent être exploitées au maximum. Il existe donc plusieurs manières de réaliser le système de stockage. Chacune des architectures électriques ont leurs avantages et leurs inconvénients. Cette section est dédiée à la recherche des meilleures architectures possibles dans le cadre d'une alimentation d'une voiture électrique (Kuperman et Aharon, 2011) (Cao et Emadi, 2012).

1.2.1 Critères d'évaluation des architectures électriques

Pour permettre la comparaison des architectures, il faut établir les critères d'évaluation des performances. Le Tableau 1.2 présente la liste des critères à prendre en compte.

Tableau 1.2 Liste des critères d'évaluation des architectures électriques

Critères d'évaluation des architectures électriques	**Performances évaluées**
Analyse du dimensionnement du système de stockage : • bloc de batteries • bloc de super-condensateurs • convertisseur(s)	• Coût • Efficacité • Volume • Masse
Capacité de contrôler les paramètres de fonctionnement des sources	• Durée de vie
Nombre de batteries ou de super-condensateurs connectés en série (risque de déséquilibre des charges des cellules)	• Durée de vie • Fiabilité
Capacité à maintenir une tension du bus DC stable	• Fiabilité • Efficacité
Capacité de fonctionner en cas de panne d'un convertisseur	• Fiabilité

De plus, dans le but d'avoir une référence de puissance maximale de charge, on suppose que le rapport entre les demandes de puissance maximale et moyenne est de 5.

$$P_{charge_max} = 5 \cdot P_{moyenne} = 5 \cdot \overline{P} \tag{1.18}$$

$$P_{transitoire} = \tilde{P} = P_{charge_max} - \overline{P} = 4 \cdot \overline{P} \tag{1.19}$$

Ce rapport a été calculé pour les deux cycles de référence à la section 1.1.1. Dans la littérature, il varie entre 4 et 10 (Chan, 2007) (Ehsani *et al.*, 2005).

1.2.2 Analyse préliminaire

Plusieurs architectures possèdent des caractéristiques semblables. Il est donc préférable d'analyser en profondeur deux cas qui seront rencontrés souvent : lorsque le bloc de batteries ou de super-condensateurs est connecté seul à un convertisseur.

1.2.2.1 Bloc de batteries connecté seul à un convertisseur

Ce convertisseur permet de contrôler le courant des batteries. Ainsi, on peut faire en sorte que seul le courant moyen de la charge est fourni par les batteries. Cela signifie :

- une conception du bloc de batteries pour réaliser une source d'énergie plutôt qu'une source de puissance, sans surdimensionnement en courant;
- moins de pertes d'énergie dans les batteries dues au courant efficace plus faible;
- une meilleure capacité, ou charge totale, de la batterie due à l'absence de fortes amplitudes de courant (effet de Peukert);
- une meilleure durée de vie des batteries due à l'absence de fortes amplitudes de courant et de la diminution de température qui provoquent une détérioration prématurée.

Le dimensionnement des batteries peut se faire sans contrainte de tension, car le convertisseur s'occupe de l'adaptation de tension. Cette absence de contrainte permet d'utiliser moins de batteries en série et d'éviter un surdimensionnement en tension.

La puissance qui transite par le convertisseur équivaut à la puissance moyenne de la charge.

$$P_{DC/DC} = \overline{P} \tag{1.20}$$

Si le convertisseur devient défectueux, la voiture fonctionne toujours, mais uniquement sur la charge restante des super-condensateurs. Il est donc possible de réaliser une manœuvre d'urgence pour immobiliser un véhicule en toute sécurité.

1.2.2.2 Bloc de super-condensateurs connecté seul à un convertisseur

Ce convertisseur permet aux super-condensateurs d'avoir une tension variable, car il s'occupe de l'adaptation avec la sortie. Cette variation de tension signifie :

- une opportunité d'effectuer des charges et décharges profondes du super-condensateur, c'est-à-dire d'utiliser toute son énergie disponible et d'éviter un surdimensionnement en capacité;
- une possibilité de réguler la tension du super-condensateur en fonction de la demande de puissance à venir. Cela permet d'utiliser plus efficacement son énergie stockée et d'éviter un surdimensionnement en capacité.

De plus, l'absence de contrainte de tension permet d'utiliser moins de super-condensateurs en série et d'éviter un surdimensionnement en tension.

La puissance qui transite par le convertisseur équivaut à la puissance transitoire de la charge. Cela représente un dimensionnement relativement grand. De plus, il faut prendre en compte que la diminution de la tension du super-condensateur implique une augmentation de courant dans le convertisseur.

$$P_{DC/DC} = \tilde{P} = 4 \cdot \overline{P} \tag{1.21}$$

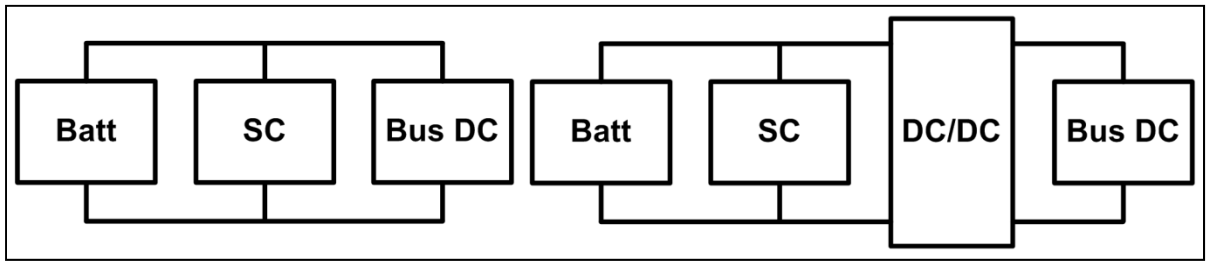
Si le convertisseur devient défectueux, la voiture fonctionne toujours, mais uniquement avec les batteries. Il est donc possible de poursuivre la conduite, mais les grandes demandes de puissance instantanée seront comblées au détriment des batteries.

1.2.3 Liste des architectures électriques possibles

Les différentes architectures peuvent se séparer en plusieurs catégories en fonction du nombre de convertisseurs. Cette section présente les avantages et inconvénients de toutes les possibilités.

1.2.3.1 Architectures à sources d'énergie en parallèle

La manière la plus simple de relier des batteries, des super-condensateurs et un bus DC est la connexion en parallèle. Cette architecture passive parallèle est illustrée à la Figure 1.7 (a).



(a) Architecture passive parallèle (b) Architecture semi-active parallèle

Figure 1.7 Architectures à sources d'énergie en parallèle

L'avantage de cette architecture est l'absence de convertisseur. Elle a une plus grande fiabilité due à la diminution du nombre d'éléments risquant une défaillance en plus de n'avoir aucune perte de conversion. Par contre, la connexion parallèle implique que les tensions de fonctionnement de chacun des trois éléments soient les mêmes. Cette contrainte impose une connexion en série d'un grand nombre de batteries et de super-condensateurs et ainsi, un surdimensionnement en tension et un danger de problème d'égalisation des charges pour les deux sources d'énergie.

De plus, la tension des super-condensateurs ne varie presque pas, car elle est imposée par les batteries. Donc, son énergie emmagasinée est pratiquement inutilisable. En fait, la répartition des puissances est incontrôlable et ne dépend que des résistances internes des éléments de stockage. Cette répartition de puissance convient pour des durées d'impulsion de puissance de moins de dix secondes, ce qui n'est pas le cas d'un véhicule électrique. Cela provoque de forts courants de batteries. Bref, cette architecture présente une mauvaise densité énergétique et de puissance à cause de la sous-utilisation de l'énergie des super-condensateurs et du surdimensionnement nécessaire des sources d'énergie.

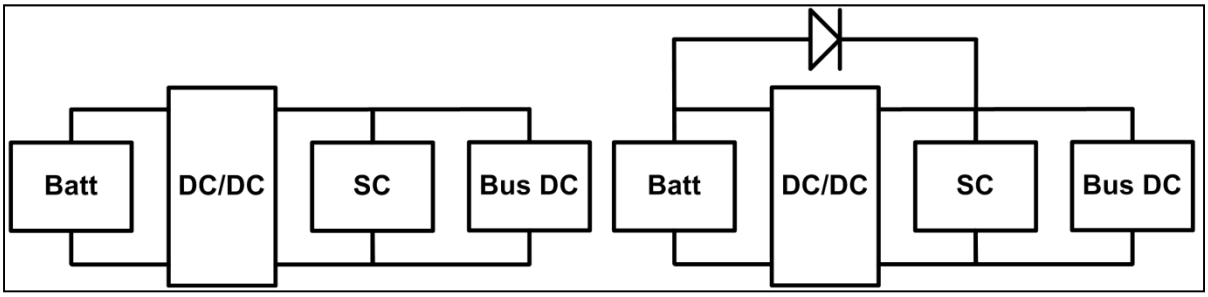
La tension du bus DC dépend de l'état de charge de la batterie. Elle est donc relativement constante. Il est possible d'ajouter un convertisseur entre le système de stockage et le bus DC, comme le montre la Figure 1.7 (b) avec l'architecture semi-active parallèle. Cet ajout permet de mieux réguler la tension du bus DC et de réduire la contrainte de tension pour les sources d'énergie. Par contre, il ne règle pas le problème de la mauvaise utilisation de l'énergie du super-condensateur et nécessite un convertisseur qui transite toute la puissance de la charge. Il ne vaut donc pas la peine d'être installé.

1.2.3.2 Architectures semi-actives

Les architectures semi-actives comprennent un convertisseur qui contrôle individuellement le bloc de batteries, dans l'architecture semi-active par batteries, ou celui des super-condensateurs, dans l'architecture semi-active par super-condensateurs.

Architectures semi-actives par batteries

L'architecture semi-active par batteries est illustrée à la Figure 1.8 (a).



(a) Architecture semi-active par batteries (b) idem avec diode de dérivation

Figure 1.8 Architectures semi-active par batteries

Elle possède les caractéristiques du bloc de batteries connecté seul à un convertisseur décrites à la section 1.2.2.1, c'est-à-dire des conditions de fonctionnement idéales pour les batteries, l'élément le plus fragile du système de stockage. L'avantage majeur de cette architecture est d'utiliser un convertisseur qui ne transite que la puissance moyenne de la charge. Ce dernier

peut donc être de coût, de dimensions et de masse inférieurs à celui ou ceux des autres architectures.

Par contre, comme le super-condensateur est relié au bus DC, la régulation de tension du bus sera mauvaise. En effet, lorsque le super-condensateur fournit ou reçoit de l'énergie, sa tension varie. Il y a donc un choix à faire entre la quantité d'énergie utilisable du super-condensateur et la tolérance de variation de tension du bus DC. La conséquence d'utiliser moins efficacement l'énergie des super-condensateurs est un surdimensionnement en capacité. De plus, un surdimensionnement en tension peut être nécessaire pour que son niveau de tension soit le même que celui du bus DC, augmentant aussi les risques de déséquilibre des charges. Tout de même, cette architecture est un bon compromis entre les performances, les coûts et la complexité du système de stockage d'énergie.

Une solution a été proposée pour éviter la chute excessive de la tension du bus DC (Cao et Emadi, 2012). Il s'agit de l'ajout d'une diode de dérivation entre les batteries et le bus DC, comme le montre la Figure 1.8 (b). Dans le cas d'une très forte demande de puissance qui déchargerait le bloc de super-condensateurs, la tension du bus DC chuterait. Au moment où elle atteindrait la tension des batteries, la diode entrerait en conduction et les batteries fourniraient directement toute l'énergie à la charge et ce, sans transiter par le convertisseur et sans faire chuter d'avantage la tension du bus DC. À la fin de la demande de puissance, les batteries peuvent recharger les super-condensateurs via le convertisseur et rétablir la tension du bus DC. De plus, cette diode permet au système de fonctionner en cas de défectuosité du convertisseur.

Architectures semi-actives par super-condensateurs

L'architecture semi-active par super-condensateurs est illustrée à la Figure 1.9.

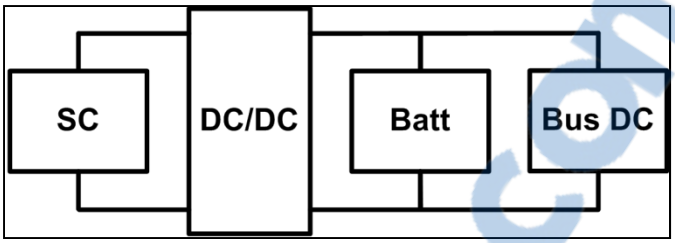


Figure 1.9 Architecture semi-active par super-condensateurs

Elle possède les caractéristiques du bloc de super-condensateurs connecté seul à un convertisseur décrites à la section 1.2.2.2, c'est-à-dire des conditions de fonctionnement idéales pour les super-condensateurs. L'avantage majeur de cette architecture est la possibilité d'utiliser entièrement et plus efficacement l'énergie des super-condensateurs. De plus, la tension du bus DC est relativement constante, ne variant qu'en fonction de l'état de charge des batteries.

Les désavantages sont le grand dimensionnement du convertisseur et le surdimensionnement en tension des batteries pour que son niveau de tension soit le même que celui du bus DC, augmentant aussi les risques de problème d'égalisation des charges.

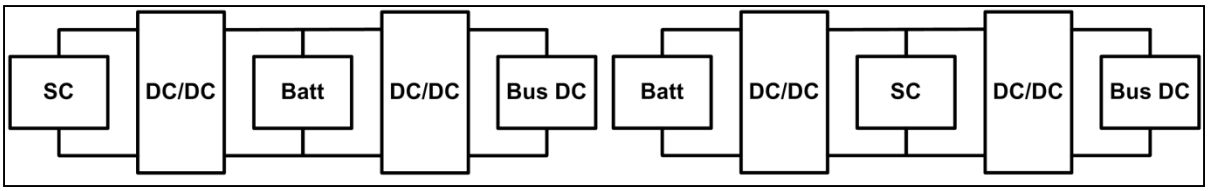
1.2.3.3 Architectures actives

Les architectures actives comprennent deux convertisseurs qui contrôlent les sources d'énergie. Les deux possibilités de branchement des convertisseurs sont en série ou en parallèle.

Architectures active série

Les deux possibilités de l'architecture active série sont illustrées à la Figure 1.10.

Rapport-Gratuit.com



(a) Architecture active série SC/Batt/DC (b) Architecture active série Batt/SC/DC

Figure 1.10 Architectures active série

Ces architectures offrent les avantages de contrôler les sources d'énergie individuellement, comme décrits aux sections 1.2.2.1 et 1.2.2.2. Par contre, l'inconvénient majeur est que la puissance qui transite par les convertisseurs est trop élevée. Le convertisseur relié au bus DC doit transiter la puissance totale de la charge et l'autre, la puissance moyenne ou transitoire. Les architectures actives série provoquent donc un surdimensionnement des convertisseurs qui annulent leur intérêt. De plus, leur fiabilité est mauvaise, car dans le cas d'un bris du convertisseur relié au bus DC, la charge n'a plus d'énergie.

Architectures actives parallèle

L'architecture active parallèle est illustrée à la Figure 1.11.

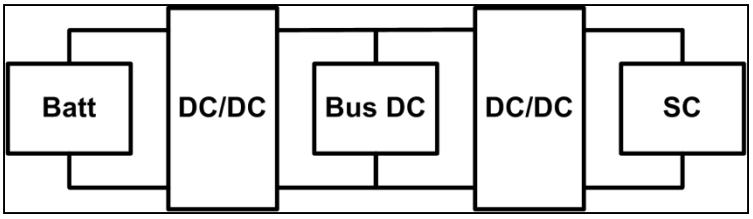


Figure 1.11 Architecture active parallèle

L'architecture active parallèle est celle qui possède presque tous les avantages des autres architectures, c'est-à-dire le contrôle indépendant des sources d'énergie, décrit aux sections 1.2.2.1 et 1.2.2.2, et la bonne régulation de la tension du bus DC. Elle offre les meilleures performances et permet le dimensionnement optimal des sources d'énergie.

Son inconvénient majeur est l'utilisation de deux convertisseurs et le fait que la puissance totale de la charge doit transiter par eux. De plus, en cas de défectuosité du convertisseur des super-condensateurs, celui des batteries pourrait être surutilisé.

1.2.3.4 Architecture à éléments isolés

Il existe des solutions dans le cas où les sources et la charge doivent être isolées électriquement. Il faut alors utiliser une architecture à éléments isolés, comme présentée à la Figure 1.12 (Vural, Erdinc et Uzunoglu, 2010).

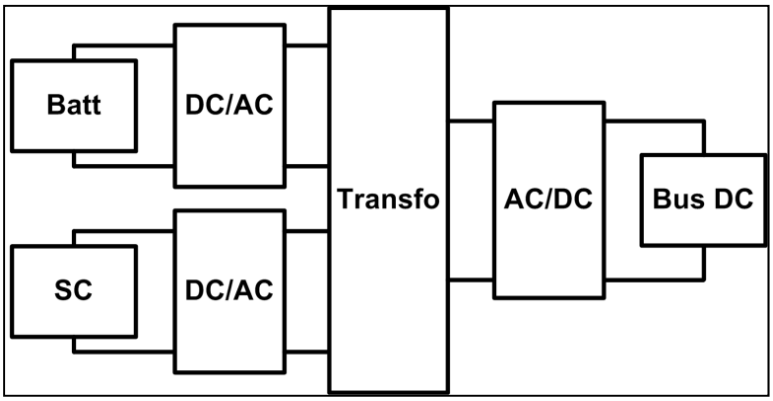


Figure 1.12 Architecture à éléments isolés DC/AC/DC

Comme l'isolation électrique n'est pas nécessaire dans un véhicule, cette architecture est loin d'être avantageuse, entre autres, à cause du dimensionnement des convertisseurs et du transformateur.

1.2.4 Choix des meilleures architectures électriques

Parmi toutes les architectures présentées dans cette sous-section, trois sont intéressantes et méritent une analyse approfondie. Le Tableau 1.3 liste les trois architectures avec leurs avantages et inconvénients respectifs.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Tableau 1.3 Liste des architectures électriques intéressantes

Architectures	Avantages	Inconvénients
Semi-active par batteries	• un seul convertisseur • dimensionnement du conv. $P_{DC/DC} = \overline{P}$ • contrôle des batteries	• régulation de tension du bus DC • surdimensionnement des SC en tension et en capacité
Semi-active par super-condensateurs	• un seul convertisseur • fiabilité	• surdimensionnement des batteries en tension • dimensionnement du conv. $P_{DC/DC} = \tilde{P} = 4\overline{P}$
Active parallèle	• régulation de tension du bus DC • contrôle des batteries	• deux convertisseurs • dimensionnement des conv. $P_{DC/DC} = P_{charge_max} = 5\overline{P}$

Ces architectures seront étudiées plus précisément en simulation au chapitre 2.

1.3 Stratégies de contrôle

Après avoir choisi les meilleures architectures électriques pour relier les éléments du système de stockage, il est temps de réfléchir à la manière de les contrôler pour un fonctionnement optimal. Les paramètres du système nécessitant un contrôle sont la répartition de la puissance entre chacune des sources et la quantité d'énergie disponible dans les super-condensateurs.

1.3.1 Contrôle de la répartition des puissances

Pour profiter des avantages de l'hybridation du système de stockage, il faut bien distribuer la puissance de la charge entre les sources d'énergie en fonction des forces de chacune d'elles. Cette section présente les différentes stratégies de contrôle de la répartition des puissances (Arregui, 2007) (Garcia, Ferreira et Pomilio, 2009) (Allègre, Bouscayrol et Trigui, 2009).

Évidemment, ce type de contrôle n'est pas possible si les batteries et les super-condensateurs sont en parallèle. En effet, la répartition des puissances ne dépend que de leurs résistances internes, comme décrite à la section 1.2.3.1.

1.3.1.1 Contrôle tout ou rien

Avec le contrôle tout ou rien, les deux sources d'énergie ne sont pas utilisées en même temps. Des interrupteurs permettent de choisir la source qui sera connectée à la charge, comme illustré à la Figure 1.13.

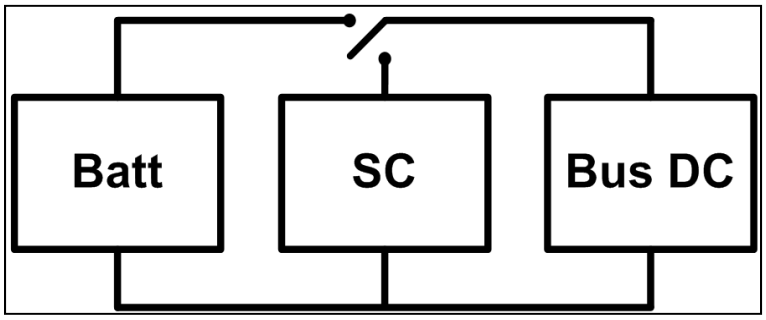


Figure 1.13 Contrôle tout ou rien

Les super-condensateurs sont branchés lors des accélérations et des freinages et les batteries, pendant les phases de conduite plus constantes. L'avantage de cette technique est de pouvoir utiliser des interrupteurs plutôt que des convertisseurs. La solution est donc moins coûteuse à implémenter. Par contre, la présence de transitions brusques de courant et de tension provoque un grand stress sur toutes les parties du système de stockage, en particulier sur les batteries. Étant donné qu'un des buts de l'utilisation des super-condensateurs est d'améliorer la durée de vie des batteries, cette technique de contrôle est rejetée à cause de la présence de grandes impulsions de puissance sur ces dernières. De plus, les super-condensateurs doivent être surdimensionnés, car les batteries ne peuvent pas les aider lors d'une demande de puissance maximale.

1.3.1.2 Contrôle par bande

Pour réaliser le contrôle par bande, il suffit de définir une puissance ou un courant maximal que les batteries peuvent fournir. Toute la puissance ou le courant qui excède ce seuil sera fourni par les super-condensateurs. La Figure 1.14 montre ce principe.

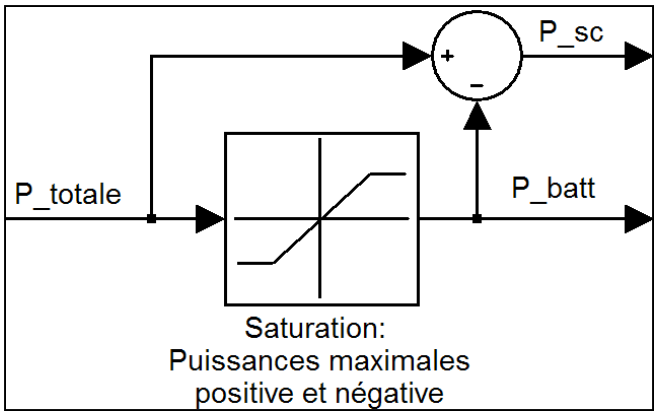


Figure 1.14 Contrôle par bande

Cette technique permet de limiter l'amplitude des courants de batteries. Par contre, elle n'élimine pas les transitions rapides. Elle est donc rejetée.

1.3.1.3 Contrôle par pente

Le contrôle par pente permet de définir la variation maximale de puissance ou de courant fournit par les batteries. L'implantation de ce contrôle est illustrée à la Figure 1.15.

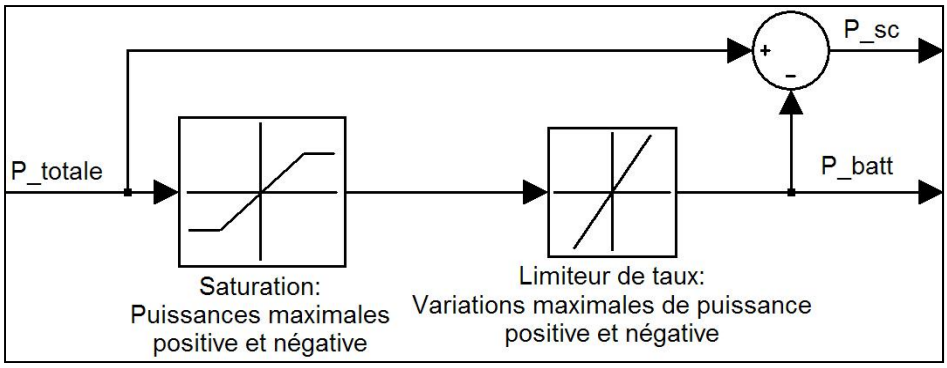


Figure 1.15 Contrôle par pente

Les variations de puissance ou de courant plus rapides que ce seuil seront fournies par les super-condensateurs. De plus, on peut ajouter une valeur maximale, comme dans le contrôle par bande. Cette technique diminue grandement les transitions rapides de courant de batteries. Ce contrôle est donc intéressant.

1.3.1.4 Contrôle par filtrage

Le contrôle par filtrage est la technique la plus utilisée dans la littérature pour répartir la puissance de la charge entre les batteries et les super-condensateurs. Le principe est présenté à la Figure 1.16.

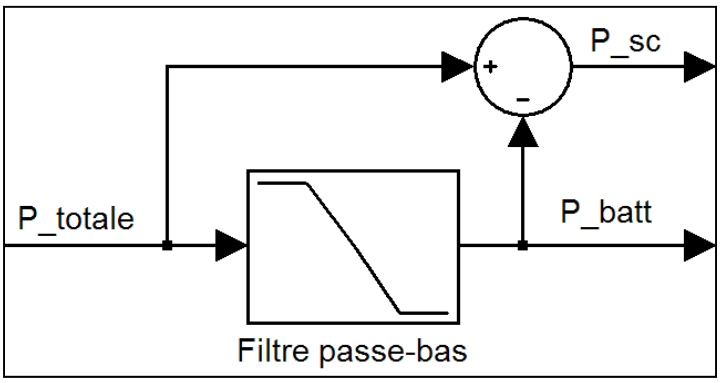


Figure 1.16 Contrôle par filtrage

Il s'agit de filtrer la demande de puissance. La partie contenant les hautes fréquences est fournie par les super-condensateurs et celle des basses fréquences, par les batteries. De cette manière, on élimine les impulsions de puissance des batteries, car la variation de puissance est limitée par le filtrage. De plus, la technique garantie que la puissance moyenne des super-condensateurs est nulle, car la composante continue est exclue. Cela permet au concepteur de ne pas se soucier de l'égalisation de l'énergie entrante et sortante. Ce contrôle est très efficace, mais demande plus d'efforts de calcul de la part du système de commande.

1.3.1.5 Contrôle par logique floue

Plusieurs chercheurs présentent des solutions de contrôle utilisant la logique floue (Erdinc *et al.*, 2009) (Bayindir, Gözüküçük et Teke, 2011). Cette méthode est utile quand aucun modèle du système à contrôler n'est disponible. Son utilisation n'est donc pas nécessaire dans notre cas, car le véhicule électrique et le système de stockage d'énergie sont modélisables.

1.3.2 Contrôle de l'énergie des super-condensateurs

La quantité d'énergie des super-condensateurs peut varier au cours d'une impulsion de grande puissance. Par contre, une fois l'impulsion passée, il faut rétablir cette quantité d'énergie pour qu'ils soient prêts à être réutilisés. Il existe différentes méthodes de contrôle pour utiliser efficacement l'énergie stockée des super-condensateurs (Lukic *et al.*, 2006).

Ce type de contrôle n'est nécessaire que si la tension du bloc des super-condensateurs est variable, soit il est connecté seul à un convertisseur, soit il est connecté sur le bus DC et que ce dernier accepte des variations de tension.

1.3.2.1 Référence fixe

La méthode la plus simple est de définir une référence fixe d'énergie utilisable des super-condensateurs. Cela permet de s'assurer qu'ils possèdent assez d'énergie à fournir pour une

accélération ou à emmagasiner pour un freinage. Avec une énergie utilisable de référence à 50%, on peut utiliser la même quantité d'énergie en alimentation ou en régénération. L'avantage de cette méthode est qu'on est prêt à accélérer et à freiner en tout temps.

1.3.2.2 Référence variable en fonction de l'état de charge des batteries

Une autre méthode est d'utiliser une référence variable en fonction de l'état de charge des batteries. C'est-à-dire que si les batteries sont presqu'entièrement chargées, l'énergie utilisable des super-condensateurs doit être faible pour leur permettre de récupérer l'énergie d'un freinage. À l'inverse, les super-condensateurs doivent être bien chargés pour être en mesure d'alimenter une accélération. Ainsi, la puissance totale disponible du système de stockage devient constante et ce, peu importe l'état de charge des batteries.

1.3.2.3 Référence variable en fonction de la vitesse du véhicule

La vitesse du véhicule est un indicateur de la demande de puissance à venir. En effet, si la vitesse du véhicule est faible, le système doit s'attendre à devoir alimenter une accélération et si elle est élevée, on doit s'attendre à récupérer l'énergie d'un freinage. Étant donné la connaissance de la future demande de puissance, l'énergie utilisable des super-condensateurs peut être régulée en conséquence. Ils sont chargés si une accélération est imminente et déchargés à l'approche d'un freinage. Cette technique évite un surdimensionnement en capacité des super-condensateurs, car son énergie emmagasinée est utilisée très efficacement.

De plus, ce contrôle demande un effort minimal de la part des batteries. Prenons le cas où le véhicule vient de s'arrêter et que l'énergie du freinage a chargé complètement les super-condensateurs. La référence d'énergie utilisable de ces derniers est au maximum, car la vitesse du véhicule est nulle. Donc, ils restent chargés de l'énergie du freinage et non de l'énergie provenant des batteries. À l'accélération suivante, toute l'énergie des super-condensateurs sera utilisée et ces derniers seront prêts au prochain freinage, car leur énergie disponible est faible. On voit bien que la majorité de l'énergie transitoire ne passe pas par les

batteries. Cette diminution du transfert d'énergie des batteries va permettre d'allonger leur durée de vie.

Une équipe de chercheurs a combiné les paramètres de l'état de charge des batteries et de la vitesse du véhicule pour contrôler l'énergie utilisable des super-condensateurs (Dixon, Ortúzar et Wiechmann, 2000).

1.3.3 Choix des meilleures stratégies de contrôle

Suite à l'analyse des stratégies de contrôle du système de stockage, il a été choisi d'étudier les contrôles par filtrage et par pente pour la répartition des puissances entre les sources. De plus, la régulation de l'énergie des super-condensateurs s'effectuera avec une référence variable en fonction de l'état de charge des batteries et de la vitesse du véhicule.

1.4 Topologies de convertisseur

Cette section traite de l'aspect plus technique des convertisseurs, c'est-à-dire de leur composition et de leur adaptation aux grandes puissances.

1.4.1 Liste des topologies de convertisseur possibles

Dans un contexte de conversion d'énergie dans un véhicule électrique, la topologie à demi-pont est la meilleure selon une étude sur les convertisseurs DC/DC bidirectionnels non isolés (Schupbach et Balda, 2003). Elle a été jugée mieux que les topologies Cúk, SEPIC et Luo grâce au faible nombre d'inductances, aux plus faibles tensions et courants soumis aux interrupteurs et à la meilleure efficacité énergétique. C'est également la topologie la plus utilisée dans la littérature. Donc, peu de topologies seront présentées dans cette section.

1.4.1.1 Topologie à demi-pont ou convertisseur bidirectionnel « buck-boost »

La topologie à demi-pont, aussi nommée convertisseur bidirectionnel « buck-boost », est présentée à la Figure 1.17.

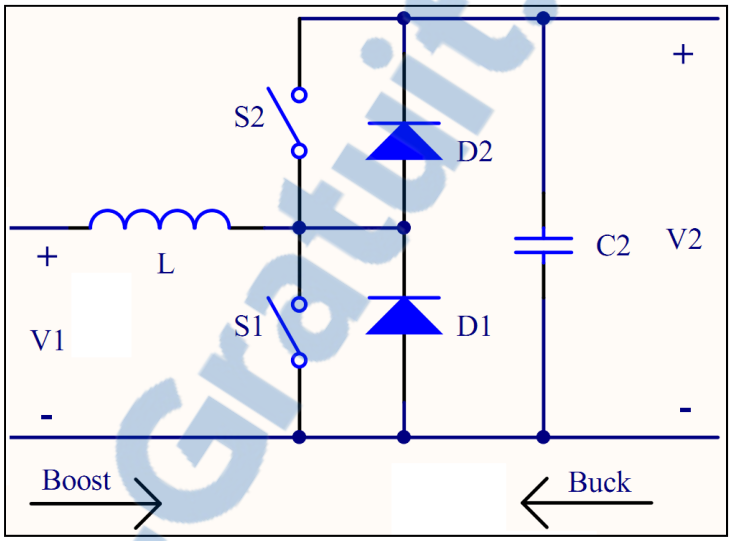


Figure 1.17 Topologie à demi-pont ou convertisseur bidirectionnel « buck-boost »

La topologie à demi-pont fonctionne en mode « boost », ou élévateur de tension, dans une seule direction du flux de puissance, de V_1 à V_2, et en mode « buck », ou abaisseur de tension, uniquement dans l'autre direction, de V_2 à V_1. Pour cela, il faut évidemment que la tension V_1 soit en tout temps inférieure à la tension V_2. De plus, étant donné qu'une source de tension est connectée sur les bornes de V1 et que l'inductance filtre son courant, aucun condensateur n'est nécessaire sur V1.

Dans le cas où la tension V_1 peut varier en dessous et au dessus de V_2, il faut un convertisseur qui soit capable d'élever et d'abaisser la tension dans les deux directions. Un convertisseur bidirectionnel « buck-boost » en cascade peut être utilisé, comme illustré à la Figure 1.18.

Rapport-Gratuit.com

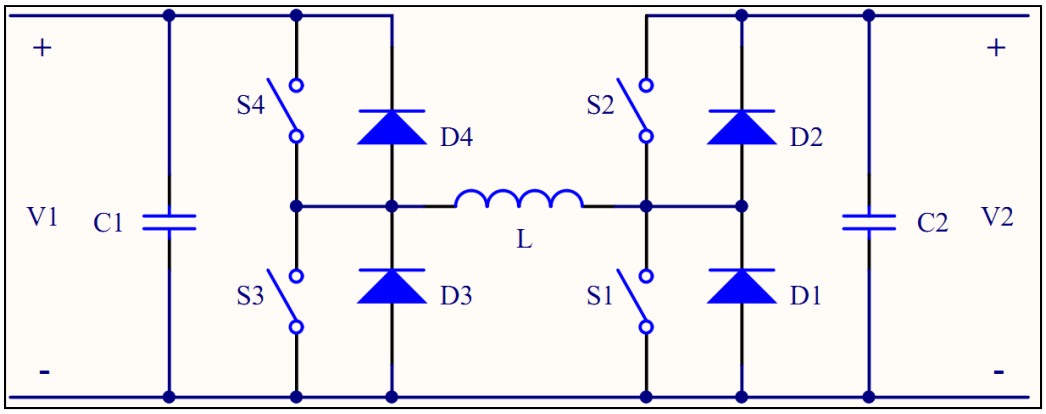


Figure 1.18 Convertisseur bidirectionnel « buck-boost » en cascade

Le désavantage de ce convertisseur est la présence du double du nombre d'interrupteurs et de condensateurs. C'est pourquoi il est préférable de concevoir le système de stockage d'énergie de manière à ce que la tension V_1 soit en tout temps inférieure à V_2.

1.4.1.2 Convertisseur en cascade demi-contrôlé

Un groupe de chercheurs propose une amélioration de la topologie à demi-pont dans le cas où les super-condensateurs sont connectés seuls au convertisseur (Guidi, Undeland et Hori, 2007). Nommé convertisseur en cascade demi-contrôlé, il se connecte à deux blocs de super-condensateurs de même tension, comme montré à la Figure 1.19.

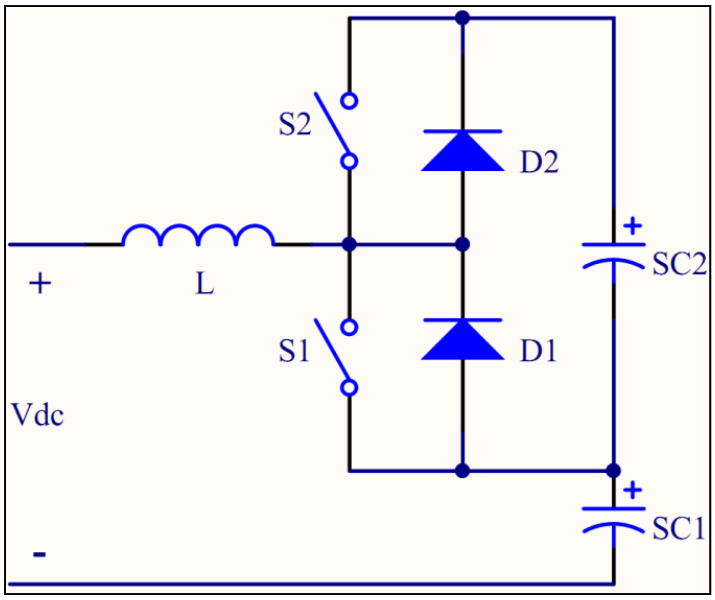


Figure 1.19 Convertisseur en cascade demi-contrôlé

Son principe est simple. Étant donné que le bus DC possède une valeur de tension minimum, la tension de sortie du convertisseur n'a pas à varier d'une tension nulle à maximale. C'est pourquoi on peut utiliser séparément un bloc de super-condensateur SC_1 dont sa tension est en tout temps inférieure à celle du bus DC. Ce bloc réalise un décalage non contrôlé de tension et le convertisseur n'a qu'à contrôler la différence entre la tension décalée et celle du bus DC. Ainsi, les interrupteurs ne sont pas soumis à la tension des super-condensateurs SC_1. Cela permet de diviser par deux la tension d'opération et les pertes des interrupteurs.

Pour que toute l'énergie des deux blocs de super-condensateurs soit utilisée au maximum, il faut s'assurer qu'ils atteignent les états de charge et décharge complètes simultanément. Les auteurs démontrent que cela est possible en utilisant un rapport de capacité précis entre les deux blocs et si leurs tensions restent égales. Donc, en contrôlant un seul bloc de super-condensateurs avec des interrupteurs fonctionnant à la moitié de la tension totale, on contrôle l'ensemble des super-condensateurs.

Le problème majeur de ce convertisseur est le grand nombre de super-condensateurs en série. La tension nominale du bloc doit être d'environ le double de celle du bus DC. Cela oblige

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

aussi l'utilisation d'un système d'égalisation des charges pour, premièrement, éviter les écarts de tension entre différents super-condensateurs d'un même bloc et, deuxièmement, égaliser la tension des deux blocs.

1.4.2 Adaptation du convertisseur aux grandes puissances

Les convertisseurs DC/DC traditionnels sont facilement utilisables, mais pas à n'importe quelle puissance. Dans le cas d'un véhicule électrique, la présence de forts courants compliquent les choses. La conception des inductances devient plus complexe et le choix des composants supportant ce niveau de courant est limité. De plus, le transfert de grandes puissances dans le convertisseur crée inévitablement des pertes importantes. Donc, le système de dissipation de chaleur risque d'être imposant.

Pour éviter un surdimensionnement des composants et du système d'évacuation de la chaleur, il est intéressant d'étudier des techniques d'amélioration du rendement énergétique des convertisseurs, soient les techniques d'entrelacement, d'extinction des branches et de commutation douce. Le choix du mode de conduction a aussi un impact sur les performances du convertisseur.

1.4.2.1 Technique d'entrelacement des convertisseurs

Les inductances capables de transiter des forts courants doivent être volumineuses et lourdes et possèdent une efficacité plus faible. De plus, les pertes dans les composants actifs et passifs sont imposantes à cause du courant efficace élevé. Pour limiter ces effets négatifs des grands courants, la technique d'entrelacement des convertisseurs peut être utilisée (Arregui, 2007) (Destraz, Barrade et Rufer, 2006). Elle vise à partager la puissance et le courant du convertisseur entre $N_{branches}$ branches connectées en parallèle. La Figure 1.20 présente l'entrelacement de plusieurs convertisseurs.

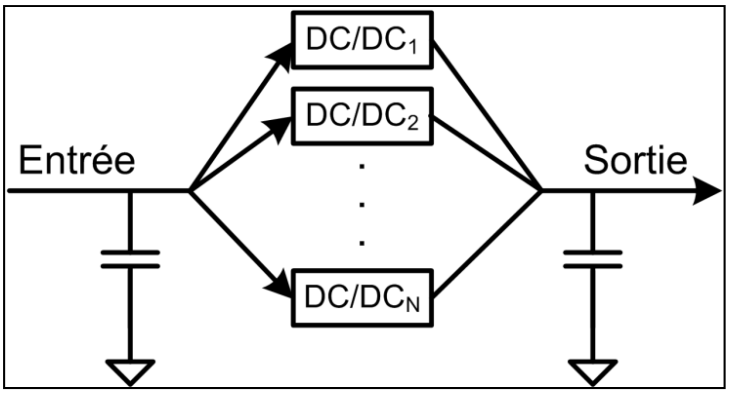


Figure 1.20 Entrelacement des convertisseurs

Les signaux de commande de la modulation par largeur d'impulsion (MLI), ou « pulse-width modulation » (PWM) en anglais, de chacun des convertisseurs sont décalée de $360º/N_{branches}$. La Figure 1.21 montre le courant total du côté des inductances et la distribution du courant entre les branches du convertisseur pour un exemple d'entrelacement à trois branches.

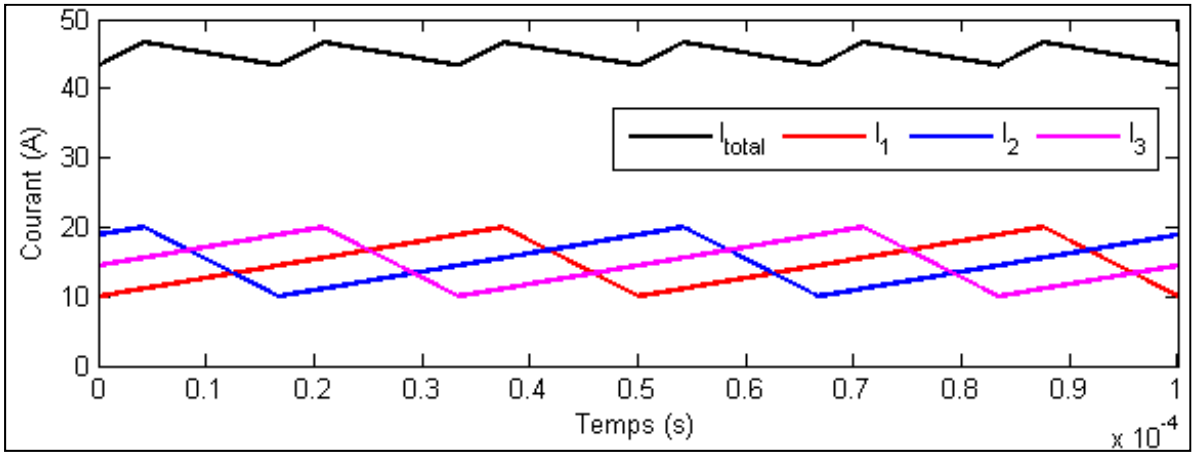


Figure 1.21 Courants des branches et total pour un entrelacement de trois convertisseurs

On peut voir que cette commande diminue l'ondulation du courant total et multiplie sa fréquence par $N_{branches}$. En fait, pour des inductances de branche fixes, l'entrelacement diminue l'ondulation du courant total; pour une ondulation totale donnée, l'entrelacement diminue la valeur des inductances.

La Figure 1.22 présente la relation entre l'ondulation du courant total du côté des inductances, le nombre de branches en parallèle et le rapport cyclique des interrupteurs, en supposant des inductances de branche fixes et un convertisseur en mode « boost » (Miwa, 1992). On voit bien que l'ondulation relative de courant est améliorée en augmentant le nombre de branches, mais est aussi affectée par le rapport cyclique.

