

Université Mohamed Khider – Biskra  
Faculté des Sciences et de la technologie  
Département : Génie Électrique  
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة  
كلية العلوم والتكنولوجيا  
قسم: الهندسة الكهربائية  
المرجع:

Thèse présentée en vue de l'obtention  
Du diplôme de  
**Doctorat en LMD en : Génie Electrique**

**Spécialité (Option) : Gestion de l'énergie et diagnostic**

**Commande d'un Convertisseur Multicellulaire pour une  
Application de Véhicule Électrique**

Présentée par :  
**Rihab HAMDI**

Soutenue publiquement le 10/01/2023

**Devant le jury composé de :**

TOUMI Abida  
HADRI HAMIDA Amel  
TERKI Amel  
ZEROUALI Sakina  
BENNIS Ouafae

Professeur  
Professeur  
Professeur  
Maitre de Conférences 'A'  
Maitre de Conférences 'A'

Président  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur  
Invité

Université de Biskra  
Université de Biskra  
Université de Biskra  
Université de Batna 2  
Université d'Orléans, France



## *RESUME*

Les convertisseurs à forte densité de puissance et à haut rendement deviennent de plus en plus intéressants dans l'industrie des véhicules électriques. Ce rapport de thèse présente un convertisseur multicellulaire parallèle CC-CC à haute densité de puissance et à haut rendement. Une topologie Buck à trois cellules connectées en parallèle et non-isolé a été choisie pour le convertisseur envisagé dans ce travail, est rendue nécessaire de par la caractéristique basse tension-fort courant des composants électroniques. Ce travail est consacré à la modélisation, la commande et à la supervision par simulation d'un convertisseur CC-CC multicellulaire associé en parallèle de type Buck pour une application de véhicule électrique. La mise en place de stratégies de commande sur ces architectures multicellulaires passe par une première étape de modélisation. Cette étape permet de retrouver les relations entre les variables à contrôler et les ordres de commande de toutes les cellules de commutation. Les stratégies appliquées dans ce projet, sont basées sur des approches non linéaires ainsi que sur la commande adaptative. Dans la deuxième partie de cette thèse, nous présentons l'implantation de ces stratégies dans l'environnement MATLAB®/ SIMULINK™ afin de valider leur performance sur les convertisseurs multicellulaires parallèle pour une application de véhicule électrique. Après avoir testé le convertisseur, les résultats de simulation obtenus, ont été analysés sur la base du fonctionnement en régime permanent et dynamique, et ont démontré la supériorité de la topologie adoptée en termes d'efficacité énergétique par rapport aux convertisseurs conventionnels. Toutes les formes d'onde se sont avérées très proches de la théorie et des spécifications. L'association en parallèle des cellules de commutation a montré un rendement élevé et un bon partage du courant entre ses cellules. Un rendement d'environ 95% a été trouvé dans le mode de fonctionnement Buck, à la condition nominale. Ce convertisseur peut être utilisé dans un véhicule électrique pour interfacer des charges auxiliaires avec la batterie 12V.

**Mots clés :** Convertisseur CC-CC, Modélisation, Commande des Convertisseurs Multicellulaires, Contrôleur en Mode Glissant, Véhicule Electrique, Système de Conversion à Double Batteries.



## *ABSTRACT*

High power density and high efficiency converters are becoming increasingly interesting in the electric vehicle industry. This thesis report presents a high power density, high efficiency parallel multi-cell DC-DC converter. A Buck topology with three cells connected in parallel and non-isolated was chosen for the converter considered in this work, is made necessary by the low voltage-high current characteristic of the electronic components. This work is devoted to the modeling, control and supervision by simulation of a multi-cell DC-DC converter associated in parallel of Buck type for an electric vehicle application. The implementation of control strategies on these multi-cell architectures requires a first step of modeling. This step allows to find the relations between the variables to be controlled and the control orders of all the switching cells. The strategies applied in this project are based on nonlinear approaches and on adaptive control. In the second part of this thesis, we present the implementation of these strategies in the MATLAB®/ SIMULINK™ environment in order to validate their performance on parallel multicell converters for an electric vehicle application. After testing the converter, the simulation results obtained, were analyzed based on steady state and dynamic operation, and demonstrated the superiority of the adopted topology in terms of energy efficiency compared to conventional converters. All waveforms were found to be very close to the theory and specifications. The parallel combination of switching cells showed high efficiency and good current sharing between its cells. An efficiency of about 95% was found in the Buck mode of operation, at the nominal condition. This converter can be used in an electric vehicle to interface auxiliary loads with the 12V battery.

**Key words :** CC-CC Converter, Modeling, Control of Multicellular Converters, Sliding Mode Controller, Electric Vehicle, Dual Battery Conversion System.



A MA CHERE MAMMATI,  
A MON CHER PAPITTOU,  
A FEDI, RIM ET OUAF AE  
ET A TOUS CEUX ET TOUTES  
CELLES QUI ME SONT CHERS



## *REMERCIEMENTS*

Ce travail a été réalisé au Laboratoire de Modélisation des Systèmes Energétiques | LMSE de la Faculté des Sciences et de la Technologie de l'Université de Biskra. Il n'aurait pu être mené à bien sans l'aide, la patience et le soutien de nombreuses personnes auxquelles j'aimerais adresser tous mes remerciements.