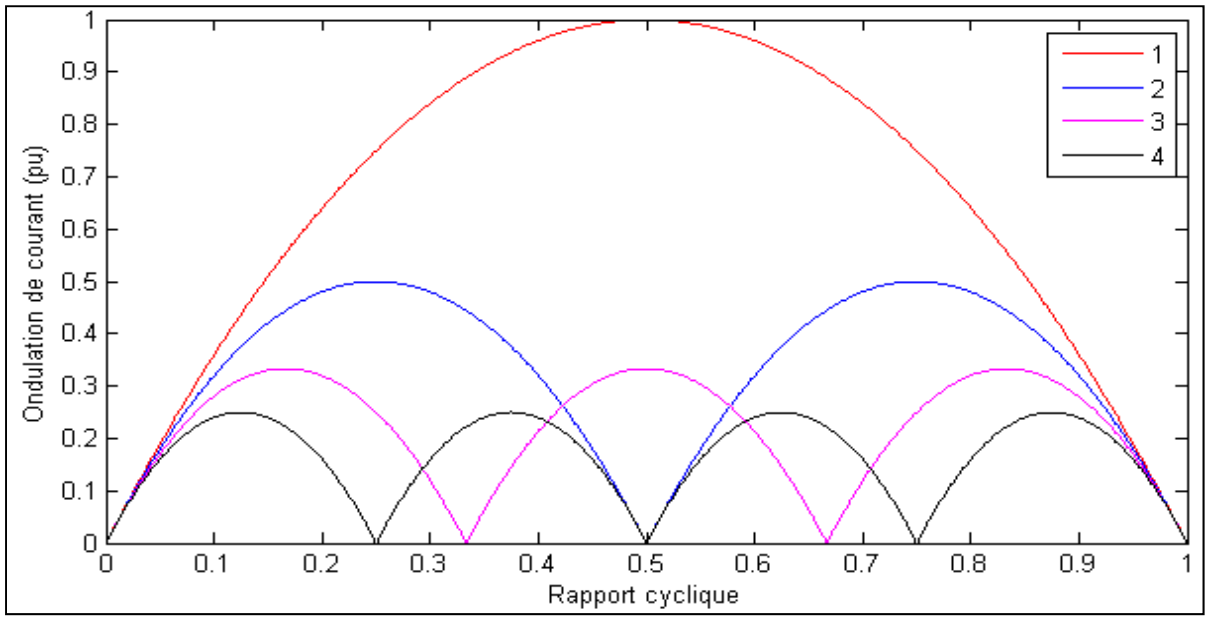


Figure 1.22 Ondulation du courant total d'entrée en fonction du rapport cyclique et du nombre de branches en parallèle, pour un convertisseur « boost »

Le choix du nombre de branches n'est pas simple. Du point de vue des performances, c'est un compromis entre les valeurs et les courants d'inductances et de condensateurs, l'ondulation maximale du courant total et les pertes dans chacune des branches. Du point de vue général, c'est un compromis à entre l'efficacité, le coût, le volume et la masse.

1.4.2.2 Technique d'extinction des branches

Pour améliorer l'efficacité du convertisseur, il est intéressant de considérer la technique d'extinction des branches. Elle permet de varier le nombre de branches actives pour maintenir une efficacité élevée sur toute la plage de puissance du convertisseur. Le besoin de

cette technique vient du fait que, lors de faibles transferts de puissance, l'oscillation de courant prend une plus grande importance comparée au courant moyen. Cela diminue l'efficacité de la conversion. Donc, au lieu de fonctionner à deux convertisseurs à faible puissance, on passe à un convertisseur à moyenne puissance. L'oscillation de courant est restée constante dans le convertisseur actif et aucun courant ne circule dans l'autre. Bref, l'extinction d'une branche sous-utilisée élimine des pertes inutiles et augmente l'efficacité en basse puissance. Par contre, il faut dimensionner les composants en fonction de toutes les possibilités de fonctionnement pour éviter des ondulations excessives de courant ou de tension.

1.4.2.3 Choix du mode de conduction

Dans la littérature, le choix du mode de conduction du convertisseur varie. Certains chercheurs préfèrent le fonctionnement en mode de conduction continue, c'est-à-dire que le courant des inductances ne s'annule jamais, et d'autres, en mode discontinue.

Pour le mode de conduction discontinue, le fait que le courant des inductances s'annule à chaque cycle assure un courant égal sur chaque branche. Cela diminue le nombre de capteurs de courant, simplifiant ainsi la commande. De plus, l'ouverture de la diode et la fermeture de l'interrupteur se font à courant nul, diminuant les pertes de commutation causées par le recouvrement inverse de la diode. Aussi, le fonctionnement discontinu ne nécessite pas une grande valeur d'inductance. Par contre, l'ondulation de courant élevée provoque de plus grandes pertes de conduction et de noyau d'inductance et le courant maximal élevé entraîne des pertes supplémentaires à l'ouverture de l'interrupteur et à la fermeture de la diode. L'augmentation de ces pertes crée des problèmes d'efficacité lors d'un fonctionnement à basse puissance.

D'autres chercheurs préfèrent le fonctionnement en mode de conduction continue. L'avantage majeur de ce mode est la grande diminution de l'ondulation de courant, entrainant une amélioration de l'efficacité de la conversion. Par contre, la diminution de la

demande de puissance peut provoquer une transition vers un fonctionnement en mode discontinu. La commande du système doit s'adapter à cette transition et devient plus complexe. De plus, le courant de chaque branche doit être régulé individuellement, car la réponse du système est très sensible au changement de commande.

Étant donné que la demande de puissance d'un véhicule électrique varie sur une grande plage et que l'efficacité du mode discontinu devient mauvaise à faible puissance et ce, même avec l'extinction des branches, le fonctionnement en mode de conduction continue sera préféré dans le cadre de cette recherche.

1.4.2.4 Technique de commutation douce

La commutation douce est une technique d'élimination des pertes de commutation des interrupteurs. Il s'agit de maintenir une tension ou un courant nul lors du changement d'état des interrupteurs. On parle alors de commutation à tension nulle (ZVS) et de commutation à courant nul (ZCS). Grâce à la diminution de ce type de pertes, il est possible d'augmenter la fréquence de commutation et de permettre la diminution des valeurs d'inductance et de capacité. Il y a de grands gains en volume et en masse à réaliser en fonctionnant à plus haute fréquence.

Plusieurs techniques de commutation douce existent. Par contre, seulement quelques-unes tiennent compte de l'entrelacement des convertisseurs et utilisent ainsi moins de composants.

Un groupe de chercheur propose une technique qui ne nécessite qu'un condensateur en parallèle à chaque interrupteur et une modification légère des signaux de commande envoyés à ces interrupteurs (Zhang, Kim et Lai, 2006). Par contre, les branches du convertisseur doivent fonctionner en mode de conduction discontinue et les inductances doivent conduire un courant négatif durant un certain moment. Cela crée une grande ondulation de courant qui crée des pertes de conduction et ce, même à faible puissance. Son efficacité est donc mauvaise à basse puissance.

La technique la plus intéressante fonctionne avec un convertisseur bidirectionnel « buck-boost » entrelacé. Elle utilise une seule inductance auxiliaire, qui se connecte à chacune des branches du convertisseur à l'aide d'interrupteurs auxiliaires, et un condensateur en parallèle à chacun des interrupteurs primaires (Lee, Park et Hyun, 2008). Le convertisseur à deux branches à commutation douce est présenté à la Figure 1.23. Chaque branche supplémentaire ne nécessite qu'un interrupteur auxiliaire et deux condensateurs.

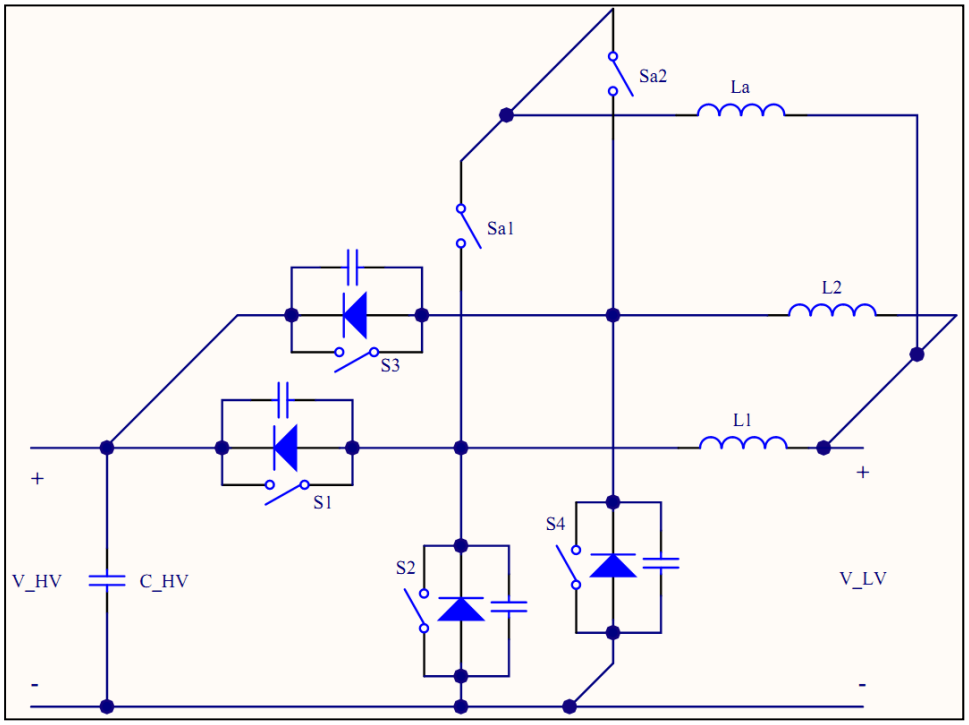


Figure 1.23 Technique de commutation douce adaptée au convertisseur bidirectionnel « buck-boost » entrelacé

Pour maintenir une tension nulle à l'ouverture des interrupteurs, un condensateur est inséré en parallèle de chacun d'eux. Lorsqu'un interrupteur conduit, sa tension est nulle et le condensateur est complètement déchargé. Ensuite, à l'ouverture de l'interrupteur, le condensateur va maintenir une tension nulle pendant l'annulation du courant d'interrupteur.

Par contre, pour la fermeture de l'interrupteur, il faut préalablement décharger le condensateur. Cela se réalise avec le circuit auxiliaire. Le principe est plus simple à expliquer avec l'exemple suivant. On suppose que le convertisseur fonctionne en mode « buck », c'est-

à-dire que le transfert de puissance se fait de la source à haute tension (HV) vers celle à basse tension (LV), et que la diode de S_2 est en train de conduire le courant de l'inductance principale L_1. On active l'interrupteur auxiliaire S_{A1} et le courant de l'inductance auxiliaire L_A commence à augmenter. Lorsque ce courant atteint celui de L_1, le courant de la diode de S_2 s'annule et elle arrête de conduire sans perte (ZCS). L'inductance L_A entre maintenant en résonance avec les capacités de S_1 et S_2. Le condensateur de S_1 va se décharger et sa diode va conduire étant donné que le courant de L_A va excéder celui de L_1. À ce moment, on active l'interrupteur S_1 sous une tension nulle (ZVS). L'inductance auxiliaire L_A est maintenant polarisée en inverse et son courant diminue pendant que le courant de S_1 augmente. Lorsque le courant de L_A s'annule et que tout le courant de L_1 passe par S_1, on peut retirer le signal d'activation de S_{A1}.

1.4.3 Choix de la topologie de convertisseur

Dans le cadre de cette recherche, la topologie à demi-pont sera choisie, car elle a été jugée la meilleure. Si les super-condensateurs ne sont pas connectés sur le bus DC et que leur tension est plus élevée que celle des batteries, la possibilité d'utiliser le convertisseur en cascade demi-contrôlé sera considérée.

Pour adapter cette topologie aux grandes puissances, la technique d'entrelacement sera utilisée. Elle permet de distribuer la puissance sur plusieurs branches et de diminuer les stress électriques des composants. Le calcul du nombre de branches optimal sera réalisé une fois les spécifications du convertisseur fixées. Le convertisseur fonctionnera en mode de conduction continue et nécessitera la technique d'extinction des branches pour maintenir ce mode de fonctionnement et une efficacité élevée sur toute la plage de puissance.

Le choix de l'intégration de la technique de commutation douce est plus difficile à faire. Elle permet de fonctionner à une fréquence de commutation élevée, de diminuer les valeurs des inductances et des capacités et ainsi de diminuer le volume et la masse des composants passifs. Par contre, elle nécessite l'utilisation de N interrupteurs, 2N condensateurs et d'une

bobine capables de supporter le courant total ainsi que la génération de N signaux de commande supplémentaires. De plus, une fréquence de fonctionnement élevée augmente les pertes du noyau de l'inductance. Du point de vue de la conception, il est plus facile de concevoir le système de dissipation de chaleur pour les interrupteurs que pour l'inductance. Le choix final est donc de ne pas utiliser la technique de commutation douce. La fréquence de commutation sera de 20 kHz, car il s'agit d'un bon compromis entre les pertes de commutation et la taille des composants (Schupbach et Balda, 2003).

1.5 Système de gestion des sources d'énergie

Un système de gestion d'une source d'énergie comporte trois rôles : la protection, la surveillance et l'égalisation (Lukic *et al.*, 2008). La Figure 1.24 montre le système de gestion typique d'un bloc de batteries.

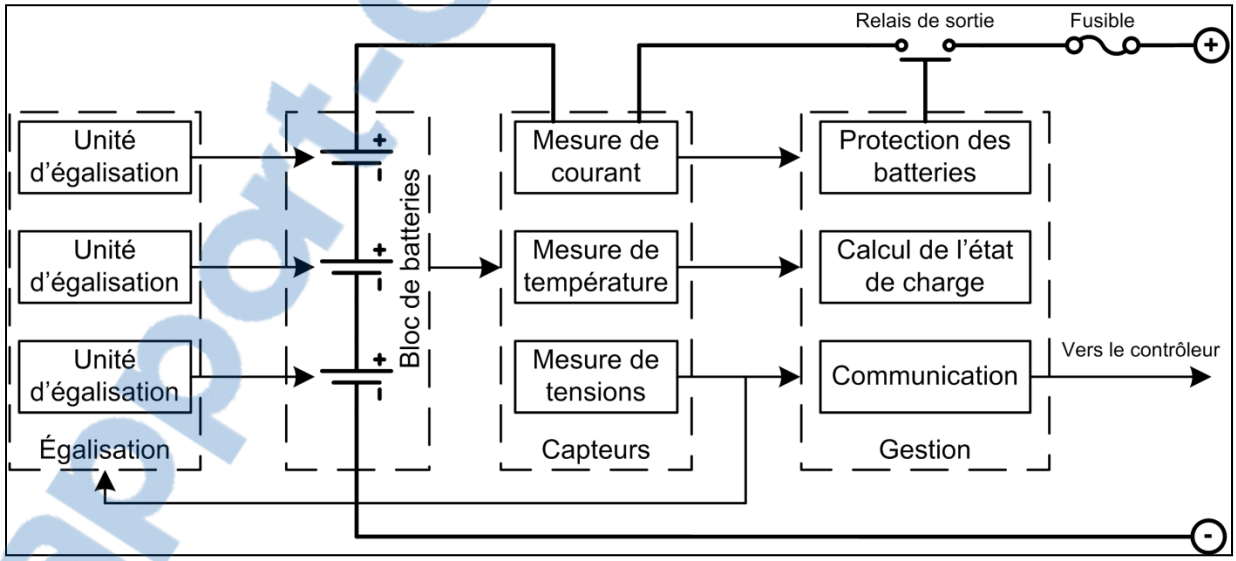


Figure 1.24 Système de gestion d'un bloc de batteries

La protection est nécessaire pour faire respecter les limites de fonctionnement de la source d'énergie. Le système de surveillance renseigne le reste du système et les utilisateurs de l'état des sources. Finalement, l'égalisation permet d'égaliser les charges de toutes les cellules d'un même bloc. Chacune de ces fonctions est décrite en détails dans les sections suivantes.

Rapport-Gratuit.com

1.5.1 Protection des sources

Les sources d'énergie ont des limites de fonctionnement. Lorsque ces limites sont dépassées, la source doit être isolée de la charge pour éviter une défaillance. C'est le système de protection qui remplit cette fonction. Il reçoit les mesures des capteurs de tension, de courant et de température, vérifie si ces valeurs représentent un danger pour la source et ouvre le relais de sortie en cas de danger. Les situations dangereuses sont les surtensions, les sous-tensions, les surintensités et les températures excessives. Les spécifications techniques des sources mentionnent les limites de fonctionnement à respecter.

Pour les super-condensateurs, même si on a établi une tension minimale de fonctionnement à la section 1.1.3.4, le système de protection ne doit pas déclencher si ce seuil est dépassé. On s'était fixé cette limite dans le but de maintenir une efficacité élevée, mais le fonctionnement n'est pas dangereux. Par contre, le convertisseur doit maintenir le courant à sa limite maximale et ce, même si la tension des super-condensateurs continue de diminuer.

1.5.2 Surveillance des sources

Le système de surveillance renseigne le reste du système et les utilisateurs de l'état des sources. Il permet ainsi aux convertisseurs de bien contrôler les transferts de puissance. On retrouve plusieurs types de mesures pour décrire leur état.

Pour un super-condensateur, on calcule la quantité d'énergie disponible à l'aide de sa tension, comme montré à la section 1.1.3.2.

Pour les batteries, on utilise la mesure de l'état de charge (SOC). Elle décrit le rapport entre les quantités de charge actuelle et totale. Par contre, elle est difficile à calculer, car les quantités de charge utilisée et utilisable varient avec les amplitudes de courant, la température, l'âge et les paramètres internes.

Dans le but de mesurer l'état des batteries plus concrètement, on introduit les notions de l'état de santé (SOH) et de l'état de fonction (SOF). L'état de santé exprime la capacité de la batterie à emmagasiner de l'énergie, à recevoir ou fournir de grands courants, et à retenir la charge sur une longue période. Cette caractéristique est reliée à l'état de charge et à l'âge de la batterie. Pour sa part, l'état de fonction décrit la capacité de la batterie à effectuer un travail spécifique, comme un cycle de conduite automobile. Elle dépend de l'état de charge, l'état de santé et la température d'opération des batteries.

Pour cette recherche, seul l'état de charge des batteries sera calculé, car le but de l'étude n'est pas de les contrôler sur toute leur durée de vie. La section 1.1.2.2 montre ce calcul.

1.5.3 Égalisation des charges

Lorsque plusieurs batteries ou super-condensateurs sont reliées en série, la distribution des tensions sur chacune des cellules peut être inégale. En effet, les deux causes de ce déséquilibre sont la différence entre les paramètres internes de chacune des cellules, dont le Tableau 1.4 explique les conséquences de la variation de chacun des paramètres, et la distribution inégale de la température à l'intérieur du contenant de cellules, affectant ainsi leur comportement individuel.

Tableau 1.4 Conséquences de la variation des paramètres internes des cellules sur l'équilibre des charges

Paramètres internes variant	Conséquences sur l'équilibre des charges
Capacités internes	La quantité d'énergie stockée varie. Donc, la tension à court terme est différente.
Résistance interne d'autodécharge	La vitesse de la perte d'énergie varie. Donc, la tension à long terme est différente.
Résistances internes	Les pertes ohmiques de la cellule varient. Donc, la température d'opération est différente et affecte le comportement individuel des cellules.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Ce déséquilibre de tension est dangereux lorsque le bloc de batteries ou de super-condensateurs est presque complètement chargé ou déchargé. Dans ces situations, il y a un danger de surcharge ou de décharge excessive d'une cellule. Étant donné que cette cellule est en série avec toutes les autres, sa défaillance entraine celle du bloc entier. Cela est probablement la cause majeure de défectuosité prématurée des batteries. Bref, au mieux, le déséquilibre de tension dégrade la durée de vie de la source d'énergie à cause des décharges plus profondes et des surtensions; au pire, on risque l'inflammation d'une cellule, dans le cas des batteries Li-Ion.

C'est pourquoi il est nécessaire de procéder régulièrement à une égalisation des tensions des cellules. Le système d'égalisation des charges assure cette fonction. Plusieurs techniques d'égalisation ont été développées. Les techniques passives sont simples, peu coûteuses et moins efficaces comparées aux techniques actives.

La technique des résistances commutées est la meilleure pour égaliser un bloc de super-condensateurs (Linzen *et al.*, 2005). Des interrupteurs permettent d'activer la décharge individuelle de chaque cellule à travers une résistance. Le système est présenté à la Figure 1.25.

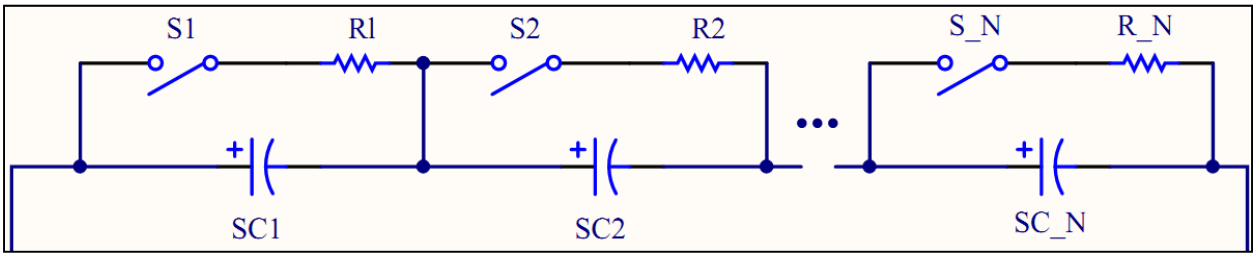


Figure 1.25 Égalisation des charges par la technique des résistances commutées

La technique des condensateurs commutés est celle qui convient le mieux pour égaliser les batteries d'un véhicule électrique (Lukic *et al.*, 2008). Chaque condensateur peut être relié à deux batteries grâce à des interrupteurs. Il peut donc décharger une batterie et en charger une autre. Le système est présenté à la Figure 1.26.

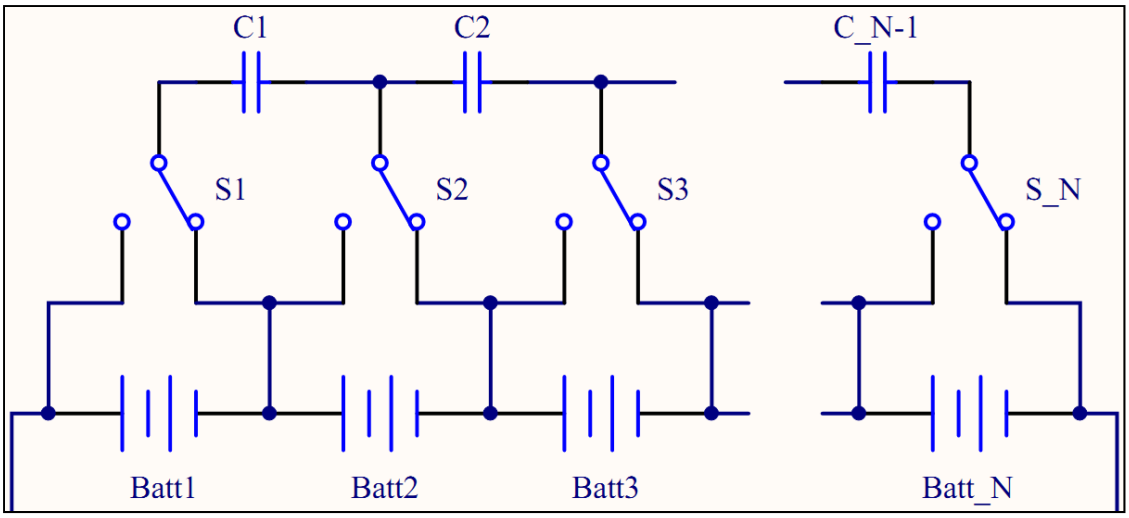


Figure 1.26 Égalisation des charges par la technique des condensateurs commutés

On note que, pour certains systèmes de stockage d'énergie, l'égalisation des charges a été négligée dans le but de limiter les coûts. Pour cela, il faut bien contrôler la température, choisir des cellules avec une faible variabilité des paramètres internes et limiter la variation de l'état de charge. Ainsi, on minimise le besoin d'égaliser les tensions. Par contre, ce n'est pas possible dans le cas d'un véhicule entièrement électrique.

Dans le cadre de cette étude, l'égalisation des charges sera négligée pour limiter les efforts de recherche. La simulation se déroulera de manière à ce que les cellules réagissent exactement de la même manière. Pour l'expérimentation, les blocs de batteries et de super-condensateurs auront leur propre système d'égalisation, fourni par le manufacturier.

1.6 Conclusion

Ce chapitre montre un survol des connaissances concernant la modélisation des composants du système, les méthodes d'hybridation des sources avec les architectures électriques, les stratégies de contrôle et les topologies des convertisseurs, et finalement le système de gestion des sources d'énergie. Ce survol a permis de choisir les solutions intéressantes à étudier en profondeur pour la conception du système de stockage hybride pour véhicules électriques.

CHAPITRE 2

CONCEPTION DE LA COMPOSITION ET DU CONTRÔLE DU SYSTÈME DE STOCKAGE

Ce chapitre se concentre sur les architectures électriques et les stratégies de contrôle du système de stockage. L'objectif est d'étudier chacune des possibilités retenues dans la revue de littérature et de déterminer lesquelles sont les meilleures pour l'alimentation d'un véhicule électrique.

2.1 Données de référence

Pour permettre la comparaison de toutes les solutions, il faut établir les caractéristiques du véhicule et des sources d'énergie. Ces données de référence seront les mêmes lors de tous les dimensionnements.

Étant donné qu'il est difficile d'obtenir des prix des batteries et des super-condensateurs sans être un acheteur, les prix sont estimés en fonction de leur masse, à 100$/kg pour les batteries et à 70$/kg pour les super-condensateurs (Díaz-González *et al.*, 2012).

2.1.1 Caractéristiques de la voiture

Peu importe la composition du système de stockage d'énergie, ce dernier doit satisfaire les critères d'énergie et de puissance du véhicule et de tension du contrôleur de moteur. Voici ces critères :

- l'autonomie de la voiture est de 150 km à une vitesse de 70 km/h. Cela équivaut à environ 15 kWh d'énergie stockée dans les batteries;
- la vitesse maximale du véhicule est de 115 km/h. Cela équivaut à environ 20 kW de puissance de batteries;

- le véhicule doit pouvoir accélérer de 0 à 100km/h en 10 secondes. Cela équivaut à environ 65 kW de puissance du système de stockage. Les super-condensateurs doivent fournir la différence entre la puissance nécessaire et la puissance disponible des batteries;
- le véhicule doit pouvoir freiner de 100 à 0km/h en 10 secondes et freiner à ce rythme de n'importe quelle vitesse jusqu'à l'arrêt complet. Cela équivaut à environ 40 kW de puissance régénératrice au système de stockage;
- le contrôleur du moteur fonctionne sous une tension maintenue entre 250V et 400V. La tension du bus DC ne doit pas varier au-delà de ces limites.

Les données exactes d'énergie et de puissance dépendent de la masse du système de stockage. C'est pourquoi les données ci-dessus sont approximatives.

2.1.2 Caractéristiques des batteries

Comme décrite à la section 1.1.2.1, l'identification des paramètres du modèle de batterie peut se faire avec plusieurs courbes de décharge fournies par les spécifications techniques des batteries. Le manufacturier *Saft* offre ces informations sur son site internet sans avoir besoin d'être un acheteur potentiel. C'est pourquoi les batteries de référence proviennent de ce manufacturier.

Parmi les nombreux choix de batteries Li-Ion, deux sont plus intéressants : la batterie VL52E à haute énergie (Saft, 2008) et la batterie VL41M à moyenne puissance (Saft, 2005). Le Tableau 2.1 présente les caractéristiques de chacune d'elles.

Tableau 2.1 Comparaisons des deux batteries de référence

Caractéristiques	**VL52E**	**VL41M**
Charge totale	52Ah	41Ah
Courant maximal	52A	150A
Tension nominale	3.6V	3.6V
Tension de fonctionnement	2.5-4.1V	2.7-4.0V
Prix	100$	107$
Volume	0.48L	0.51L
Masse	1.0kg	1.07kg

Les courants maximaux sont ceux que les batteries peuvent fournir en continu. Les courants de durée limitée ont été négligés.

2.1.3 Caractéristiques des super-condensateurs

Le choix des super-condensateurs de référence est plus simple étant donné que le manufacturier *Maxwell Technologies* est celui qui produit le plus de documentations sur ce composant. La série de super-condensateurs K2 (Maxwell, 2011) est celle qui convient le mieux à l'application de véhicule électrique à cause des capacités et des courants élevés. Les super-condensateurs de 1500 et 3000F sont les plus intéressants. Le Tableau 2.2 présente les caractéristiques de chacun d'eux.

Tableau 2.2 Comparaisons des deux super-condensateurs de référence

Caractéristiques	**1500F**	**3000F**
Courant maximal	97A	147A
Tension nominale	2.7V	2.7V
Prix	19.6$	35.7$
Volume	0.325L	0.475L
Masse	0.28kg	0.51kg

Comme indiqué à la section 1.1.3.1, les paramètres du modèle de super-condensateur de 470 et 1500F ont déjà été identifiés. Pour obtenir ceux du super-condensateur de 3000F, une

estimation par extrapolation a été effectuée avec les données disponibles. Il est évident qu'une caractérisation précise sera nécessaire lorsque le super-condensateur sera acheté.

2.2 Dimensionnement des blocs de batteries et de super-condensateurs

Le dimensionnement des blocs de batteries et de super-condensateur doit être réalisé de manière à ce que les caractéristiques de la voiture, énumérées à la section 2.1.1, soient satisfaites. Les sources d'énergie ne doivent pas permettre de dépasser ces caractéristiques. Sinon, il y aura un surdimensionnement qui provoquera des coûts supplémentaires.

La source qui est connectée sur le bus DC doit être dimensionnée en premier, car elle a les contraintes de tension du bus DC à respecter. Ensuite, la deuxième source doit être dimensionnée en tenant compte des tensions d'opération de la première. Il faut procéder ainsi, car le convertisseur ne fonctionne que si sa tension d'entrée est en tout temps inférieure ou supérieure à sa tension de sortie, comme décrit à la section 1.4.1.1. Une procédure détaillée est nécessaire pour faciliter le dimensionnement.

2.2.1 Procédure de dimensionnement du bloc des batteries

Les paramètres variables à optimiser dans le dimensionnement du bloc de batteries sont les suivants :

1) le type de batterie,
2) le nombre de batteries en série (N_{batt_ser}),
3) le nombre de batteries en parallèle (N_{batt_par}),
4) la variation de l'état de charge de la batterie (ΔSOC_{batt}).

En effet, on peut modifier la variation de l'état de charge des batteries (ΔSOC_{batt}) pour satisfaire les spécifications de puissance ou d'énergie, comme on le verra plus loin. De plus, le type de batterie dépend de la charge totale (Q_{batt}), du courant maximal (I_{batt_max}) et de la tension nominale (V_{batt_nom}) nécessaires.

Avant de commencer, on doit lister les contraintes du bloc de batteries :

1) la puissance maximale des batteries (P_{batt_max}), définie par les caractéristiques du véhicule;
2) l'énergie totale des batteries (E_{batt_tot}), définie par les caractéristiques du véhicule;
3) les tensions maximale et minimale du bloc de batteries ($V_{batt_bloc_max_lim}$ et $V_{batt_bloc_min_lim}$), définies par les caractéristiques du véhicule ou par les tensions d'opération de la source connectée au bus DC;
4) la tension maximale d'une batterie (V_{batt_max}), définie par les spécifications techniques des batteries;
5) la tension minimale d'une batterie (V_{batt_min}), définie par les spécifications techniques des batteries ou par la tension à l'état de charge minimal lors d'un courant maximal.

Comme point de départ, on choisit la valeur maximale de ΔSOC_{batt} pour avoir le plus d'énergie possible de la batterie. Cette valeur est de 80%, comme décrit à la section 1.1.2.3. Ensuite, les étapes du dimensionnement s'effectuent de manière itérative.

Pour satisfaire les spécifications de tension, il faut calculer le nombre de batteries en série.

$$N_{batt_ser_\min} = \frac{V_{batt_bloc_\min_lim}}{V_{batt_\min}} \tag{2.1}$$

$$N_{batt_ser_\max} = \frac{V_{batt_bloc_\max_lim}}{V_{batt_\max}} \tag{2.2}$$

Pour satisfaire les spécifications d'énergie, il faut calculer la charge totale de la batterie. Notons que la perte d'énergie dans la résistance interne de la batterie est négligée.

$$E_{batt_tot}[Wh] = N_{batt_ser} \cdot N_{batt_par} \cdot V_{batt_nom} \cdot Q_{batt}[Ah] \cdot \Delta SOC_{batt}$$

Rapport-Gratuit.com

$$Q_{batt}\left[Ah\right] = \frac{E_{batt_tot}\left[Wh\right]}{N_{batt_ser} \cdot N_{batt_par} \cdot V_{batt_nom} \cdot \Delta SOC_{batt}} \tag{2.3}$$

Pour satisfaire les spécifications de puissance, il faut calculer le courant maximal de la batterie.

$$P_{batt_\max} = N_{batt_ser} \cdot N_{batt_par} \cdot V_{batt_\min} \cdot I_{batt_\max}$$

$$I_{batt_\max} = \frac{P_{batt_\max}}{N_{batt_ser} \cdot N_{batt_par} \cdot V_{batt_\min}} \tag{2.4}$$

Avant d'effectuer l'itération suivante des calculs ci-dessus, il faut mettre à jour les paramètres variables de dimensionnement. En fonction des batteries de référence dont on connait la charge totale, le courant maximal et les tensions d'opération, on adapte les nombres de cellules en série et en parallèle pour que toutes les spécifications soient respectées. Ensuite, si la batterie possède un surplus d'énergie, on peut diminuer la variation de son état de charge (ΔSOC_{batt}). Cela aura pour effet de diminuer l'énergie utilisable des batteries, d'augmenter la tension minimale de fonctionnement et de diminuer le courant maximal. On doit donc ajuster la valeur de ΔSOC_{batt} et la tension minimale (à courant maximal) correspondante pour que les spécifications d'énergie et de puissance soient respectées. On peut également faire le même processus avec les différentes batteries de référence en guise de comparaison.

Après effectué le nombre d'itérations nécessaire pour que les valeurs calculées ne varient plus, le dimensionnement est terminé. On peut alors calculer les caractéristiques du bloc de batteries.

$$I_{batt_bloc_\max} = I_{batt_\max} \cdot N_{batt_par} \tag{2.5}$$

$$V_{batt_bloc_min} = V_{batt_\min} \cdot N_{batt_ser} \tag{2.6}$$

$$V_{batt_bloc_\max} = V_{batt_\max} \cdot N_{batt_ser} \tag{2.7}$$

2.2.2 Procédure de dimensionnement du bloc des super-condensateurs

Les paramètres variables à optimiser dans le dimensionnement du bloc de super-condensateurs (SC) sont les suivants :

1) le type du SC,
2) le nombre de SC en série (N_{sc_ser}),
3) le nombre de SC en parallèle (N_{sc_par}),
4) la tension minimale du SC (V_{sc_min}).

En effet, on peut modifier la tension minimale du super-condensateur (V_{sc_min}) pour satisfaire les spécifications de puissance ou d'énergie, comme on le verra plus loin. De plus, le type de super-condensateurs dépend de la capacité (C_{sc}) et du courant maximal du SC (I_{sc_max}) nécessaires.

Avant de commencer, on doit lister les contraintes du bloc de super-condensateurs :

1) la puissance maximale des SC (P_{sc_max}), définie par les caractéristiques du véhicule;
2) la durée de l'impulsion de puissance maximale (Δt_{Pmax}), définie par les caractéristiques du véhicule;
3) les tensions maximale et minimale du bloc de SC ($V_{sc_bloc_max_lim}$ et $V_{sc_bloc_min_lim}$), définie par les caractéristiques du véhicule ou par les tensions d'opération de la source connectée au bus DC;
4) la tension nominale du SC (V_{sc_nom}), considérée aussi comme la tension maximale, définie par les spécifications techniques des SC.

Comme point de départ, on choisit une tension minimale du super-condensateur égale à la moitié de la tension nominale. Cela a pour but d'avoir le plus d'énergie disponible et pour

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

respecter les contraintes de courant des convertisseurs, comme décrit à la section 1.1.3.4. Ensuite, les étapes du dimensionnement s'effectuent de manière itérative.

Pour satisfaire les spécifications de tension, il faut calculer le nombre de super-condensateurs en série.

$$N_{sc_ser_\min} = \frac{V_{sc_bloc_\min_\lim}}{V_{sc_\min}} \tag{2.8}$$

$$N_{sc_ser_\max} = \frac{V_{sc_bloc_\max_\lim}}{V_{sc_nom}} \tag{2.9}$$

Pour satisfaire les spécifications de puissance, il faut calculer le courant maximal du super-condensateur.

$$P_{sc_\max} = N_{sc_ser} \cdot N_{sc_par} \cdot V_{sc_\min} \cdot I_{sc_\max}$$

$$I_{sc_\max} = \frac{P_{sc_\max}}{N_{sc_ser} \cdot N_{sc_par} \cdot V_{sc_\min}} \tag{2.10}$$

Pour satisfaire les spécifications d'énergie (E_{sc}), il faut calculer la capacité du super-condensateur. Notons que la perte d'énergie dans la résistance interne du super-condensateur est négligée.

$$E_{sc}[J] = P_{sc_\max} \cdot \Delta t_{P\max}[s]$$

$$E_{sc}(V_{sc}) = \frac{1}{2} C \cdot V^2 = \frac{1}{2}\left(\frac{C_{sc} \cdot N_{sc_par}}{N_{sc_ser}}\right) \cdot \left(N_{sc_ser} \cdot V_{sc}\right)^2 = \frac{1}{2} N_{sc_ser} \cdot N_{sc_par} \cdot C_{sc} \cdot {V_{sc}}^2$$

$$E_{sc}[J] = E_{sc}\left(V_{sc_nom}\right) - E_{sc}\left(V_{sc_\min_à_vide}\right) = E_{sc}\left(V_{sc_nom}\right) - E_{sc}\left(V_{sc_\min} + R_i \cdot I_{sc_\max}\right)$$

$$E_{sc}[J] = \frac{1}{2} N_{sc_ser} \cdot N_{sc_par} \cdot C_{sc} \cdot \left({V_{sc_nom}}^2 - \left(V_{sc_\min} + R_i \cdot I_{sc_\max}\right)^2\right)$$

$$C_{sc} = \frac{2E_{sc}[J]}{N_{sc_ser} \cdot N_{sc_par} \cdot \left({V_{sc_nom}}^2 - \left(V_{sc_\min} + R_i \cdot I_{sc_\max}\right)^2\right)}$$

$$C_{sc} = \frac{2P_{sc_\max} \cdot \Delta t_{P\max}[s]}{N_{sc_ser} \cdot N_{sc_par} \cdot \left({V_{sc_nom}}^2 - \left(V_{sc_\min} + R_i \cdot I_{sc_\max}\right)^2\right)} \tag{2.11}$$

Avant d'effectuer l'itération suivante des calculs ci-dessus, il faut mettre à jour les paramètres variables de dimensionnement. En fonction des super-condensateurs de référence dont on connait la capacité, le courant maximal et la tension nominale, on adapte les nombres de cellules en série et en parallèle pour que toutes les spécifications soient respectées. Ensuite, si le super-condensateur possède un surplus d'énergie, on peut augmenter sa tension minimale (V_{sc_min}). Cela aura pour effet de diminuer son énergie utilisable et son courant maximal. On doit donc ajuster la tension minimale pour que les spécifications d'énergie et de puissance soient respectées. On peut également faire le même processus avec les différents super-condensateurs de référence en guise de comparaison.

Après avoir effectué le nombre d'itérations nécessaire pour que les valeurs calculées ne varient plus, le dimensionnement est terminé. On peut alors calculer les caractéristiques du bloc de super-condensateurs.

$$I_{sc_bloc_\max} = I_{sc_\max} \cdot N_{sc_par} \tag{2.12}$$

$$V_{sc_bloc_min} = V_{sc_\min} \cdot N_{sc_ser} \tag{2.13}$$

$$V_{sc_bloc_\max} = V_{sc_nom} \cdot N_{sc_ser} \tag{2.14}$$

2.3 Contrôle du système de stockage

Pour résumer les sections 1.3 et 1.5, le contrôle du système de stockage doit effectuer les tâches suivantes :

- calculer l'état de charge utilisable des batteries (SOC_{batt_utile}) et l'énergie relative utilisable des super-condensateurs ($E_{sc_pu_utile}$);
- répartir la puissance de la charge entre les deux sources d'énergie;
- contrôler le niveau d'énergie des super-condensateurs;
- protéger les sources en faisant respecter leurs limites de fonctionnement et en les déconnectant lors d'un danger;
- égaliser les charges des cellules internes des sources (tâche négligée dans le cadre de cette recherche);
- réguler la tension du bus DC dans le cas où aucune source n'est connectée directement sur lui, c'est-à-dire pour l'architecture active parallèle.

Pour la simulation, le calcul de l'état de charge utilisable des batteries et de l'énergie relative utilisable des super-condensateurs se fait directement dans les blocs des sources d'énergie, comme décrit dans les sections 1.1.2.2 et 1.1.3.2. De plus, la régulation de tension du bus DC a été négligée pour simplifier la simulation de l'architecture active parallèle. Une source de tension idéale, dont aucun courant n'y circule, maintient la tension du bus DC constante.

Les sous-sections suivantes traitent de la réalisation du système de contrôle. Premièrement, la réalisation de la protection des sources d'énergie est décrite. Ensuite, l'implantation de la stratégie de contrôle et l'optimisation de ses paramètres sont détaillées. Finalement, les résultats de la simulation des différents contrôles de la répartition des puissances sont présentés et analysés.

2.3.1 Protection des sources d'énergie

La protection des sources d'énergie s'effectue de manière à ce que tout courant excédant la limite d'une source soit transféré à l'autre. Si les deux sources atteignent leur limite de courant, les convertisseurs doivent maintenir le courant maximal de leur source et celle qui est reliée au bus DC doit être déconnectée, car il n'y a aucun moyen de limiter son courant si on considère que nous n'avons pas le contrôle de la charge.

Notons que le bloc de super-condensateurs est dimensionné pour satisfaire la différence entre la puissance maximale de charge et la puissance disponible des batteries. Donc, pour toute accélération nécessitant plus de puissance que la puissance maximale des super-condensateurs, les batteries subiront une augmentation brusque et non contrôlée de courant. En effet, c'est la protection des sources qui va imposer le courant des batteries pour protéger les super-condensateurs.

Le respect des limites de tension s'effectue en générant une nouvelle limite de courant qui tient compte de la chute ou du gain de tension dans la résistance interne (R_{int}) de la source. Par exemple, prenons le schéma simplifié d'une batterie de la Figure 2.1.

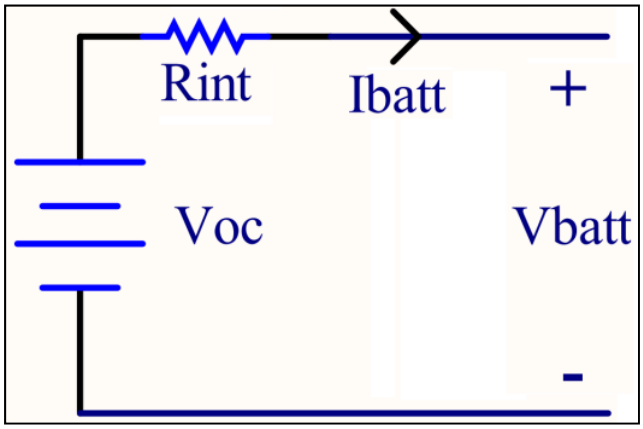


Figure 2.1 Schéma simplifié d'une batterie

On peut écrire les équations de ce circuit.

$$v_{oc} = V_{batt} + R_{\text{int}} \cdot I_{batt} \tag{2.15}$$

$$I_{batt} = \frac{v_{oc} - V_{batt}}{R_{\text{int}}} \tag{2.16}$$

Si la tension de la batterie est près de sa limite inférieure, on peut générer une nouvelle limite de courant ($I_{batt_max_lim_V}$) pour faire respecter la limite de tension.

$$I_{batt_max_lim_V} = \frac{v_{oc} - V_{batt_min}}{R_{\text{int}}} = \frac{\left(V_{batt} + R_{\text{int}} \cdot I_{batt}\right) - V_{batt_min}}{R_{\text{int}}} \tag{2.17}$$

Donc, la limite de courant est la valeur minimale entre la limite de courant des spécifications techniques de la batterie ($I_{batt_max_lim_spec}$) et celle permettant de respecter la limite de tension ($I_{batt_max_lim_V}$).

Pour tenir compte des limites de tension positives (pos) et négatives (neg) des batteries et des super-condensateurs en fonction de leur modèle respectif des sections 1.1.2.1 et 1.1.3.1, voici les nouvelles limites de courant :

$$I_{batt_max_lim_pos} = \min\left(I_{batt_max_lim_spec}, I_{batt_max_lim_pos_V}\right) \tag{2.18}$$

$$I_{batt_max_lim_neg} = \max\left(-I_{batt_max_lim_spec}, I_{batt_max_lim_neg_V}\right) \tag{2.19}$$

$$I_{sc_max_lim_pos} = \min\left(I_{sc_max_lim_spec}, I_{sc_max_lim_pos_V}\right) \tag{2.20}$$

$$I_{sc_max_lim_neg} = \max\left(-I_{sc_max_lim_spec}, I_{sc_max_lim_neg_V}\right) \tag{2.21}$$

Où :

$$I_{batt_\max_\lim_pos_V} = \frac{\left(V_{batt} + \left(R_1 + R_2\right) \cdot I_{batt}\right) - V_{batt_\min}}{\left(R_1 + R_2\right)} \tag{2.22}$$

$$I_{batt_\max_\lim_neg_V} = \frac{\left(V_{batt} + \left(R_1 + R_2\right) \cdot I_{batt}\right) - V_{batt_\max}}{\left(R_1 + R_2\right)} \tag{2.23}$$

$$I_{sc_\max_\lim_pos_V} = \frac{\left(V_{sc} + R_i \cdot I_{sc}\right) - V_{sc_\min}}{R_i} \tag{2.24}$$

$$I_{sc_\max_\lim_neg_V} = \frac{\left(V_{sc} + R_i \cdot I_{sc}\right) - V_{sc_nom}}{R_i} \tag{2.25}$$

Rappelons que le super-condensateur n'a pas de tension minimale dangereuse, comme expliqué à la section 1.5.1. Seule la limite de tension minimale relative au bus DC doit être prise en compte.

Finalement, en cas de température excessive, les sources doivent être déconnectées du système.

2.3.2 Implantation de la stratégie de contrôle

Dans cette section, tous les blocs de contrôle et leurs paramètres seront décrits dans le but d'avoir une vue globale du système. L'optimisation de ces paramètres ne sera abordée qu'à la section suivante.

Préalablement, il est important de noter que la protection des sources d'énergie se situe à la suite de la stratégie de contrôle, comme le montre la Figure 2.2. Il n'est donc pas nécessaire de tenir compte de la limite des sources dans cette stratégie de contrôle.

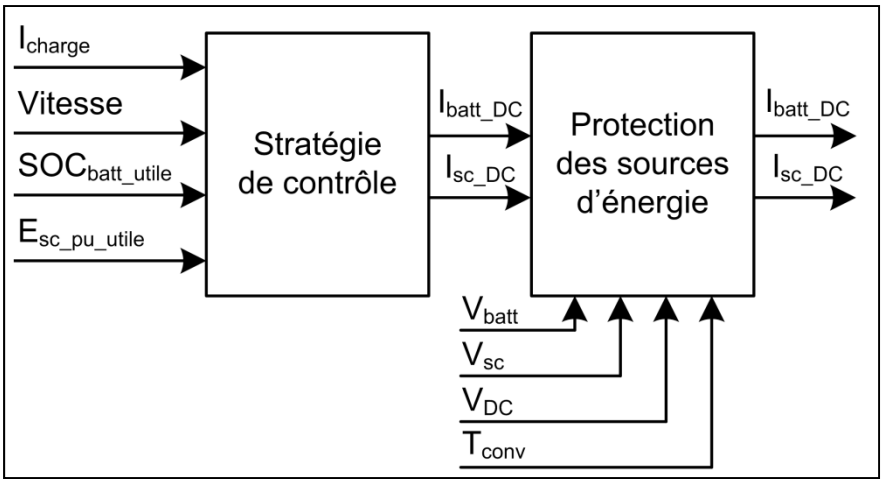


Figure 2.2 Système de contrôle

Comme mentionné à la section 1.3.2, l'énergie des super-condensateurs doit être régulée dans le but de se préparer à une demande de puissance future. La référence d'énergie relative utilisable des super-condensateurs se calcule en fonction de la vitesse du véhicule et de l'état de charge des batteries. Cette fonction est à optimiser de manière à ce que la voiture soit capable d'accélérer de 0 à 100km/h en 10 secondes et de freiner complètement à la puissance de référence à partir de n'importe quelle vitesse et état de charge des batteries.

À partir de l'erreur entre l'énergie des super-condensateurs et la référence, il faut générer un courant de régulation (I_{sc_reg}). Ce régulateur doit être optimisé pour minimiser l'effort des batteries, le temps de régulation et les oscillations de puissance entre les sources. La Figure 2.3 présente les conventions de signe des courants du système vus sur le bus DC.

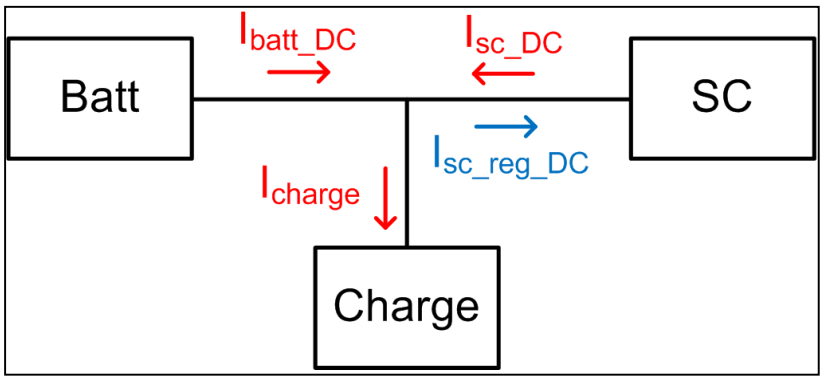


Figure 2.3 Sens des courants du système vus sur le bus DC

Ensuite, les deux méthodes de répartition des puissances doivent être implantées. Elles calculent le courant que doivent fournir les batteries de manière à minimiser les pertes d'énergie et à protéger les batteries contre les courants élevés et transitoires. De plus, le courant de régulation de l'énergie des super-condensateurs doit être pris en compte dans le calcul. La Figure 2.4 montre les composantes de la stratégie de contrôle. Notez qu'on indique les courants de batteries et de super-condensateurs vus sur le bus DC.

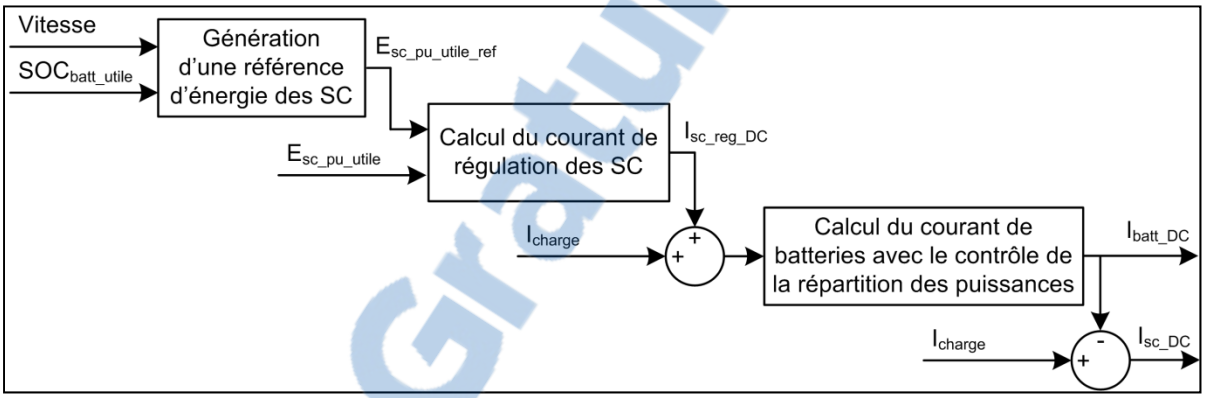


Figure 2.4 Stratégie de contrôle

Pour le contrôle de répartition des puissances par pente, décrit à la section 1.3.1.3, la pente de variation de courant des batteries doit être optimisée. Il n'est pas nécessaire d'intégrer la saturation qui doit limiter le courant des batteries, car cette fonction est réalisée par la protection des sources d'énergie. Pour le contrôle par filtrage, décrit à la section 1.3.1.4, la fréquence de coupure et l'amortissement du filtre passe-bas doivent être optimisés.

2.3.3 Optimisation de la stratégie de contrôle

Les tests de freinage par simulation permettent de définir la référence d'énergie relative utilisable des super-condensateurs en fonction de la vitesse et de l'état de charge utilisable des batteries. La Figure 2.5 montre les résultats de cette simulation.

Rapport-Gratuit.com

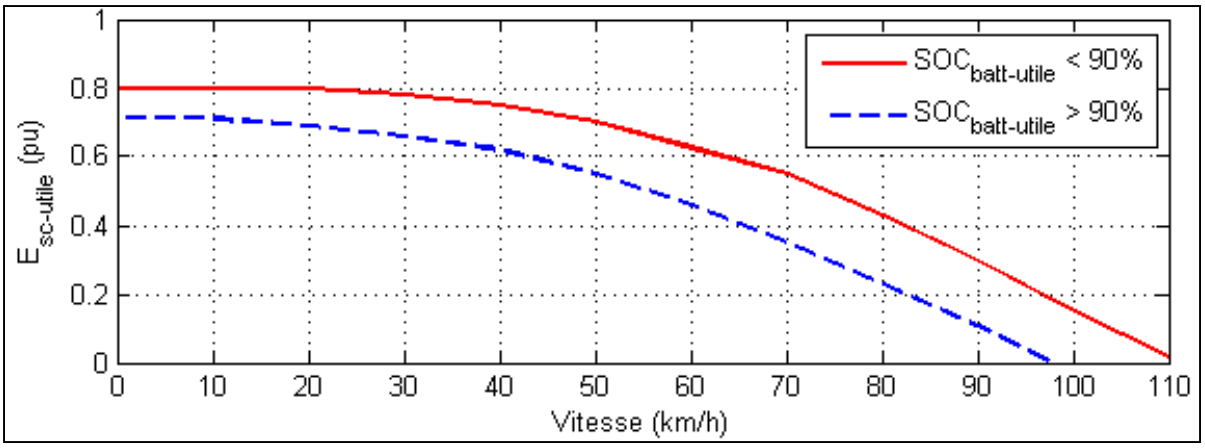


Figure 2.5 Valeur maximale d'énergie relative utilisable des SC pour réaliser un freinage

On note la présence de deux courbes, selon l'état de charge utilisable des batteries (SOC_{batt_utile}). Lorsque la valeur de SOC_{batt_utile} est sous 90%, les batteries peuvent recevoir leur courant maximal sans que leur tension individuelle n'atteigne la valeur maximale. Par contre, lorsque la valeur de SOC_{batt_utile} est plus élevée que 90%, les batteries sont incapables de recevoir leur courant maximal à cause du danger de surtension et les super-condensateurs doivent ainsi recevoir plus d'énergie. C'est pourquoi ces derniers doivent contenir moins d'énergie lorsque les batteries sont bien chargées.

Pour l'implantation dans le contrôleur, on effectue une légère modification de cette courbe de référence, comme le montre la Figure 2.6.

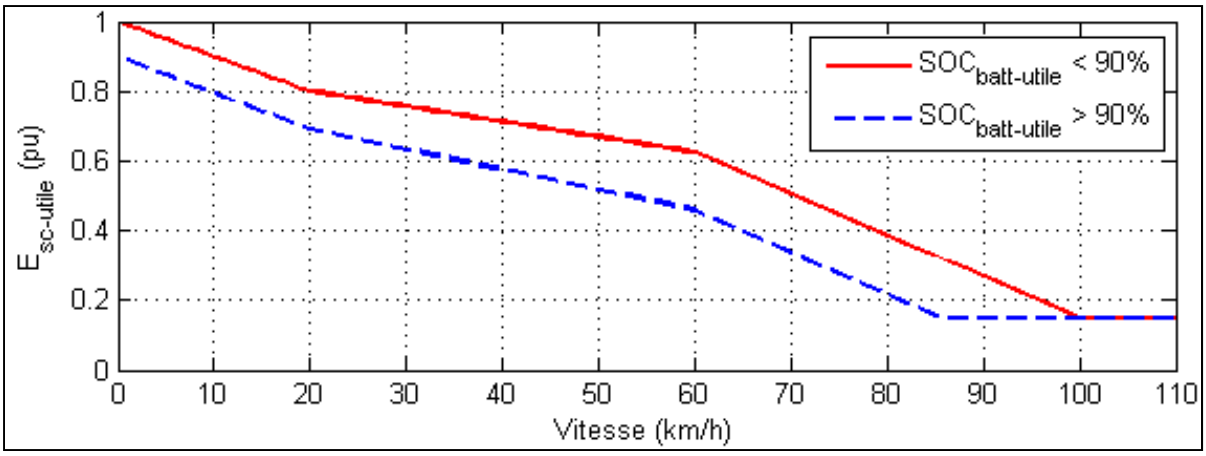


Figure 2.6 Référence de l'énergie relative utilisable des super-condensateurs

Cette courbe de référence modifiée contient quatre sections. Au centre, les droites de 20 à 60km/h et de 60 à 100km/h correspondent au niveau d'énergie maximal des super-condensateurs pour réaliser le freinage complet. À l'extrémité gauche, la droite de 0 à 20km/h permet de ramener l'énergie des super-condensateurs au niveau nécessaire pour exécuter l'accélération maximale de référence. À l'extrémité droite, le segment de droite à $E_{sc_pu_utile}$ = 15% permet de garder un certain niveau d'énergie à haute vitesse pour une accélération.

Maintenant que la référence d'énergie des super-condensateurs est générée, on doit produire un courant de régulation (I_{sc_reg}) pour contrôler ce niveau d'énergie. Un simple régulateur proportionnel permet de calculer ce courant de régulation en fonction de l'erreur de l'énergie relative utilisable des super-condensateurs. Par contre, une saturation de courant est insérée après le gain proportionnel pour limiter le courant des batteries. La Figure 2.7 présente le régulateur de l'énergie des super-condensateurs.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

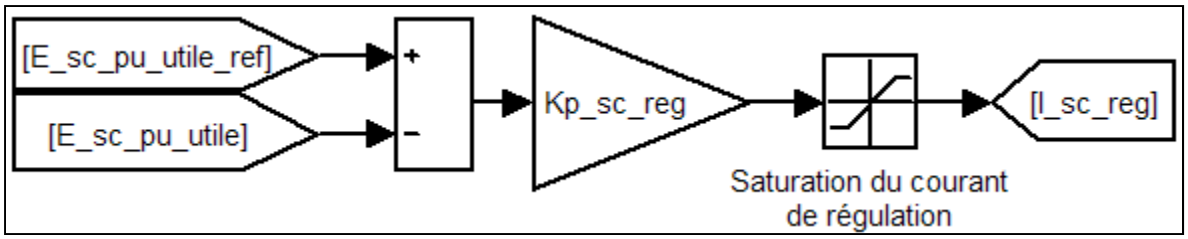


Figure 2.7 Régulateur de l'énergie des super-condensateurs

Ensuite, dans le but d'éliminer les courants de batteries inutiles, on peut annuler ce courant si on considère que la charge peut réguler l'énergie des super-condensateurs sans l'aide des batteries ou, autrement dit, que le système s'autorégule. Par exemple, si les super-condensateurs ont trop d'énergie et doivent être déchargés ($I_{sc_reg}<0$) et qu'au même moment, le moteur demande de la puissance ($I_{charge}>0$), on peut annuler le courant des batteries pour ne laisser que les super-condensateurs alimenter la charge et ce, jusqu'à ce que la référence d'énergie soit atteinte. Donc, les conditions suivantes doivent être remplies pour qu'on annule le courant des batteries :

- le signe du courant de régulation de l'énergie des super-condensateurs est opposé à celui du courant de charge;

$$sign(I_{sc_reg}) \neq sign(I_{charge}) \tag{2.26}$$

- le courant absolu de charge est supérieur à une certaine valeur courant;

$$\left|I_{charge}\right| > I_{charge_min_Ibatt_0} \tag{2.27}$$

- l'erreur relative de l'énergie des super-condensateurs est supérieure à une certaine valeur.

$$\frac{\left|E_{sc_pu_utile_ref} - E_{sc_pu_utile}\right|}{1 - E_{sc_pu_utile_ref}} > \Delta E_{sc_pu_min_Ibatt_0} \tag{2.28}$$

Pour annuler le courant de batterie, il suffit de choisir l'opposée du courant de charge comme courant de régulation de l'énergie des super-condensateurs. Ainsi, les batteries voient une commande de courant nulle.

Les paramètres optimisés du régulateur de l'énergie des super-condensateurs figurent dans le Tableau 2.3.

Tableau 2.3 Paramètres optimisés de la régulation de l'énergie des super-condensateurs

Paramètre	**Valeur**
Gain proportionnel du régulateur ($K_{p_sc_reg}$)	200
Courant maximal de régulation de l'énergie des SC ($I_{sc_reg_max}$)	30A
Courant minimal de la charge pour annuler le courant des batteries ($I_{charge_min_Ibatt_0}$)	10A
Hystérésis de la valeur minimale de l'erreur relative de l'énergie des SC ($\Delta E_{sc_pu_min_Ibatt_0}$)	0.005-0.025

Le dernier bloc du système de contrôle est la répartition des puissances. Pour le contrôle par pente, le seul paramètre est la pente maximale du courant de batteries. Plus la pente est élevée, plus la régulation de l'énergie des super-condensateurs se fait rapidement, plus les amplitudes du courant des batteries sont élevées et moins les super-condensateurs fournissent de puissance transitoire. À l'inverse, plus la pente est faible, plus l'extinction du courant des batteries est longue suite à une baisse de puissance de charge et s'en suit un courant inutile entre les sources. La valeur optimale de la pente du courant de batteries vu sur le bus DC est de 20A/s.

Pour le contrôle par filtrage, un filtre d'ordre 2 est la solution la plus simple. Les variables sont la fréquence de coupure et l'amortissement du filtre passe-bas. Plus la fréquence est élevée ou plus l'amortissement est faible, plus la régulation de l'énergie des super-condensateurs se fait rapidement, plus les amplitudes et les variations du courant des batteries sont élevées et moins les super-condensateurs fournissent de puissance transitoire. À l'inverse, plus la fréquence de coupure est faible ou plus l'amortissement est élevé, plus

longue est l'extinction du courant des batteries suite à une baisse de puissance de charge. Les valeurs optimales sont de 0.2Hz pour la fréquence de coupure et de 1.5 pour l'amortissement.

2.3.4 Simulation et analyse des stratégies de contrôle

Avant de comparer les méthodes de répartition des puissances, il faut s'assurer que les autres tâches de la stratégie de contrôle soient fonctionnelles. La Figure 2.8 présente la simulation d'une séquence de conduite pour vérifier le fonctionnement de la protection des sources et de la régulation de l'énergie des super-condensateurs.

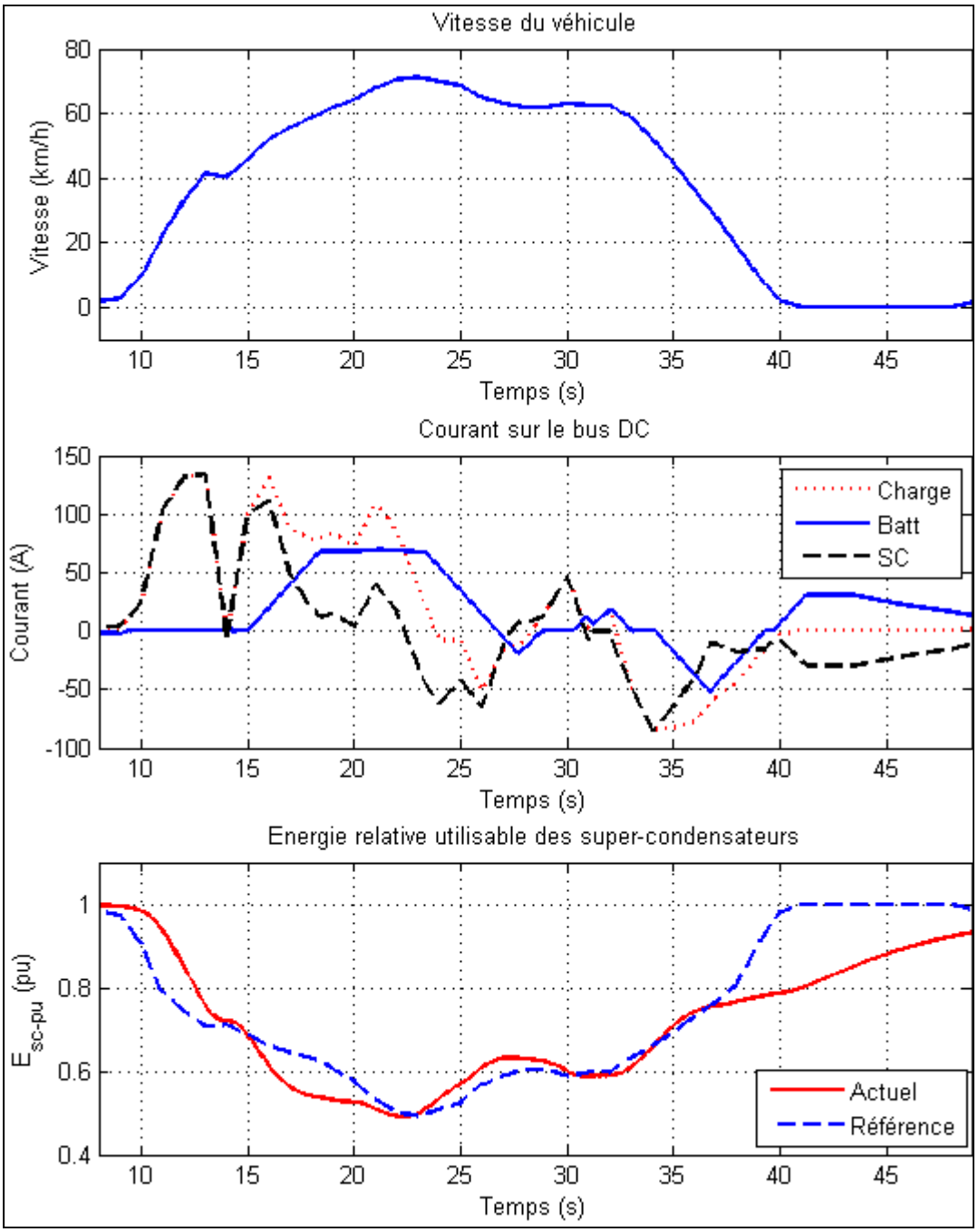


Figure 2.8 Simulation du fonctionnement de la protection des sources et de la régulation de l'énergie des super-condensateurs.

D'abord, on remarque que la référence d'énergie des super-condensateurs varie en fonction de la vitesse du véhicule. Le contrôleur adapte la quantité d'énergie des super-condensateurs pour atteindre cette référence. Lors de l'accélération du début, on voit que le courant des

batteries reste nul, car la charge régule seule l'énergie des super-condensateurs. Cela permet d'éliminer des courants de batteries inutiles. Ensuite, on note que la protection des sources s'active entre les 17^{e} et 23^{e} secondes en limitant le courant des batteries qui a atteint sa valeur maximale. En effet, la protection des sources prédomine sur la stratégie de contrôle. Bref, cette simulation montre le bon fonctionnement de la protection des sources et de la régulation de l'énergie des super-condensateurs.

L'étape suivante est de simuler chacune des méthodes de répartition des puissances lors du même cycle de conduite. La Figure 2.9 présentent les courants sur le bus DC pour des deux méthodes de répartition des courants.

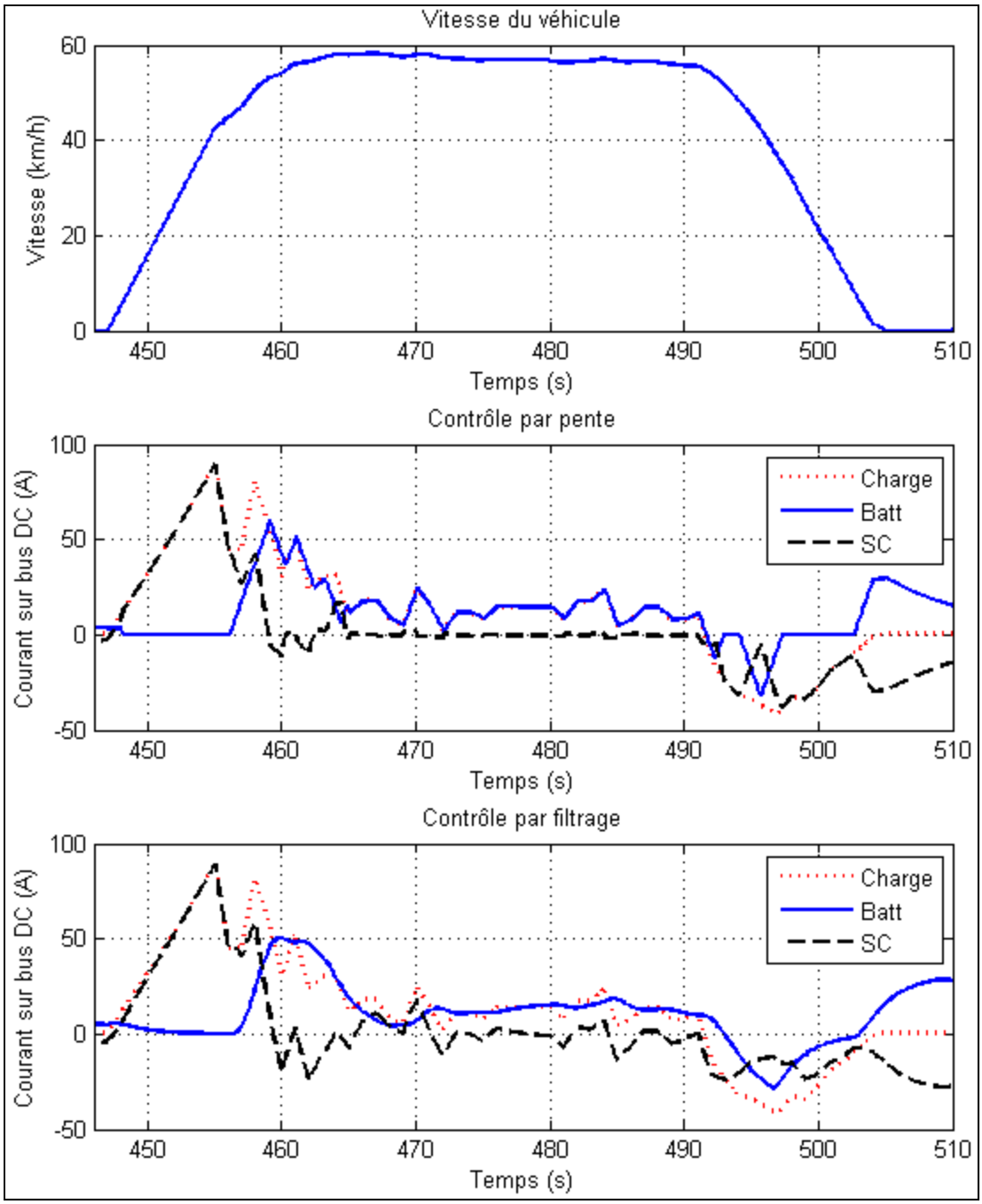


Figure 2.9 Simulation des courants sur le bus DC pour les deux méthodes de répartition des puissances

La seule observation sur ces courbes est au niveau de la forme du courant de batteries. Le contrôle par filtrage adoucit la variation du courant de batteries par rapport au contrôle par pente. Avec des analyses approfondies sur les cycles de conduite de référence, décrits à la

section 1.1.1, on peut réaliser plus de conclusions. Premièrement, les amplitudes de courant maximal de batteries sont légèrement plus élevées pour le contrôle par filtrage. Deuxièmement, les pertes dans les convertisseurs sont jusqu'à 12% plus élevées avec le contrôle par filtrage pour un cycle de conduite urbaine. Cela s'explique par le fait que plus de courant est utilisé pour la régulation de l'énergie des super-condensateurs. Il y a donc une plus grande circulation de courant par les convertisseurs pour le même courant de charge. Finalement, avec le contrôle par pente, on remarque que le courant des batteries varie constamment, mais en respectant la pente maximale de la variation du courant. On peut donc en déduire que le contrôle par filtrage transfère mieux la puissance transitoire vers les super-condensateurs.

Le choix de la méthode de répartition des puissances s'arrête sur le contrôle par pente. Malgré le fait que son courant de batterie varie toujours, sa pente de variation est limitée et cela protège les batteries contre les changements brusques de courant. L'avantage principal de ce contrôle est la plus faible perte d'énergie dans le ou les convertisseurs. De plus, son implémentation est plus simple.

2.4 Architectures électriques

Le dernier détail à régler dans la composition du système de stockage est l'architecture électrique du système. Elle définit le nombre de convertisseurs et la manière d'interconnecter les sources et la charge. Parmi les architectures possibles, trois ont été retenues : l'architecture active parallèle, décrite à la section 1.2.3.3, et les architectures semi-actives par super-condensateur et par batteries, décrites à la section 1.2.3.2. Dans le but de comparer les résultats de cette recherche avec ceux d'un système de stockage d'énergie non hybride, une architecture de batteries seules est ajoutée à cette liste.

2.4.1 Simulation et comparaison des architectures électriques

Le dimensionnement des blocs de batteries et de super-condensateurs se fait comme décrit à la section 2.2, pour que les contraintes du véhicule, listées à la section 2.1.1, soient respectées. À l'aide d'une simulation, il suffit d'effectuer les trois tests suivants pour valider le dimensionnement.

Premièrement, le test à vitesse maximale vérifie la contrainte de puissance des batteries. Il s'agit de s'assurer que les batteries peuvent fournir seules la puissance lorsque le véhicule maintient la vitesse de 115 km/h.

Deuxièmement, le test d'autonomie vérifie la contrainte d'énergie des batteries. Il s'agit de valider que l'état de charge utilisable des batteries passe de 100 à 0% lorsque la voiture maintient la vitesse de 70 km/h sur une distance de 150 km, ou pendant 7714 secondes.

Troisièmement, le test d'accélération maximale vérifie la contrainte de puissance des super-condensateurs. Il s'agit de confirmer que le courant des sources ne dépasse pas leur valeur maximale et que l'énergie relative utilisable des super-condensateurs passe de 100 à 0% au cours de l'accélération de 0 à 100km/h en 10 secondes.

Le dimensionnement et les tests ci-dessus doivent être réalisés pour chacune des architectures électriques. Le Tableau 2.4 rassemble toutes les informations qui permettent de les comparer. Cela inclut les détails du dimensionnement optimisé du système de stockage et les résultats de simulation des deux cycles de conduite.

Le calcul du coût, du volume et de la masse du système est approximatif et s'effectue comme suit. On suppose que le coût, le volume et la masse du convertisseur équivalent à 50$, 0.5L et 1kg pour chaque kilowatt de puissance transitée et que, en plus des sources et des convertisseurs, le système de stockage possède un coût de 500$, un volume de 20L et une masse de 30kg. Cela comprend les boîtes, les câbles, les connecteurs et le système de gestion

Rapport-Gratuit.com

des sources d'énergie. Notons que la masse du système de stockage influence la puissance demandée par la charge, étant donné qu'elle modifie la masse totale du véhicule.

Tableau 2.4 Dimensionnement des systèmes de stockage et résultats des tests de conduite

Catégories	**Paramètres**	**Active parallèle**	**Semi-active par SC**	**Semi-active par batt**	**Batteries seules**
Batteries	Type	VL52E	VL52E	VL52E	VL41M
	Nombre (ser/par)	116 (58/2)	144 (72/2)	114 (57/2)	154 (77/2)
	ΔSOC_{batt}	72%	58%	70%	61%
	V_{batt_bloc}	197-238V	250-296V	194-234V	253-308V
	Prix batteries	11600$	14400$	11400$	16480$
	Volume	55.7L	69.1L	54.7L	78.5L
	Masse	116kg	144kg	114kg	164.8kg
SC	Capacité	3000F	1500F	3000F	X
	Nombre (ser/par)	140 (140/1)	182 (91/2)	126 (126/1)	X
	V_{sc_min}	2.254V	2.155V	2.250V	X
	V_{sc_bloc}	315-378V	196-246V	283-341V	X
	Prix SC	4998$	3570$	4501$	X
	Volume	66.5L	59.2L	59.9L	X
	Masse	71.4kg	51.0kg	64.3kg	X
Conv batteries	Tension	197-400V	X	194-341V	X
	Puissance	24.8kW	X	24.3kW	X
Conv SC	Tension	315-400V	196-296V	X	X
	Puissance	55.6kW	47.7kW	X	X
Système stockage	Prix total	21118$	20855$	17616$	16980$
	Volume total	182.4L	172.2L	146.8L	98.5L
	Masse totale	297.8kg	272.7kg	232.6kg	194.8kg
Simulation cycle de conduite urbaine	E_{pertes_conv}	92.7Wh	42.4Wh	44.9Wh	X
	$E_{pertes_sources}$	28.5Wh	23.5Wh	27.6Wh	16.4Wh
	E_{charge}	2081Wh	2047Wh	1992Wh	1940Wh
	Efficacité	94.2%	96.8%	96.4%	99.2%
	Tension bus DC	400V	278-286V	311-340V	289-302V
Simulation cycle de conduite sur route	E_{pertes_conv}	118Wh	49.5Wh	65.4Wh	X
	$E_{pertes_sources}$	86.8Wh	82.2Wh	87.5Wh	59.0Wh
	E_{charge}	2929Wh	2891Wh	2831Wh	2774Wh
	Efficacité	93.0%	95.4%	94.6%	97.9%
	Tension bus DC	400V	269-289V	274-341V	272-305V

Dans le tableau précédent, on remarque une différence entre les masses des systèmes. Cette variation de masse influence les puissances nécessaires pour déplacer le véhicule et la

quantité de batteries et de super-condensateurs requise pour satisfaire la demande de puissance. Le Tableau 2.5 énumère les spécifications de puissance des systèmes de stockage pour respecter les contraintes de la voiture.

Tableau 2.5 Spécifications de puissance des systèmes de stockage

Para-mètres	Situation	Active parallèle	Semi-active par SC	Semi-active par batt	Batteries seules
Masse		297.8kg	272.7kg	232.6kg	194.8kg
$P_{tot\ max}$	Accélération 0-100km/h	66.8kW	65.6kW	63.7kW	61.9kW
$P_{batt\ max}$	Vitesse 115km/h	19.8kW	19.7kW	19.5kW	19.3kW
E_{batt}	Vitesse 70km/h sur 150km	14.9kWh	14.7kWh	14.5kWh	14.3kWh

2.4.2 Comparaison des architectures hybrides

D'abord, il est facile de rejeter l'architecture active parallèle. La présence de deux convertisseurs fait que le système de stockage est le plus coûteux, le plus volumineux et le plus lourd. Aussi, comme tout le courant de charge doit passer par les convertisseurs, la quantité de pertes est maximale. Pour les autres architectures, il faut analyser plus en profondeur.

Avec les contraintes de tension actuelle, l'architecture semi-active par super-condensateurs n'est pas optimale, car un surdimensionnement des batteries est nécessaire. En effet, pour respecter les contraintes de puissance et d'énergie, 114 batteries auraient été suffisantes. Par contre, la tension minimale du bloc de batteries serait de 197V, ce qui n'est pas assez pour le contrôleur de moteur. Donc, le surdimensionnement en tension des batteries augmente le prix, le volume et la masse du système de stockage. De plus, grâce à la puissance supplémentaire du bloc de batteries, il est possible d'utiliser des super-condensateurs à plus faible capacité pour éviter un surdimensionnement en puissance. Cela a le désavantage de nécessiter un plus grand nombre de super-condensateurs. On note également que les amplitudes de courant de batteries sont les plus faibles. Cela s'explique par leur surdimensionnement en tension. Au niveau des pertes dans le convertisseur, on note que cette

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

architecture est la plus efficace lorsque la vitesse est constante étant donné que l'énergie des batteries ne passe pas par un convertisseur.

Pour ce qui est de l'architecture semi-active par batteries, c'est celle qui se démarque le plus par ses avantages. Son système de stockage est le moins cher, le moins volumineux et le moins lourd parmi les solutions hybrides. Aucune des sources n'est surdimensionnée. De plus, le dimensionnement du convertisseur est réduit de moitié comparé à celui de l'architecture semi-active par super-condensateurs, car seule la puissance des batteries y transite. Le seul désavantage est la plus grande variation de tension du bus DC. Par contre, les contraintes de tension du contrôleur de moteur sont respectées.

Pour faciliter la comparaison des architectures électriques, le Tableau 2.6 donne une cote pour chacun des aspects importants d'un système de stockage d'énergie hybride. Ces aspects ont tous étés abordés à la section 1.2.1.

Tableau 2.6 Comparaison simplifiée des architectures électriques

Aspects	**Active parallèle**	**Semi-active par SC**	**Semi-active par batteries**
Coût, volume, masse	Mauvais	Acceptable	Bon
Durée de vie	Bon	Acceptable	Bon
Efficacité	Acceptable	Bon	Bon
Fiabilité	Acceptable	Bon	Acceptable
Stabilité de tension du bus DC	Bon	Bon	Mauvais

Comme le coût et la durée de vie sont les aspects les plus importants du système, l'architecture semi-active par batteries semble être la meilleure parmi tous les choix proposés. Par contre, cette conclusion n'est vraie uniquement avec les spécifications actuelles du système de stockage. Un changement de contrainte peut provoquer ou annuler le surdimensionnement d'une source et modifier les conclusions sur la meilleure architecture électrique utilisable.

Notons que l'architecture semi-active par batteries jumelée à une diode de dérivation, comme présentée à la section 1.2.3.2, n'est pas envisageable étant donné que la tension du bloc des batteries est sous la tension minimale du bus DC. De plus, le convertisseur en cascade demi-contrôlé, introduit à la section 1.4.1.2, ne peut être utilisé car les super-condensateurs sont connectés sur le bus DC. Donc, le convertisseur doit avoir une topologie à demi-pont.

2.4.3 Comparaison des systèmes hybride et non-hybride

Maintenant, on peut analyser les caractéristiques du système de stockage non-hybride, composé de batteries seulement. Ce système est évidement le moins volumineux et le plus léger à cause de l'absence de super-condensateurs et de convertisseurs. Par contre, les batteries doivent être dimensionnées pour répondre à toute la demande de puissance. Pour cela, il est nécessaire d'utiliser des batteries plus puissantes, contenant moins d'énergie et ayant une durée de vie plus faible. De plus, le choix de la batterie et le dimensionnement du bloc sont plus complexes, car il est nécessaire de respecter toutes les contraintes de puissance, d'énergie et de tension en un seul bloc. Un surdimensionnement est presqu'inévitable pour les satisfaire toutes. Malgré cela, le coût de cette architecture est le plus faible.

C'est au niveau de la durée de vie que le système de stockage hybride devient intéressant. Les super-condensateurs viennent assister les batteries dans les phases de fonctionnement abusif pour éviter leur détérioration prématurée, comme expliqué à la section 1.1.2.3. La légère augmentation du coût initial, du volume et de la masse du système de stockage hybride vaut la peine si on analyse le système sur toute sa vie utile. En effet, le remplacement des batteries coûterait beaucoup plus cher que le prolongement de sa durée de vie.

2.5 Conclusion

Ce chapitre montre les étapes de conception du système de stockage d'énergie hybride. On a d'abord défini les contraintes de la voiture et décrit les procédures de dimensionnement des

blocs de batteries et de super-condensateurs. Ensuite, le système de contrôle a été décortiqué, implanté, optimisé et simulé. Puis, les sources des différentes architectures électriques ont été dimensionnées et optimisées. Finalement, les architectures ont été simulées avec les cycles de conduite de référence dans le but de les comparer et de choisir la meilleure.

Dans la stratégie de contrôle, la protection des sources et la régulation du niveau d'énergie des super-condensateurs ont été implantées. Le niveau d'énergie de référence des super-condensateurs a été optimisé de manière à ce que le freinage complet soit possible à partir de toutes les vitesses et toutes les valeurs d'état de charge des batteries. De plus, parmi les méthodes de contrôle de répartition des puissances, le contrôle par pente a été jugé la meilleure.

Suite au dimensionnement optimisé des blocs de batteries et de super-condensateurs de toutes les architectures électriques et de leurs simulations, on peut conclure que l'architecture semi-active par batteries est la plus avantageuse pour l'application et les contraintes de cette recherche. De plus, seule la topologie de convertisseur à demi-pont peut être utilisée avec cette architecture.

Finalement, on a pu établir qu'il est rentable à long terme d'utiliser un système de stockage hybride. Pour une légère augmentation du coût initial, du volume et de la masse du système, on augmente sa durée de vie et on évite un remplacement prématuré des batteries.

CHAPITRE 3

CONCEPTION DU CONVERTISSEUR

Connaissant la position du convertisseur dans le système et le dimensionnement des sources d'énergie, il est maintenant possible de concevoir le convertisseur. Ce chapitre présente le dimensionnement de ses composants, le calcul des pertes, l'analyse comparative des convertisseurs à différents nombres de branches, la réalisation de la commande et la simulation du fonctionnement du convertisseur.

3.1 Spécifications du convertisseur

L'architecture semi-active par batteries sera utilisée pour le système de stockage d'énergie selon les conclusions du chapitre 2. La Figure 3.1 rappelle la position des sources et du convertisseur avec cette configuration.

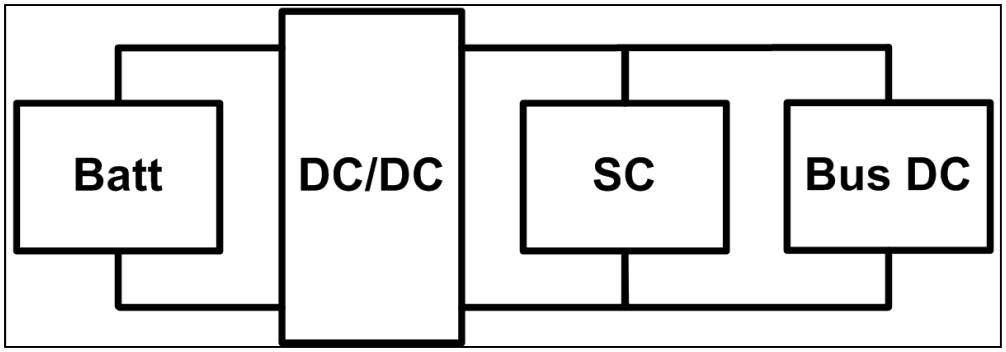


Figure 3.1 Architecture semi-active par batteries

Le dimensionnement des sources d'énergie est décrit au Tableau 3.1. Il provient de l'optimisation effectuée à la section 2.4.1.

Tableau 3.1 Dimensionnement des sources d'énergie

Paramètres	**Batteries**	**SC**
Type	VL52E	3000F
Nombre (ser/par)	114 (57/2)	126 (126/1)
ΔSOC_{batt}	70%	X
V_{min}	3.41V	2.25V
V_{max}	4.1V	2.7V
V_{bloc}	194-234V	283-341V
$I_{bloc\ max}$	104A	147A

La partie du convertisseur connectée aux batteries sera nommée basse tension (LV), car la tension des batteries est en tout temps inférieure à celle des super-condensateurs. À l'opposé, celle connectée aux super-condensateurs sera nommée haute tension (HV). Donc, les spécifications du convertisseur se résument au Tableau 3.2.