Je tiens à adresser toute ma gratitude à Monsieur Mebarek BAHRI, l'ancien Directeur du LMSE, pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire. Je tiens aussi à lui exprimer toute ma reconnaissance pour sa disponibilité et ses grandes qualités humaines d'écoute et d'attention, malgré sa charge croissante de responsabilités.

Je remercie Monsieur Mohammed BOUMEHRAZ, Directeur du LMSE. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance de nous faire partager sa passion pour le travail de recherche.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à Madame Amel HADRI HAMIDA, mon Directeur de thèse, pour m'avoir conduit dans les méandres de la science avec beaucoup de patience et de tolérance. Son encadrement durant ces années a été des plus enrichissants. Je la remercie d'avoir examiné et corrigé avec attention ce manuscrit. Je regrette de ne pas trouver des mots convenables pour exprimer toute ma reconnaissance mais je souhaiterais que ce manuscrit soit l'expression de mon remerciement.

Je remercie Madame Abida TOUMI, Professeur de la Faculté des Sciences et de la Technologie, pour accepter de présider les jurys de soutenance.

Je remercie Mesdames Amel TERKI, Professeur de de la Faculté des Sciences et de la Technologie, Fatima BABAA, Maître de conférences 'A' à l'Université de Constantine 1, et Sakina ZEROUALI, Maître de conférences 'A' à l'Université de Batna 2, d'avoir accepté de juger mon travail en étant les examinateurs.

Je remercie également Madame Ouafae BENNIS de l'Université d'Orléans pour sa contribution dans ce travail et pour l'intérêt qu'elle a manifesté en participant à ce jury de thèse. Son savoir-faire m'a été très précieux et je considère comme une chance d'avoir pu en profiter.

Je tiens à remercier à Monsieur Abdelnacer TITAOUINE, son aide a été très précieuse. Je le remercie également pour son soutien moral et son professionnalisme. Qu'il reçoive ici mes remerciements pour mener à bien toute la procédure de soumission de thèse et de dépôt de dossier et pour son sens de l'humour...

J'adresse l'expression de ma vive gratitude à Monsieur Sourì Mohamed MIMOUNE pour sa disponibilité, son sens de l'innovation, sa sympathie et ses conseils précieux qui ont permis de faire avancer ce sujet.

J'exprime aussi toute mon amitié à tous les membres du laboratoire qui ont contribué à créer une ambiance sympathique et à faire avancer ce travail. Je remercie Lotfi ALLOUI, Med Yacine HAMOUDI, Ramzi SAADI, Okba KRAA, Mohamed Rezig.

Je voudrais remercier tout spécialement Madame Faiza BETKA, Secrétaire de LMSE, pour sa gentillesse, son aide et sa bien veillance à mon égard. J'ai toujours apprécié ses conseils.

Je remercie également tous les thésards, les anciens et les nouveaux, pour les moments passés ensemble, pour l'ambiance chaleureuse. Merci Rabiaa, Khalida, Farouk, Hakim, Anouar, Okba, Wael, Imad, Abdelkader, Ilyesse. Ainsi que tous les autres doctorants que j'ai côtoyés.

Merci à Lamia, Imen, Ferha, Sissi, Chaima, Chifaa, une autre Chaima, Amira, Khadija, et les autres.

Pour finir, je tiens à remercier ceux que j'aurais malheureusement oublié.

Et puis, je vous rappelle que Napoleon HILL a dit : "Notre esprit n'a pour limite que celles que nous lui reconnaissons. Toutes les réalisations, toutes les richesses acquises ont débuté avec une idée. Si vous ne pouvez pas faire de grandes choses, faites des petites choses de façon grandiose."

Réfléchissez Et Devenez Riche...



# TABLE DES MATIERES

Résumé

Abstract

Remerciements

TABLE DES MATIERES

Liste des Figures

Liste des Tableaux

INTRODUCTION GENERALE

## CHAPITRE I : ÉTAT DE L'ART

1. INTRODUCTION.....	20
2. GENERALITES SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES.....	20
2.1. Bref Historique du véhicule électrique [1].....	20
2.2. Différentes topologies du véhicules électriques.....	21
2.3. Éléments constituant un véhicule électrique.....	24
2.4. Fonctionnement d'un véhicule électrique.....	26
2.5. Besoins énergétiques.....	27
2.6. Véhicules électriques : avantages et inconvénients.....	28
3. CONVERTISSEURS CC-CC POUR APPLICATIONS DE VEHICULES ELECTRIQUES.....	30
3.1. Convertisseurs non isolés.....	31
3.2. Convertisseurs isolés.....	32
3.3. Exigences relatives aux convertisseurs de véhicules électriques.....	35

4.	SYSTEME À BOUBLE BATTERIES.....	36
4.1.	Réglementations et normes électriques.....	36
4.2.	Nouveau niveau basse tension 48V.....	38
4.3.	Systèmes automobiles à bi-batterie.....	39
4.4.	Architecture du dual 48/12V.....	39
5.	DÉFIS DANS LA CONCEPTION DE CONVERTISSEURS CC-CC.....	41
6.	CONCLUSION.....	42