Tableau 3.2 Spécifications du convertisseur

Paramètres	**Valeurs**
Plage de tension LV	194-234V
Plage de tension HV	283-341V
Courant maximal LV	104A

De plus, selon les conclusions du chapitre 2, le convertisseur doit avoir une topologie à demi-pont et peut être composé de plusieurs branches entrelacées. La Figure 3.2 rappelle la composition de cette topologie.

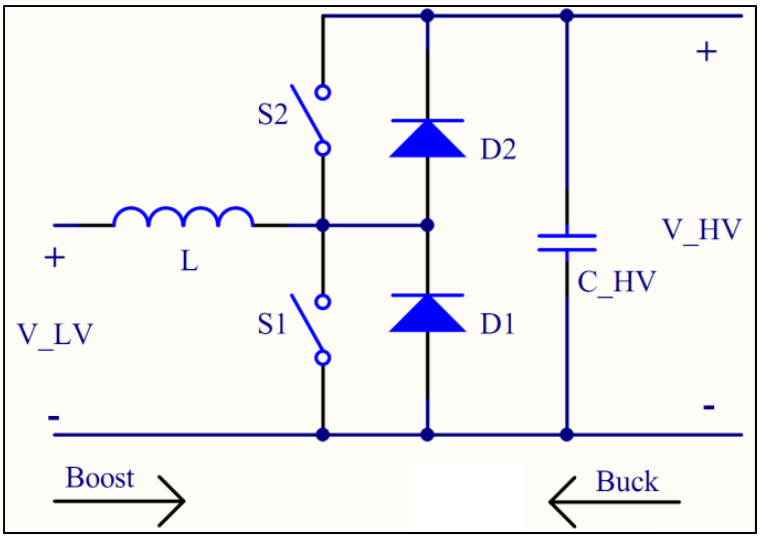


Figure 3.2 Topologie à demi-pont

Le nombre de branches affecte le nombre de composants, l'intensité des courants circulant dans ceux-ci et le nombre de modes de fonctionnement. Donc indirectement, le nombre de branches influencent l'efficacité, le prix, le volume et la masse du convertisseur. C'est pourquoi les convertisseurs d'une à quatre branches seront étudiés en profondeur dans les sections suivantes.

3.2 Calculs de dimensionnement

Pour une conception optimale, on choisit une ondulation relative du courant d'inductance (Δi_{L_pu}) de 30% (Schupbach et Balda, 2004). En effet, cette valeur est un bon compromis entre le volume et la masse de la bobine et les pertes causées par l'ondulation de courant dans les composants actifs et passifs. De plus, cette valeur sera maintenue peu importe le nombre de branches du convertisseur. L'ajout de branches aura pour effet de diminuer l'ondulation du courant total d'entrée et de sortie. Pour ce qui est de la tension de sortie, on choisit une ondulation relative de 5% (Δv_{HV_pu}).

La direction du courant détermine le mode de fonctionnement du convertisseur, soit le mode « boost » pour un courant des batteries vers le bus DC, et le mode « buck » pour un courant

du bus DC vers les batteries. Les composants conduisent les mêmes courants dans les deux modes, car le fonctionnement est parfaitement symétrique. En effet, lorsque l'interrupteur en mode « boost » conduit, le circuit est exactement le même que lorsque la diode en mode « buck »conduit. Pour les démonstrations suivantes, seul le mode « boost » est illustré.

Les équations suivantes représentent les relations de base qui seront utilisées dans les calculs de dimensionnement du convertisseur, soient celles du rapport cyclique (D) de l'interrupteur, des courants moyens d'inductance ($\overline{I}_L$) et du côté haute tension ($\overline{I}_{HV}$) et des ondulations de courant (Δi) et de tension (Δv).

$$D_{boost} = 1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \tag{3.1}$$

$$D_{buck} = \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \tag{3.2}$$

$$\overline{I}_L = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}} \tag{3.3}$$

$$\overline{I}_{HV} = \overline{I}_L \left(1 - D_{boost}\right) = \overline{I}_L \cdot D_{buck} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}} \cdot \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \tag{3.4}$$

$$\Delta i_L = \Delta i_{L_pu} \cdot \overline{I}_L = \frac{\Delta i_{L_pu} \cdot \overline{I}_{batt}}{N_{branches}} \tag{3.5}$$

$$\Delta v_{HV} = \Delta V_{HV_pu} \cdot V_{HV} \tag{3.6}$$

3.2.1 Inductance

Le courant de l'inductance est illustré à la Figure 3.3.

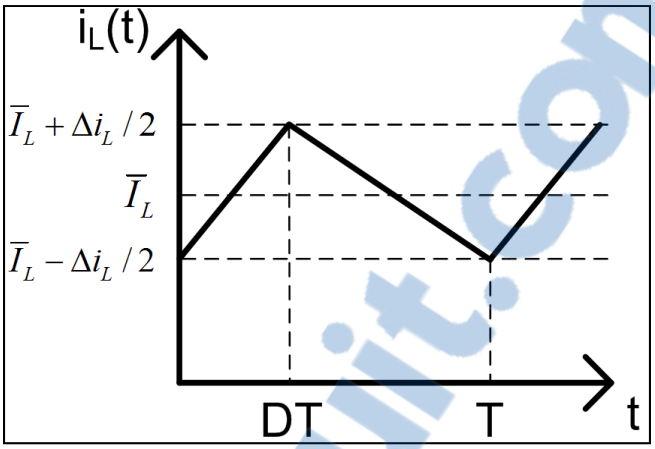


Figure 3.3 Courant de l'inductance

La valeur de l'inductance se calcule avec la spécification d'ondulation de courant.

$$\Delta i_L = \frac{V_{LV} D_{boost} T}{L} = \frac{V_{LV}}{L \cdot f_{sw}} \left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right) \tag{3.7}$$

$$L = \frac{V_{LV}}{\Delta i_L \cdot f_{sw}} \left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right) = \frac{V_{LV} \cdot N}{\Delta i_{L_pu} \cdot \overline{I}_{batt} \cdot f_{sw}} \left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right) \tag{3.8}$$

En analysant l'inductance nécessaire pour chacune des tensions d'opération possibles, on note que la valeur d'inductance est la plus élevée lorsque la différence de tension entre l'entrée et la sortie est maximale. C'est donc à une tension LV minimale et une tension HV maximale que le calcul sera effectué.

$$L = \frac{V_{LV_\min} \cdot N}{\Delta i_{L_pu} \cdot \overline{I}_{batt} \cdot f_{sw}} \left(1 - \frac{V_{LV_\min}}{V_{HV_\max}}\right) \tag{3.9}$$

Pour dimensionner l'inductance, il est nécessaire de calculer ses courants efficace (I_{L_RMS}) et maximal et sa tension maximale.

Rapport-Gratuit.com

$$I_{L_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_L^2(t)dt}$$

$$I_{L_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\left[\int_0^{D_{boost}T}\left(\overline{I}_L - \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L \cdot t}{D_{boost}T}\right)^2 dt + \int_0^{(1-D_{boost})T}\left(\overline{I}_L + \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L \cdot t}{(1-D_{boost})T}\right)^2 dt\right]}$$

$$I_{L_RMS} = \sqrt{\overline{I}_L^2 + \frac{\Delta i_L{}^2}{12}} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\sqrt{1 + \frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}} \tag{3.10}$$

$$I_{L_\max} = \overline{I}_L\left(1 + \frac{\Delta i_{L_pu}}{2}\right) = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\left(1 + \frac{\Delta i_{L_pu}}{2}\right) \tag{3.11}$$

$$V_{L_\max} = \max\left[V_{LV_\max}; V_{HV_\max}\cdot\left(1 + \frac{\Delta v_{HV_pu}}{2}\right) - V_{LV_\min}\right]$$

$$V_{L_\max} = V_{LV_\max} \tag{3.12}$$

3.2.2 Condensateur

Le courant du condensateur du côté haute tension est illustré à la Figure 3.4.

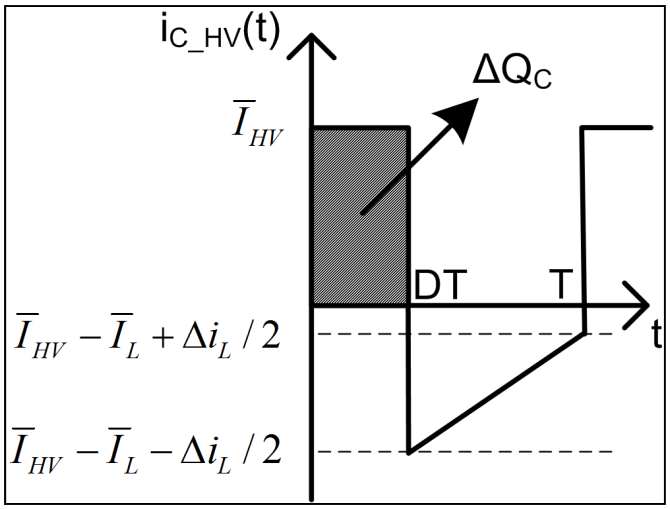


Figure 3.4 Courant du condensateur HV

La valeur de la capacité se calcule avec la spécification d'ondulation de tension et la quantité de charge nécessaire lors d'une période de commutation.

$$\Delta Q_{C_HV} = \int_0^{D_{boost}T} i_{C_LV}(t)dt = \overline{I}_{HV} D_{boost} T = \left(\frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}} \cdot \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \right) \left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \right) T$$

$$C_{HV} = \frac{\Delta Q_{C_HV}}{\Delta V_{HV}} = \frac{\overline{I}_{batt} V_{LV}}{N_{branches} \cdot f_{sw} \cdot \Delta V_{HV_pu} \cdot V_{HV}^{\,2}} \left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \right) \tag{3.13}$$

En analysant la capacité nécessaire pour chacune des tensions d'opération possibles, on note que la valeur de capacité est la plus élevée lorsque V_{HV}=1.5V_{LV} et que la tension LV est la plus faible. C'est donc à ces tensions que le calcul sera effectué.

$$C_{HV} = \frac{\overline{I}_{batt} V_{LV_\min}}{N_{branches} \cdot f_{sw} \cdot \Delta V_{HV_pu} \cdot \left(1.5 V_{LV_\min}\right)^2} \left(1 - \frac{V_{LV_\min}}{1.5 V_{LV_\min}} \right) \tag{3.14}$$

Pour dimensionner le condensateur, il est nécessaire de calculer son courant efficace et sa tension maximale.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

$$I_{C_HV_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_{C_HV}^2(t)dt}$$

$$I_{C_HV_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\left[\int_0^{D_{boost}T}\left(\overline{I}_{HV}\right)^2 dt + \int_0^{(1-D_{boost})T}\left(\overline{I}_{HV} - \overline{I}_L - \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L \cdot t}{(1-D_{boost})T}\right)^2 dt\right]}$$

$$I_{C_HV_RMS} = \sqrt{(1-D_{boost})\left(D_{boost}\overline{I}_L{}^2 + \frac{\Delta i_L{}^2}{12}\right)} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\sqrt{\frac{V_{LV}}{V_{HV}}\left(\left(1-\frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right) + \frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)} \quad (3.15)$$

$$V_{C_HV_\max} = V_{HV_\max} \cdot \left(1 + \frac{\Delta v_{HV_pu_\max}}{2}\right) \quad (3.16)$$

3.2.3 Interrupteur

Le courant de l'interrupteur (i_s) est illustré à la Figure 3.5.

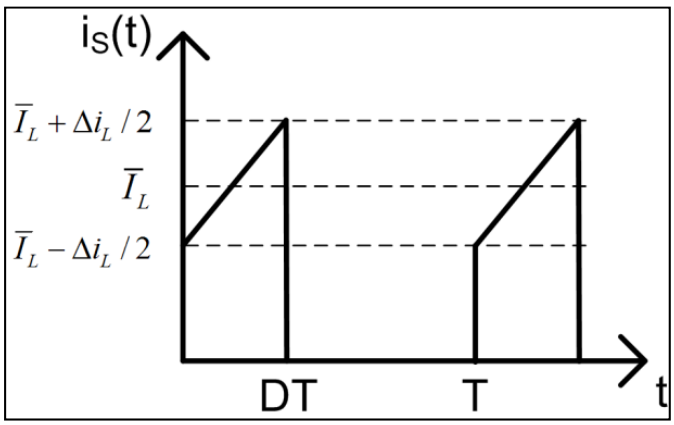


Figure 3.5 Courant de l'interrupteur

Rappelons que l'interrupteur S1 est utilisé en mode « boost » et l'interrupteur S2, en mode « buck ». Le courant efficace se calcule ainsi.

$$I_{S_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_{mos}^2(t)dt} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{DT}\left(\overline{I}_L - \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L}{DT}t\right)^2 dt}$$

$$I_{S_RMS} = \sqrt{D\left(\overline{I}_L^2 + \frac{\Delta i_L{}^2}{12}\right)} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\sqrt{D\left(1 + \frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)}$$

$$I_{S1_RMS_boost} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\sqrt{D_{boost}\left(1 + \frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\sqrt{\left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)\left(1 + \frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)} \quad (3.17)$$

$$I_{S2_RMS_buck} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\sqrt{D_{buck}\left(1 + \frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\sqrt{\frac{V_{LV}}{V_{HV}}\left(1 + \frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)} \quad (3.18)$$

De plus, on peut calculer le courant moyen.

$$\overline{I}_S = \frac{1}{T}\int_0^T i_S(t)dt = \frac{1}{T}\left(\overline{I}_L DT\right) = \frac{\overline{I}_{batt} \cdot D}{N_{branches}}$$

$$\overline{I}_{S1_boost} = \frac{\overline{I}_{batt} \cdot D_{boost}}{N_{branches}} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right) \quad (3.19)$$

$$\overline{I}_{S2_buck} = \frac{\overline{I}_{batt} \cdot D_{buck}}{N_{branches}} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}} \cdot \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \quad (3.20)$$

3.2.4 Diode

Le courant de la diode (i_D) est illustré à la Figure 3.6.

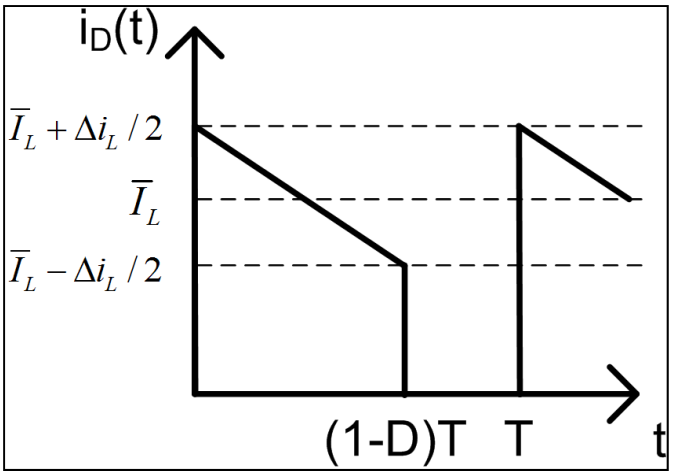


Figure 3.6 Courant de la diode

Notons que la diode D1 est utilisée en mode « buck » et la diode D2, en mode « boost ». Le courant efficace se calcule ainsi.

$$I_{D_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_D^2(t)dt} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{(1-D)T}\left(\overline{I}_L + \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L}{(1-D)T}t\right)^2 dt}$$

$$I_{D_RMS} = \sqrt{(1-D)\left(\overline{I}_L^2 + \frac{\Delta i_L{}^2}{12}\right)} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\sqrt{(1-D)\left(1+\frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)}$$

$$I_{D1_RMS_buck} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N}\sqrt{(1-D_{buck})\left(1+\frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\sqrt{\left(1-\frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)\left(1+\frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)} \quad (3.21)$$

$$I_{D2_RMS_boost} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N}\sqrt{(1-D_{boost})\left(1+\frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\sqrt{\frac{V_{LV}}{V_{HV}}\left(1+\frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)} \quad (3.22)$$

De plus, on peut calculer le courant moyen.

$$\overline{I}_D = \frac{1}{T}\int_0^T i_D(t)dt = \frac{1}{T}\left(\overline{I}_L \cdot (1-D)T\right) = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}(1-D)$$

$$\overline{I}_{D1_buck} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}(1-D_{buck}) = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\left(1-\frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right) \tag{3.23}$$

$$\overline{I}_{D2_boost} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}(1-D_{boost}) = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}} \cdot \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \tag{3.24}$$

3.2.5 Combinaison de l'interrupteur et de la diode

L'interrupteur et la diode font partie du même composant. Normalement, le dimensionnement se ferait à l'aide du courant d'interrupteur ou de diode le plus élevé. Par contre, dans notre cas, les équations de courant d'interrupteur et de diode sont exactement les mêmes. On peut donc les jumeler pour n'avoir qu'une équation par composant. Cela permet de conclure que peu importe le sens de la puissance dans le convertisseur, les amplitudes de courant seront les mêmes.

Les courants efficace et moyen de l'interrupteur avec diode anti-parallèle S1 deviennent :

$$I_{S1_RMS} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\sqrt{\left(1-\frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right)\left(1+\frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12}\right)} \tag{3.25}$$

$$\overline{I}_{S1} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}}\left(1-\frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right) \tag{3.26}$$

Et puis, les courants efficace et moyen de l'interrupteur avec diode anti-parallèle S2 sont :

$$I_{S2_RMS} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}} \sqrt{\frac{V_{LV}}{V_{HV}} \left(1 + \frac{\Delta i_{L_pu}{}^2}{12} \right)} \tag{3.27}$$

$$\overline{I}_{S2} = \overline{I}_{HV} = \frac{\overline{I}_{batt}}{N_{branches}} \cdot \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \tag{3.28}$$

Notez que le courant moyen de S2 correspond également au courant moyen sur le bus DC (I_{HV}). La tension maximale sur ces composants est :

$$V_{S1_\max} = V_{S2_\max} = V_{HV_\max} \cdot \left(1 + \frac{\Delta v_{HV_pu_\max}}{2} \right) \tag{3.29}$$

3.2.6 Résultats des calculs de dimensionnement

Le Tableau 3.3 présente les valeurs maximales des paramètres calculés avec les équations du dimensionnement.

Tableau 3.3 Valeurs maximales des paramètres du convertisseur

$N_{branches}$	Équation	1	2	3	4
L	(3.9)	134.0µH	268.0µH	402.1µH	536.1µH
I_{L_RMS}	(3.10)	104.4A	52.19A	34.80A	26.10A
I_{L_max}	(3.11)	119.6A	59.80A	39.87A	29.90A
V_{L_max}	(3.12)	234.0V	234.0V	234.0V	234.0V
C_{HV}	(3.14)	79.42µF	39.71µF	26.47µF	19.85µF
$I_{C_HV_RMS}$	(3.15)	51.95A	26.97A	17.32A	12.99A
$V_{C_HV_max}$	(3.16)	349.5V	349.5V	349.5V	349.5V
I_{S1_RMS}	(3.25)	68.54A	34.27A	22.85A	17.13A
I_{S1_moyen}	(3.26)	44.83A	22.42A	14.94A	11.21A
V_{S1_max}	(3.29)	349.5V	349.5V	349.5V	349.5V
I_{S2_RMS}	(3.27)	94.65A	47.33A	31.55A	23.66A
I_{S2_moyen}	(3.28)	85.99A	43.00A	28.66A	21.50A
V_{S2_max}	(3.29)	349.5V	349.5V	349.5V	349.5V

Notons que seuls les courants de l'interrupteur S2 sont plus élevés lorsque la différence de tension entre l'entrée et la sortie est minimale. Cela s'explique par le temps de conduction de S2 plus élevé lorsque ces tensions sont presque égales. Pour le reste des courants, les valeurs maximales surviennent lorsque la différence de tension entre l'entrée et la sortie est maximale.

3.3 Calculs des courants en mode de conduction discontinue

Les calculs de dimensionnement ont été effectués à puissance maximale. Dans ce cas, le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue. Par contre, à faible puissance, il se peut que le courant de l'inductance s'annule après la fermeture de la diode. Cela survient lorsque le courant moyen d'inductance est plus faible que la moitié de l'ondulation de courant ($\Delta i_{L_pu}>2$). On dit alors que le convertisseur fonctionne en mode discontinu. Le rapport cyclique des interrupteurs est faible.

$$D_{boost_disc} < 1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \tag{3.30}$$

$$D_{buck_disc} < \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \tag{3.31}$$

Dans cette situation, le fonctionnement en mode « boost » et en mode « buck » ne sont plus symétriques, à cause du moment où tous les interrupteurs sont ouverts. La nouvelle relation entre les modes « boost » et « buck » est la suivante.

$$D_{boost} = \frac{(V_{HV} - V_{LV})}{V_{LV}} D_{buck} \tag{3.32}$$

Cette relation est démontrée à l'ANNEXE I. Grâce à elle, on peut n'étudier le circuit qu'en mode « boost » et l'utiliser pour obtenir les équations en mode « buck ».

3.3.1 Inductance

Le courant de l'inductance en mode de conduction discontinue est divisé en trois phases, comme illustré à la Figure 3.7.

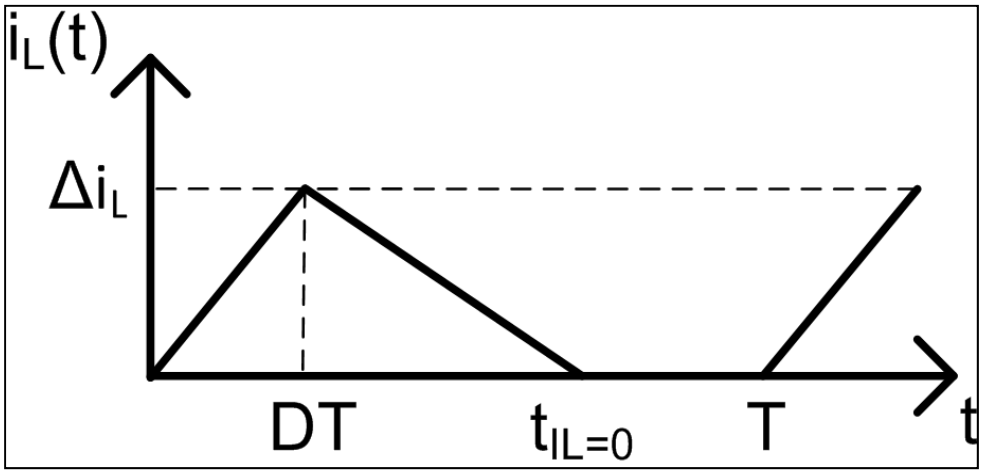


Figure 3.7 Courant de l'inductance en mode de conduction discontinue

L'ondulation de courant se calcule avec la valeur d'inductance et la tension LV. Cette valeur d'ondulation de courant équivaut aussi au courant maximal d'inductance.

$$\Delta i_L = I_{L_\max} = \frac{V_{LV} D_{boost} T}{L} \tag{3.33}$$

On peut calculer la durée de la deuxième phase de la période ($\Delta t_{IL=0}$).

$$i_L(t) = \Delta i_L - \frac{(V_{HV} - V_{LV})t}{L}$$

$$i_L(\Delta t_{IL=0}) = 0 = \Delta i_L - \frac{(V_{HV} - V_{LV})\Delta t_{IL=0}}{L}$$

$$\Delta t_{IL=0} = \frac{L\Delta i_L}{(V_{HV} - V_{LV})} = \frac{V_{LV} D_{boost} T}{(V_{HV} - V_{LV})} \tag{3.34}$$

Le courant moyen de l'inductance est déterminé par le rapport cyclique.

$$\overline{I}_L = \frac{1}{T}\int_0^T i_L(t)dt = \frac{1}{T}\left(\frac{\Delta i_L}{2}\cdot D_{boost} T + \frac{\Delta i_L}{2}\cdot \Delta t_{IL=0}\right)$$

$$\overline{I}_L = \frac{V_{HV} V_{LV} {D_{boost}}^2}{2Lf_{sw}(V_{HV} - V_{LV})} \tag{3.35}$$

À l'inverse, on peut calculer le rapport cyclique nécessaire si on veut imposer un courant moyen d'inductance.

$$D_{boost} = \sqrt{\frac{2Lf_{sw}\overline{I}_L (V_{HV} - V_{LV})}{V_{HV} V_{LV}}} \tag{3.36}$$

Le courant efficace d'inductance se calcule avec le rapport cyclique.

$$I_{L_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_L^2(t)dt} = \sqrt{\frac{1}{T}\left[\int_0^{D_{boost}T}\left(\frac{\Delta i_L \cdot t}{D_{boost} T}\right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{IL=0}}\left(\Delta i_L - \frac{\Delta i_L \cdot t}{\Delta t_{IL=0}}\right)^2 dt\right]}$$

$$I_{L_RMS} = \frac{V_{LV}}{L\cdot f_{sw}}\sqrt{\frac{{D_{boost}}^3}{3}\left[1 + \frac{V_{LV}}{(V_{HV} - V_{LV})}\right]} \tag{3.37}$$

3.3.2 Interrupteur S1

Le courant de l'interrupteur S1 en mode de conduction discontinue est illustré à la Figure 3.8.

Rapport-Gratuit.com

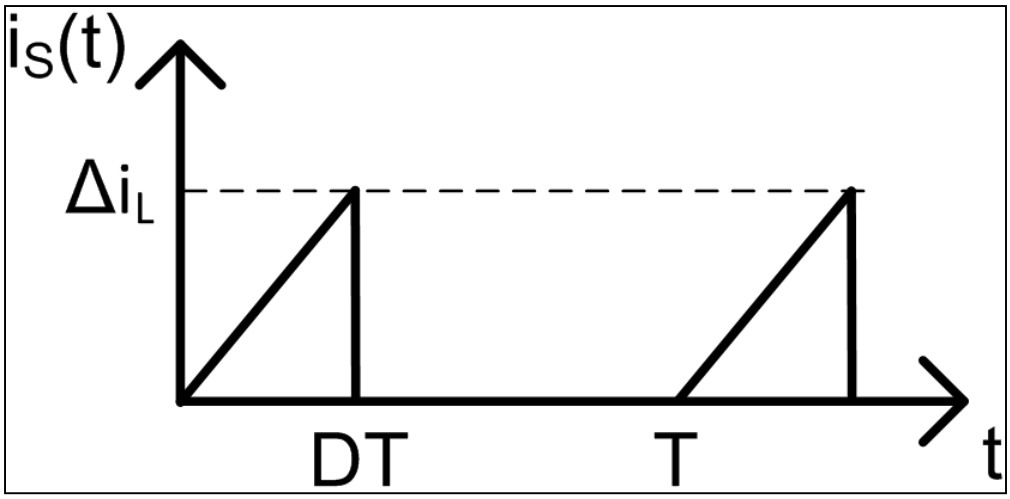


Figure 3.8 Courant de l'interrupteur en mode de conduction discontinue

Notons que l'interrupteur S1 est utilisé en mode « boost » et la diode D1, en mode « buck ». Les courants efficace et moyen sont les mêmes et se calculent ainsi.

$$I_{S1_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_{mos}^2(t)dt} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{D_{boost}T}\left(\frac{\Delta i_L}{D_{boost}T}t\right)^2 dt}$$

$$I_{S1_RMS} = \Delta i_L\sqrt{\frac{D_{boost}}{3}} = \frac{V_{LV}}{Lf_{sw}}\sqrt{\frac{D_{boost}^{\ 3}}{3}} \tag{3.38}$$

$$\overline{I}_{S1} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{S1}(t)dt = \frac{1}{T}\left(\frac{\Delta i_L}{2}\cdot D_{boost}T\right) = \frac{V_{LV}D_{boost}^{\ 2}}{2Lf_{sw}} \tag{3.39}$$

3.3.3 Interrupteur S2

Le courant de la diode D2 en mode de conduction discontinue est illustré à la Figure 3.9.

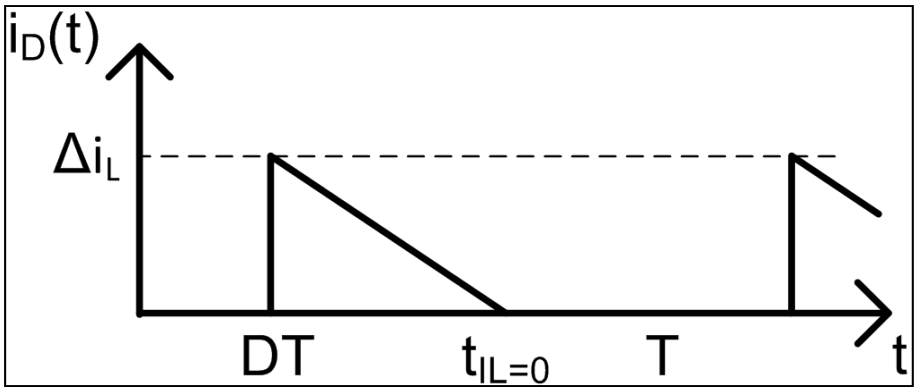


Figure 3.9 Courant de la diode en mode de conduction discontinue

Notons que la diode D2 est utilisée en mode « boost » et l'interrupteur S2, en mode « buck ». Les courants efficace et moyen sont les mêmes et se calculent ainsi.

$$I_{S2_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_D^2(t)dt} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{\Delta t_{IL=0}} \left(\Delta i_L - \frac{\Delta i_L \cdot t}{\Delta t_{IL=0}}\right)^2 dt}$$

$$I_{S2_RMS} = \Delta i_L \sqrt{\frac{V_{LV} D_{boost}}{3(V_{HV} - V_{LV})}} = \frac{1}{Lf_{sw}} \sqrt{\frac{{V_{LV}}^3 {D_{boost}}^3}{3(V_{HV} - V_{LV})}} \tag{3.40}$$

$$\bar{I}_{S2} = \bar{I}_{HV} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{S2}(t)dt = \frac{1}{T}\left(\frac{\Delta i_L}{2} \cdot \Delta t_{IL=0}\right) = \frac{{V_{LV}}^2 {D_{boost}}^2}{2Lf_{sw}(V_{HV} - V_{LV})} \tag{3.41}$$

Le courant moyen de S2 correspond également au courant moyen du côté haute tension. On peut donc calculer le rapport cyclique nécessaire si on veut imposer un courant moyen du côté haute tension.

$$D_{boost} = \frac{\sqrt{2\bar{I}_{HV} \cdot L \cdot f_{sw}(V_{HV} - V_{LV})}}{V_{LV}} \tag{3.42}$$

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

3.3.4 Condensateur

Le courant du condensateur du côté haute tension en mode de conduction discontinue est illustré à la Figure 3.10.

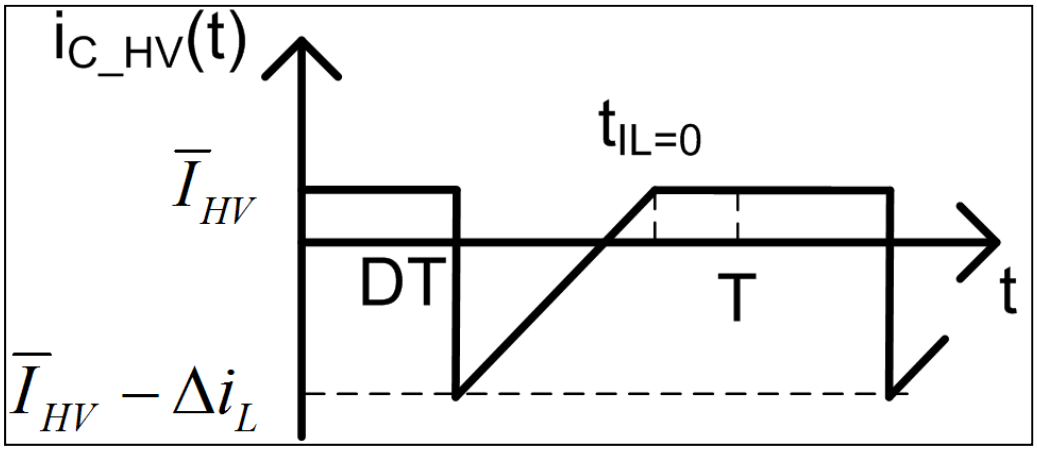


Figure 3.10 Courant du condensateur HV en mode de conduction discontinue

Le courant efficace du condensateur se calcule ainsi.

$$I_{C_HV_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_{C_HV}^2(t)dt}$$

$$I_{C_HV_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\left[\int_0^{D_{boost}T}\left(\overline{I}_{HV}\right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{IL=0}}\left(\overline{I}_{HV} - \Delta i_L + \frac{\Delta i_L \cdot t}{\Delta t_{IL=0}}\right)^2 dt + \int_0^{(1-D_{boost})T-\Delta t_{IL=0}}\left(\overline{I}_{HV}\right)^2 dt\right]}$$

$$I_{C_HV_RMS} = \sqrt{\frac{\left(V_{LV}D_{boost}\right)^2}{Lf_{sw}\left(V_{HV}-V_{LV}\right)}\left(\frac{V_{LV}D_{boost}}{3Lf_{sw}} - \overline{I}_{HV}\right) + \overline{I}_{HV}^{\,2}} \tag{3.43}$$

3.4 Calcul des pertes

La quantité d'énergie perdue est un des facteurs principaux de la sélection des composants, avec le prix, le volume et la masse. Le calcul des pertes est donc une étape importante de la

conception du convertisseur. Il permet de choisir les composants aux caractéristiques électriques les plus avantageuses et de comparer l'efficacité des convertisseurs.

3.4.1 Inductance

Une inductance possède trois types de pertes : les pertes dans le cuivre, le noyau et l'espace d'air (Metglas, 2008). D'abord, les pertes dans le cuivre (P_{pertes_cuivre}) sont causées par le courant circulant dans le fil bobiné, qui possède une certaine résistance (R_{cuivre}).

$$R_{cuivre} = \frac{\rho_{cuivre} \cdot l_{cuivre}}{S_{cuivre}} = \frac{\rho_{cuivre} \cdot l_{tour_moyen} \cdot N_{tours}}{S_{cuivre}} \tag{3.44}$$

$$P_{pertes_cuivre} = R_{cuivre} \cdot {I_{L_RMS}}^2 \tag{3.45}$$

Où :

- ρ_{cuivre} est la résistivité du cuivre [$\Omega \cdot m$];
- l_{cuivre} est la longueur du fil de cuivre [m];
- S_{cuivre} est la surface de conduction du cuivre [m^2];
- N_{tours} est le nombre de tours de fil.

Ensuite, les pertes dans le noyau (P_{pertes_noyau}) sont causées par le flux magnétique (B) qui y circule alors qu'il possède une certaine réluctance.

$$B_{AC} = \frac{0.4\pi N_{tours} \left(\Delta i_L / 2\right) 10^{-4}}{\mathrm{l_g}} \tag{3.46}$$

$$P_{pertes_noyau} = 6.5 {f_{sw}}^{1.51} {B_{AC}}^{1.74} m_{noyau} \tag{3.47}$$

Où :

- B_{AC} est l'ondulation de flux magnétique [T];
- l_g est la longueur totale de l'espace d'air [cm];

- f_{sw} est la fréquence de commutation [kHz];
- m_{noyau} est la masse du noyau [kg].

Finalement, les pertes dans l'espace d'air ($P_{pertes_espace_air}$) sont causées par le flux magnétique circulant dans l'espace entre la jonction des deux parties du noyau. La longueur de cet espace (l_g) affecte la perméabilité (μ) et la saturation du flux magnétique (B_{max}) du noyau.

$$B_{\max} = \frac{\mu \cdot N_{tours} \cdot \overline{I}_L \left(1 + \Delta i_{L_pu} / 2\right)}{l_m} \tag{3.48}$$

$$P_{pertes_espace_air} \propto B_{\max}{}^2$$

$$P_{pertes_espace_air} = P_{pertes_espace_air_I_L_\max} \cdot \left(\frac{B_{\max}}{B_{\max_I_L_max}} \right)^2 \tag{3.49}$$

Où :

- l_m est la longueur du chemin magnétique dans le noyau [m];
- $P_{pertes_espace_air_I_L_max}$ sont les pertes dans l'espace d'air au courant maximal [W];
- $B_{max_I_L_max}$ est la valeur de flux magnétique au courant maximal [T].

Notons que les valeurs de $P_{pertes_espace_air_I_L_max}$ et $B_{max_I_L_max}$ sont calculées par le logiciel de design de la compagnie Metglas.

3.4.2 Condensateur

Les pertes du condensateur (P_{pertes_CHV}) sont dues à sa résistance série équivalente (ESR). Cette résistance est non désirée et causée par les matériaux du condensateur. Les pertes se calculent comme dans le cas d'une résistance normale.

$$P_{pertes_CHV} = ESR \cdot I_{C_RMS}{}^2 \tag{3.50}$$

3.4.3 Interrupteur

L'interrupteur peut être un mosfet ou un IGBT. Le choix entre ces deux interrupteurs se fera à la lumière des calculs de pertes et des données de prix, volume et masse.

Les pertes dans les semi-conducteurs sont séparées en deux groupes : les pertes par conduction et celles par commutation (Al-Haddad et Chaffai, 1995) (Semikron, 1998). Les pertes par conduction du mosfet ($P_{pertes_cond_mos}$) se calculent avec sa résistance à l'état fermé (R_{DS_on}) et celles de l'IGBT ($P_{pertes_cond_IGBT}$), avec sa tension de seuil (V_{seuil}) et sa résistance dynamique (R_{dyn}).

$$P_{pertes_cond_mos} = R_{DS_on} \cdot I_{S_RMS}{}^2 \tag{3.51}$$

$$P_{pertes_cond_IGBT} = V_{seuil} \cdot \overline{I}_S + R_{dyn} \cdot I_{S_RMS}{}^2 \tag{3.52}$$

Pour leurs parts, les pertes par commutation sont causées par la transition non instantanée de la tension et du courant lors de chaque commutation de l'interrupteur. Elles sont plus complexes à calculer, car il faut analyser toutes les phases de la commutation. Cette analyse est détaillée dans les références ci-dessus. Pour le mosfet, les pertes ($P_{pertes_comm_mos}$) seront calculées par simulation du comportement transitoire. Pour l'IGBT ($P_{pertes_comm_IGBT}$), les spécifications techniques du manufacturier indiquent la quantité d'énergie perdue à chaque commutation (E_{pertes_comm}). Il ne manque qu'à multiplier cette énergie par la fréquence de commutation (f_{sw}) pour calculer les pertes en puissance. Les pertes, mesurées à la tension de test (V_{test}), doivent être adaptées à la tension de l'interrupteur (V_S).

$$P_{IGBT_pertes_comm} = E_{pertes_comm} \cdot f_{sw} \cdot \frac{V_s}{V_{test}} \tag{3.53}$$

3.4.4 Diode

Les diodes ont les mêmes types de pertes que les interrupteurs. Les pertes par conduction ($P_{pertes_cond_D}$) sont causées par la tension de seuil (V_{seuil}) et la résistance dynamique (R_{dyn}) de la diode.

$$P_{pertes_cond_D} = V_{seuil} \cdot \overline{I}_D + R_{dyn} \cdot I_{D_RMS}^{\ 2} \tag{3.54}$$

De leur côté, les pertes par commutation ($P_{pertes_comm_D}$) seront simplifiées. D'abord, les pertes dues à la fermeture, ou au recouvrement direct, seront négligées. En effet, ces pertes sont bien plus faibles qu'à l'ouverture, ou au recouvrement inverse (RR). De plus, on peut approximer le courant et la tension de la diode durant le recouvrement inverse, comme le montre la Figure 3.11.

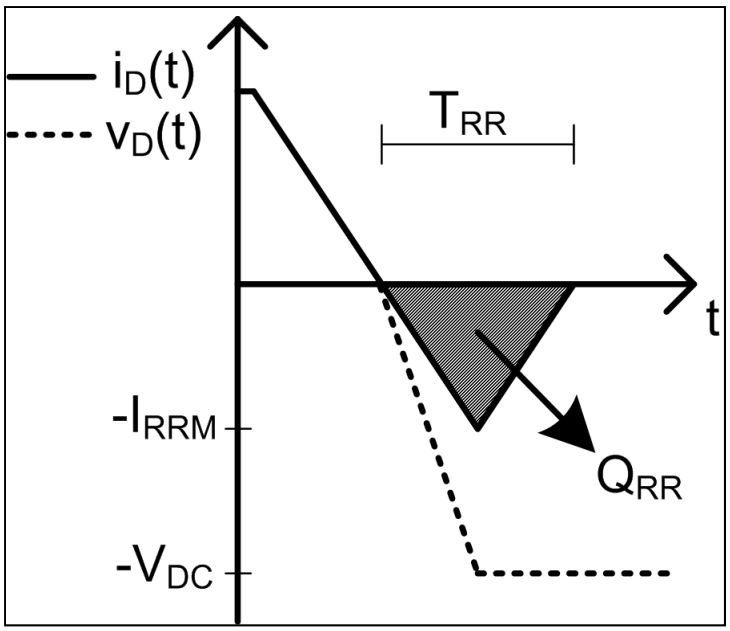


Figure 3.11 Évolution simplifiée du recouvrement inverse

Avec ce recouvrement inverse, on peut calculer les pertes de commutation de la diode:

$$P_{pertes_comm_D} = E_{rr} \cdot f_{sw} = \int_{t_{turn_off}}^{t_{turn_off}+T_{RR}} \left(V_D \cdot I_D\right) dt \cdot f_{sw}$$

$$P_{pertes_comm_D} = \left(\int_0^{\frac{T_{RR}}{2}} \left(\frac{-V_{DC}}{T_{RR}/2} t \cdot \frac{-I_{RRM}}{T_{RR}/2} t \right) dt + \int_0^{\frac{T_{RR}}{2}} \left(-V_{DC} \cdot \left(-I_{RRM} + \frac{I_{RRM}}{T_{RR}/2} t \right) \right) dt \right) \cdot f_{sw}$$

$$P_{pertes_comm_D} = \frac{5}{6} \cdot V_{DC} \cdot \left(\frac{I_{RRM} \cdot T_{RR}}{2} \right) \cdot f_{sw}$$

$$P_{pertes_comm_D} = \frac{5}{6} \cdot V_{DC} \cdot Q_{rr} \cdot f_{sw} \tag{3.55}$$

Où :

- E_{RR} est la quantité d'énergie perdue lors d'un recouvrement inverse [J];
- T_{RR} est la durée du recouvrement inverse (s);
- I_{RRM} est le courant maximal de recouvrement inverse (A);
- Q_{RR} est la quantité de charge de recouvrement inverse [C].

3.5 Choix des composants

La section suivante présente le choix des composants des convertisseurs. Ils ont été choisis en fonction des pertes générées, du prix, du volume et de la masse. Les prix des composants, à l'exception des inductances, sont ceux affichés sur le site du distributeur Digikey pour un achat de 100 unités (Digikey, 2011).

3.5.1 Inductance

Au niveau de courant auquel les inductances sont soumises, il est improbable qu'un manufacturier en fabrique avec les caractéristiques souhaitées. Il faut donc les concevoir nous-mêmes. Pour cela, les manufacturiers de noyaux magnétiques mettent à notre disposition un logiciel de conception d'inductance. Le logiciel de la compagnie Metglas a été utilisé dans le cadre de cette recherche (Metglas, 2009). Les caractéristiques des inductances

figurent au Tableau 3.4. Les prix des noyaux proviennent de la compagnie Metglas et ceux du cuivre, de la compagnie Schlenk (Schlenk, 2011).