## **CHAPITRE II : ÉTUDE D'UN CONVERTISSEUR CC-CC MULTICELLULAIRE PARALLELE**

1.	INTRODUCTION.....	43
2.	LE SYSTEME ELECTRIQUE A BASSE TENSION.....	43
2.1	Exigences du chargeur de batterie BT APM (en. Auxiliary Power Module)...	44
3.	MODELISATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE PARALLELE..	45
3.1	Modèle aux valeurs instantanées.....	47
3.2	Modèle aux valeurs moyennes.....	47
3.3	Modèle harmonique.....	47
3.4	Modèle hybride.....	47
3.5	Application du modèle aux valeurs instantanées.....	47
3.5.1	Hypothèses.....	48
3.5.2	Fonctionnement du convertisseur Buck.....	48
3.5.3	Validation du modèle.....	51
4.	COMMANDE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES.....	51
4.1	Facteurs influençant les performances de contrôle.....	51
4.1.1	Fréquence de commutation.....	51
4.1.2	Éléments de stockage de l'énergie.....	52
4.1.3	Gains de contrôle.....	53
4.2	Contrôleurs de modulation de largeur d'impulsion.....	54

---

4.3	Méthodes de contrôle dans la recherche.....	54
4.3.1	Contrôle adaptatif.....	54
4.3.2	Commande par mode glissant.....	54
5.	CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT.....	55
5.1	Application de la commande par mode glissant au convertisseur monté en parallèle.....	57
5.2	Procédure de conception de SMVC.....	58
5.2.1	La commande SM basée sur la modulation par hystérésis (HM).....	60
5.2.2	Procédure de conception de SMVC VBW HM.....	61
6.	CONCLUSION.....	62
 <b>CHAPITRE III : RÉSULTATS DE SIMULATION</b>		
1.	INTRODUCTION.....	66
2.	IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DU CONVERTISSEUR ÉTUDIÉ.....	66
2.1.	Les effets des parasites.....	67
2.2.	Les paramètres du convertisseur étudié.....	68
3.	RÉGULATEUR À MODE GLISSANT CONVENTIONNEL.....	68
3.1.	Simulation de la stratégie de commande.....	68
3.2.	Interprétation des graphiques de Bode.....	69
3.1.1	Fréquence de croisement.....	69
4.1.1	La marge de phase.....	70
5.1.1	Marge de gain .....	70
3.3.	Test de robustesse.....	71
4.	CONTRÔLEUR DE MODE COULISSANT À BASE DE MODULATION D'HYSTÉRÉSIS.....	72
4.1.	Modulation d'hystérésis à bande passante fixe.....	73
4.1.1	Conception de la bande fixe.....	73
4.1.2	Résultats de simulation et analyses de stabilité.....	73

---

4.2. Modulation d’hystérésis à bande passante variable.....	76
4.2.1 Conception de la bande variable.....	76
4.2.2 Résultats de simulation et analyses de stabilité.....	77
5. CONTRÔLEUR MLI BASÉ EN MODE GLISSANT.....	80
5.1. Simulation de la stratégie de commande.....	80
5.2. Résultats de simulation et analyses de stabilité.....	81
6. COMPARAISON ENTRE LES DIFFÉRENTES STRATÉGIES DE COMMANDE.....	83
7. CONCLUSION.....	85
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	
BIBLIOGRAPHIE	

## Liste des Figures

---

**Figure I.1.** Diagramme des différentes topologies de véhicules électriques. (a).BEV. (b).PHEV. (c).EREV. (d).FCEV

**Figure I.2.** Principaux composants dans la voiture électrique.

**Figure I.3.** Composants électroniques de puissance dans la BEV.

**Figure I.4.** La puissance échangée au travers de la chaîne de traction pour les différentes phases de fonctionnement d'un véhicule électrique.

**Figure I.5.** Exemple d'application des convertisseurs CC-CC pour un BEV.

**Figure I.6.** La puissance échangée au travers de la chaîne de traction pour les différentes phases de fonctionnement d'un véhicule électrique.

**Figure I.7.** Comparaison des réglementations mondiales en matière de CO<sub>2</sub> pour les voitures particulières, en termes de gCO<sub>2</sub>/km NEDC (new european driving cycle). Source : The International Council on Clean Transportation.

**Figure I.8.** Les plages de tension. Source : Delphie Deutschland.

**Figure I.9.** Un schéma fonctionnel d'un système à double batterie.

**Figure I.10.** Les types de systèmes qui seront directement alimentés par un système électrique à double tension.

**Figure III.1.** Simulation du convertisseur Buck à trois cellules en parallèle pour interférer le système dual-batterie 48 V/12 V de la véhicule électrique.

**Figure III.2.** Simulation du pack de la batterie 12V avec son unite de gestion d'énergie.

**Figure III.3.** Configuration d'une seule cellule du convertisseur Buck.

**Figure III.4.** Block de mesure de l'efficacité.

**Figure III.5.** Simulation de la commande en mode glissant en relation avec les variables d'état du convertisseur.

**Figure III.6.** Schéma du controleur en mode glissant conventionnel.

**Figure III.7.** Le diagramme de Bode du système en boucle fermé avec le cntroleur en mode glissant conventionnel.

**Figure III.8.** La réponse du convertisseur multicellulaire Buck à un changement de la charge résistive. Droite. La réponse de la tension de sortie. Gauche. La réponse du courant de sortie.

**Figure III.9.** Le diagramme de Bode du convertisseur en boucle fermé avec un contrôleur de modulation d'hystérésis à bande fixe basé sur le mode glissant.

**Figure III.10.** Réponse de la tension de sortie  $V_s$  et le courant de sortie  $I_s$  du convertisseur aux changements paramétriques. (a) et (b) Augmentation/diminution de la charge  $R$  de  $10\ \Omega$  à  $22\ \Omega$ . (c) et (d) Augmentation/diminution de la tension d'entrée  $V_e$  de  $40\text{V}$  à  $60\text{V}$ .

**Figure III.11.** Réponse de la tension de sortie  $V_s$  et le courant de sortie  $I_s$  du convertisseur lors d'une variation de la tension de référence  $V_{ref}$  de  $8\text{V}$  à  $12\text{V}$ .

**Figure III.12.** Le schema de control de la modélisation d'hystérésis à bande variable basé sur le mode glissant.

**Figure III.13.** Simulation de la bande d'hystérésis variable avec son code sous l'environnement MATLAB®.

**Figure III.14.** Principe de la regulation de la bande variable d'hysteresis.

**Figure III.15.** Le diagramme de Bode du convertisseur en boucle fermé avec un contrôleur de modulation d'hystérésis à bande variable basé sur le mode glissant.

**Figure III.16.** Réponse de la tension de sortie  $V_s$  et le courant de sortie  $I_s$  du convertisseur aux changements paramétriques. (a) Variation de la tension de référence  $V_{ref}$  de  $8\text{V}$  à  $12\text{V}$ . (b) Augmentation/diminution de la charge  $R$  de  $10\ \Omega$  à  $22\ \Omega$ . (c) Augmentation/diminution de la tension d'entrée  $V_e$  de  $40\text{V}$  à  $60\text{V}$ .

**Figure III.17.** Schémas du contrôleur MLI basé en mode glissant.

**Figure III.18.** Le contrôleur MLI à double intersection simulé en utilisant MATLAB® tools.

**Figure III.19.** MLI unipolaire par double intersection à partir d'une onde sinusoïdale et d'une impulsion bipolaire.

**Figure III.20.** Diagramme de bode du convertisseur à MLI unipolaire par double intersection basé sur le mode glissant.

**Figure III.21.** Réponse de la tension de sortie  $V_s$  et le courant de sortie  $I_s$  du convertisseur aux changements paramétriques. (a) Variation de la tension de référence  $V_{ref}$  de  $8\text{V}$  à  $12\text{V}$ . (b) Augmentation/diminution de la charge  $R$  de  $10\ \Omega$  à  $22\ \Omega$ . (c) Augmentation/diminution de la tension d'entrée  $V_e$  de  $40\text{V}$  à  $60\text{V}$ .

**Figure III.22.** (a) Le rapport de conversion de la tension de sortie. (b) L'efficacité du convertisseur multicellulaire parallèle.

## ***Liste des Tableaux***

---

***Tableau I.1.*** Comparaison entre BEV, PHEV et FCEV

***Tableau I.2.*** Caractéristiques des différentes sources électriques

***Tableau II.1.*** Spécification du convertisseur

***Tableau III. 1.*** Spécification du convertisseur

***Tableau III. 2.*** Performances comparées en cas de changement de charge.

***Tableau III. 3.*** Performances comparées en cas de changement de la tension d'entrée.

***Tableau III. 4.*** Performances comparées en cas de changement de la tension de référence.



## *INTRODUCTION GENERALE*

Le taux croissant de pollution due aux véhicules a contraint tous les principaux pays à définir les nouvelles limites du taux d'émission ainsi que le taux de consommation de carburant, à la fois présent et à l'avenir. Pour répondre à ces valeurs limites, l'industrie automobile développe continuellement diverses technologies telles que l'amélioration de l'aérodynamique, une conception légère, une transmission plus efficace, un freinage régénératif, un tuyau d'échappement avancé, des pneus de résistance à faible roulement, etc. Mais presque toutes les technologies ont atteint leurs limites de performance et leur nouvelle amélioration entraîne de très petits changements. La recherche dans le domaine de l'électronique a actuellement pour objectif d'augmenter l'autonomie des véhicules en agissant sur plusieurs facteurs : augmentation de la capacité des batteries, récupération de l'énergie ambiante, diminution de la tension d'alimentation des composants... L'un des axes de recherche les plus abordés afin d'augmenter l'autonomie des véhicules est d'augmenter le rendement des convertisseurs de tension afin de diminuer leur consommation. A part l'autonomie, l'intégration des circuits électroniques présente un enjeu important afin de diminuer le coût de fabrication d'un côté, l'encombrement et le poids d'un autre côté.