Tableau 3.4 Caractéristiques des inductances choisies

Nombre branches	**1**	**2**	**3**	**4**
Noyau	AMCC320	AMCC3100A	AMCC80	AMCC63
Longueur espace d'air	2 x 0.95mm	2 x 0.65mm	2 x 0.55mm	2 x 0.55mm
Prix noyau	92.92$	60.56$	41.40$	31.60$
Volume noyau	517cm^3	307m^3	214cm^3	161cm^3
Masse noyau	2.17kg	1.56kg	0.95kg	0.71kg
Dimensions feuille cuivre	69.0mm x 0.55mm	43.0mm x 0.39mm	54.0mm x 0.20mm	54.0mm x 0.14mm
Nombre de tours	15	19	26	35
Facteur de bobinage	0.359	0.492	0.542	0.593
Prix cuivre	31.50$	22.43$	20.32$	18.73$
Masse cuivre	0.94kg	0.50kg	0.41kg	0.37kg
Pertes noyau	50.6W	34.0W	22.1W	16.3W
Pertes cuivre	19.1W	11.7W	10.6W	9.7W
Perte espace d'air	28.8W	10.1W	12.9W	9.9W
Pertes	98.5W	55.8W	45.6W	35.9W
Élévation température	58ºC	50ºC	55ºC	49ºC
Prix	124.42$	82.99$	61.72$	50.33$
Volume	890cm^3	638cm^3	410cm^3	373cm^3
Masse	3.11kg	2.06kg	1.36kg	1.08kg

3.5.2 Condensateur

Le condensateur du côté haute tension est soumis à de grands courants efficaces à cause de la séquence où il doit alimenter seul la charge. Les condensateurs de type film de polypropylène métallisé (MKP) de la série B3267X du manufacturier Epcos sont pratiquement les seuls à pouvoir supporter ces niveaux de courant (Epcos, 2011). Le Tableau 3.5 présente les caractéristiques des condensateurs choisis.

Tableau 3.5 Caractéristiques des condensateurs choisis

$N_{branches}$	1	2	3	4
Composant	B32678G4406K	B32676G4256K	B32678G4406K	B32676G4256K
Capacité	40µF ±10%	25µF ±10%	40µF ±10%	25µF ±10%
V_{max}	450V	450V	450V	450V
ESR	1.5mΩ	1.5mΩ	1.5mΩ	1.5mΩ
$I_{RMS\ max}$	21.0A	17.0A	21.0A	17.0A
Prix	10.50$	8.00$	10.50$	8.00$
Volume	100.6cm^3	66.5cm^3	100.6cm^3	66.5cm^3
Masse	Négligeable			
# parallèle	3	2	1	1
Capacité	120µF ±10%	50µF ±10%	40µF ±10%	25µF ±10%
ESR	0.5mΩ	0.75mΩ	1.5mΩ	1.5mΩ
$I_{RMS\ max}$	63.0A	34.0A	21.0A	17.0A
Pertes	1.349W	545.5mW	450.0mW	253.1mW
Prix	31.50$	16$	10.50$	8.00$
Volume	302.4cm^3	133.0cm^3	100.6cm^3	66.5cm^3

3.5.3 Interrupteurs

Pour faciliter le choix du type d'interrupteur, il faut analyser la proportion du temps d'opération de chaque mode de fonctionnement. Il est évident que le convertisseur sera majoritairement utilisé pour transférer la puissance des batteries vers le bus DC, c'est-à-dire pour alimenter le moteur. En effet, sept fois plus d'énergie est transité dans cette direction dans le cycle de conduite urbaine et bien plus dans le cycle sur route. Donc, l'interrupteur de S1 et la diode de S2 seront les plus sollicités et le choix des composants doit minimiser les pertes dans ce mode de fonctionnement.

Après avoir choisi les mosfets et les IGBT pour chacun des convertisseurs et calculé leurs pertes, on peut dresser les avantages et inconvénients de chacun. Le Tableau 3.6 résume cette comparaison.

Rapport-Gratuit.com

Tableau 3.6 Comparaison des caractéristiques des IGBT et des mosfets

Caractéristiques	**IGBT**	**Mosfet**
Pertes par conduction dans l'interrupteur	Bon	Mauvais
Pertes par commutation dans l'interrupteur	Moyen	Bon
Pertes par conduction dans la diode	Moyen	Bon
Pertes par commutation dans la diode	Bon	Moyen
Élévation de température	Mauvais	Bon

Les pertes de conduction dans l'interrupteur du mosfet sont trop élevées par rapport à celles de l'IGBT. Cela enlève tout l'intérêt d'utiliser un mosfet comme interrupteur.

Du point du vue de la diode, le mosfet semble la meilleure solution à cause des faibles pertes de conduction. Par contre, sa vitesse de commutation est lente par rapport à celles des autres diodes et interrupteurs. Cela peut augmenter les pertes et les surtensions de commutation de l'interrupteur du convertisseur.

Au niveau thermique, le mosfet est plus avantageux que l'IGBT. Cela s'explique par le fait que la diode du mosfet est intrinsèque à l'interrupteur, c'est-à-dire que les deux sont présents en un seul composant. Étant donné que ce composant peut prendre l'espace de tout le boîtier, le mosfet a une meilleure dissipation de chaleur. À l'inverse, le boîtier de l'IGBT contient deux composants distincts. Bref, ce dernier nécessite un dissipateur de chaleur plus lourd et plus volumineux.

À la lumière des caractéristiques des deux interrupteurs possibles et du fonctionnement du convertisseur, nous pourrions choisir un IGBT pour l'interrupteur S1 et un mosfet pour S2. Ainsi, les pertes de l'interrupteur de S1 et de la diode de S2 seraient minimisées pour le mode de fonctionnement qui survient le plus fréquemment, soit l'alimentation du moteur. Par contre, pour des raisons de simplicité du circuit de commande et pour éviter des dangers relatifs à la lenteur de la commutation de la diode du mosfet, nous préférons l'utilisation de deux IGBT.

Le Tableau 3.7 et le Tableau 3.8 présentent les caractéristiques des interrupteurs choisis pour S1 et S2. Notons que pour le convertisseur à une seule branche, seul un module de deux IGBT peut supporter le courant, la tension et l'élévation de température provoquée par les pertes.

Tableau 3.7 Caractéristiques des interrupteurs S1 choisis

Nombre branches	**1**	**2**	**3**	**4**
Composant	SKM300GB066D	IXGH40N60B2D1	AUIRGP4062D	HGTG20N60B3D
Manufacturier	Semikron	IXYS	IR	Fairchild
Type d'interrupteur	IGBT	IGBT	IGBT	IGBT
Boîtier	Semitrans 3	TO-247	TO-247	TO-247
$I_{S\ max\ 100ºC}$	300A	40A	24A	20A
$I_{D\ max\ 100ºC}$	250A	40A	24A	20A
V_{max}	600V	600V	600V	600V
$R_{dyn\ S}$	4.96mΩ	19.9mΩ	40.8mΩ	55.6mΩ
$V_{seuil\ S}$	0.525V	0.897V	0.957V	0.523V
$E_{pertes\ fermeture\ S}$	2812µJ	371µJ	768µJ	523µJ
$E_{pertes\ ouverture\ S}$	4870µJ	2509µJ	1336µJ	1582µJ
$P_{pertes\ cond\ S}$	46.8W	43.5W	35.6W	27.0W
$P_{pertes\ comm\ S}$	174.6W	49.1W	35.9W	29.9W
$P_{pertes\ S}$	221.5W	92.6W	71.5W	56.9W
ΔT_{S}	41.6ºC	62.0ºC	63.6ºC	57.4ºC
$R_{dyn\ D}$	4.00mΩ	18.6mΩ	18.9mΩ	26.0mΩ
$V_{seuil\ D}$	0.594V	1.38V	0.773V	0.816V
$Q_{rr\ D}$	22.2µC	0.859µC	2.29µC	0.261µC
$P_{pertes\ cond\ D}$	45.4W	52.9W	21.4W	16.8W
$P_{pertes\ comm\ D}$	126.4W	4.9W	13.0W	1.5W
$P_{pertes\ D}$	171.8W	57.8W	34.4W	18.3W
ΔT_{D}	49.5ºC	66.4ºC	64.0ºC	26.5ºC
Prix	87.51$	5.10$	4.38$	3.97$
Volume	199cm^3	Négligeable		
Masse	0.33kg	Négligeable		

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Tableau 3.8 Caractéristiques des interrupteurs S2 choisis

Nombre branches	**1**	**2**	**3**	**4**
Composant	SKM300GB066D	IXGX72N60A3H1	IRGP4069DPbF	APT30GN60BDQ2
Manufacturier	Semikron	IXYS	IR	Microsemi
Type d'interrupteur	IGBT	IGBT	IGBT	IGBT
Boîtier	Semitrans 3	TO-247	TO-247	TO-247
$I_{S_max_100ºC}$	300A	72A	50A	37A
$I_{D_max_100ºC}$	250A	68A	50A	40A
V_{max}	600V	600V	600V	600V
R_{dyn_S}	4.96mΩ	8.47mΩ	34.1mΩ	41.0mΩ
V_{seuil_S}	0.525V	0.732V	0.931V	1.058V
$E_{pertes_fermeture_S}$	2991µJ	2518µJ	895µJ	754µJ
$E_{pertes_ouverture_S}$	4585µJ	7443µJ	984µJ	786µJ
$P_{pertes_cond_S}$	89.6W	50.4W	60.7W	45.7W
$P_{pertes_comm_S}$	142.9W	117.5W	26.6W	21.8W
P_{pertes_S}	232.5W	167.9W	87.2W	67.5W
ΔT_S	43.7ºC	63.8ºC	69.8ºC	50.6ºC
R_{dyn_D}	4.00mΩ	11.6mΩ	19.9mΩ	24.8mΩ
V_{seuil_D}	0.594V	0.479V	0.657V	0.800V
Q_{rr_D}	23.0µC	1.21µC	2.09µC	0.725µC
$P_{pertes_cond_D}$	86.9W	46.5W	38.7W	31.1W
$P_{pertes_comm_D}$	108.7W	5.7W	9.8W	3.4W
P_{pertes_D}	195.6W	52.2W	48.5W	34.5W
ΔT_D	56.3ºC	23.5ºC	60.2ºC	31.8ºC
Prix	87.51$	11.11$	5.47$	5.07$
Volume	199cm^3	Négligeable		
Masse	0.33kg	Négligeable		

3.5.4 Radiateur

Les pertes dans les composants du convertisseur sont transformées en chaleur. Sans radiateur, leur température excèderait leur limite et la défaillance du système serait inévitable. C'est pourquoi une analyse thermique est essentielle.

D'abord, on suppose que l'inductance ne nécessite pas de dissipateur de chaleur. D'après les calculs de conception, son augmentation maximale de température est de 58ºC. Or, le noyau peut supporter une température de 150ºC.

Dans le cas des interrupteurs, le radiateur est nécessaire. L'analyse des pertes permet de choisir le cas de référence pour la conception du dissipateur de chaleur. Il s'agit du cas de fonctionnement où l'augmentation de température est maximale. Le Tableau 3.9 présente ces situations de référence avec les pertes et les résistances thermiques jonction à radiateur ($R_{th_J\text{-}S}$) des interrupteurs.

Tableau 3.9 Cas de référence pour la conception du dissipateur de chaleur

$N_{branches}$	**1**	**2**	**3**	**4**
Cas de référence	Mode boost V_{LV}=234V V_{HV}=341V	Mode boost V_{LV}=194V V_{HV}=341V	Mode boost V_{LV}=194V V_{HV}=341V	Mode boost V_{LV}=194V V_{HV}=341V
Pertes S1	208.1W	92.6W	71.5W	56.9W
Pertes S2	199.8W	38.8W	38.2W	25.4W
$R_{th\ J\text{-}S}$ S1	0.188ºC/W	0.67ºC/W	0.89ºC/W	1.01ºC/W
$R_{th\ J\text{-}S}$ S2	0.288ºC/W	0.45ºC/W	1.24ºC/W	0.92ºC/W

Notons que, pour les convertisseurs à deux et trois branches, les pertes en mode « buck » sont plus élevées qu'en mode « boost ». Par contre, la durée de la régénération d'énergie à puissance maximale n'est que de quelques secondes. On suppose que l'inertie thermique du système maintiendra la température constante. Alors, le cas de référence pour la conception du dissipateur de chaleur restera le mode « boost », ou alimentation du moteur.

L'analyse thermique déterminera la résistance thermique maximale du radiateur. Pour se faire, il suffit de convertir le système thermique en système électrique comme l'illustre la Figure 3.12.

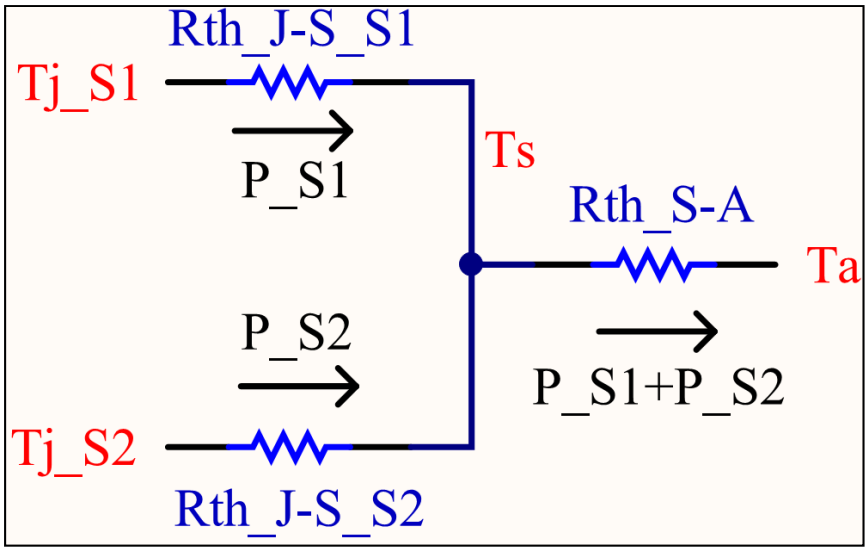


Figure 3.12 Modèle thermique du système interrupteurs-radiateur

Où :

- T_{j_S1} et T_{j_S2} sont les températures de jonction [ºC];
- T_s est la température du radiateur [ºC];
- T_a est la température ambiante [ºC];
- $R_{th_J\text{-}S_S1}$ et $R_{th_J\text{-}S_S2}$ sont les résistances thermiques jonction à radiateur [ºC/W];
- $R_{th_S_A}$ est la résistance thermique radiateur à ambiant [ºC/W];
- P_{S1} et P_{S2} sont les pertes de puissance [W].

La température du radiateur se calcule d'après l'interrupteur qui génère le plus de chaleur. Ensuite, on peut calculer la température de la jonction de l'autre interrupteur et la résistance thermique minimale du radiateur.

$$\begin{matrix} \Delta T_{S1} > \Delta T_{S2} \\ R_{th_J-S_S1} \cdot P_{S1} > R_{th_J-S_S2} \cdot P_{S2} \end{matrix} \rightarrow \begin{matrix} T_{J_S1} = T_{J_design} \\ T_S = T_{J_S1} - R_{th_J-S_S1} \cdot P_{S1} \\ T_{J_S2} = T_S + R_{th_J-S_S2} \cdot P_{S2} \end{matrix} \quad (3.56)$$

$$\begin{array}{c} \Delta T_{S1} < \Delta T_{S2} \\ R_{th_J-S_S1} \cdot P_{S1} < R_{th_J-S_S2} \cdot P_{S2} \end{array} \rightarrow \begin{array}{c} T_{J_S2} = T_{J_design} \\ T_S = T_{J_S2} - R_{th_J-S_S2} \cdot P_{S2} \\ T_{J_S1} = T_S + R_{th_J-S_S1} \cdot P_{S1} \end{array} \quad (3.57)$$

$$R_{th_S-A} = \frac{T_S - T_A}{P_{S1} + P_{S2}} \quad (3.58)$$

Le Tableau 3.10 présente la résistance thermique maximale du dissipateur de chaleur et les températures du système si on spécifie une température de jonction désirée ($T_{J\text{-design}}$) de 125ºC et une température ambiante (T_a) de 40ºC.

Tableau 3.10 Résultats de l'analyse thermique pour chacun des convertisseurs

# branches	**1**	**2**	**3**	**4**
$R_{th\ S\text{-}A}$	0.0673ºC/W	0.175ºC/W	0.195ºC/W	0.335ºC/W
$T_{J\ S1}$	106.6ºC	125.0ºC	125.0ºC	125.0ºC
$T_{J\ S2}$	125.0ºC	80.4ºC	108.7ºC	90.9ºC
T_S	67.5ºC	63.0ºC	61.4ºC	67.5ºC

Suite à ce calcul, il suffit de chercher un radiateur qui satisfait l'exigence de résistance thermique et de dimensions suffisantes pour contenir les deux interrupteurs. Parmi les nombreux manufacturiers disponibles, les radiateurs de la compagnie « Wakefield Solutions » (Wakefield, 2011) et les ventilateurs de la compagnie « Sunon » (Sunon, 2011) ont été préférés. Le Tableau 3.11 présente les radiateurs et les ventilateurs utilisés pour chacun des convertisseurs.

Tableau 3.11 Caractéristiques des radiateurs et des ventilateurs choisis

$N_{branches}$	1	2	3	4
Ventilateur	MEC0381V1	MEC0381V2	MEC0381V1	ME92251V3
Débit d'air	138CFM	116CFM	138CFM	45CFM
Dimensions	120x120x38mm	120x120x38mm	120x120x38mm	92x92x25mm
Puissance	10.1W	5.1W	10.1W	1.6W
Prix	9.18$	9.18$	8.98$	3.88$
Volume	547cm^3	547cm^3	547cm^3	212cm^3
Masse	0.218kg	0.218kg	0.218kg	0.09kg
Radiateur	392-300AB	476K	441K	423K
Dimensions	125x136x300mm	127x127x152mm	121x114x140mm	121x67x140mm
Débit linéaire d'air	754LFM	668LFM	736LFM	516LFM
Résistance thermique	0.065ºC/W	0.165ºC/W	0.195ºC/W	0.315ºC/W
Prix	172.81$	68.56$	25.79$	19.80$
Volume	5100cm^3	2452cm^3	1927cm^3	1135cm^3
Masse	10.42kg	2.82kg	1.97kg	1.17kg
Prix	181.99$	77.74$	34.77$	23.68$
Volume	5647cm^3	2999cm^3	2474cm^3	1347cm^3
Masse	10.64kg	3.04kg	2.19kg	1.26kg

Dans le tableau précédent, la conversion du débit d'air du ventilateur (Q_{fan}) en débit linéaire d'air sur le radiateur (V_{rad}) se fait comme suit :

$$Q_{fan}\left[m^3/s\right] = V_{rad}\left[m/s\right] \cdot La_{rad}\left[m\right] \cdot H_{rad}\left[m\right]$$

$$V_{rad}\left[m/s\right] = \frac{Q_{fan}\left[m^3/s\right]}{La_{rad}\left[m\right] \cdot H_{rad}\left[m\right]}$$

$$V_{rad}\left[pi/\min\right] = \frac{Q_{fan}\left[pi^3/\min\right]}{La_{rad}\left[m\right] \cdot H_{rad}\left[m\right]} \cdot \left[\frac{0.3048m}{1pi}\right]^2 \tag{3.59}$$

Où :

- La_{rad} est la largeur du radiateur [m];
- H_{rad} est la hauteur du radiateur [m];
- L'unité pi/min est la même que l'unité LFM utilisée dans le Tableau 3.11;

- L'unité pi^3/min est la même que l'unité CFM utilisée dans le Tableau 3.11.

3.5.5 Circuits de contrôle

Les circuits de contrôle assurant le fonctionnement du convertisseur ne seront pas abordés. Il est tout de même important de savoir que l'augmentation du nombre de branches du convertisseur nécessite l'ajout de circuits auxiliaires, de câbles et de connecteurs et augmente ainsi les coûts.

Dans les circuits de contrôle, on retrouve évidemment le contrôleur. Ce dernier doit être plus performant et posséder plus d'entrées et sorties avec l'ajout de branches. De plus, chaque branche doit contenir la circuiterie permettant la commande des gâchettes et la lecture des tensions, des courants et de la température.

3.6 Comparaison des convertisseurs à différents nombres de branches

Dans les sections 3.4 et 3.5, nous avons décrit les calculs de pertes et choisi tous les composants des convertisseurs. Il ne reste qu'à rassembler toutes ces informations dans une analyse comparative de l'efficacité, du prix, du volume et de la masse. Cette analyse a pour but de déterminer le nombre idéal de branches que devrait posséder le convertisseur dans le cadre de cette recherche.

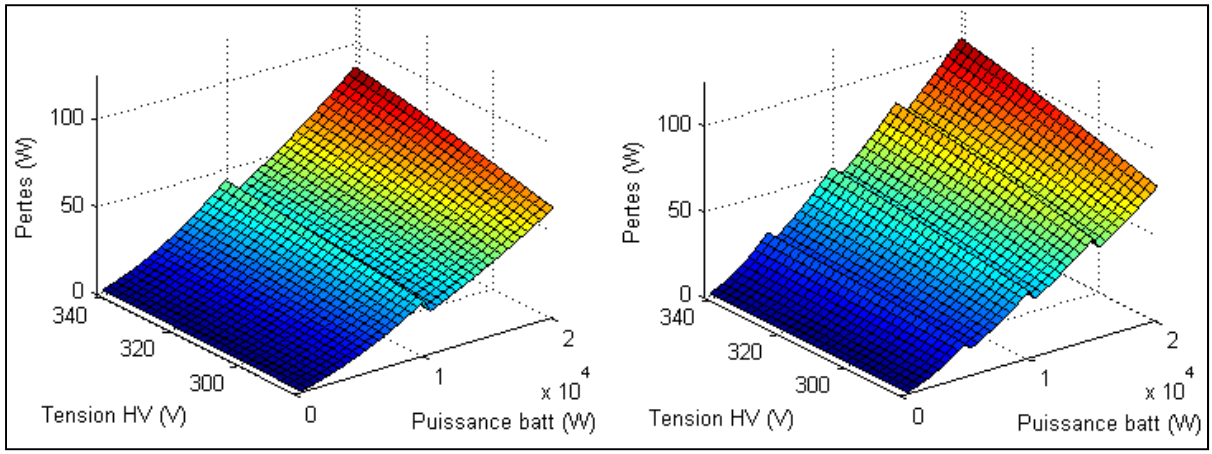
La répartition du courant entre les branches d'un même convertisseur sera décrite à la section 3.7.1.

3.6.1 Analyse des pertes

Le calcul des pertes, décrit à la section 3.4, a été implémenté dans le logiciel Matlab (MathWorks, 2011a). Les résultats graphiques permettent d'analyser l'évolution des pertes sur toute la plage de puissance et de tension pour chacun des convertisseurs. Notons que les

pertes du condensateur sont négligeables par rapport à celles des interrupteurs et des inductances.

Premièrement, il y a les pertes qui dépendent d'une résistance de conduction. Lorsque les convertisseurs possèdent plusieurs branches, les niveaux de courant diminuent dans les composants. On choisit donc des composants de plus faibles performances, qui ont une résistance de conduction plus élevée. Ainsi, ce type de pertes augmente avec le nombre de branches. C'est le cas des pertes dans le cuivre et l'espace d'air de l'inductance et des pertes par conduction des interrupteurs. La Figure 3.13 montre bien cet effet. Elle présente les pertes par conduction de l'IGBT S1 des convertisseurs à deux et quatre branches.

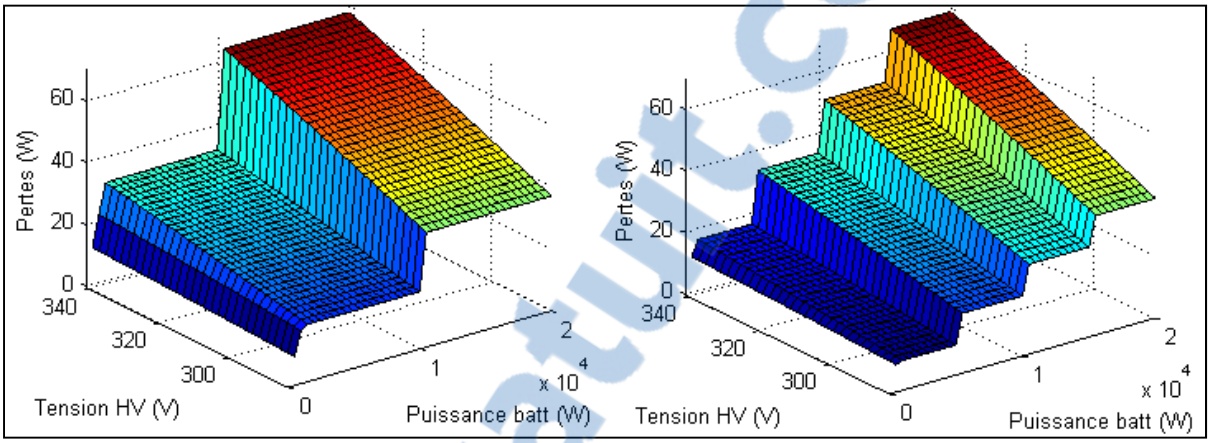


a) 2 branches b) 4 branches

Figure 3.13 Pertes par conduction de l'IGBT S1

Deuxièmement, il y a les pertes plus constantes, réagissant moins au changement de puissance du convertisseur. C'est le cas des pertes dans le noyau de l'inductance, qui dépendent de l'ondulation de son courant, et des pertes par commutation des diodes, qui dépendent de leur quantité de charge de recouvrement inverse et de leur tension. Les convertisseurs avec peu de branches offrent moins de ces pertes à haute puissance. Par contre, ils maintiennent ce niveau de pertes sur une grande plage de puissance. Pour sa part, un convertisseur avec un nombre de branches élevé possède une efficacité élevée à toutes les puissances grâce à l'extinction des branches non nécessaires. La Figure 3.14 montre cet effet.

Elle présente les pertes dans le noyau de l'inductance des convertisseurs à deux et quatre branches.



a) 2 branches b) 4 branches

Figure 3.14 Pertes dans le noyau de l'inductance

Finalement, les pertes par commutation des IGBT sont proportionnelles à la puissance du convertisseur et augmentent très légèrement avec le nombre de branches.

Pour résumer l'ensemble des pertes, on doit générer le graphique de l'efficacité totale du convertisseur. La Figure 3.15 et la Figure 3.16 présentent l'efficacité des convertisseurs de une à quatre branches, en mode « boost » et avec une tension LV minimale et une tension HV maximale, soient les tensions générant le plus de pertes.

Rapport-Gratuit.com

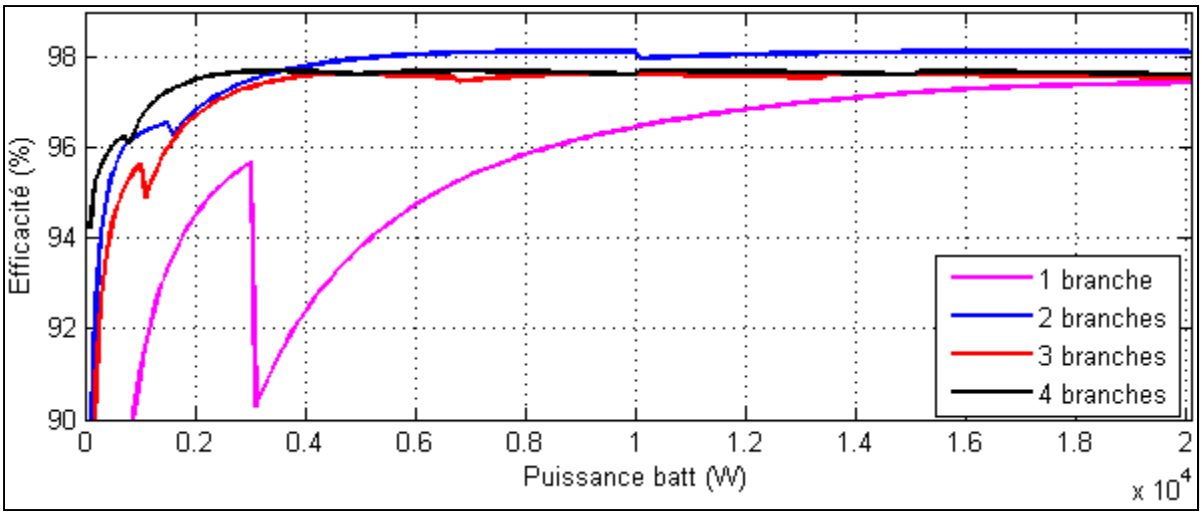


Figure 3.15 Efficacité totale de chaque convertisseur en mode « boost »

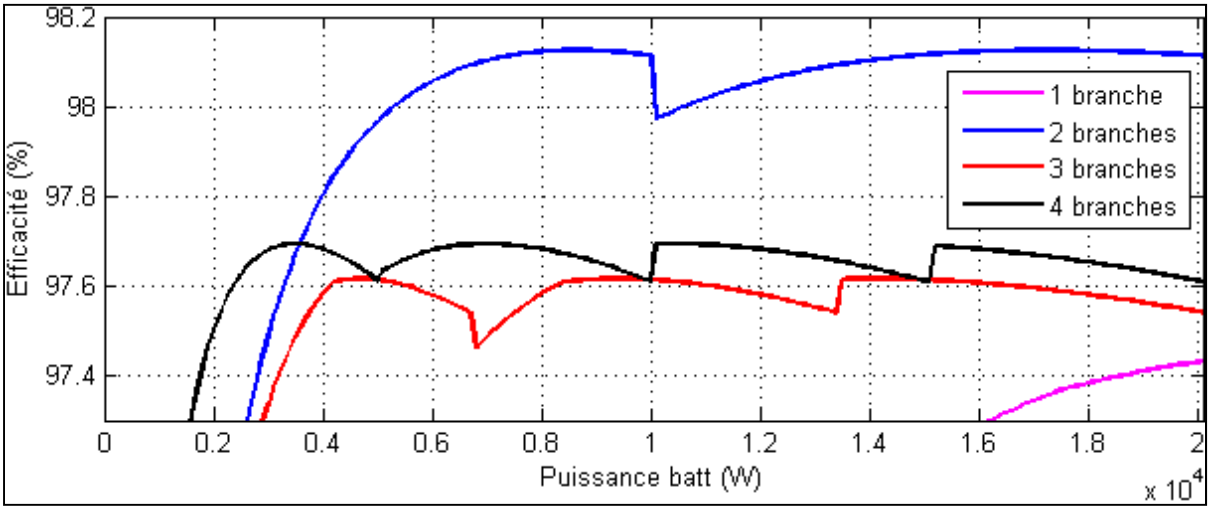


Figure 3.16 Efficacité totale de chaque convertisseur en mode « boost », vue zoomée

Le convertisseur à une branche ne présente une bonne efficacité qu'à haute puissance. Étant donné que certains types de pertes ne diminuent pas avec la puissance, son efficacité se dégrade. C'est pourquoi plus le nombre de branches augmente, plus l'efficacité du convertisseur est constante sur toute la plage de puissance. Le convertisseur à deux offre la meilleure efficacité.

Notons la présence d'un gain d'efficacité à basse puissance. Il est dû à la transition au mode de conduction discontinue. Avec un courant d'inductance qui s'annule, les pertes liées à la fermeture de l'interrupteur et à l'ouverture de la diode deviennent nulles. Cela permet d'augmenter l'efficacité du convertisseur.

À une tension LV maximale et une tension HV minimale, l'efficacité s'améliore d'environ 0.9%. Cela s'explique premièrement par la diminution du courant d'inductance, lorsque la tension LV est plus élevée, et deuxièmement, par la diminution de l'ondulation du courant d'inductance, lorsque l'écart entre les tensions LV et HV est plus faible.

On peut aussi analyser l'efficacité totale du convertisseur en mode « buck », soit durant la régénération d'énergie. La Figure 3.17 et la Figure 3.18 présentent le calcul d'efficacité des convertisseurs.

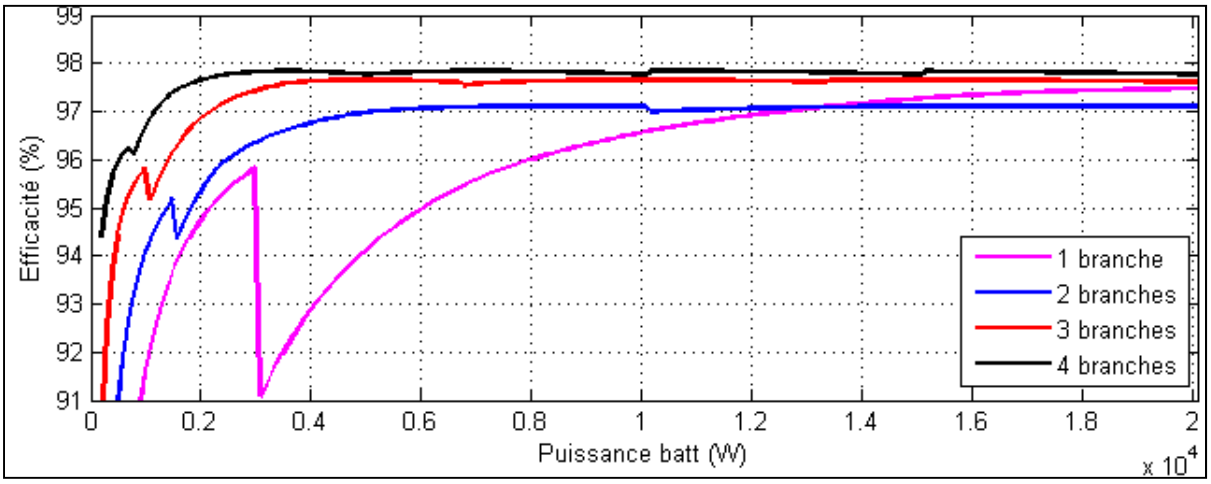


Figure 3.17 Efficacité totale de chaque convertisseur en mode « buck »

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

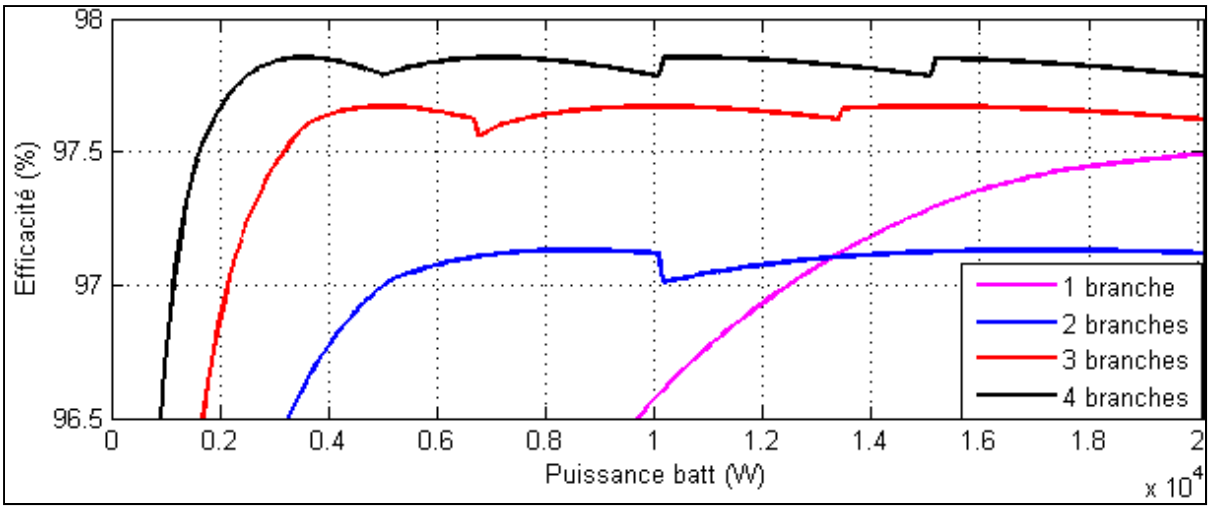


Figure 3.18 Efficacité totale de chaque convertisseur en mode « buck », vue zoomée

Pour le convertisseur à deux branches, l'efficacité a diminué. Cela est dû au choix des interrupteurs. Pour favoriser le bon fonctionnement en mode « boost », les performances de la diode de S2 ont priorité sur celles de son interrupteur. En choisissant une bonne diode et un mauvais interrupteur pour S2, on note une baisse d'efficacité lors du passage du mode « boost » à « buck ». Par contre, pour les autres convertisseurs, les différences de performances entre les diodes et les interrupteurs sont très faibles. C'est pourquoi on remarque que leur efficacité n'a pas variée en changeant le mode de fonctionnement.

3.6.2 Comparaison globale

Le Tableau 3.12 présente les caractéristiques de chaque convertisseur lorsque tous les composants sont pris en compte.

Tableau 3.12 Comparaison des convertisseurs de différents nombres de branches

Nombre branches	**1**	**2**	**3**	**4**
Prix par branche	425.42$	192.94$	116.84$	91.05$
Volume par branche	7038cm^3	3770cm^3	2985cm^3	1787cm^3
Masse par branche	14.08kg	5.1kg	3.55kg	2.34kg
Efficacité totale	Moyenne	Bonne	Bonne	Bonne
Prix total	425.42$	385.88$	350.52$	364.20$
Volume total	7038cm^3	7540cm^3	8954cm^3	7146cm^3
Masse totale	14.08kg	10.2kg	10.65kg	9.36kg

Il est facile d'éliminer le convertisseur non entrelacé. Non seulement c'est le convertisseur le plus cher et lourd, il possède aussi une mauvaise efficacité à basse puissance. Ses mauvaises performances sont surtout dues au fait que le choix des composants supportant le niveau de courant du convertisseur est limité et non optimal.

Pour le convertisseur à trois branches, son volume et sa masse plus élevés le désavantagent grandement, malgré sa légère amélioration du prix.

Le choix entre les convertisseurs à deux et quatre branches est plus difficile. Celui à quatre branches présente des meilleurs coût, volume et masse, mais une plus faible efficacité. Si on tient compte des circuits de contrôle abordés à la section 0, dont nous avons négligé l'importance jusqu'à maintenant, on remarque qu'il y a un avantage, sur le coût et la complexité, à choisir le convertisseur à moins de branches. Donc, le choix logique serait d'opter pour celui à deux branches.

La conclusion de cette comparaison globale est le choix du nombre de branches idéal pour le convertisseur dans l'application de cette recherche. Avec les critères d'efficacité, de prix, de volume et de masse, le convertisseur à deux branches semble le meilleur.

3.7 Réalisation de la commande

La commande du convertisseur entrelacé se divise en plusieurs parties : la répartition, la régulation et le décalage des courants.

3.7.1 Répartition du courant entre les branches

L'objectif du contrôleur est de minimiser les pertes d'énergie. Cela peut se faire si la puissance totale du convertisseur est redirigée vers le minimum de branches. Ainsi, on élimine les pertes causées par une sous-utilisation d'une branche. La Figure 3.19 présente l'algorithme de la répartition du courant entre les branches.

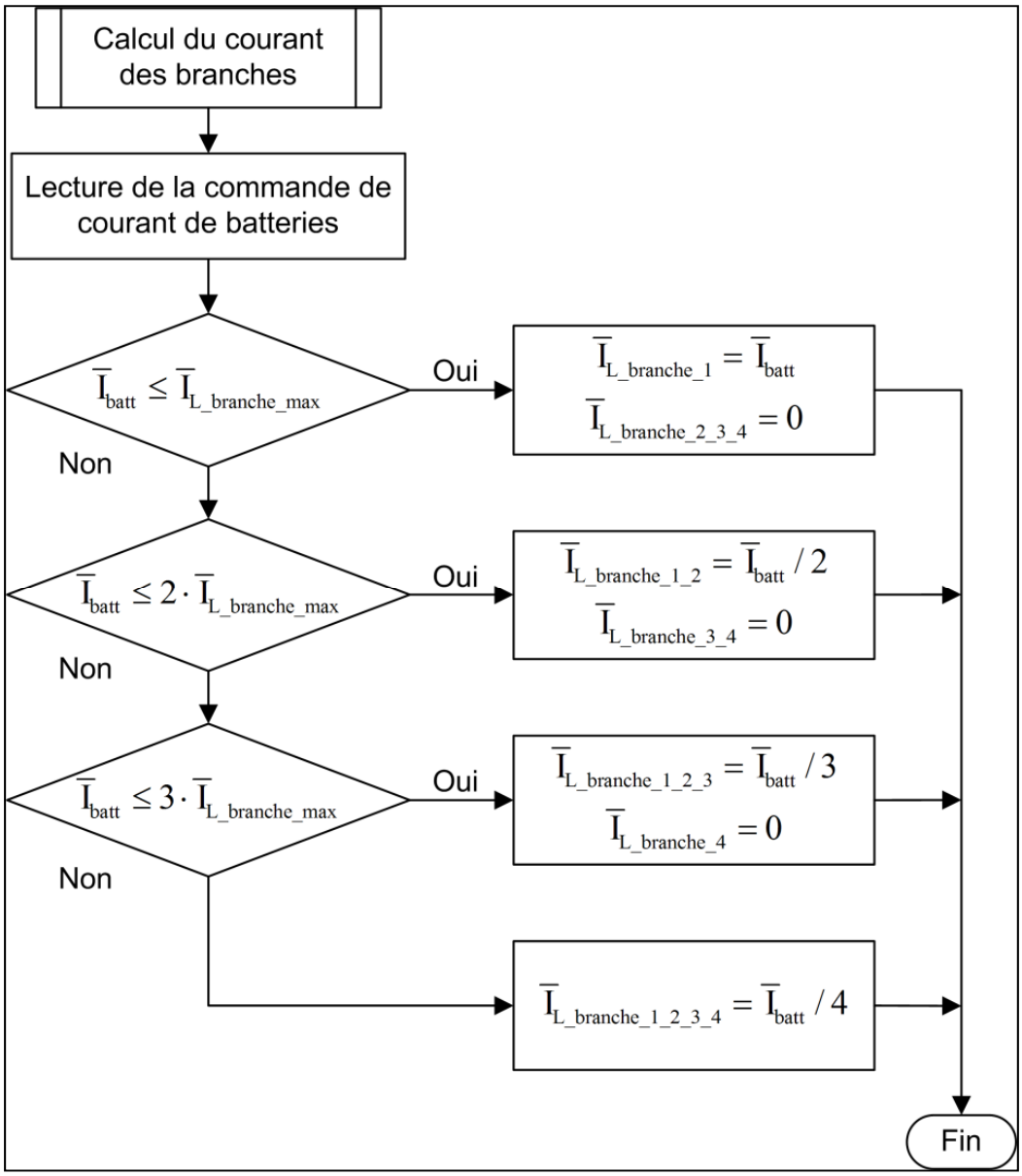


Figure 3.19 Algorithme de la répartition du courant entre les branches

3.7.2 Régulation du courant d'une branche

Étant donné que les paramètres des composants peuvent varier d'une branche à l'autre du convertisseur, il est essentiel que le courant de chacune soit régulé individuellement. Sinon, une surcharge d'une des branches pourrait survenir. De plus, il est important de préciser que c'est le courant de batteries vu sur le bus DC (I_{batt_DC}), ou le courant du convertisseur du côté haute tension (I_{HV}), qui doit être régulé. En effet, tous les calculs de la stratégie de contrôle permettent de fournir cette valeur de commande.

Le régulateur de courant du convertisseur permet de contrôler le rapport cyclique des interrupteurs. Parmi les régulateurs possibles, celui de type proportionnel intégral (PI) est choisi, car il est simple et efficace. Il est illustré à la Figure 3.20.