Avec l'ajout croissant d'électronique, de moteurs et d'actionneurs dans les véhicules électriques, le système électrique automobile conventionnel de 12V en circuit fermé, basé sur une batterie au plomb, révèle ses limites. Par exemple, lorsqu'on utilise un système de 12V, les applications à forte puissance, comme la direction électrique, consomment un courant élevé, ce qui nécessite des faisceaux de câbles plus volumineux et plus lourds. Ce poids supplémentaire devient significatif dans un véhicule moderne, qui peut comporter plusieurs kilomètres de câblage. En outre, les véhicules électriques nécessitent des systèmes d'alimentation et de contrôle pour faire fonctionner les auxiliaires 12V, tels que les feux, les indicateurs et les essuie-glaces. La technologie traditionnelle se traduit par un grand nombre de fils dans le faisceau de câbles. Pour réduire le nombre de fils, une autre méthode consiste à utiliser une paire de lignes de commande et une connexion électrique universelle autour du véhicule. Ce système d'alimentation et de contrôle est appelé « réseau de distribution d'énergie » et il est mis en œuvre

en utilisant plusieurs convertisseurs de puissance et un système de contrôle différentiel. Une autre approche consiste à utiliser des systèmes à plus haute tension pour les applications gourmandes en énergie afin de réduire l'appel de courant et de permettre un câblage plus léger. Les mises en œuvre commerciales comportent un réseau conventionnel de 12V complété par un système de 48V basé sur des batteries lithium-ion (Li-ion). Le système de 12V est utilisé pour des applications telles que la gestion du moteur, l'éclairage et le réglage des sièges et des portes, tandis que le système de 48V prend en charge les demandes les plus exigeantes de fonctions telles que la direction électrique, le démarrage et le chauffage, la ventilation et la climatisation.

L'introduction de la technologie 48V a produit des véhicules hautement efficaces et avancés qui présentent des résultats améliorés par rapport aux véhicules normaux et hybrides. La technologie 48V est avancée aux autres technologies de haute tension ainsi que dans les limites de sécurité de 60V pour la prévention du choc humain. Le système a introduit diverses nouvelles technologies telles que le démarreur-générateur pouvant fonctionner comme démarreur et comme un fournisseur de couple pendant le mouvement de véhicule, le freinage par récupération avancé, l'essieu arrière à entraînement électrique, le compresseur électrique, les pompes électriques, la pompe de direction assistée électrique, etc. La meilleure caractéristique de la technologie est qu'elle peut être installée facilement dans n'importe quel segment de véhicule avec le système conventionnel de 12V, avec une légère variation dans l'architecture du véhicule. La commercialisation de la technologie 48V peut apporter une nouvelle révolution dans l'industrie automobile. Ces systèmes électriques automobiles entraînent une complexité accrue et, par conséquent, de nouveaux défis de conception. Parmi ces défis, la gestion de la charge et de la décharge simultanées des deux circuits de batterie, y compris l'abaissement entre les batteries. La configuration 12/48V se compose de deux branches distinctes : Le bus 12V traditionnel utilise une batterie plomb-acide classique pour les charges conventionnelles, tandis que le système 48V, alimenté par une batterie Li-ion, prend en charge les charges plus lourdes. Si deux circuits de charge distincts sont nécessaires, il doit exister un mécanisme permettant à la charge de passer de l'un à l'autre sans risque d'endommager l'une ou l'autre des batteries ou l'un des systèmes qu'elles alimentent. Il faut également un mécanisme permettant de fournir une puissance supplémentaire au rail de tension opposé en cas de surcharge.

La conception d'un système 12/48V est un défi car elle nécessite une gestion minutieuse du transfert de puissance du rail 48V du véhicule vers son rail 12V. Une option consiste à utiliser un convertisseur CC-CC unidirectionnel Buck situé entre les batteries de 12 et 48V. Ce

convertisseur peut être utilisé pour abaisser la tension et transférer l'énergie inter-batteries. Un tel convertisseur peut être utilisé pour charger les batteries ou leur permettre de fournir du courant aux différentes charges électriques du véhicule. Alors que les systèmes électriques des véhicules modernes prolifèrent, le système électrique traditionnel de 12V craque sous la pression. L'introduction d'un système alternatif de 48V offre une puissance plus élevée pour faire fonctionner des systèmes tels que la direction électrique et la suralimentation, tout en réduisant le poids et le coût des faisceaux de câbles. L'introduction de convertisseurs CC-CC unidirectionnels, qui peuvent servir de pont entre les systèmes 12 et 48V, simplifie la conception, réduit le coût et encourage l'adoption de ces convertisseurs dans les voitures à bas prix. Le réseau de distribution d'énergie a également la capacité de détecter les défauts des charges auxiliaires ainsi que d'allumer et d'éteindre ces charges. Le réseau de distribution d'énergie est mis en œuvre avec deux systèmes principaux : le système d'alimentation auxiliaire, qui consiste en un convertisseur Buck de 2,4 W avec des circuits de commande de limitation de courant à une tension 12V. L'autre système est le système de contrôle, il est développé à l'aide de microcontrôleurs et de contrôleurs autonomes qui contrôlent et surveillent les charges auxiliaires dans le véhicule.

Les convertisseurs de puissance CC-CC ont une importance extrême dans les applications contemporaines. De plus, les convertisseurs de puissance CC-CC sont les candidats idéaux dans de nombreuses applications telles que les véhicules électriques, les piles à combustible et autres. Ils ont fait l'objet de nombreuses recherches au cours de trois décennies. Le contrôle de ces convertisseurs a souvent été mis en œuvre à l'aide de techniques PWM et à base de composants discrets et de circuits intégrés. D'autre part, l'application de convertisseurs CC-CC pour les véhicules électriques nécessite des techniques de contrôle plus efficaces et plus robustes. Les valeurs nominales de tension et de courant doivent être respectées pour un fonctionnement sûr et un fonctionnement limité du circuit de convertisseur.

Cette thèse présente la modélisation, la mise en œuvre des techniques de contrôle et les résultats de simulations du réseau de distribution d'énergie basé sur des convertisseurs multicellulaires en parallèle pour un système dual batteries 12/48V. La tension nominale de la batterie de 48V est convertie en une tension 12V. Le réseau de distribution d'énergie fournit une puissance de sortie de 12V pour entraîner tous les auxiliaires du véhicule. L'étude, dont ce mémoire fait l'objet, porte sur la mise au point d'une stratégie de commande adaptée à un convertisseur multicellulaire CC-CC de véhicule électrique, affichant un rendement énergétique compatibles avec l'industrie automobile.

Ce manuscrit est organisé comme suit.

Chapitre I : positionne l'état de l'art vis-à-vis quelques généralités sur les véhicules électriques (VE), on présente, dans un premier temps, quelques préliminaires sur les véhicules électriques, leurs architectures, les principaux éléments les constituant ainsi que leurs systèmes de conversion. Dans un deuxième temps, on aborde les différents types de convertisseurs utilisés dans les VEs. Finalement, on décrit l'évolution des systèmes électriques automobiles à double 12/48V et on explique les avantages de ces nouveaux systèmes.

Chapitre II : La première partie de ce projet de thèse est consacré à la présentation des associations en parallèle des cellules de commutation. Une modélisation détaillée du convertisseur étudié pour la mise en parallèle permet non seulement de définir les modèles mathématiques qui régissent le système afin d'en prédire et d'en évaluer le comportement et leur mode de fonctionnement mais aussi de faire interdire le déséquilibre dans la répartition du courant de sortie. Une modélisation matricielle du convertisseur facilitera la mise en place des stratégies de commande présentées dans la deuxième partie de ce chapitre. En utilisant la méthode du modèle aux valeurs instantanées, nous avons obtenu les valeurs des paramètres du modèle théorique décrivant le comportement du convertisseur multicellulaire CC-CC.

Ainsi, la deuxième partie de ce chapitre présente les stratégies de commande appliquées aux convertisseurs multicellulaires. Dans un premier temps, on présente les stratégies implémentées sur les convertisseurs multicellulaires, certains modèles de découplage doivent être mis en place pour traduire les variables liées au contrôle des grandeurs internes et externes du convertisseur sous forme de rapports cycliques. Ces modèles de découplage permettent également une réduction considérable de l'influence de toutes les variables du convertisseur. Ces stratégies de type non linéaire utilisent également des modulateurs capables de fixer la fréquence de commutation et la tension à la sortie du convertisseur. Ces modulateurs, ont été développés et également implémentés sur des convertisseurs multicellulaires en parallèle, d'autres stratégies, basées sur la commande adaptative, ont été aussi implémentées.

Chapitre III : En dernier lieu, on pose la problématique de fond traitée dans ce travail, à savoir établir la solution de commande de convertisseur la mieux adaptée pour contrôler les flux d'énergie entre les deux batteries dans le contexte industriel du secteur automobile. A partir d'une étude menée sur un système de conversion de référence et en utilisant des paramètres électriques et les données du constructeur, le modèle proposé est simulé et les résultats obtenus sont comparés aux données théoriques. De ce fait, un comparatif des différentes solutions de stratégies de contrôle est donné sur des critères de rendement énergétique.

Enfin, les perspectives de travaux sont proposées pour améliorer le concept du système de conversion d'énergie pour interfacer le système à double batteries présenté dans ce manuscrit.

Enfin, nous résumons les résultats importants de ces travaux de thèse en soulignant les diverses contributions dans le monde académique et également industriel. Par ailleurs, nous suggérons des perspectives aux travaux de recherche effectués, notamment dans les approches de synthèse des lois de commande.

Les travaux de recherche réalisés dans le cadre de cette thèse ont été menés au sein du Laboratoire de Modélisation des Systèmes Energétiques | LMSE de la Faculté des Sciences et de la Technologie. Ce projet a été initié par le biais d'un programme de coopération scientifique Algéro-Tunisien entre le ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique Tunisienne ( coordonnée par Monsieur Slim Choura, directeur général de la coopération internationale du ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique ) et le ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique Algérienne ( coordonnée par Monsieur Arezki Saïdani, directeur de la coopération et des échanges universitaires ) au titre de l'année 2017/2018, dans le contexte de développement des projets de recherches communs bilatéraux.