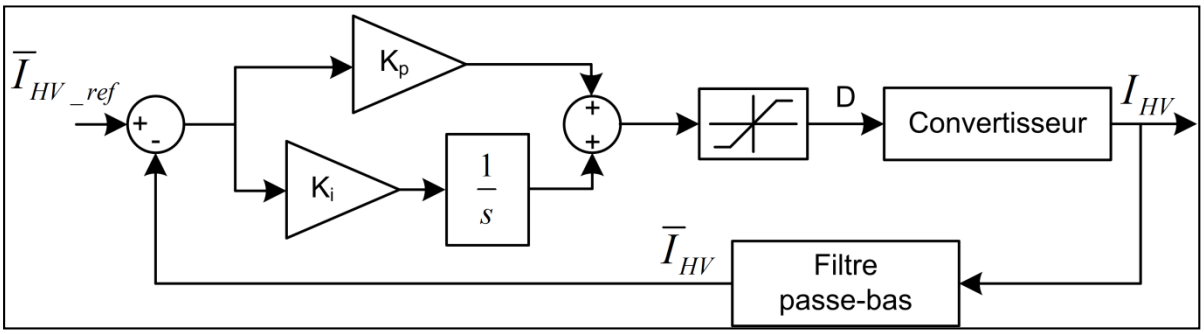


Figure 3.20 Régulation du courant d'une branche

Les équations reliant le rapport cyclique et le courant moyen du côté haute tension varient en fonction du mode de conduction (continue ou discontinue) et du mode de fonctionnement (« boost » ou « buck »).

$$\frac{d\overline{I}_{HV_boost_cont}}{dt} \approx \frac{V_{LV}}{L}\left(D_{boost} + \frac{V_{LV}}{V_{HV}} - 1\right) \tag{3.60}$$

$$\frac{d\overline{I}_{HV_buck_cont}}{dt} \approx \frac{V_{LV}}{L}\left(D_{buck} - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right) \tag{3.61}$$

$$\overline{I}_{HV_boost_disc} = \frac{{V_{LV}}^2}{2Lf_{sw}\left(V_{HV} - V_{LV}\right)}{D_{boost}}^2 \tag{3.62}$$

$$\overline{I}_{HV_buck_disc} = \frac{\left(V_{HV} - V_{LV}\right)}{2Lf_{sw}}{D_{buck}}^2 \tag{3.63}$$

La démonstration des équations (3.60) et (3.61), ayant rapport au mode de conduction continue, est fait à l'ANNEXE II. Pour ce qui est du mode de conduction discontinue, les équations (3.62) et (3.63) sont dérivées des équations (3.32) et (3.41), développées à la section 3.3.

Avec les relations ci-dessus, on peut voir la grande différence entre les modes de conduction. En mode discontinu, le rapport cyclique contrôle directement le courant moyen. Par contre, en mode continu, le rapport cyclique contrôle la pente du courant. Contrôler la pente du courant plutôt que le courant lui-même signifie que la régulation doit se faire très rapidement et précisément pour éviter une instabilité du système. Cela justifie doublement le besoin de réguler individuellement le courant de chaque branche.

Pour tenir compte des différences sur le contrôle, la valeur des gains K_p et K_i du régulateur doit varier en fonction du mode de conduction. De plus, en mode de fonctionnement « buck », le courant est de signe négatif. Donc, les gains doivent être négatifs pour permettre la régulation dans ce mode. Le Tableau 3.13 présente les valeurs optimisées des gains du régulateur de courant moyen du côté haute tension.

Tableau 3.13 Paramètres optimisés de la régulation du courant moyen du côté haute tension

Paramètres	**Valeur en mode de conduction continue**	**Valeur en mode de conduction discontinue**
Gain proportionnel (K_p)	0.005	0.0225
Gain intégral (K_i)	2.5	460

3.7.3 Décalage du courant de chaque branche

Comme expliqué à la section 1.4.2.1, les courants de branches doivent être décalés uniformément, c'est-à-dire de $360º/N_{branches_ON}$, pour que le courant total ait la plus petite oscillation possible. Pour un convertisseur à deux branches, c'est simple à réaliser, car le décalage du courant de chaque convertisseur reste fixe, soit de 0º pour le premier et 180º pour le deuxième. En effet, c'est seulement à partir de trois branches que le décalage du courant d'au moins une des branches est variable.

Pour réaliser le décalage des courants du convertisseur à deux branches, on doit modifier légèrement la génération des commandes de gâchette, réalisée avec la modulation par largeur d'impulsion (MLI). En effet, il suffit que la remise à zéro du compteur de la MLI de la deuxième branche soit décalée d'une demi-période par rapport à celui de la première branche.

3.8 Simulation du convertisseur

Pour s'assurer que le convertisseur fonctionne bien, il faut analyser ses paramètres durant toutes les phases d'opération. La simulation complète du convertisseur permet cette analyse. Elle est réalisée à l'aide du bloc « SimPowerSystems » de Simulink (MathWorks, 2011b) où le convertisseur et le contrôleur ont été modélisés.

3.8.1 Échelon de courant maximal

La situation où la commande de courant du convertisseur passe de 0A au courant maximal permet de vérifier le temps de la réponse du convertisseur. La Figure 3.21 présente l'évolution des paramètres dans ce cas.

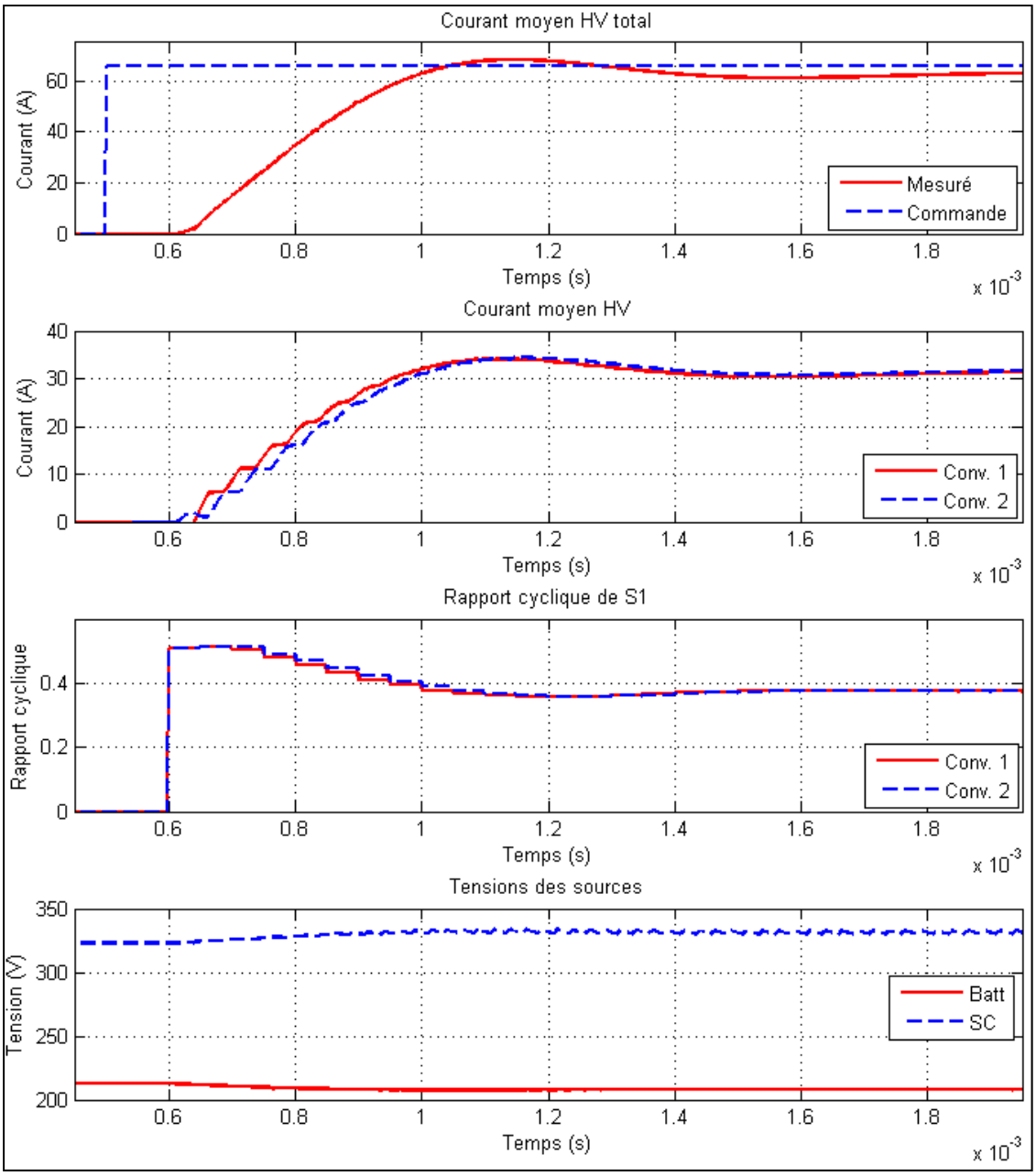


Figure 3.21 Simulation du convertisseur lors d'un échelon de courant maximal

On peut remarquer que les deux branches du convertisseur sont actives pour fournir le courant total. Chacune régule le courant de manière individuelle. C'est pourquoi on note un léger retard dans le courant de la branche 2. Le rapport cyclique en régime permanent des interrupteurs S1 correspond à la valeur qui provoque une pente nulle du courant HV moyen. Cette valeur se calcule avec l'équation (3.60).

Aussi, on observe que la tension des sources varie. Cela est dû au changement de courant et leur résistance interne. Cette variation de tension affecte la régulation du courant, car elle modifie l'ondulation du courant d'inductance. La stabilisation du rapport cyclique doit s'ajuster à ce changement de tension.

Le graphique du courant ne montre pas sa stabilisation à la valeur exacte de la commande. En fait, le courant s'approche de la commande en 500µs et l'atteinte de la valeur exacte de la commande prend 11ms supplémentaires, comme le montre la Figure 3.22. Ce délai est tout de même satisfaisant sachant que les super-condensateurs sur le bus DC peuvent fournir le courant transitoire au moteur.

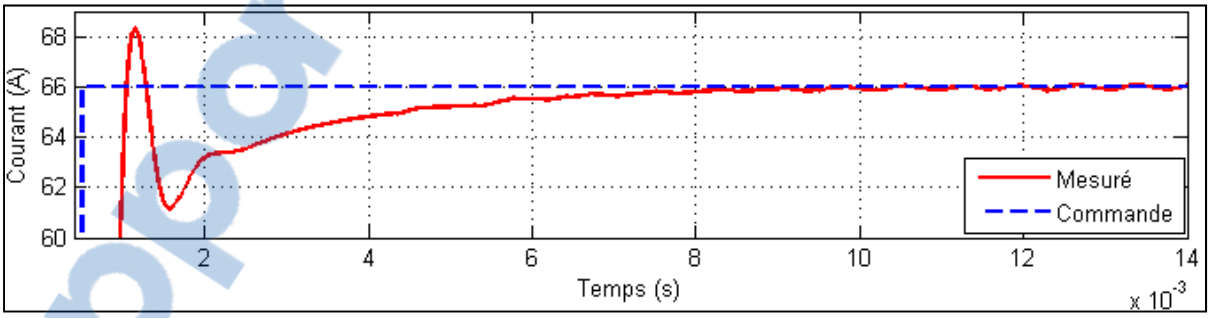


Figure 3.22 Courant moyen HV jusqu'à sa stabilisation

Le courant du côté haute tension présenté à la Figure 3.21 est le courant moyen. En réalité, le courant oscille à la fréquence de commutation autour de cette valeur moyenne. La Figure 3.23 montre les courants instantané et moyen du côté haute tension et de l'inductance.

Rapport-Gratuit.com

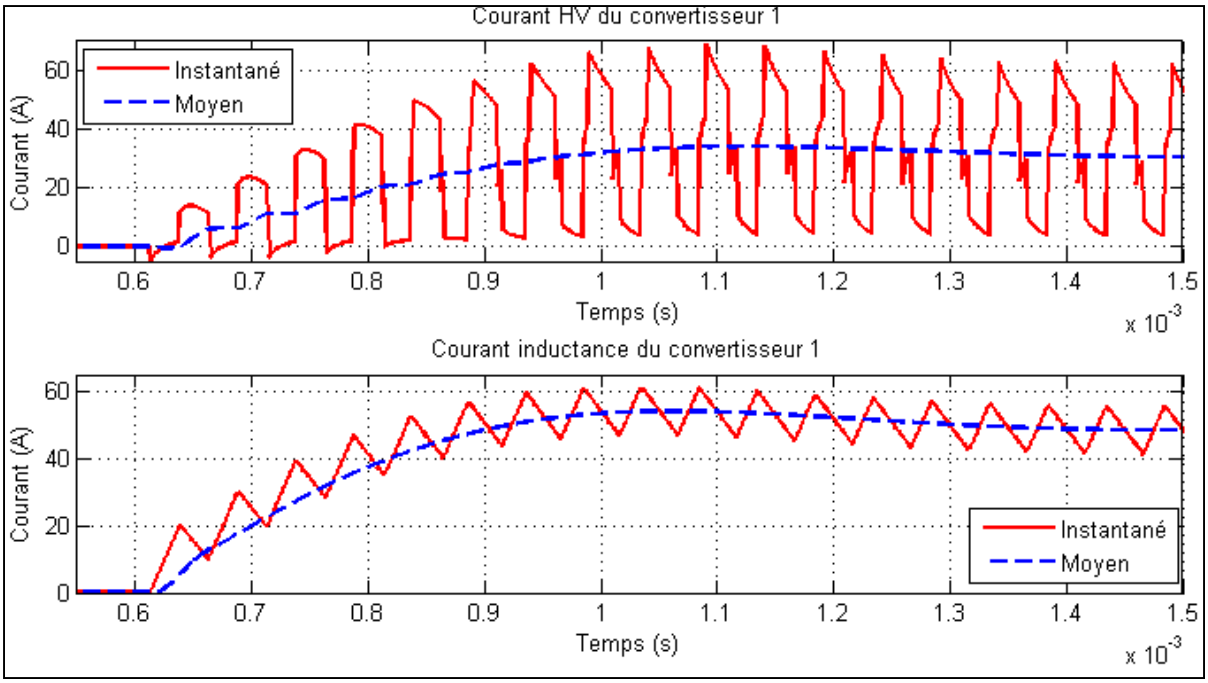


Figure 3.23 Courants HV et d'inductance lors d'un échelon de courant maximal

Le courant HV varie rapidement comparé à sa valeur moyenne. C'est pourquoi il est nécessaire de filtrer ce courant pour permettre une régulation précise. Par contre, une fréquence de filtrage trop faible ralentirait la commande et provoquerait des oscillations de courant dangereuses pour les composants. Cette fréquence est donc à choisir soigneusement.

3.8.2 Transition du nombre de branches fonctionnelles

Lorsque le courant total peut être fourni par une seule branche, on désactive la deuxième branche du convertisseur. La Figure 3.24 présente ce cas lors d'une transition du courant du côté haute tension de 35A à 31A.

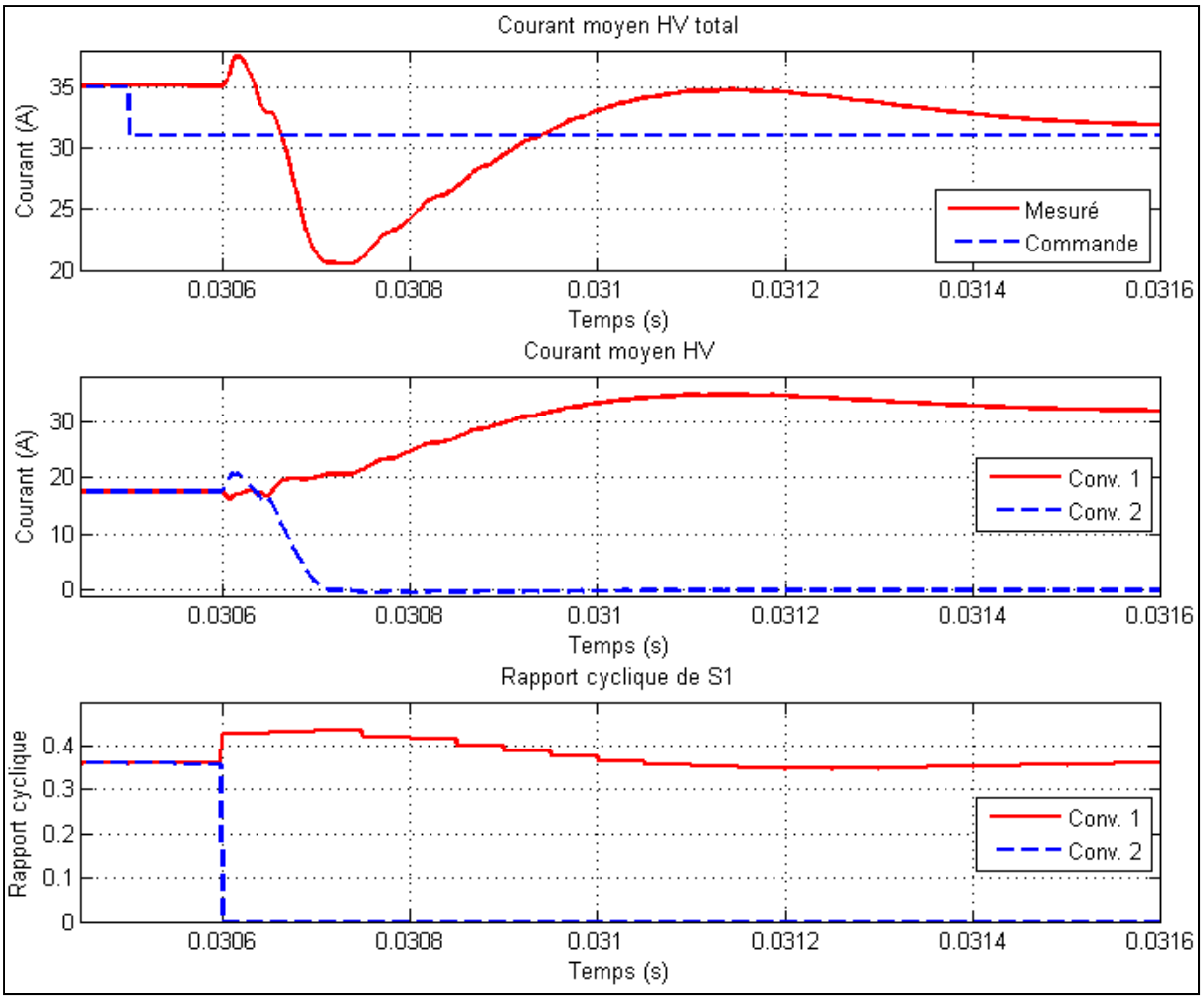


Figure 3.24 Simulation du convertisseur lors d'une transition de deux à une branche fonctionnelle

Au départ, à 35A de courant HV, les deux branches fonctionnent. Au changement de la commande de courant, la deuxième branche se désactive et la première prend en charge la régulation du courant total. Le temps de réponse est de 800µs.

Lors de l'annulation du courant HV d'une branche, il y aura toujours une légère impulsion dans le courant moyen. En fait, il ne s'agit pas réellement d'une impulsion de courant. Suite à l'arrêt des interrupteurs, l'inductance va décharger tout son courant vers la charge via la diode D2. Pendant ce temps de décharge, le courant HV équivaut à celui de l'inductance

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

durant tout le cycle de commutation et non durant une seule des deux phases du cycle. Cela a pour effet d'augmenter la valeur moyenne du courant pendant un court instant.

3.8.3 Transition du mode de conduction

À la section 3.7.2, nous avons vu que le régulateur de courant doit modifier ses gains proportionnel et intégral lors d'un changement de mode de conduction. Cela explique l'intérêt de simuler le convertisseur lors d'une transition du courant du côté haute tension de 31A à 3A, soit du mode de conduction continue à discontinue. La Figure 3.25 montre cette situation.

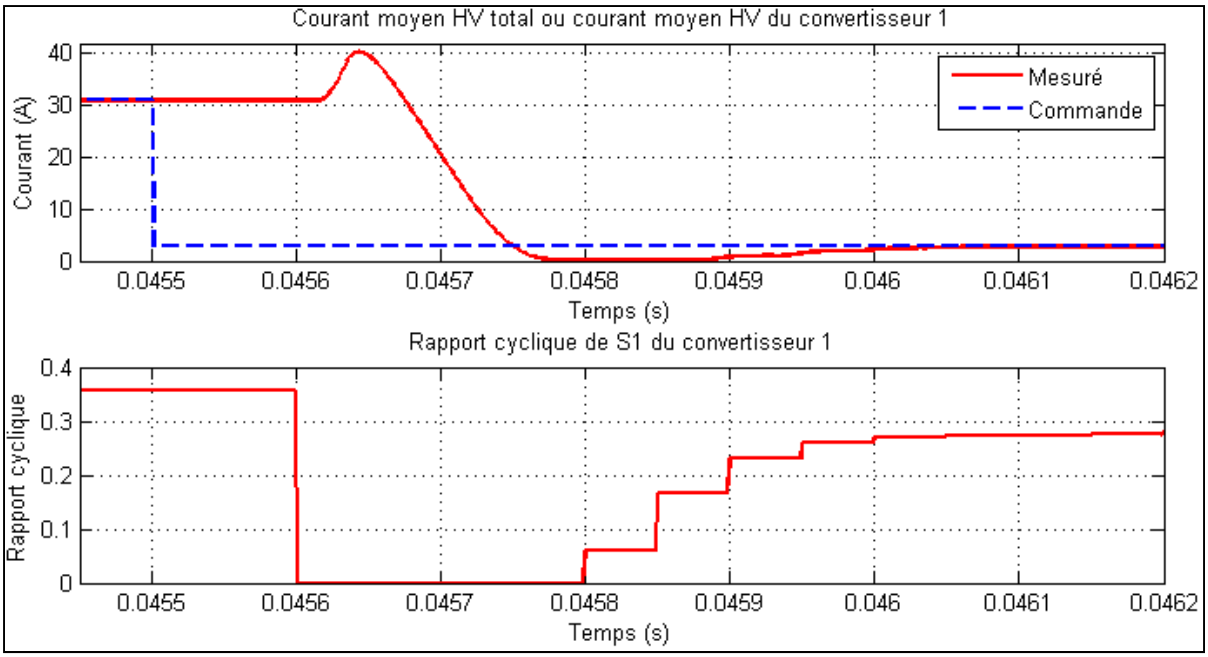


Figure 3.25 Simulation du convertisseur lors d'une transition du mode de conduction continue à discontinue

Au moment du changement de la commande de courant, le rapport cyclique devient nul et le contrôleur attend l'annulation du courant avant de continuer la régulation avec les nouveaux gains. Ce délai d'extinction du courant est de 300µs. On note encore une impulsion de courant, comme décrit à la section 3.8.2. Ensuite, le temps de réponse du convertisseur est de 300µs.

Il est intéressant d'observer la nouvelle forme des courants lors du fonctionnement en mode de conduction discontinue. On voit très bien l'annulation du courant d'inductance avant la fin de chaque cycle, comme l'illustre la Figure 3.26.

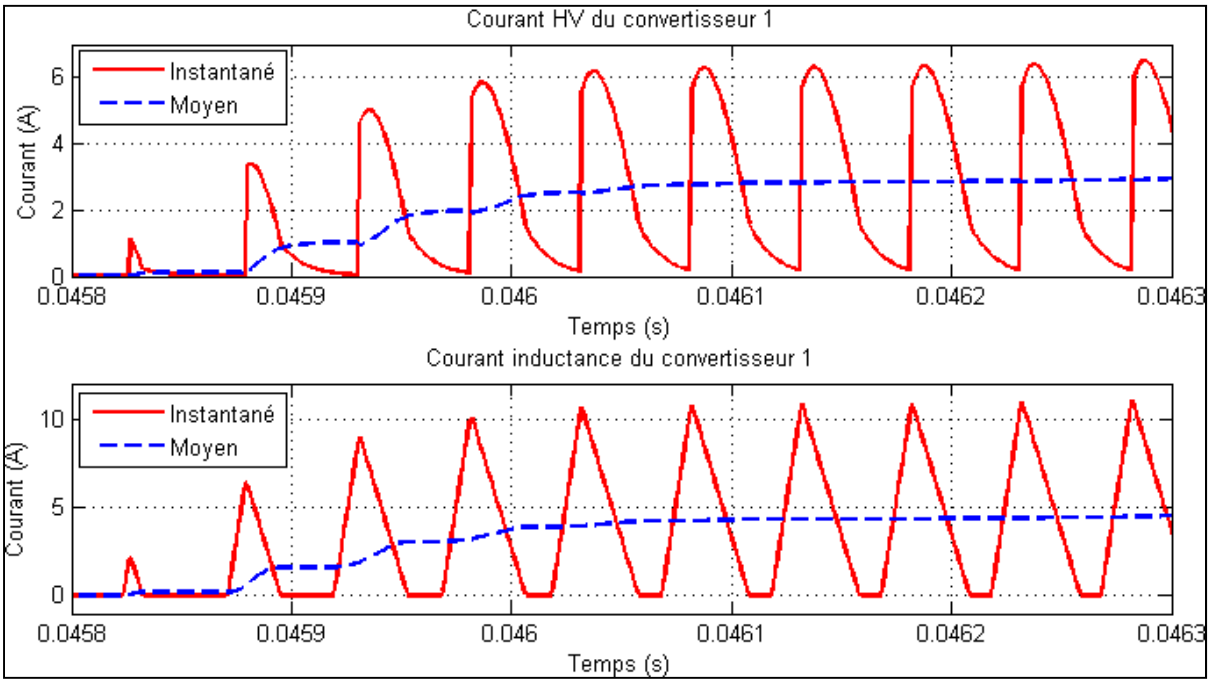


Figure 3.26 Courants HV et d'inductance en mode de conduction discontinue

3.8.4 Transition du mode de fonctionnement

Le dernier cas particulier est lorsque le courant change de direction. Le convertisseur doit donc changer de mode de fonctionnement. La Figure 3.27 montre les paramètres du convertisseur lors d'une transition du mode « boost » au mode « buck ».

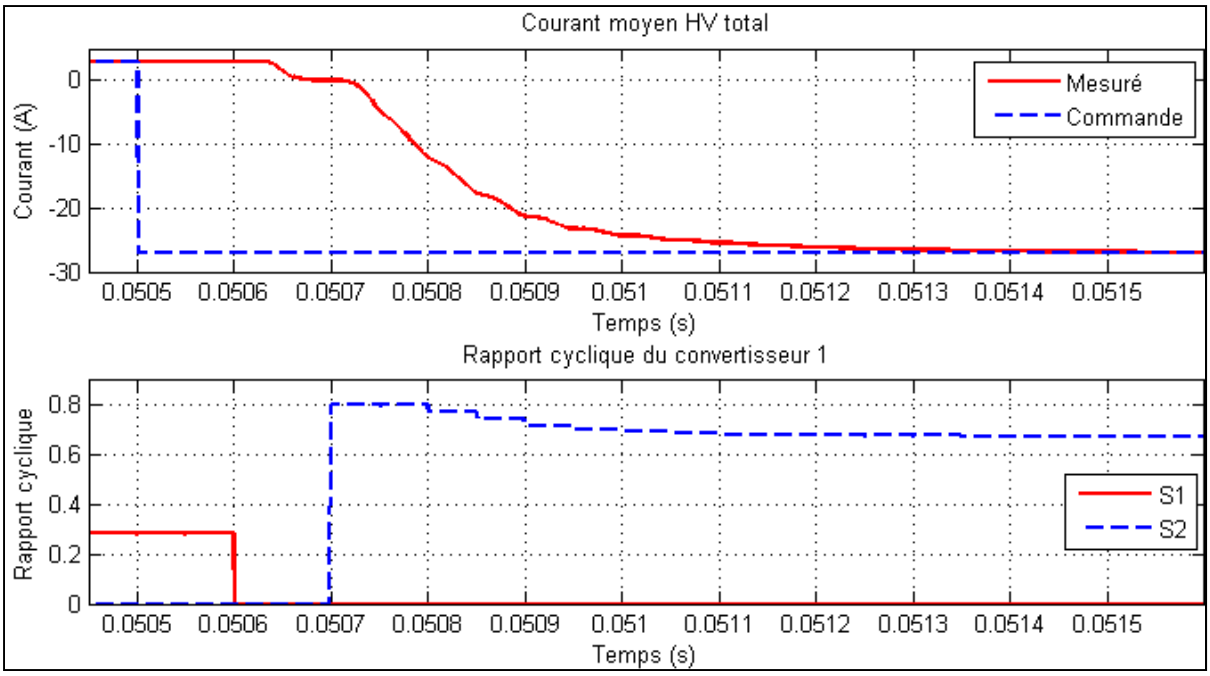


Figure 3.27 Simulation du convertisseur lors d'une transition du mode de fonctionnement « boost » à « buck »

À partir du moment où la commande de courant est négative, le convertisseur attend l'annulation du courant, puis fonctionne en mode « buck » en contrôlant l'interrupteur S2.

On note que l'évolution du courant est différente comparée au mode « boost ». En effet, il n'y a pas de dépassement de la commande de ce cas de fonctionnement. Cela est dû à la variation de tension des sources. Elle est de sens opposé à cause du changement de sens du courant et modifie légèrement la régulation. Malgré tout, le temps de réponse reste le même après l'extinction du courant.

3.9 Conclusion

Ce chapitre traitait de l'étude approfondie du convertisseur. Étant conscient de la possibilité d'utiliser la technique d'entrelacement, l'analyse devait porter sur des convertisseurs de une à quatre branches entrelacées.

On a d'abord énuméré les caractéristiques du convertisseur en fonction des résultats des chapitres précédents. Ensuite, beaucoup d'équations ont été développées pour calculer les valeurs d'inductance, de capacité, de courant et de tension. Ces calculs permettent d'effectuer le dimensionnement des composants. Le calcul des pertes a ensuite été réalisé pour évaluer l'efficacité des convertisseurs à tous les points d'opération.

À l'aide des données du dimensionnement et des pertes, les composants ont été choisis pour les quatre convertisseurs. Ainsi, l'efficacité, le prix, le volume et la masse de tous les convertisseurs ont pu être calculés pour analyser les avantages et les inconvénients de chacun. Finalement, c'est le convertisseur à deux branches qui a été préféré.

Le deuxième grand point de ce chapitre était la réalisation de la commande. Les trois tâches du contrôleur ont été décrites en détail. Il s'agit de la répartition, la régulation et le décalage des courants de branche.

Finalement, une simulation complète du convertisseur a permis de confirmer son bon fonctionnement et son bon contrôle du courant.

CHAPITRE 4

EXPÉRIMENTATION

Le but de l'expérimentation est de vérifier si le système, conçu théoriquement et testé par simulation, fonctionne aussi bien en pratique. Ce chapitre présente la validation des modèles de sources, du fonctionnement du convertisseur seul et du fonctionnement du système de stockage hybride.

4.1 Dimensionnement des sources expérimentales

Les tests expérimentaux ont été faits à l'Institut du Transport Avancé du Québec (ITAQ, 2011). Les batteries et les super-condensateurs disponibles sont différents de ceux utilisés au chapitre 2. En effet, ces derniers avaient été choisis dans le seul but de comparer les différentes solutions de système de stockage. Il faut donc dimensionner à nouveau les blocs de batteries et de super-condensateurs en fonction des caractéristiques de référence du système de stockage.

Les caractéristiques des sources disponibles à l'ITAQ ne permettent pas de réaliser le système de stockage avec les mêmes niveaux de puissance qu'en simulation. C'est pourquoi l'expérimentation s'est fait à la moitié de la puissance. Plus précisément, les courants ont été réduits de moitié et les tensions sont restées les mêmes.

4.1.1 Caractéristiques du système de stockage

Les caractéristiques désirées du système de stockage avec l'architecture semi-active par batteries sont décrites à la section 2.1.1 et au Tableau 2.5. Le Tableau 4.1 résume ces caractéristiques en tenant compte que le courant et la puissance sont divisés par deux.

Tableau 4.1 Caractéristiques désirées du système expérimental de stockage d'énergie

Caractéristiques	Contraintes à satisfaire
Puissance maximale totale	31.85 kW
Durée du maintien de la puissance maximale	10 secondes
Puissance maximale des batteries	9.75 kW
Énergie disponible des batteries	7.25 kWh
Tension du bus DC	250V à 400V

4.1.2 Caractéristiques des sources

Les caractéristiques des modules de batteries et de super-condensateurs disponibles au laboratoire de l'ITAQ sont énumérées dans le Tableau 4.2. Elles proviennent des spécifications techniques des manufacturiers (Valence, 2007) (Maxwell, 2010).

Tableau 4.2 Caractéristiques des modules de batteries et de super-condensateurs

Caractéristiques	Super-condensateurs	Batteries
Type de modules	Maxwell BMOD0083 P048	Valence UEV-18XP
Tension nominale	48.6V	19.2V
Capacité / Charge totale	83F	65Ah
Courant maximal continu	61A	120A
Courant maximal 10 sec	200A (estimé par l'ITAQ)	X
Tension de fonctionnement	0-48.6V	15-21.9V

4.1.3 Dimensionnement des blocs de batteries et de super-condensateurs

On utilise la même procédure de dimensionnement que celle décrite à la section 2.2. Le Tableau 4.3 présente les caractéristiques de dimensionnement des blocs des batteries et de super-condensateurs.

Tableau 4.3 Dimensionnement des blocs de batteries et de super-condensateurs

Paramètres	Bloc de SC	Bloc de batteries
Type	Maxwell BMOD0083 P048	Valence UEV-18XP
Nombre (ser/par)	8 (8/1)	10 (10/1)
ΔSOC_{batt}	X	58%
Tension individuelle	35.7-44.0V	18.9-20.5V
Courant maximal	77A	52A
Tension du bloc	285-352V	189-205V

Pour des raisons de sécurité dans le laboratoire, les tensions maximales des modules de batteries et de super-condensateurs ne seront pas atteintes. Nous avons donc pris quelques modules de plus pour diminuer les tensions de chacun. Cela n'affecte en rien les résultats de la recherche.

4.2 Validation des modèles de sources

Les modélisations des batteries et des super-condensateurs sont expliquées aux sections 1.1.2 et 1.1.3. Pour le bloc de batteries, elle se fait à l'aide des courbes de décharges du manufacturier. Pour le bloc super-condensateur, un test d'identification des paramètres du modèle a été effectué.

Pour valider ces modélisations, les sources simulées et les sources réelles ont été soumises aux mêmes tests.

4.2.1 Comparaison des batteries simulées et réelles

Un test de décharge a été effectué sur un bloc de batteries. Il s'agit d'une demande constante de puissance de 338.5W durant 7714s. Ce niveau de puissance et cette durée représentent le critère d'autonomie à satisfaire pour un des dix blocs de batteries. En effet, la voiture de simulation consomme 3385W lorsqu'elle maintient une vitesse de 70km/h, c'est-à-dire 338.5W par bloc de batteries. De plus, pour parcourir une distance de 150km à une vitesse de 70km/h, il faut 7714s.

Rapport-Gratuit.com

La Figure 4.1 présente les résultats de la simulation et de l'expérimentation du test de décharge d'un bloc de batteries.

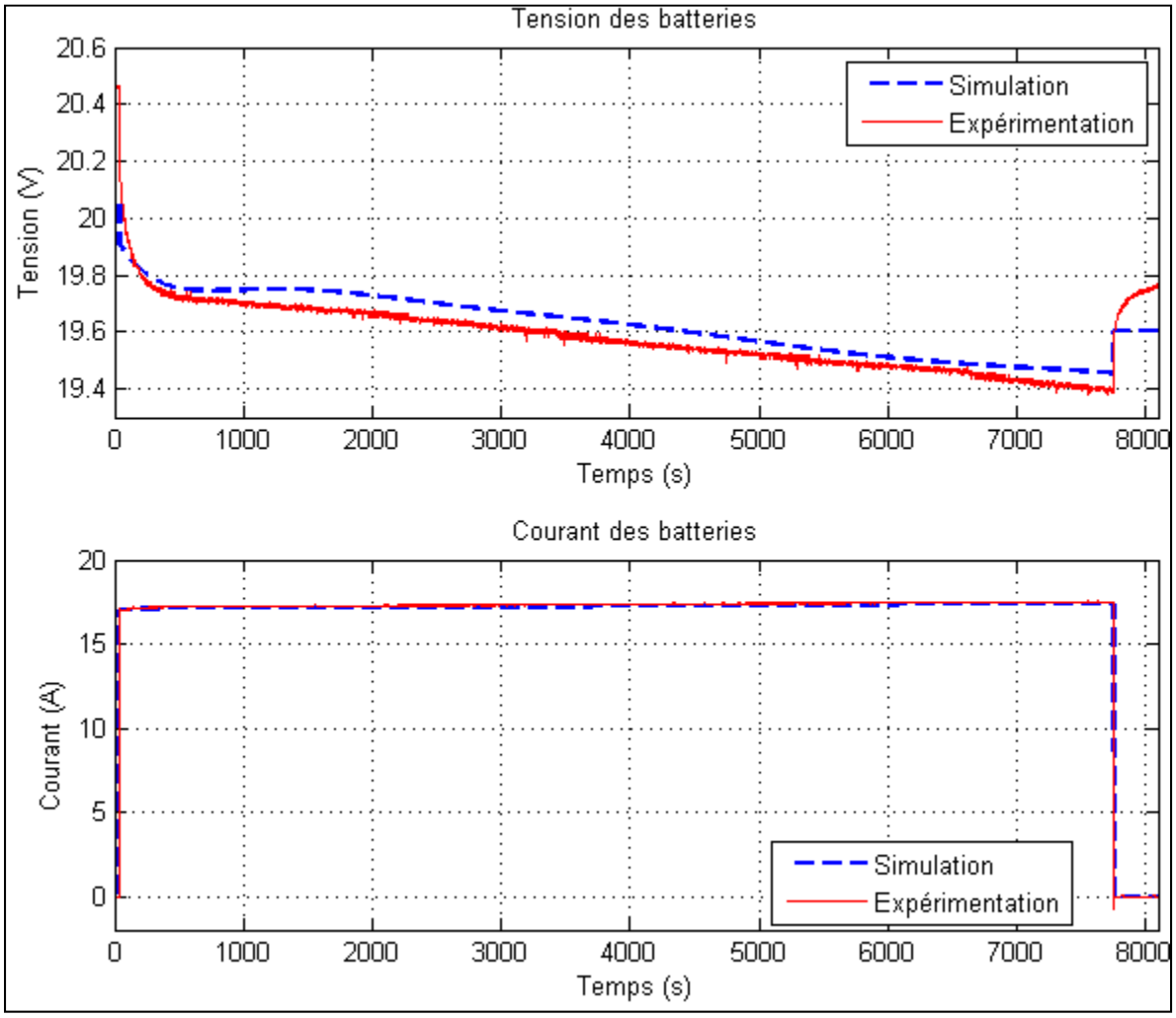


Figure 4.1 Résultats simulés et expérimentaux de la décharge d'un bloc de batteries

Le modèle de batterie est très bien lors d'un courant constant. On note une différence de tension de moins de 100mV entre la simulation et l'expérimentation. Cela montre que l'évolution de l'état de charge de la batterie est bien respectée par le modèle.

Par contre, lors de changements brusques de courant, on mesure une plus grande variation de tension pour les batteries expérimentales. Cela signifie qu'il y a une différence entre la résistance interne du modèle de batterie et celle de la batterie réelle.

De plus, suite à la décharge de la batterie expérimentale, on observe une augmentation progressive de la tension. Ce genre de transfert de charge est pris en compte dans le modèle des super-condensateurs. En effet, les différentes branches RC modélisent la distribution à différentes vitesses des charges à l'intérieur du super-condensateur. Cependant, le modèle de batterie ne tient pas compte de ce phénomène.

Bref, les différences entre le modèle de batterie et la batterie réelle sont au niveau de la réponse transitoire. Étant donné que le convertisseur permet d'éviter des changements brusques de courant, ces différences seront moins visibles dans le système entier. On peut donc conclure que la modélisation des batteries est acceptable pour cette application. Si on avait voulu un modèle plus précis, il faudrait inclure un test d'impulsion de courant pour identifier les valeurs de la résistance R2 et du condensateur C du modèle de batterie.

4.2.2 Comparaison des super-condensateurs simulés et réels

Pour leur part, les super-condensateurs ont été soumis à un test de charge. Préalablement déchargé, le bloc de super-condensateur doit recevoir une grande impulsion de courant durant 15 secondes. Sa tension est mesurée durant l'entrée de courant ainsi que les 30 minutes suivantes pour étudier la distribution des charges. En fait, ce test permet l'identification des paramètres du modèle des super-condensateurs. La Figure 4.2 présente les résultats de la simulation et de l'expérimentation du test de charge.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

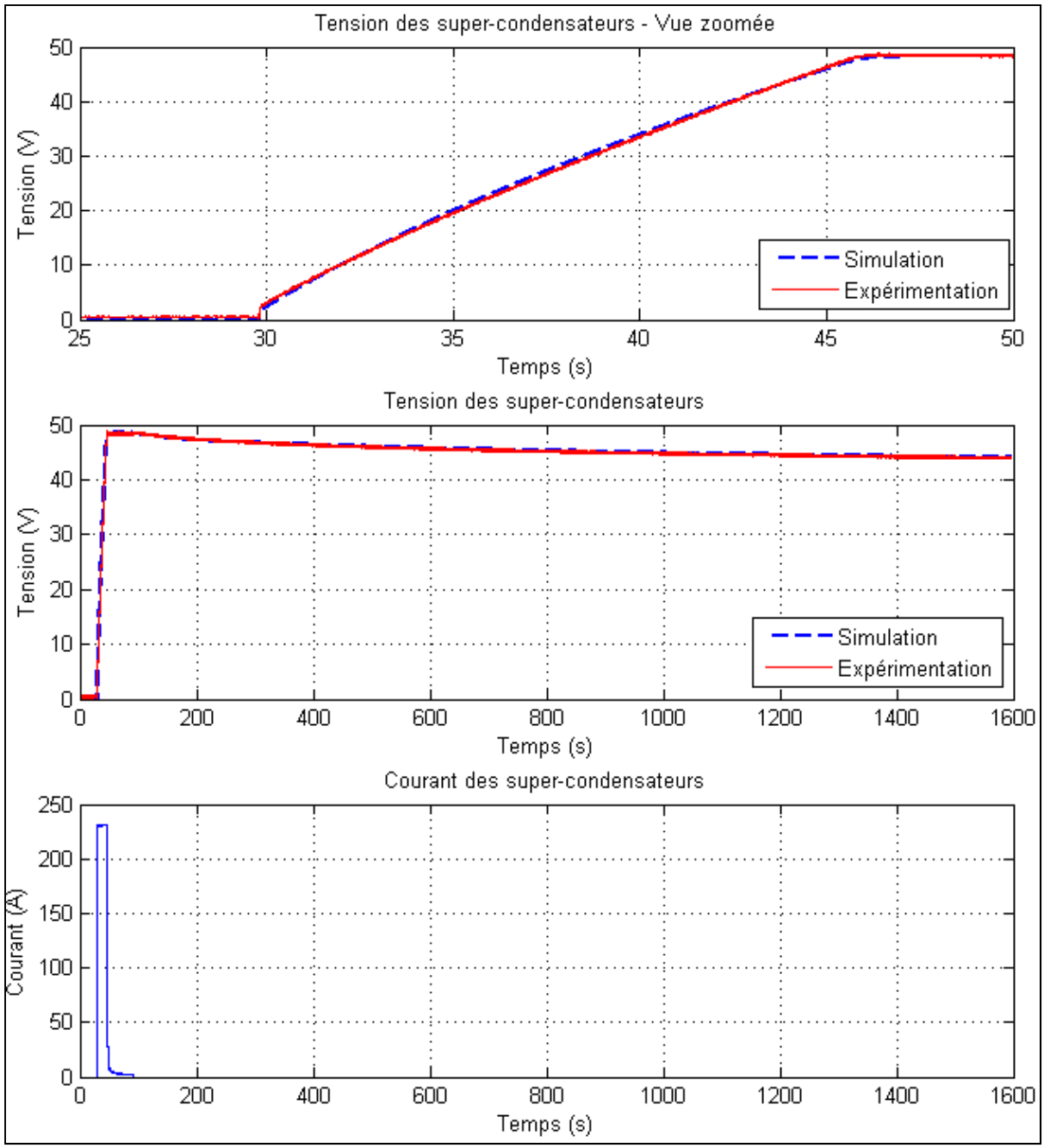


Figure 4.2 Résultats simulés et expérimentaux de la charge d'un bloc de super-condensateurs

On voit que les courbes de tension sont exactement les mêmes en simulation et en expérimentation. Cela signifie que les paramètres du modèle ont été parfaitement adaptés aux super-condensateurs qui seront utilisés au laboratoire.

4.3 Fabrication du convertisseur

Pour obtenir des résultats expérimentaux, il est nécessaire réaliser un convertisseur physique. La procédure de conception est la même que celle décrite au chapitre 3. Le Tableau 4.4 présente les composants principaux du convertisseur.