**CHAPITRE I**

**ÉTAT DE L'ART**

## 1. INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre consiste à réaliser un état des lieux des connaissances scientifiques accumulées sur la thématique du véhicule électrique (VE) en se concentrant sur la partie équipée par les convertisseurs de puissance adaptés aux VE afin de situer le contexte de nos travaux. On présente en premier abord des généralités sur le véhicule électrique et sur ses différentes configurations. Puis on développe la notion des circuits électroniques de puissance (CEP) et on présente un aperçu des convertisseurs CC-CC de pointe utilisés dans les véhicules électriques.

## 2. GENERALITES SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES

Depuis apparition, il y a plus de cent ans, le véhicule électrique a toujours fasciné l'homme pour le côté futuriste qu'il procure. La voiture électrique a été souvent considérée comme une technologie pleine d'avenir et qui donne des espérances pour mettre fin à cette pollution alarmante de l'atmosphère due au secteur de transport routier. Conçues pour lutter efficacement contre la pollution, les véhicules électriques sont, malheureusement, freinés par leurs coûts élevés, leur autonomie limitée qui dépend de la capacité des batteries, le manque d'investissements et d'autres problèmes critiques qui handicapent cette invention.

### 2.1. Bref historique du véhicule électrique [1]

L'histoire du véhicule électrique a commencé au XIX siècle par la conception des premiers prototypes, allant du train miniature à la carriole. En 1865, la batterie rechargeable découverte par Gaston Planté, puis améliorée par Camille Faure en 1881, ont permis l'essor des voitures électriques. Depuis quelques années, un regain d'intérêt est porté au véhicule électrique. Ce n'est pas la première fois que celui-ci est vu comme alternative ou complément aux véhicules thermiques (VTh). Ainsi, au cours des siècles derniers, le véhicule électrique n'a eu de cesse de concurrencer ses homologues thermiques, sans pour autant remporter de franc succès. Pourtant, en 1897, un premier projet à grande échelle voit le jour à New-York concernant la flotte de taxis. Puis, deux ans après, à la suite des premiers records de « *La Jamais contente* » atteignant 100 km/h, de l'ingénieur belge *Camille Jenatzy*, les premières motorisations grand public auraient pu être électriques. Bien que, en 1900, sur 4200 véhicules fabriqués aux Etats- Unis, 22 % étaient à essence, 38 % électrique et 40 % à vapeur, les faibles performances d'autonomie face aux thermiques eurent tôt fait de mettre fin à ce développement [2]. Une situation conjoncturelle de restriction économique et énergétique pendant la Seconde Guerre mondiale a fait renaître l'intérêt pour les

alimentations ou motorisations alternatives telles que les gazogènes ou les moteurs électriques [3]. Ainsi, au cours de cette période, un constructeur automobile français (Peugeot) a fabriqué 20 000 exemplaires du « Véhicule Léger de Ville » et développé la 202 électrique [4]. La fin du conflit mondial et le réapprovisionnement de l'Europe en combustible fossile ont mis un terme aux projets électriques. Il a fallu attendre le grand choc pétrolier de 1973 pour que le véhicule électrique réapparaisse de façon temporaire comme alternative, freiné par le peu de progrès technologiques sur les batteries et par des prix beaucoup trop élevés.

L'idée du véhicule électrique n'est pas récente et pourtant sa structure interne n'est pas figée. Plusieurs solutions sont actuellement en développement.

## 2.2. Différentes topologies du véhicules électriques

Un véhicule électrique est un véhicule propulsé par un moteur électrique. Ce moteur est alimenté par une batterie rechargeable ou par une pile à combustible, ou encore par un moteur thermique générateur. Nous distinguons plusieurs types de véhicules électriques.

### 2.2.1. Véhicules hybrides rechargeables<sup>1</sup> (en. *Plug-in Hybrid Electric Vehicle* ou *PHEV*)

Ces véhicules sont propulsés par un moteur thermique, auquel se substitue un moteur électrique pour la circulation en ville. Son moteur électrique utilise des batteries qui se rechargent en se branchant sur une source d'alimentation électrique (une prise murale ou un chargeur EV). Le moteur thermique peut fonctionner avec le moteur électrique ou séparément pour alimenter le groupe motopropulseur. Des études scientifiques approfondies ont montré que les groupes motopropulseurs utilisant un moteur thermique plus un moteur électrique (ou, dans de nombreux cas, 2 ou 3 moteurs électriques), créent un bien meilleur rendement énergétique. Moins de carburant est brûlé pendant le fonctionnement du PHEV, ce qui réduit la production de gaz à effet de serre.

### 2.2.2. Véhicule électrique hybride<sup>2</sup> (en. *Hybrid Electric Vehicle* ou *HEV*)

C'est un type de véhicule électrique qui combine un système de propulsion à moteur à combustion interne (en. *Internal Combustion Engine* ou *ICE*) conventionnel avec un système de propulsion électrique (transmission de véhicule hybride). La présence du groupe

---

<sup>1</sup> Un exemple de PHEV est le Kia Niro Plug-In Hybrid avec un moteur thermique par un alternateur.