Tableau 4.4 Composants principaux du convertisseur expérimental

Composant	Valeur	Manufacturier	Produit
Inductance	561µH	Metglas	AMCC-100 (noyau)
Condensateur	35µF	Epcos	B32678G4356K
Interrupteurs	X	APT	APT30GT60BRDQ2 (IGBT)
Contrôleur	X	TI	TMS320F28335

Le circuit imprimé du convertisseur est présenté à la Figure 4.3.

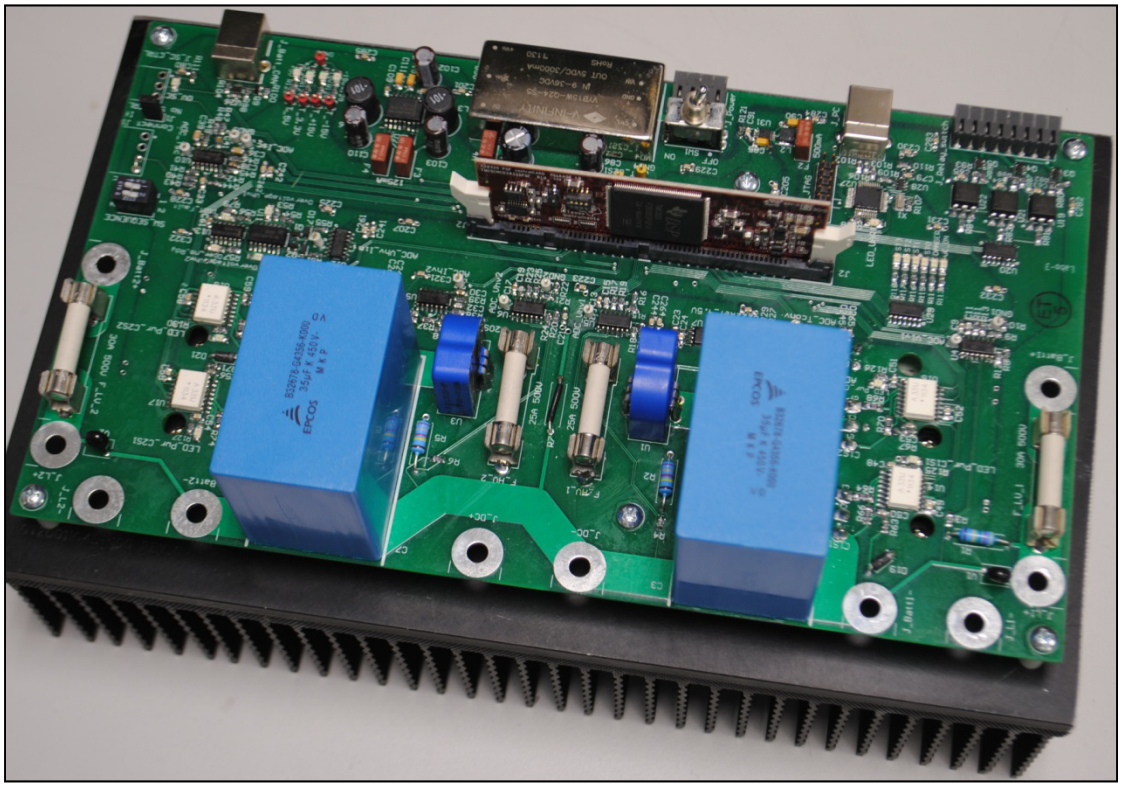


Figure 4.3 Circuit imprimé du convertisseur expérimental

On peut remarquer que les interrupteurs de puissance et le dissipateur de chaleur sont sous le circuit imprimé. Pour leur part, les deux inductances sont externes au circuit et s'y connectent avec des cosses. Chacune des inductances est constituée d'un noyau magnétique, d'un support pour le fil et de deux fils en parallèle enroulés autour du support. La Figure 4.4 montre l'inductance.

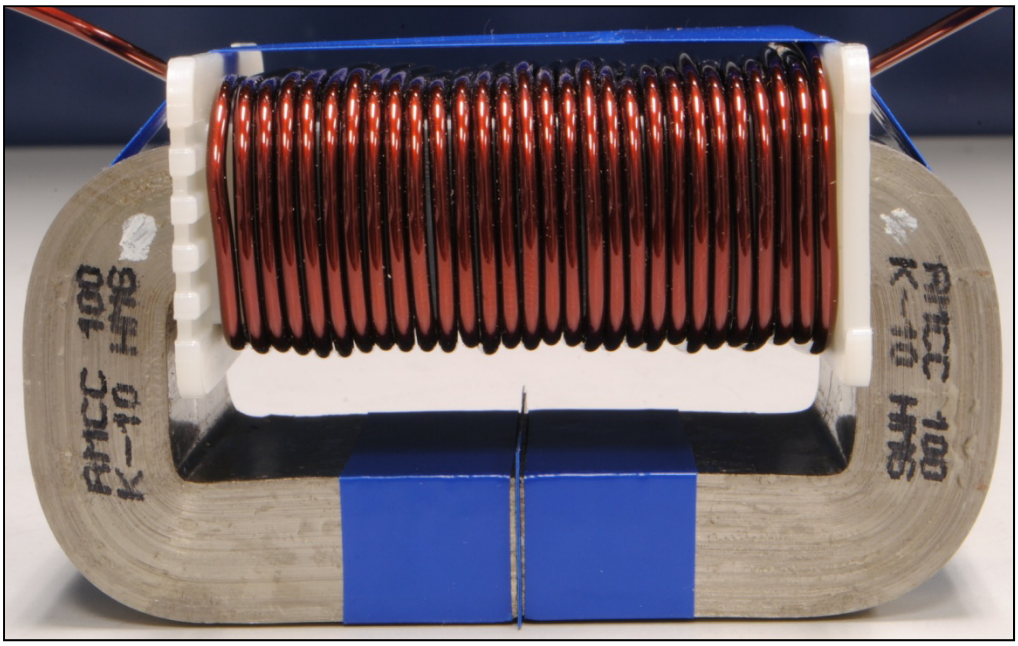


Figure 4.4 Inductance du convertisseur expérimental

De plus, le banc d'essai final doit comprendre des éléments de protection pour des raisons de sécurité. Des fusibles, des relais, des résistances de précharge et un bouton d'arrêt d'urgence ont été ajoutés autour du circuit imprimé. Aussi, une séquence de démarrage automatique a été implantée dans le logiciel pour éviter des fortes décharges de courant à l'initialisation du système. La Figure 4.5 et la Figure 4.6 présentent respectivement le schéma de connexion du système de stockage entier et le montage du convertisseur expérimental.

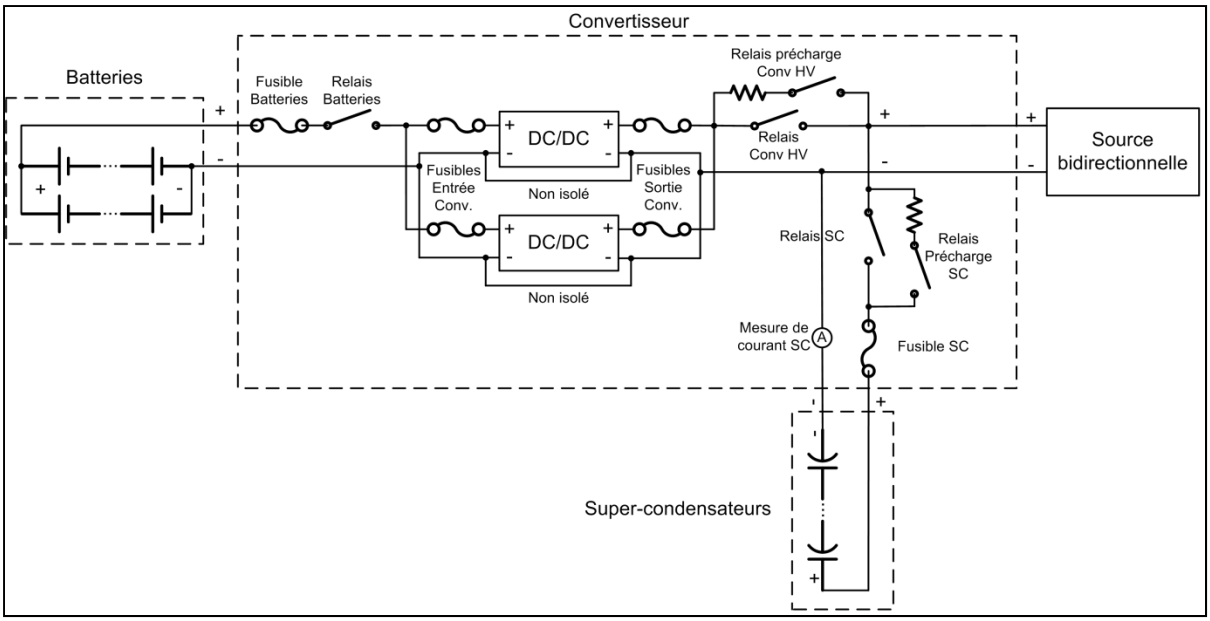


Figure 4.5 Schéma de connexion du système de stockage

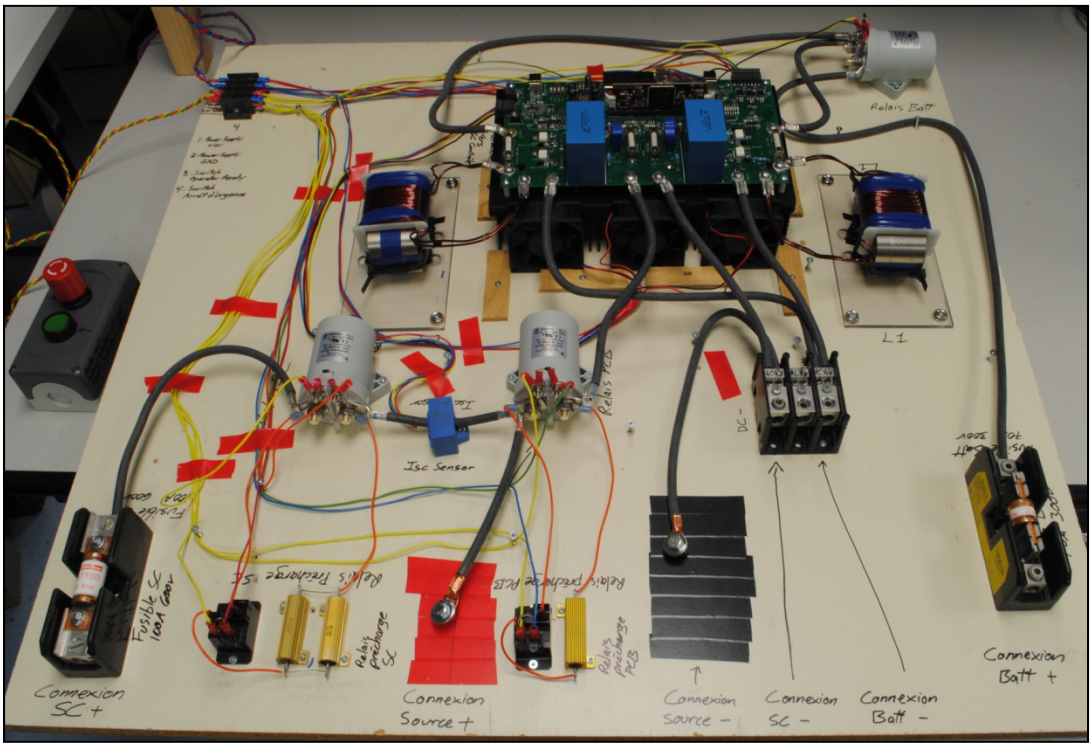


Figure 4.6 Convertisseur expérimental

Notez que pour les besoins de l'expérience, il n'y avait pas de limite de volume. Beaucoup d'espace a été utilisé pour faciliter le déverminage du système.

Finalement, le montage du système de stockage entier comprend le convertisseur (1), les batteries (2), les super-condensateurs (3), la source émulant la voiture électrique (4) et un système d'acquisition de données (5). Ce système est illustré à la Figure 4.7.

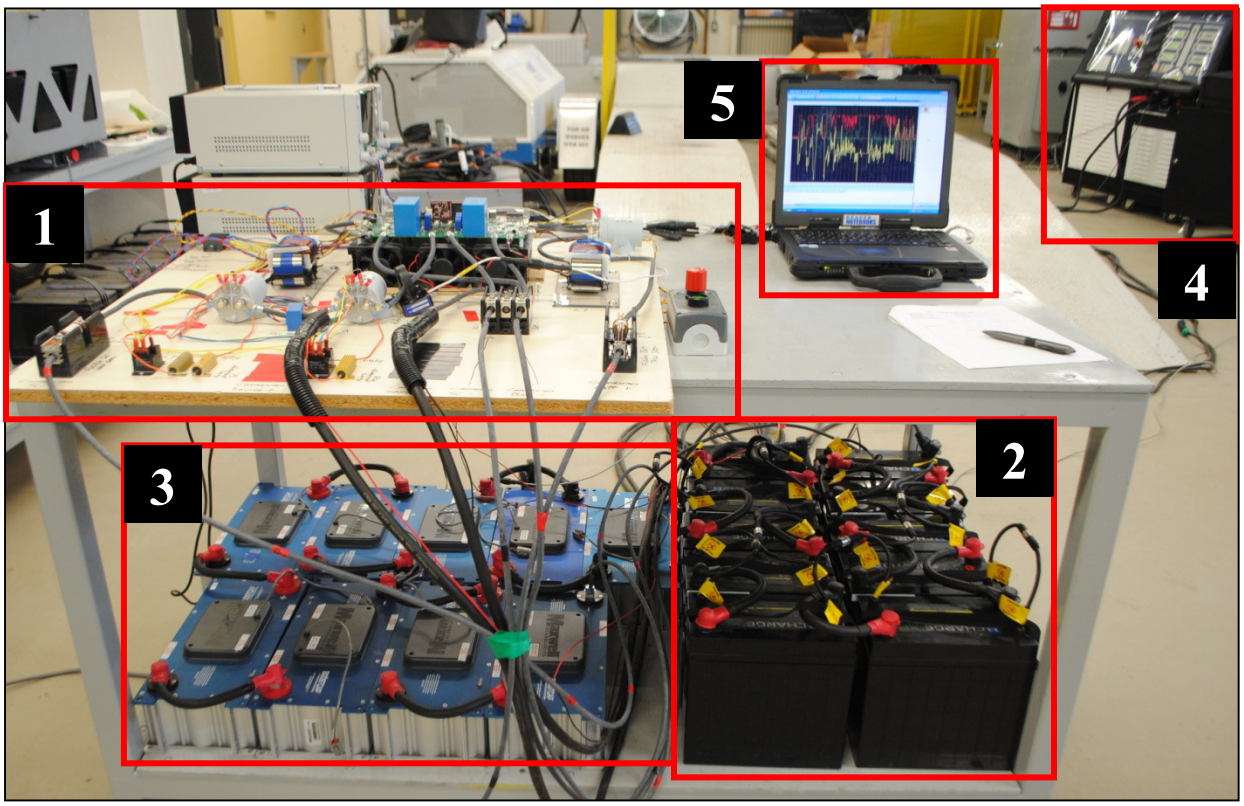


Figure 4.7 Montage du système de stockage hybride

4.4 Validation du fonctionnement du convertisseur seul

Pour valider le fonctionnement du système de stockage expérimental, il est nécessaire de réaliser les mêmes simulations qu'aux chapitres 2 et 3, mais avec les spécifications du système expérimental. Ainsi, les comparaisons de performances entre la simulation et l'expérimentation seront plus précises Analysons le fonctionnement du convertisseur seul.

4.4.1 Efficacité du convertisseur

La Figure 4.8 présente les résultats de simulation et d'expérimentation sur l'efficacité du convertisseur.

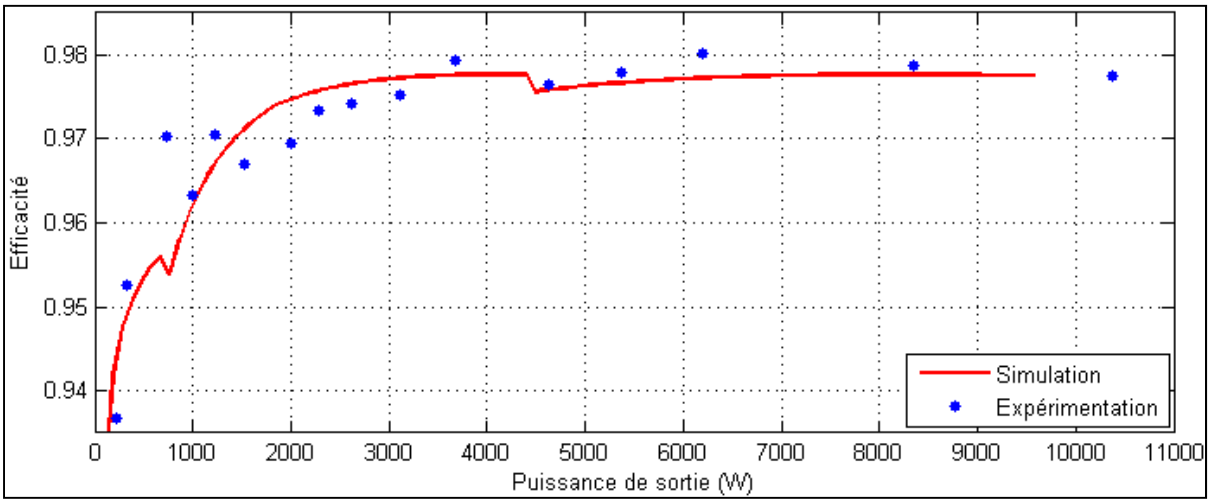


Figure 4.8 Résultats simulés et expérimentaux de l'efficacité du convertisseur

On remarque que les résultats se ressemblent beaucoup. L'augmentation d'efficacité au fur et à mesure que la puissance augmente et la légère baisse d'efficacité lors de l'activation de la deuxième branche du convertisseur sont visibles dans les deux situations.

L'expérimentation nous permet même de visualiser un phénomène non pris en compte par la simulation. Il s'agit de la saturation du flux magnétique du noyau de la bobine. En effet, lorsque le courant de l'inductance s'approche de sa valeur maximale, la saturation du flux magnétique provoque une diminution de la valeur d'inductance. Cela a pour effet d'augmenter l'ondulation du courant et les pertes du convertisseur. C'est pourquoi on note une baisse d'efficacité dans les puissances élevées.

Certains points de mesure d'efficacité expérimentale varient étrangement dans les puissances faibles. Cela est dû à la différence de tension de sortie entre chaque mesure. Avec l'équipement disponible au laboratoire, la seule manière de mesurer précisément l'efficacité

du convertisseur était en dissipant l'énergie de sortie dans des résistances. Ainsi, il était difficile de maintenir une tension de sortie de 350V pour chacun des tests. Le changement de tension de sortie affectait l'ondulation du courant d'inductance, les pertes du convertisseur et son efficacité. C'est pourquoi il y a des variations anormales d'efficacité entre deux mesures voisines.

4.4.2 Commande du convertisseur

Avant de tester la commande du convertisseur avec des batteries et des super-condensateurs, il faut s'assurer qu'elle est bien fonctionnelle. De plus, il est nécessaire d'avoir une tension fixe en entrée et en sortie, comme dans le vrai système. C'est pourquoi la commande a été testée sur le montage illustré à la Figure 4.9.

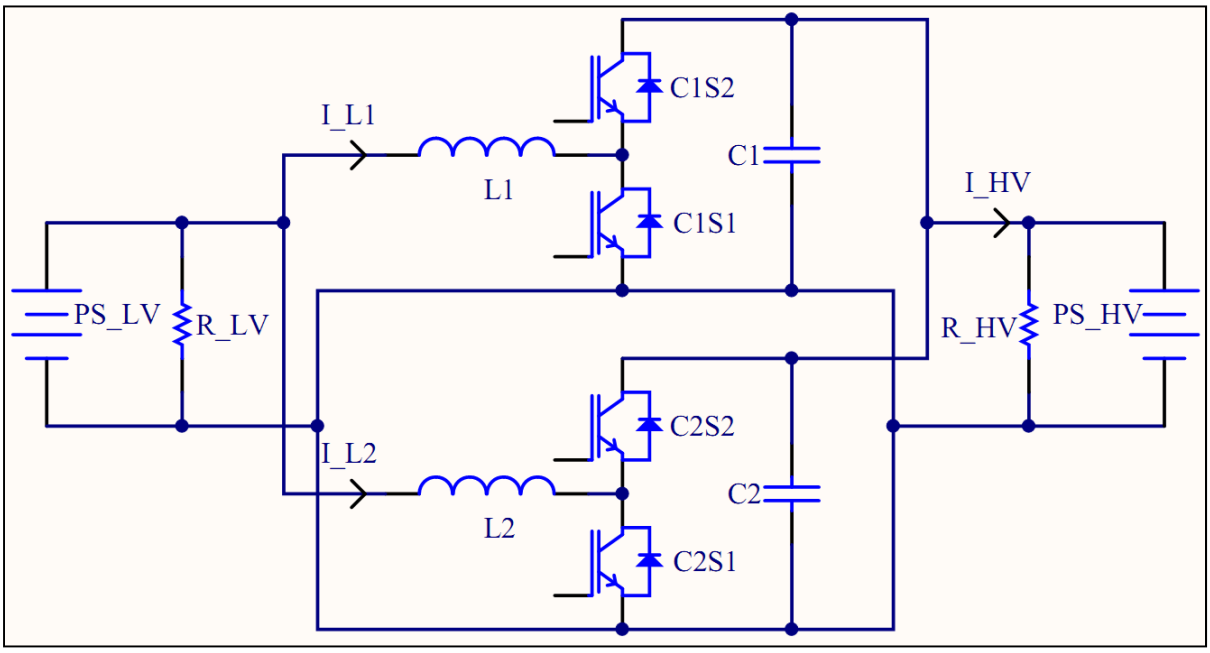


Figure 4.9 Montage pour le test de la commande du convertisseur

Les tensions sont maintenues par les blocs d'alimentation (PS) et le courant peut circuler dans les deux sens grâce aux résistances. Le désavantage de ce montage est que les niveaux

de courant doivent être réduits. En effet, les limites des blocs d'alimentation sont rapidement atteintes et les résistances génèrent beaucoup de chaleur.

Notons également qu'il est impossible de mesurer les courants individuels du côté haute tension, I_{HV1} et I_{HV2}, car ces signaux sont reliés ensemble sur le circuit imprimé.

Des simulations accompagnent les mesures expérimentales pour vérifier si les formes d'ondes de courant concordent. Le contrôleur utilisé dans ces simulations fonctionne exactement de la même manière que le contrôleur expérimental. Il y a des différences entre ce contrôleur et celui des simulations plus théoriques du chapitre 3. Elles seront expliquées dans les sous-sections qui suivent.

4.4.2.1 Échelon de courant

La Figure 4.10 présente le courant moyen du côté haute tension lors d'un échelon de courant.

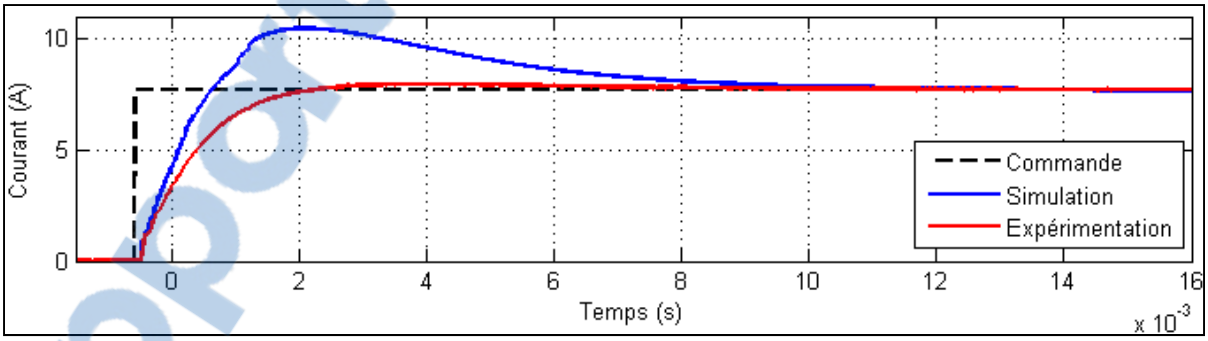


Figure 4.10 Courant HV moyen simulé et expérimental lors d'un échelon de courant

La régulation du courant HV se fait bien. La seule différence entre la simulation et l'expérimentation est au niveau du dépassement du courant. De plus, la régulation est plus lente que dans les simulations théoriques du chapitre 3. Le courant s'approche de la commande en 1.6ms et la stabilisation complète se fait en 16ms, contrairement à 500µs et 11.5ms pour la simulation théorique.

Rapport-Gratuit.com

La régulation est plus lente à cause du filtrage des lectures de courant. Comme mentionné à la section 3.8.1, les lectures de courant doivent être filtrées afin de n'obtenir que leur valeur moyenne et être en mesure d'effectuer une bonne régulation. La fréquence de filtrage utilisée est de 2.5kHz. Ce filtre ajoute donc un léger délai par rapport aux résultats de simulation théorique, où la valeur moyenne était calculée à chaque période plutôt qu'obtenue par filtrage.

La Figure 4.11 présente les courants instantanés lors de l'échelon de courant.

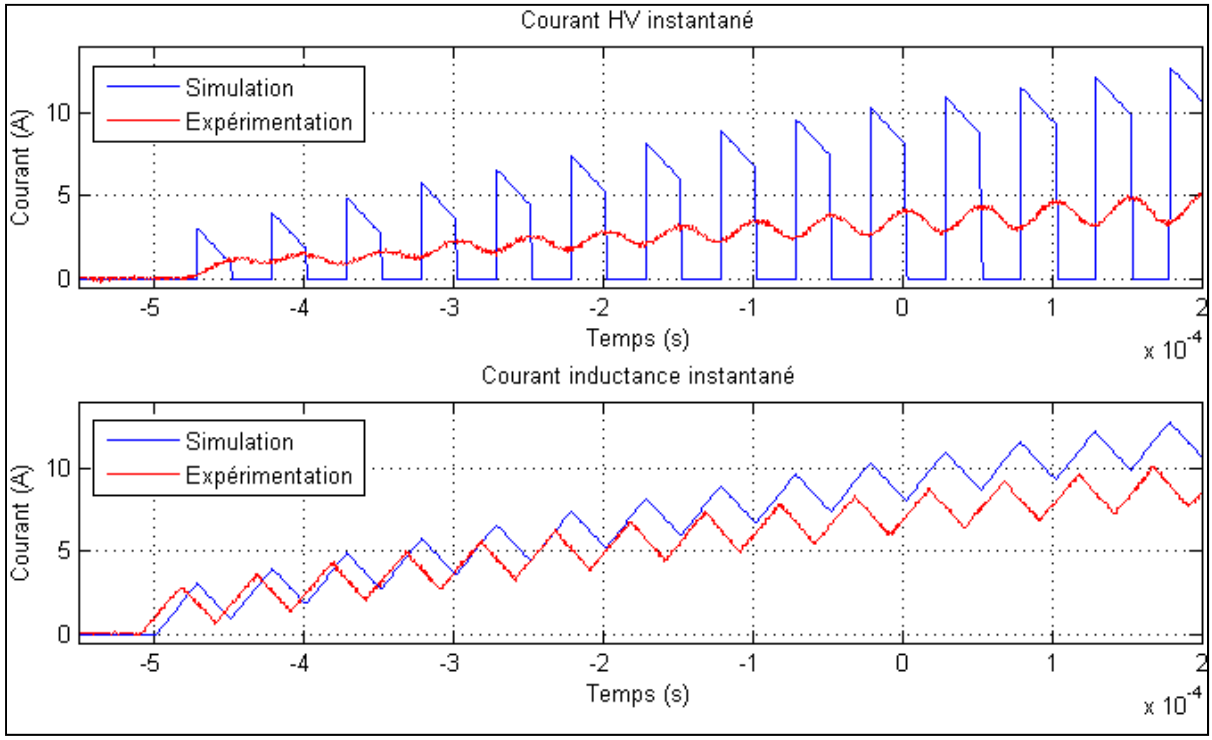


Figure 4.11 Courants instantanés simulés et expérimentaux lors d'un échelon de courant

Les formes d'onde du courant d'inductance sont les mêmes. Cependant, on note que le courant HV expérimental est de forme sinusoïdale au lieu d'avoir des transitions brusques. Cela peut s'expliquer par la présence d'une inductance parasite dans les câbles ou par la réponse lente du bloc d'alimentation du côté haute tension PS_{HV}. Ainsi, la variation du courant HV est limitée, comme s'il y avait un filtre passe-bas. Ce filtrage ne change en rien la valeur moyenne du courant et sa régulation.

4.4.2.2 Transition du nombre de branches fonctionnelles

La Figure 4.12 présente les courants moyens du côté haute tension et d'inductance lors de l'extinction d'une des branches du convertisseur.

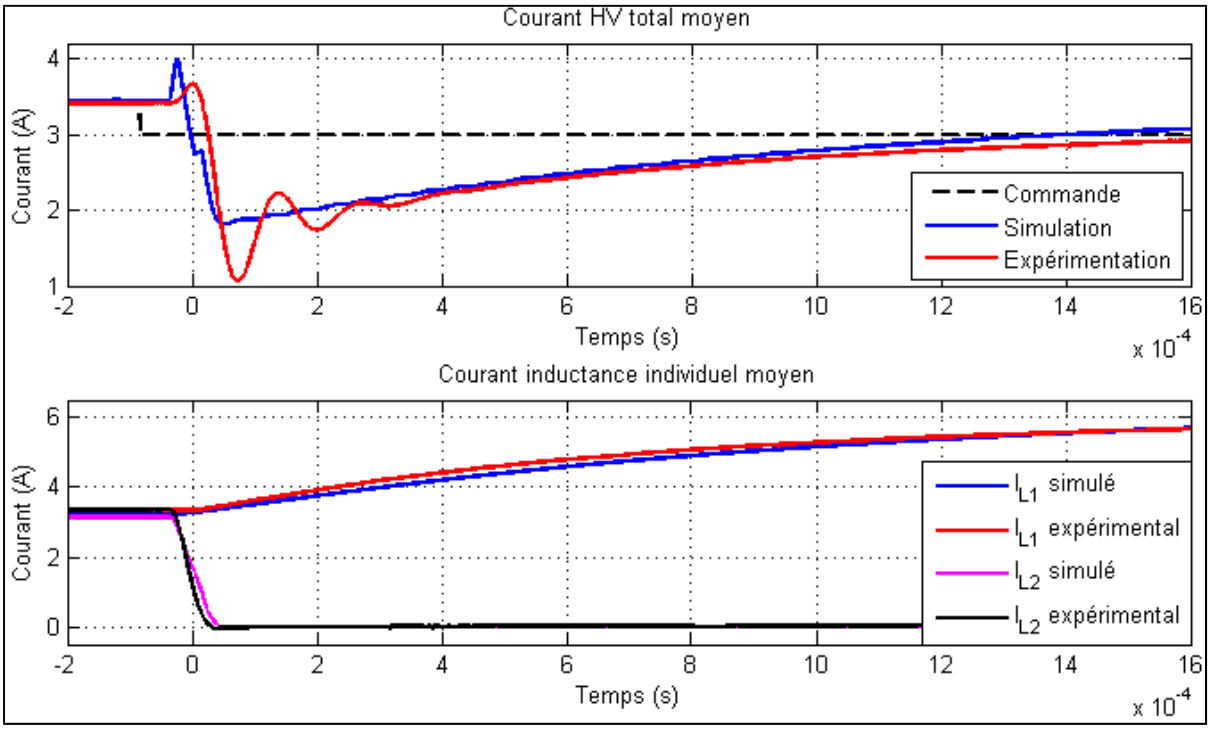


Figure 4.12 Courants moyens simulés et expérimentaux lors d'une transition de deux à une branche fonctionnelle

La transition du nombre de branches fonctionnelles se fait parfaitement. Comme vue à la section 3.8.2, on peut observer la présence de l'impulsion de courant HV suite à l'extinction de la deuxième branche et ce, même si on n'en voit pas dans le courant d'inductance.

4.4.2.3 Transition de mode de conduction

Comme mentionné à la section 3.7.2., il est nécessaire de modifier les gains du contrôleur lors de la transition du mode de conduction. En effet, le convertisseur agit différemment à la modification du rapport cyclique dans chacun de ces modes. Le Tableau 4.5 présente le

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

comportement de la régulation du courant en fonction du mode de conduction du convertisseur et de celui qui est présumé par le contrôleur.

Tableau 4.5 Comportement de la régulation de courant en fonction du mode de conduction

		Mode de conduction présumé par le contrôleur	
		Continue	Discontinue
Mode de conduction du convertisseur	Continue	Régulation correcte	Régulation instable
	Discontinue	Régulation lente	Régulation correcte

Pour l'expérimentation, il est nécessaire de modifier la partie de la commande reliée aux transitions du mode de conduction. Étant donné que la valeur de l'inductance n'est pas exacte et qu'elle peut varier en fonction du courant, dû au phénomène de saturation du flux magnétique du noyau, le contrôleur doit agir comme s'il ne connaissait pas cette donnée. Au lieu de calculer un courant de seuil pour la transition du mode de conduction, soit un calcul nécessitant une valeur fixe d'inductance, il doit faire la détection de la transition lui-même, d'où la nécessité de modifier la commande.

Si le contrôleur suppose un fonctionnement en mode de conduction continue et que le convertisseur est en mode discontinu, la régulation sera très lente, car le contrôleur variera lentement le rapport cyclique. Le système doit alors détecter que la régulation est lente et transiter le contrôle vers le mode de conduction discontinue. La Figure 4.13 présente ce cas de fonctionnement lors d'une diminution de la commande.

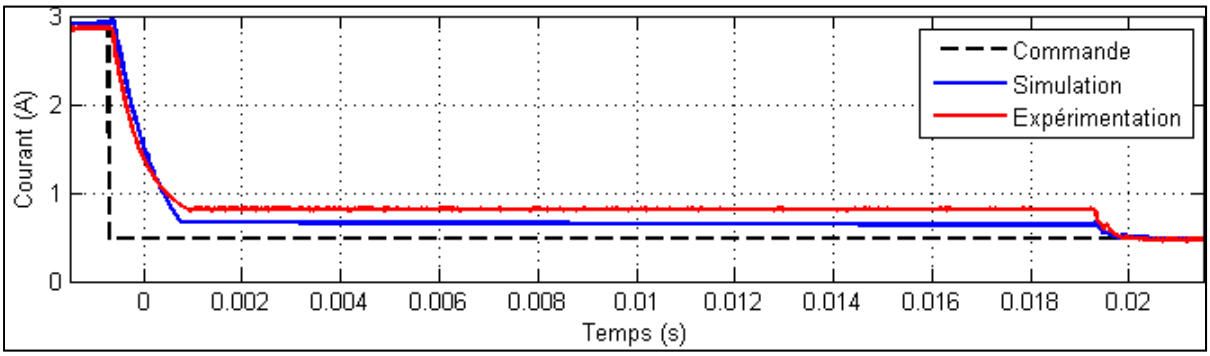


Figure 4.13 Courant HV moyen simulé et expérimental lors d'une transition du mode de conduction continue à discontinue

Le contrôleur juge que la régulation est lente lorsque le courant n'a pas atteint sa commande après un certain délai. Ce délai de 20ms est choisi en fonction du temps de stabilisation normal du courant en mode de conduction continue. Il est assez court pour permettre au courant de se stabiliser avant l'itération suivante de la boucle externe de contrôle, d'une période de 100ms.

À l'inverse, si le contrôleur suppose un fonctionnement en mode de conduction discontinue et que le convertisseur est en mode continu, la régulation du courant sera instable, car le contrôleur variera rapidement le rapport cyclique. Dès que la valeur des intégrateurs du régulateur de courant dépasse un certain seuil, le contrôleur conclut qu'il doit transiter son contrôle en mode de conduction continue. La Figure 4.14 présente ce cas de fonctionnement lors d'une augmentation de la commande.

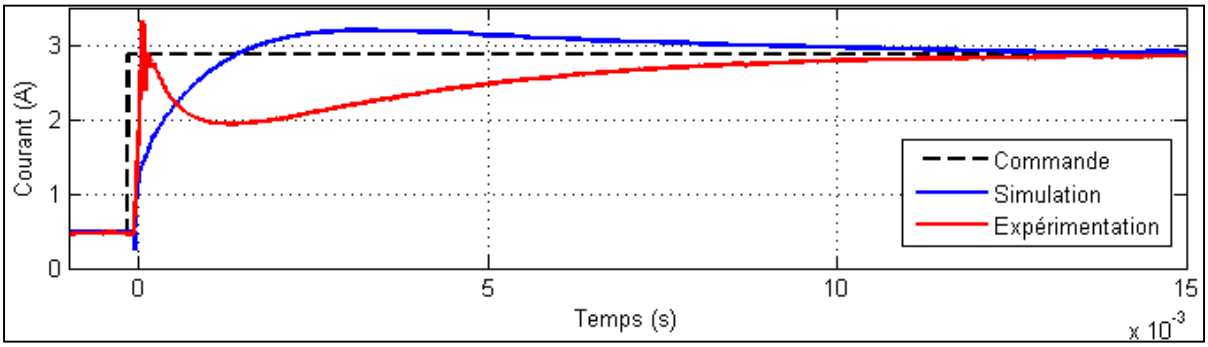


Figure 4.14 Courant HV moyen simulé et expérimental lors d'une transition du mode de conduction discontinue à continue

La courte instabilité de la régulation du courant au moment du changement du mode de conduction est détectée par le dépassement de la valeur d'un des intégrateurs du régulateur. On remarque que le contrôleur expérimental met légèrement plus de temps à réagir. Par contre, c'est suffisamment rapide pour éviter tout problème de surintensité causée par l'instabilité de la commande.

La Figure 4.15 présente les courants instantanés lors du mode de conduction discontinue.

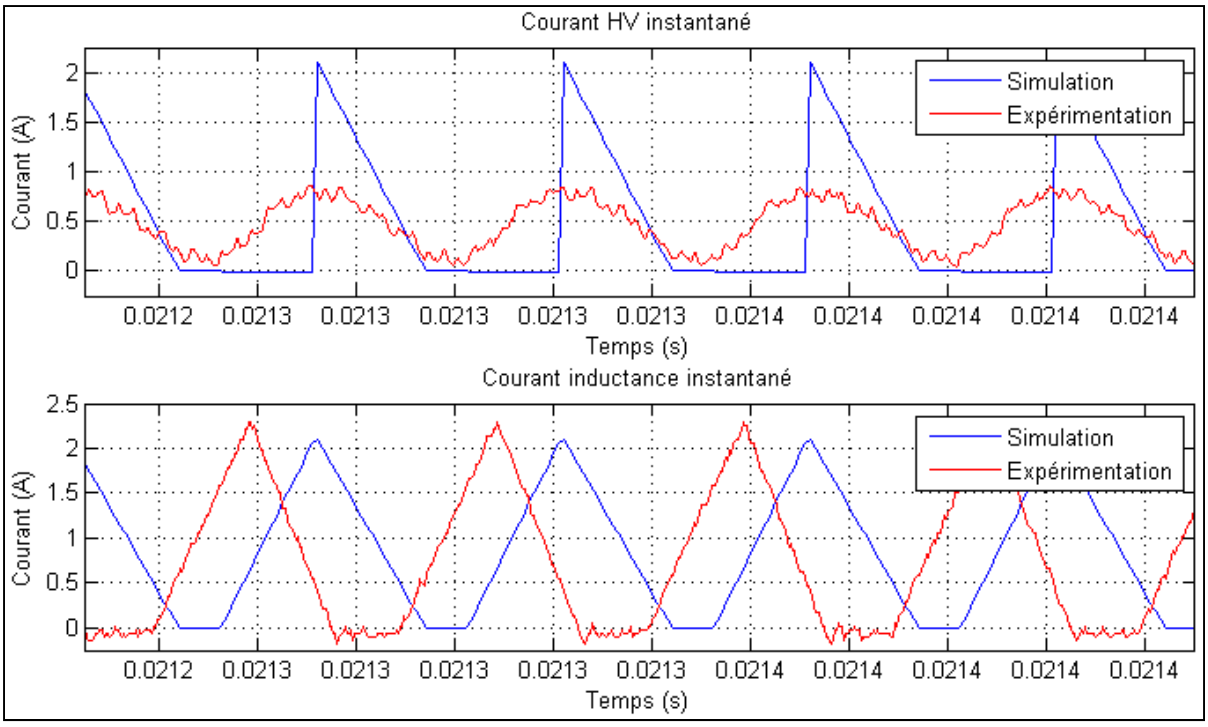


Figure 4.15 Courants instantanés simulés et expérimentaux en mode de conduction discontinue

On voit bien que le courant d'inductance s'annule à chaque cycle lors du mode de conduction discontinue. On observe encore l'effet du filtrage sur le courant HV expérimental.

4.4.2.4 Transition de mode de fonctionnement

La Figure 4.16 présente le courant moyen du côté haute tension lors d'une transition du mode de fonctionnement « boost » à « buck ».

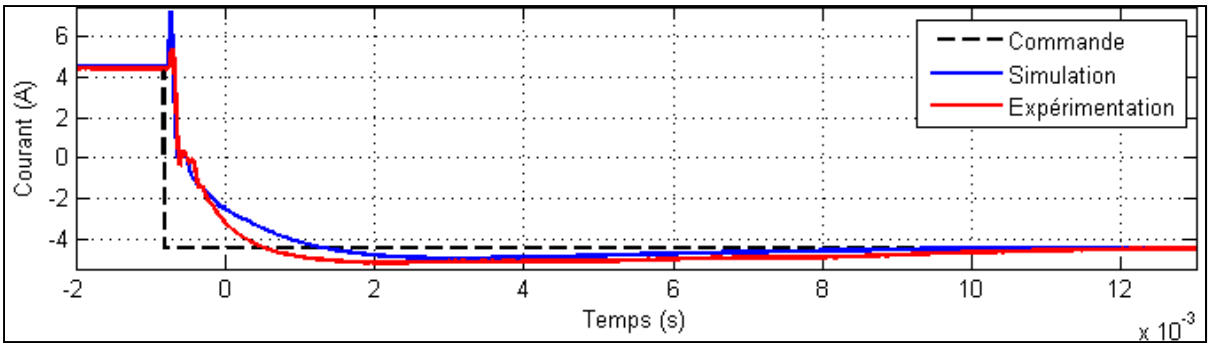


Figure 4.16 Courant HV moyen simulé et expérimental lors d'une transition du mode de fonctionnement « boost » à « buck »

Le changement de mode de fonctionnement se fait très bien. Le courant change de sens sans problème.

4.5 Validation du fonctionnement du système de stockage hybride

La régulation de courant du convertisseur étant testée et fonctionnelle, on peut maintenant le brancher avec les batteries, les super-condensateurs et la source bidirectionnelle.

Les cycles de conduite urbaine et sur route ainsi qu'une accélération maximale ont été soumis au système de stockage dans le but de valider le fonctionnement des trois tâches principales du contrôleur : la protection des sources, la répartition des puissances entre les sources et la régulation de l'énergie des super-condensateurs.

4.5.1 Protection des sources

La protection des sources a été testée lors d'une accélération maximale. La Figure 4.17 présente la vitesse et les courants lors de l'accélération.

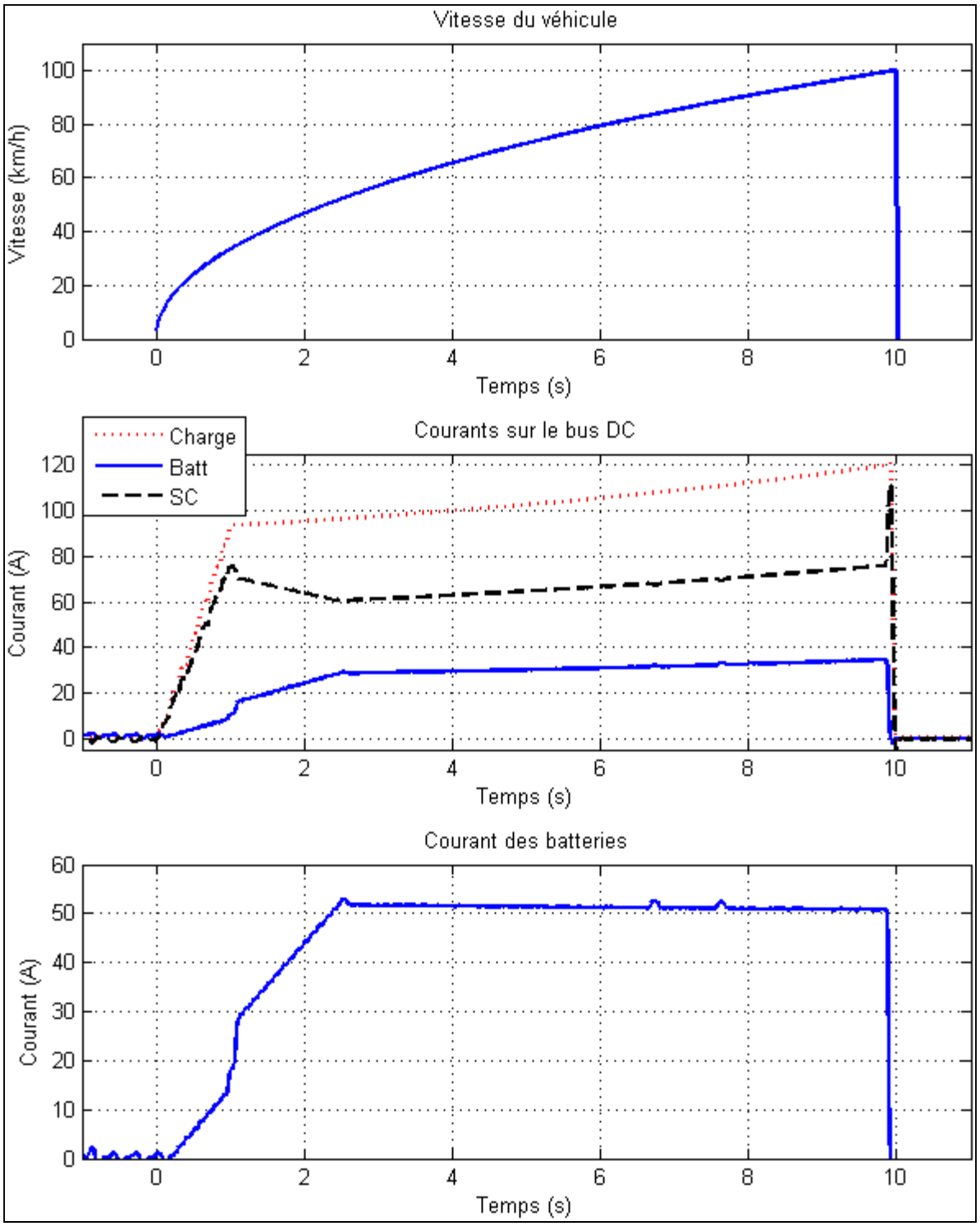


Figure 4.17 Courants expérimentaux du test d'accélération maximale

Pour comprendre le comportement du contrôleur, analysons chacune des phases de ce test. D'abord, dès l'augmentation du courant de charge, le courant des batteries augmentent à un taux fixé par le contrôle par pente et les super-condensateurs fournissent le courant restant. Lorsque le courant des super-condensateurs atteint sa limite de 77A, les batteries doivent immédiatement augmenter leur courant pour éviter la surcharge des super-condensateurs. Ensuite, le courant des batteries continue d'augmenter à un taux fixe jusqu'à ce que sa limite de 52A soit atteinte. À ce moment, le convertisseur maintient le courant maximal des batteries. La décharge des super-condensateurs provoque une chute de tension du bus DC et une augmentation des courants. Dès que la limite de courant des super-condensateurs est atteinte, le contrôleur détecte une surcharge du système, car les deux sources ont atteint leurs limites de fonctionnement, et il ouvre les relais de protection.

Ce test montre le bon fonctionnement de la protection dans le cas d'une surcharge de chacune des sources et des deux en même temps.

Notons que si le système de stockage pouvait communiquer avec le contrôleur de moteur, ou la charge, il pourrait imposer une diminution de la puissance du véhicule pour ne pas avoir à déconnecter les sources.

4.5.2 Répartition des puissances

La répartition des puissances se fait selon le contrôle par pente, comme décrit à la section 1.3.1.3. Son but est de limiter le taux de variation du courant des batteries pour diminuer leur stress électrique. La Figure 4.18 présente une séquence de conduite simulée et expérimentale où on peut analyser les courants sur le bus DC.

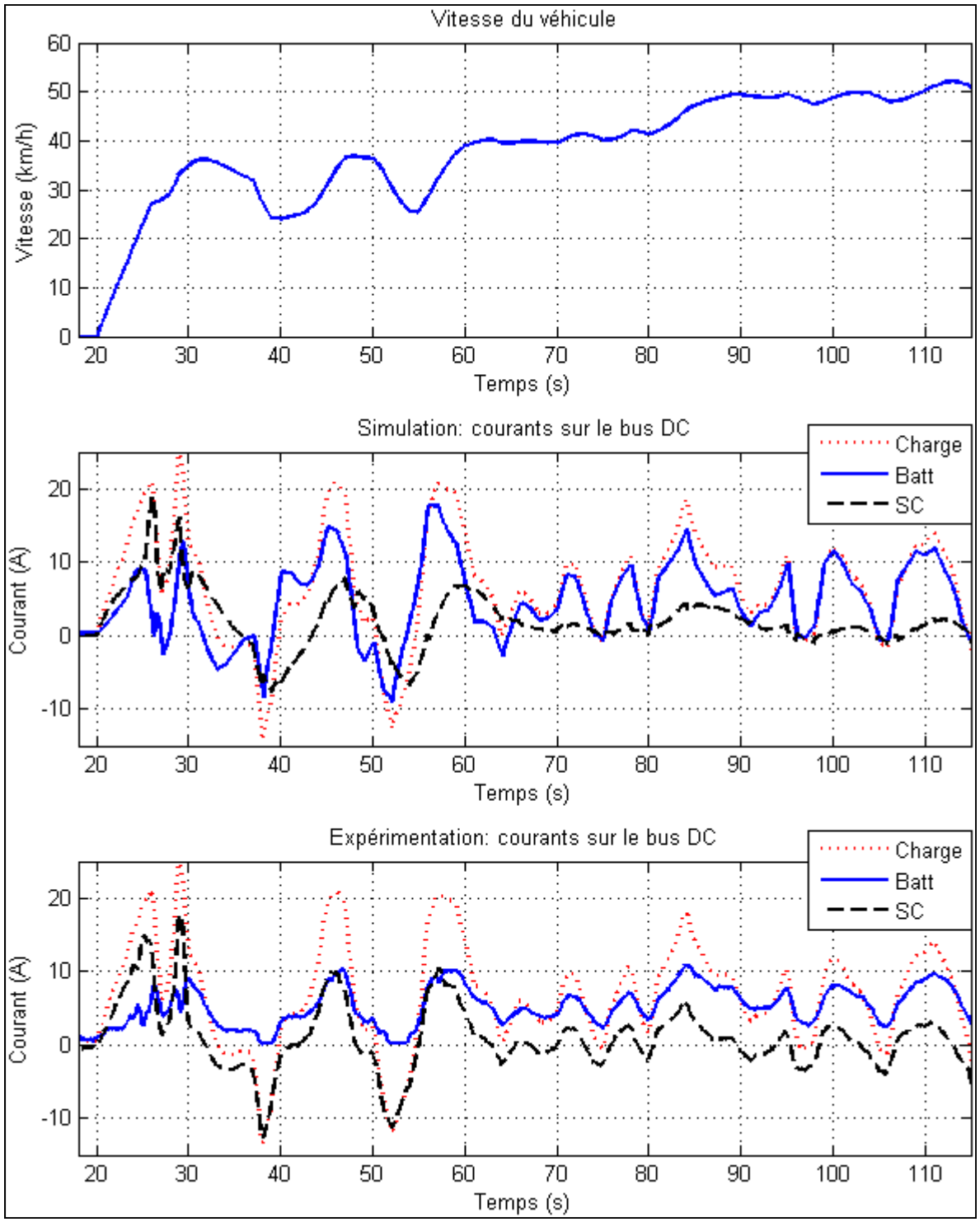


Figure 4.18 Courants simulés et expérimentaux démontrant la répartition des puissances

Étant donné que la vitesse du véhicule n'est pas constante, il y a plusieurs pointes dans le courant de charge. Comme le courant des batteries a un taux de variation limité, ce sont les super-condensateurs qui doivent fournir le courant restant.

En expérimentation, on voit bien que les super-condensateurs contribuent à fournir les courants transitoires, alors que les batteries s'occupent du courant moyen. Par contre, en simulation, on remarque que les batteries suivent mieux le courant de charge. Cela est dû aux délais du contrôleur expérimental. Le système étant plus lent à réagir et à modifier le courant de batteries, on voit encore mieux la contribution des super-condensateurs pour les transitions de courant. Ce délai n'affecte pas les performances du système. Au contraire, c'est mieux au niveau du stress imposé aux batteries, car la variation de leur courant est plus douce.

4.5.3 Régulation de l'énergie des super-condensateurs

Le contrôle de l'énergie des super-condensateurs, décrit à la section 1.3.2, permet d'utiliser efficacement leur énergie en prévoyant la future demande de puissance de charge. La référence d'énergie est calculée en fonction de la vitesse du véhicule et de l'état de charge des batteries. La Figure 4.19 présente une séquence de conduite simulée et expérimentale où on peut analyser la régulation de l'énergie de super-condensateurs.

Rapport-Gratuit.com

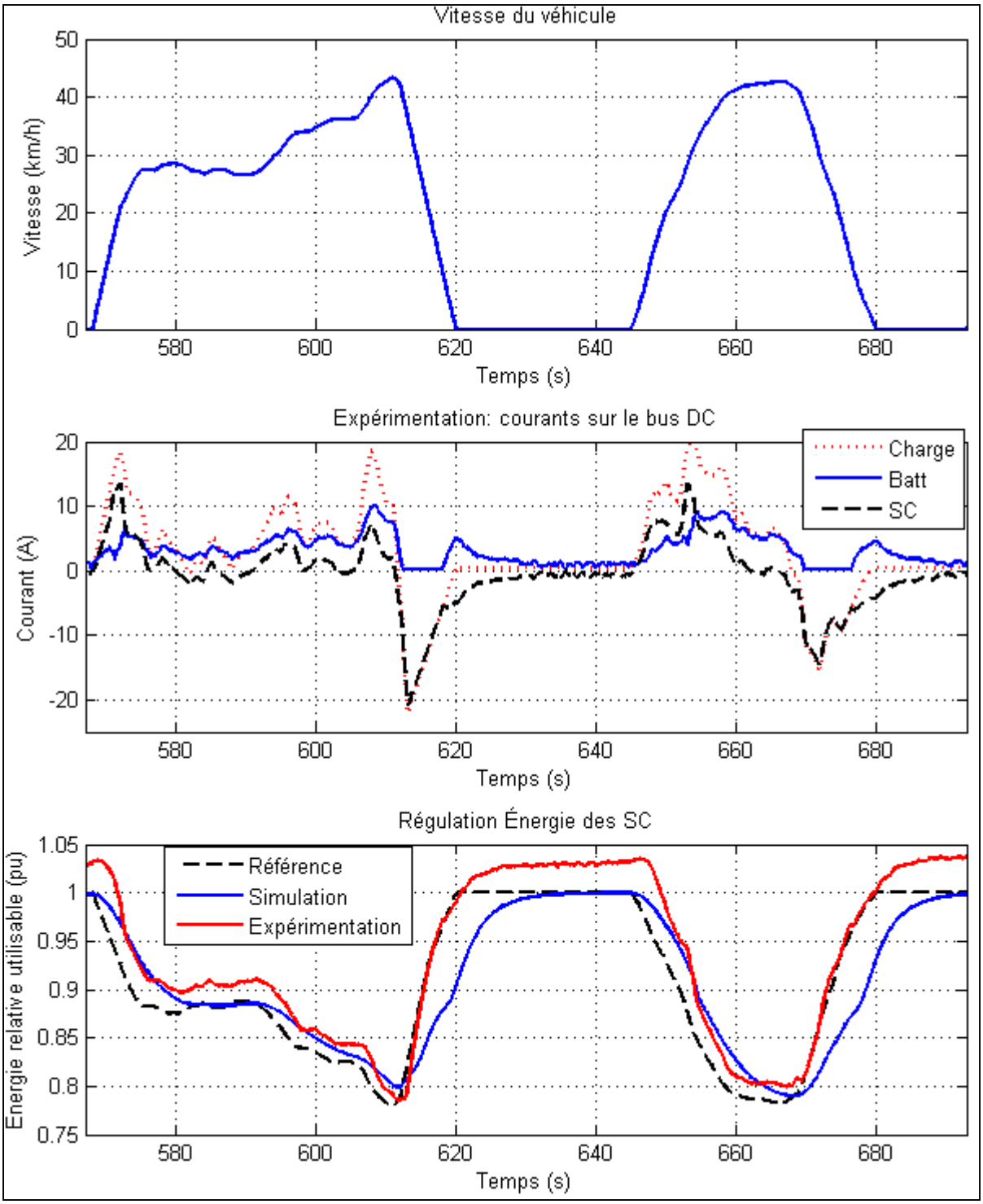


Figure 4.19 Résultats expérimentaux de la régulation de l'énergie des super-condensateurs

D'abord, on remarque que plus la vitesse augmente, plus la référence d'énergie des super-condensateurs diminue pour se préparer au prochain freinage, et vice-versa.

On voit bien que la régulation de l'énergie est satisfaisante et se fait de manière similaire en simulation et en expérimentation. La courbe expérimentale d'énergie est décalée vers le haut à cause de l'imprécision des capteurs de tension du convertisseur. Cela affecte très peu les résultats.

Au cours de l'optimisation de la commande, décrite à la section 2.3.3, il avait été discuté d'annuler le courant des batteries lorsque que le système s'autorégule. Cette annulation de courant est visible durant les deux freinages de cette séquence. Analysons le premier freinage, à la 610e seconde. Dès la diminution de la vitesse, la référence d'énergie des super-condensateurs augmente. À cet instant, la référence est plus élevée que la valeur actuelle d'énergie. Donc, le contrôleur souhaite recharger les super-condensateurs. En temps normal, il demanderait aux batteries de fournir le courant de recharge. Par contre, comme le véhicule est en train de régénérer l'énergie du freinage, le contrôleur conclut que les batteries peuvent être mises en attente le temps que le système se régule de lui-même. Ce ne sera qu'au moment où le freinage se termine que les batteries vont fournir du courant pour compléter la recharge des super-condensateurs. Cette technique permet de solliciter le moins possible les batteries.

4.6 Conclusion

Ce chapitre explique la validation des résultats théoriques et simulés par une expérimentation du système de stockage hybride. On a d'abord validé les modèles des batteries et des super-condensateurs au moyen de tests de charge et décharge. Ensuite, après avoir décrit sommairement la fabrication du convertisseur, on l'a soumis à des tests d'efficacité et de commande pour valider les simulations du convertisseur seul. Puis, on a testé le système de stockage entier avec les deux cycles de conduite de référence et un cycle d'accélération maximale pour valider la dynamique simulée de tout le système.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

L'architecture et le dimensionnement du système de stockage expérimental était le même que la solution retenue au chapitre 2, à l'exception que les niveaux de courant étaient divisés par deux, pour diminuer les coûts de l'expérimentation.

La modélisation des super-condensateurs était parfaite. Pour les batteries, la modélisation était fidèle pour le régime permanent. Les différences de comportement des batteries dans le régime transitoire avaient moins d'impacts sur la simulation du système de stockage, car le rôle des super-condensateurs était justement de limiter ces transitions.

Les tests d'efficacité du convertisseur montraient bien la justesse de la simulation. L'expérimentation a même permis d'illustrer l'impact de la saturation du flux d'inductance sur l'efficacité totale.

La commande du convertisseur reliée à la transition du mode de conduction a dû être légèrement modifiée à cause de la valeur exacte inconnue de l'inductance. À part cette modification, la commande expérimentale fonctionnait aussi bien que celle simulée.

Finalement, les trois tâches principales du contrôleur ont pu être validées avec l'expérimentation du système de stockage entier. Il s'agit la protection des sources, la répartition des puissances entre les sources et la régulation de l'énergie des super-condensateurs.

CONCLUSION

L'objectif de cette recherche était de développer un système de stockage d'énergie hybride pour un véhicule électrique. En plus d'explorer les manières de créer ce système, on souhaitait qu'il soit plus performant qu'un stockage composé de batteries seulement, au niveau du coût, de la durée de vie, de l'efficacité, du volume, de la masse et de la fiabilité. On a conclu qu'il est rentable à long terme d'utiliser un système de stockage hybride. Pour une légère augmentation du coût initial, du volume et de la masse du système, on augmente sa durée de vie.

Du point de vue du système, les grands sujets de cette recherche étaient les architectures électriques, le dimensionnement des sources et les contrôles de répartition de la puissance, de la gestion de l'énergie des super-condensateurs et de protection des sources. Du point de vue du convertisseur, les sujets étaient les topologies, la technique d'entrelacement, le dimensionnement des composants et la régulation du courant. Les simulations ont permis de comparer toutes les possibilités de système de stockage et l'expérimentation ont validé les résultats de la simulation.

Ma contribution dans cette recherche est du niveau de la synthèse et de l'expérimentation. Dans la littérature, beaucoup de chercheurs ont écrit sur chacune des sections de cette recherche. Par contre, très peu d'entre eux ont tenu compte de toutes ces notions dans la même étude. Donc, un grand travail de synthèse a dû être fait pour intégrer tous ces sujets spécialisés. De plus, la majorité de ces études n'utilise que des simulations. Ces dernières sont parfaites pour introduire de nouveaux concepts, mais il est nécessaire de tester le tout en laboratoire pour s'assurer que les simulations sont exactes. Dans ce projet, l'expérimentation à la moitié de la puissance du véhicule est un succès en soi, en plus de servir à la validation des résultats.

Notons toutefois que cette recherche comporte des limites. Donc, pour obtenir des résultats encore plus réalistes, il faut tenir compte des points suivants :

- l'altitude est un facteur négligé dans la modélisation de la voiture. Or, la force de montée d'une pente est significative en réalité;
- le modèle de la voiture est un modèle moyen. Il n'y a pas de transition de courant de l'ordre des millisecondes;
- les paramètres du modèle du super-condensateur de 3000F ont été estimés d'après la variation des paramètres des 470F et 1500F. Ces valeurs sont donc approximatives;
- l'effet de la température sur les batteries et les super-condensateurs a été négligé dans les simulations;
- on considère que le courant maximal absolu des batteries et des super-condensateurs est le courant maximal en continu inscrit dans les spécifications techniques du composant. En réalité, ces sources peuvent supporter un courant plus élevé pendant un court moment;
- le prix exact des batteries et des super-condensateurs n'est pas accessible;
- il y a très peu de données numériques expérimentales sur la détérioration de la durée de vie des batteries et des super-condensateurs.

Des travaux futurs pourraient être faits sur les sujets suivants :

- la quantification de l'amélioration de la durée de vie du système de stockage avec l'hybridation des sources d'énergie;
- l'analyse de coût à long terme suite à l'amélioration de la durée de vie du système.

Pour conclure, l'étendue de cette recherche ne se limite pas qu'au domaine automobile. En effet, tous les domaines nécessitant un stockage d'énergie sont touchés par ce travail.

RECOMMANDATIONS

Cette recherche a permis d'établir les meilleures solutions pour la conception d'un système de stockage hybride.

Au niveau système, les architectures semi-actives offrent le meilleur compromis entre les performances, le coût et la complexité du système. Rappelons que cette configuration utilise un convertisseur qui contrôle individuellement une source alors que l'autre source est connectée directement sur le bus DC. Le choix de la source à contrôler individuellement doit tenir compte de l'application dans laquelle le système de stockage va fonctionner et des spécifications de chacune des sources. Dans le cas de cette recherche, l'architecture semi-active par batteries a été préférée.

Pour permettre une meilleure utilisation de l'énergie des super-condensateurs, cette dernière doit être régulée en fonction de la vitesse du véhicule et de l'état de charge des batteries.

Le contrôle par pente est la meilleure méthode de répartition des puissances pour son efficacité et sa simplicité.

Au niveau du convertisseur, la topologie à demi-pont est la plus avantageuse lorsque la tension d'une source est en tout temps inférieure ou supérieure à l'autre.

Le choix du nombre de branches entrelacées dépend de la disponibilité et des performances des composants qui les composent et de la plage de puissances de fonctionnement du convertisseur. Une analyse doit être faite pour chaque application. Dans le cas de cette recherche, le convertisseur possède deux branches entrelacées.

ANNEXE I

DÉMONSTRATION DE LA RELATION ENTRE LES MODES « BOOST » ET « BUCK » DU CONVERTISSEUR EN CONDUCTION DISCONTINUE

Pour établir la relation entre les modes « boost » et « buck » du convertisseur en conduction discontinue, on doit analyser le courant passant dans la diode D2 ou l'interrupteur S2 dans chacun des modes.

Dans les deux cas, le courant de l'inductance est divisé en trois phases, comme illustré à la Figure-A I-1.

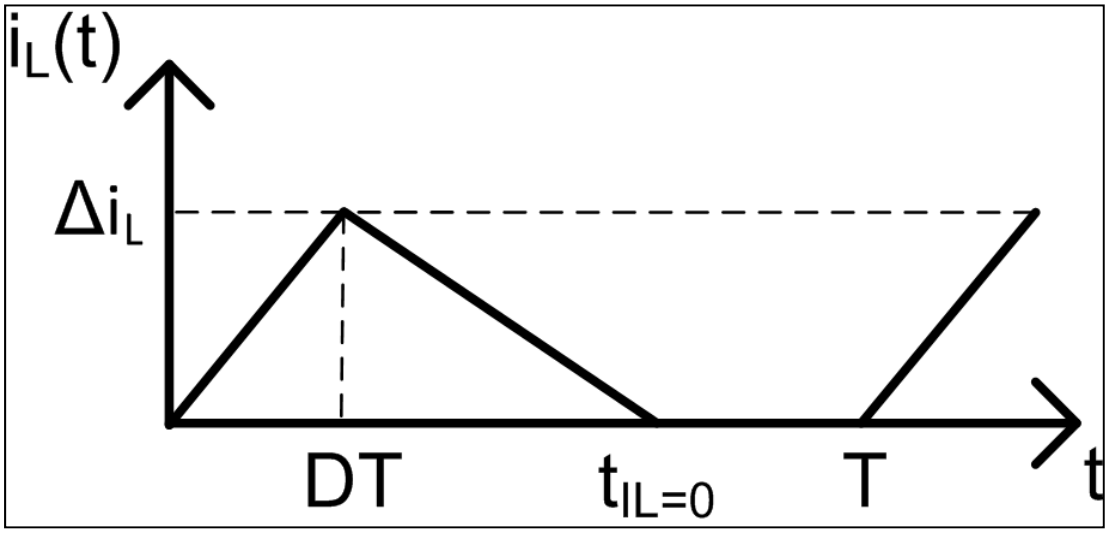


Figure-A I-1 Courant de l'inductance en mode de conduction discontinue

Mode « boost »

La partie du courant d'inductance correspondant à la diode D2 est celle entre les temps DT et $t_{IL=0}$. La valeur de l'ondulation de courant, équivalant au courant maximal d'inductance, se calcule ainsi.

$$I_{L_\max} = \Delta i_L = \frac{V_{LV} D_{boost} T}{L} \tag{A I–1}$$

Ensuite, il est possible de calculer le temps d'extinction du courant à partir du courant maximal, à t=DT.

$$i_L(t) = I_{L_\max} - \frac{(V_{HV} - V_{LV})\, t}{L}$$

$$i_L(\Delta t_{IL=0}) = 0 = I_{L_\max} - \frac{(V_{HV} - V_{LV})\, \Delta t_{IL=0}}{L}$$

$$\Delta t_{IL=0} = \frac{L \cdot I_{L_\max}}{(V_{HV} - V_{LV})} = \frac{V_{LV} D_{boost} T}{(V_{HV} - V_{LV})} \tag{A I–2}$$

Donc, le courant moyen dans la diode D2 peut se calculer.

$$\overline{I}_{D2_boost} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{D2_boost}(t)dt = \frac{I_{L_\max}}{2} \cdot \frac{\Delta t_{IL=0}}{T} = \frac{V_{LV} D_{boost} T}{2L} \cdot \frac{V_{LV} D_{boost} T}{(V_{HV} - V_{LV})T}$$

$$\overline{I}_{D2_boost} = \frac{{V_{LV}}^2 {D_{boost}}^2 T}{2L(V_{HV} - V_{LV})} \tag{A I–3}$$

<u>Mode « buck »</u>

En mode « buck », la partie du courant d'inductance correspondant à l'interrupteur S2 est celle entre les temps 0 et DT. La valeur de l'ondulation de courant, équivalant au courant maximal d'inductance, se calcule ainsi.

$$I_{L_\max} = \Delta i_L = \frac{(V_{HV} - V_{LV})\, D_{buck} T}{L} \tag{A I–4}$$

Donc, le courant moyen dans l'interrupteur S2 peut se calculer.

$$\overline{I}_{S2_buck} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{S2_buck}(t)dt = \frac{I_{L_\max}}{2}\cdot\frac{D_{buck}T}{T} = \frac{(V_{HV}-V_{LV})D_{buck}T}{2L}\cdot D_{buck}$$

$$\overline{I}_{S2_buck} = \frac{(V_{HV}-V_{LV})D_{buck}{}^2T}{2L} \qquad \text{(A I–5)}$$

Relation entre les modes

Pour établir la relation entre les modes, il faut égaler les courants moyens de la diode D2 en mode « boost » et l'interrupteur S2 en mode « buck ».

$$\overline{I}_{D2_boost} = \overline{I}_{S2_buck}$$

$$\frac{V_{LV}{}^2 D_{boost}{}^2 T}{2L(V_{HV}-V_{LV})} = \frac{(V_{HV}-V_{LV})D_{buck}{}^2T}{2L}$$

$$D_{boost}{}^2 = \frac{(V_{HV}-V_{LV})^2 D_{buck}{}^2}{V_{LV}{}^2}$$

$$D_{boost} = \frac{(V_{HV}-V_{LV})}{V_{LV}}D_{buck} \qquad \text{(A I–6)}$$

Rapport-Gratuit.com

ANNEXE II

DÉMONSTRATION DE LA RELATION ENTRE LE RAPPORT CYCLIQUE ET LE COURANT DU CÔTÉ HAUTE TENSION DU CONVERTISSEUR EN CONDUCTION CONTINUE

En mode de conduction continue, on peut établir la relation entre le rapport cyclique et le courant du côté haute tension en analysant la montée et la descente du courant d'inductance à chaque cycle. Plusieurs des équations suivantes proviennent de la section 3.2.

$$\bar{I}_{HV_boost_cont} = \bar{I}_L \left(1 - D_{boost}\right)$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_boost_cont}}{dt} = \frac{\Delta i_{L_S_ON_boost} + \Delta i_{L_S_OFF_boost}}{T}\left(1 - D_{boost}\right)$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_boost_cont}}{dt} = \frac{\frac{V_{LV} D_{boost} T}{L} + \frac{\left(V_{LV} - V_{HV}\right)\left(1 - D_{boost}\right) T}{L}}{T}\left(1 - D_{boost}\right)$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_boost_cont}}{dt} = \frac{V_{LV} - V_{HV}\left(1 - D_{boost}\right)}{L}\left(1 - D_{boost}\right)$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_boost_cont}}{dt} = \frac{-V_{HV} {D_{boost}}^2 + \left(2V_{HV} - V_{LV}\right) D_{boost} + \left(V_{LV} - V_{HV}\right)}{L} \qquad \text{(A II–1)}$$

$$\bar{I}_{HV_buck_cont} = \bar{I}_L D_{buck}$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_buck_cont}}{dt} = \frac{\Delta i_{L_S_ON_buck} + \Delta i_{L_S_OFF_buck}}{T} D_{buck}$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_buck_cont}}{dt} = \frac{\frac{\left(V_{HV} - V_{LV}\right) D_{buck} T}{L} + \frac{-V_{LV}\left(1 - D_{buck}\right) T}{L}}{T} D_{buck}$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_buck_cont}}{dt} = \frac{V_{HV} D_{buck} - V_{LV}}{L} D_{buck}$$

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

$$\frac{d\bar{I}_{HV_buck_cont}}{dt} = \frac{V_{HV} D_{buck}{}^{2} - V_{LV} D_{buck}}{L} \qquad \text{(A II–2)}$$

On peut approximer les équations (A II–1) et (A II–2) en faisant une linéarisation autour du point d'opération.

$$\frac{d\bar{I}_{HV_boost_cont}}{dt} = 0 \rightarrow D_{boost_opération} = 1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}$$

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{d\bar{I}_{HV_boost_cont}}{dt}\right)_{D_{boost}=D_{boost_opération}} = \frac{V_{LV}}{L}$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_boost_cont}}{dt} \approx \frac{V_{LV}}{L}\left(D_{boost} - D_{boost_opération}\right)$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_boost_cont}}{dt} \approx \frac{V_{LV}}{L}\left(D_{boost} + \frac{V_{LV}}{V_{HV}} - 1\right) \qquad \text{(A II–3)}$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_buck_cont}}{dt} = 0 \rightarrow D_{buck_opération} = \frac{V_{LV}}{V_{HV}}$$

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{d\bar{I}_{HV_buck_cont}}{dt}\right)_{D_{buck}=D_{buck_opération}} = \frac{V_{LV}}{L}$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_buck_cont}}{dt} \approx \frac{V_{LV}}{L}\left(D_{buck} - D_{buck_opération}\right)$$

$$\frac{d\bar{I}_{HV_buck_cont}}{dt} \approx \frac{V_{LV}}{L}\left(D_{buck} - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right) \qquad \text{(A II–4)}$$

LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Al-Haddad, K., et R. Chaffai. 1995. *Électronique de puissance II*. Coll. « Notes de cours », ELE-654. Montréal: École de technologie supérieure.

Allègre, A. L., A. Bouscayrol et R. Trigui. 2009. « Influence of control strategies on battery/supercapacitor hybrid Energy Storage Systems for traction applications ». In *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2009)* (Dearborn (MI), 7-10 Sept. 2009). p. 213-220.

Arregui, M. G. 2007. « Theoretical study of a power generation unit based on the hybridization of a fuel cell stack and ultracapacitors: Application to the design of an aircraft emergency electrical network ». Thèse de doctorat en génie en ligne, Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse, 286 p. In *Erasme*. <http://ethesis.inp-toulouse.fr/archive/00000521/>. Consulté le 7 mars 2011.

Bayindir, K. C., M. A. Gözüküçük et A. Teke. 2011. « A comprehensive overview of hybrid electric vehicle: Powertrain configurations, powertrain control techniques and electronic control units ». *Energy Conversion and Management*. En ligne. Vol. 52, n° 2, p. 1305-1313. In ScienceDirect. <http://dx.doi.org/10.1016/j.enconman.2010.09.028>. Consulté le 7 mars 2011.

Belhachemi, F. 2001. « Modélisation et caractérisation des supercondensateurs à couche double électrique utilisés en électronique de puissance ». Thèse de doctorat en génie en ligne, Lorraine, Institut National Polytechnique de Lorraine, 157 p. In *TEL*. <http://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00095893/en/>. Consulté le 7 mars 2011.

Bohlen, O., J. Kowal et D. U. Sauer. 2007. « Ageing behaviour of electrochemical double layer capacitors: Part I. Experimental study and ageing model ». *Journal of Power Sources*. En ligne. Vol. 172, n° 1, p. 468-475. In ScienceDirect. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2007.07.021>. Consulté le 7 mars 2011.

Buller, S., E. Karden, D. Kok et R. W. De Doncker. 2002. « Modeling the dynamic behavior of supercapacitors using impedance spectroscopy ». *IEEE Industry Applications*. En ligne. Vol. 38, n° 6, p. 1622-1626. In IEEE Xplore. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2002.804762>. Consulté le 7 mars 2011.

Cao, J., et A. Emadi. 2012. « A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles ». *IEEE Transactions on Power Electronics*. En ligne. Vol. 27, n° 1, p. 122-132. In IEEE Xplore. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2011.2151206>. Consulté le 3 janvier 2012.

Chan, H. L., et D. Sutanto. 2000. « A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power systems ». In *Power Engineering Society (PES 2000)* (Singapore (Singapore), 23-27 Jan. 2000). p. 470-475 vol.1.

Chan, S. W. 2007. « Design, control and application of battery-ultracapacitor hybrid systems ». Thèse de doctorat en génie en ligne, Hong Kong, University of Hong Kong, 98 p. In *ProQuest Dissertations and Theses*. <http://search.proquest.com/docview/304736270?accountid=27231>. Consulté le 7 mars 2011.

Dekkiche, A. 2008. « Modele de batterie generique et estimation de l'etat de charge ». Mémoire de maîtrise en génie en ligne, Montréal, École de technologie supérieure, 88 p. In *ProQuest Dissertations and Theses*. <http://search.proquest.com/docview/304828601?accountid=27231>. Consulté le 7 mars 2011.

Destraz, B., P. Barrade et A. Rufer. 2006. « A new interleaved multi-channel DC/DC converter specially dedicated to low voltage, high current applications ». In *Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality (PCIM 2006)* (Nuremberg (Germany), 30 May - 1 June 2006).

Díaz-González, F., A. Sumper, O. Gomis-Bellmunt et R. Villafáfila-Robles. 2012. « A review of energy storage technologies for wind power applications ». *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. En ligne. Vol. 16, n° 4, p. 2154-2171. In ScienceDirect. <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2012.01.029>. Consulté le 18 avril 2012.

Digikey. 2011. En ligne. <http://www.digikey.ca/>. Consulté le 14 juin 2011.

Dixon, J. W., M. Ortúzar et E. Wiechmann. 2000. « Regenerative Braking for an Electric Vehicle Using Ultracapacitors and a Buck-Boost Converter ». In *Proc. 17th International Electric Vehicle Symposium (EVS-17)* (Montreal (QC), 13-18 oct. 2000). CD-ROM.

Dougal, R. A., L. Gao et S. Liu. 2004. « Ultracapacitor model with automatic order selection and capacity scaling for dynamic system simulation ». *Journal of Power Sources*. En ligne. Vol. 126, n° 1-2, p. 250-257. In ScienceDirect. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2003.08.031>. Consulté le 7 mars 2011.

Ehsani, M., Y. Gao, S. E. Gay et A. Emadi. 2005. *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles : Fundamentals, theory, and design*. Boca Raton: CRC Press, 385 p.

EPA. 1996. « Cars and Light Trucks: Federal Test Procedure : Driving cycles ». En ligne. <http://www.epa.gov/otaq/sftp.htm>. Consulté le 7 mars 2011.

Epcos. 2011. « Film Capacitors: Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP), Series B32674-B32678 ». En ligne. <http://www.epcos.com/inf/20/20/db/fc_2009/MKP_B32674_678.pdf>. Consulté le 23 septembre 2011.

Erdinc, O., B. Vural, M. Uzunoglu et Y. Ates. 2009. « Modeling and analysis of an FC/UC hybrid vehicular power system using a wavelet-fuzzy logic based load sharing and control algorithm ». *International Journal of Hydrogen Energy*. En ligne. Vol. 34, n° 12, p. 5223-5233. In ScienceDirect. <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijhydene.2008.10.039>. Consulté le 7 mars 2011.

Gao, L., S. Liu et R. A. Dougal. 2002. « Dynamic lithium-ion battery model for system simulation ». *IEEE Components and Packaging Technologies*. En ligne. Vol. 25, n° 3, p. 495-505. In IEEE Xplore. <http://dx.doi.org/10.1109/TCAPT.2002.803653>. Consulté le 7 mars 2011.

Garcia, F. S., A. A. Ferreira et J. A. Pomilio. 2009. « Control Strategy for Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System ». In *Applied Power Electronics Conference (APEC 2009)* (Washington (DC), 15-19 Feb. 2009). p. 826-832.

Guidi, G., T. M. Undeland et Y. Hori. 2007. « An Interface Converter with Reduced VA Ratings for Battery-Supercapacitor Mixed Systems ». In *Power Conversion Conference (PCC 2007)* (Nagoya (Japan), 2-5 April 2007). p. 936-941.

ITAQ. 2011. *Institut du Transport Avancé du Québec*. En ligne. <http://www.itaq.qc.ca/>. Consulté le 16 septembre 2011.

Kuperman, A., et I. Aharon. 2011. « Battery-ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review ». *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. En ligne. Vol. 15, n° 2, p. 981-992. In ScienceDirect. <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2010.11.010>. Consulté le 7 mars 2011.

Larminie, J., et J. Lowry. 2003. *Electric vehicle technology explained*. West Sussex: John Wiley & Sons, 304 p.

Lee, D. G., N. J. Park et D. S. Hyun. 2008. « Soft-switching interleaved bidirectional DC-DC converter for Advanced Vehicle Applications ». In *Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008)* (Rhodes (Greece), 15-19 June 2008). p. 2988-2993.

Leuchter, J., P. Bauer et V. Steklý. 2010. « Battery-supercapacitors mixed as electrical power buffers ». In *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)* (Brighton (UK), 19-21 April 2010). p. 1-6.

Linzen, D., S. Buller, E. Karden et R. W. De Doncker. 2005. « Analysis and evaluation of charge-balancing circuits on performance, reliability, and lifetime of supercapacitor

systems ». *IEEE Industry Applications*. En ligne. Vol. 41, n° 5, p. 1135-1141. In IEEE Xplore. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2005.853375>. Consulté le 7 mars 2011.

Lukic, S. M., J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez et A. Emadi. 2008. « Energy Storage Systems for Automotive Applications ». *IEEE Industrial Electronics*. En ligne. Vol. 55, n° 6, p. 2258-2267. In IEEE Xplore. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2008.918390>. Consulté le 7 mars 2011.

Lukic, S. M., S. G. Wirasingha, F. Rodriguez, J. Cao et A. Emadi. 2006. « Power Management of an Ultracapacitor/Battery Hybrid Energy Storage System in an HEV ». In *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2006)* (Windsor (ON), 6-8 Sept. 2006). p. 1-6.

MathWorks. 2011a. *MATLAB - The Language Of Technical Computing*. <http://www.mathworks.com/products/matlab/>. Consulté le 29 juin 2011.

MathWorks. 2011b. *Simulink - Simulation and Model-Based Design*. <http://www.mathworks.com/products/simulink/>. Consulté le 29 juin 2011.

Maxwell. 2009. « Product guide: Maxwell Technologies BOOSTCAP Ultracapacitors ». En ligne. <http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/docs/1014627_boostcap_product_guide.pdf>. Consulté le 16 mars 2011.

Maxwell. 2010. « Datasheet 48V modules ». En ligne. <http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/docs/DATASHEET_48V_SERIES_1009365.PDF>. Consulté le 16 septembre 2011.

Maxwell. 2011. « Datasheet K2 Series 650F - 3000F Ultracapacitors ». En ligne. <http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/docs/DATASHEET_K2_SERIES_1015370.PDF>. Consulté le 18 avril 2011.

Metglas. 2008. « Power Factor Correction Inductor Design for Switched Mode Power Supplies Using ». En ligne. <http://www.metglas.com/downloads/apps/pfc.pdf>. Consulté le 8 juin 2011.

Metglas. 2009. *DC Choke Design Tool*. En ligne. <http://www.metglas.com/design/dcr.asp>. Consulté le 7 juin 2011.

Miwa, B. A. 1992. « Interleaved conversion techniques for high-density power supplies ». Thèse de doctorat en génie en ligne, Cambridge, Massachusetts Institute of Technology, 193 p. In *ProQuest Dissertations and Theses*. <http://search.proquest.com/docview/304031416?accountid=27231>. Consulté le 7 mars 2011.

Roscher, M. A., J. Assfalg et O. S. Bohlen. 2011. « Detection of Utilizable Capacity Deterioration in Battery Systems ». *IEEE Vehicular Technology*. En ligne. Vol. 60, n° 1, p. 98-103. In IEEE Xplore. <http://dx.doi.org/10.1109/TVT.2010.2090370>. Consulté le 7 mars 2011.

Saft. 2005. « VLM cells ». En ligne. <http://www.saftbatteries.com/doc/Documents/liion/Cube572/54042_VLM_cells_0305.d0d8d859-9174-42f2-84b2-19632e4b0760.pdf>. Consulté le 18 avril 2011.

Saft. 2008. « VL52E - high energy cell ». En ligne. <http://www.saftbatteries.com/doc/Documents/defence/Cube769/VL52E%20Data%20Sheet.fcbbc04c-6270-4d62-b264-f1530c09a9a1.pdf>. Consulté le 18 avril 2011.

Schlenk. 2011. *Carl Schlenk AG*. En ligne. <http://www.schlenk.de/>. Consulté le 7 juillet 2011.

Schupbach, R. M., et J. C. Balda. 2003. « Comparing DC-DC converters for power management in hybrid electric vehicles ». In *Electric Machines and Drives Conference (EMDC 2003)* (Madison (Wi), 1-4 June 2003). p. 1369-1374 vol.3.

Schupbach, R. M., et J. C. Balda. 2004. « 35 KW ultracapacitor unit for power management of hybrid electric vehicles: bidirectional DC-DC converter design ». In *Power Electronics Specialists Conference (PESC 04)* (Aachen (Allemagne), 20-25 June 2004). Vol. 3, p. 2157-2163.

Semikron. 1998. « IGBT and MOSFET power modules: Application Handbook ». En ligne. <http://www.semikron.com/skcompub/en/application_manual_2000-193.htm>. Consulté le 13 avril 2012.

Sunon. 2011. « DC Brushless Fan & Blower ». En ligne. <http://www.sunon.com.tw/products/pdf/maglev.pdf>. Consulté le 27 juin 2011.

Tremblay, O., L. A. Dessaint et A. Dekkiche. 2007. « A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles ». In *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2007)* (Arlington (TX), 9-12 Sept. 2007). p. 284-289.

USDOE. 2011. *2010 annual progress report for energy storage R&D*. En ligne. 514 p. <http://www1.eere.energy.gov/vehiclesandfuels/pdfs/program/2010_energy_storage.pdf>. Consulté le 16 janvier 2012.

Valence. 2007. « U-Charge XP Battery Modules Datasheet ». En ligne. <http://www.valence.com/sites/default/files/images/XP_Module_Datasheet__1.pdf>. Consulté le 16 septembre 2011.

Vural, B., O. Erdinc et M. Uzunoglu. 2010. « Parallel combination of FC and UC for vehicular power systems using a multi-input converter-based power interface ». *Energy Conversion and Management*. En ligne. Vol. 51, n° 12, p. 2613-2622. In ScienceDirect. <http://dx.doi.org/10.1016/j.enconman.2010.05.027>. Consulté le 7 mars 2011.

Wakefield. 2011. « Extruded Heat Sinks for Power Semiconductors ». En ligne. <http://wakefield.com/PDF/extruded_heat_sink.pdf>. Consulté le 27 juin 2011.

Wong, Y. S. 2008. « System design and energy management strategy for hybrid electric vehicles ». Thèse de doctorat en génie en ligne, Hong Kong, University of Hong Kong, 156 p. In *ProQuest Dissertations and Theses*. <http://search.proquest.com/docview/304337653?accountid=27231>. Consulté le 7 mars 2011.

Zhang, J., R. Y. Kim et J. S. Lai. 2006. « High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional DC-DC Converter ». In *Power Electronics Specialists Conference (PESC 2006)* (Jeju (South Korea), 18-22 June 2006). p. 1-7.

Zubieta, L., et R. Bonert. 2000. « Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications ». *IEEE Industry Applications*. En ligne. Vol. 36, n° 1, p. 199-205. In IEEE Xplore. <http://dx.doi.org/10.1109/28.821816>. Consulté le 7 mars 2011.

Rapport-Gratuit.com