<sup>2</sup> Le meilleur exemple d'efficacité HEV est la Toyota Prius Hybrid, qui obtient la meilleure consommation d'essence (entre 50 et 60 mph) de toute voiture utilisant un moteur à combustion interne.

motopropulseur électrique vise à obtenir une meilleure économie de carburant et de meilleures performances.

### **2.2.3. Véhicule électrique à pile à combustible (en. *Fuel Cell Electric Vehicle ou FCEV*)**

La pile à combustible produit de l'électricité pour alimenter le moteur, généralement en utilisant de l'oxygène de l'air et de l'hydrogène comprimé. La plupart des véhicules à pile à combustible sont classés comme des ZEV : véhicules à zéro émission qui n'émettent que de l'eau et de la chaleur.

### **2.2.4. Véhicule à prolongateur d'autonomie<sup>3</sup> (en. *Extended Range Electric Vehicle ou EREV*)**

La propulsion de ce type de véhicules se fait par un moteur électrique alimenté par des batteries de grande capacité maintenues en charge par un petit bloc alternateur couplé avec un moteur thermique. L'EREV possède, grâce à un régime stabilisé autour de sa vitesse de rotation optimale (1500 t/mn), une grande autonomie et une faible consommation avoisinante les 2 litres de carburant au 100 km. Un EREV créera du CO<sub>2</sub> lorsque son petit moteur d'extension d'autonomie fonctionne, mais pas lorsque l'EREV utilise son énergie électrique. Au cours de sa vie, un EREV créera beaucoup moins de CO<sub>2</sub> qu'une voiture ICE.

### **2.2.5. Véhicules entièrement électriques ou à batterie<sup>4</sup> (en. *Battery Electric Vehicle ou BEV*)**

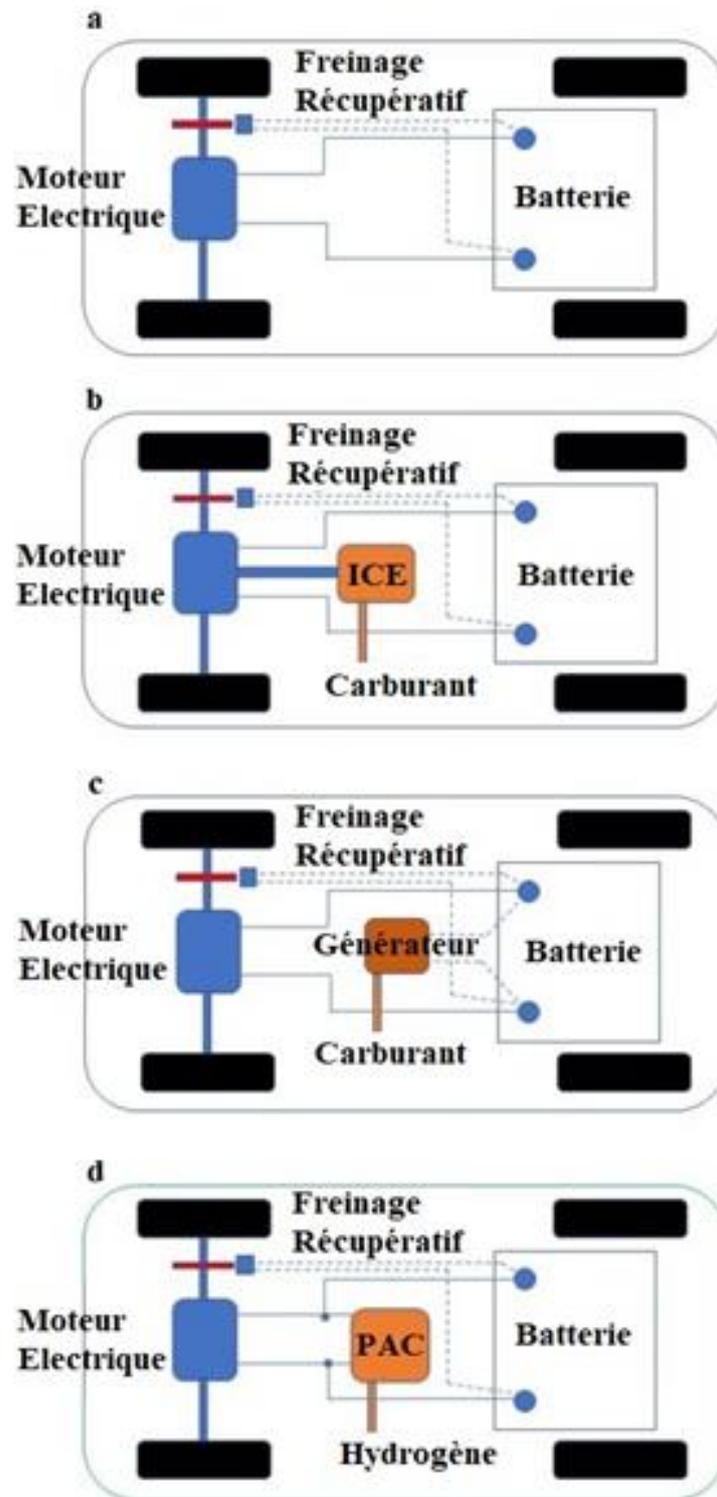
Les sources d'énergie pour ce type de véhicules sont des batteries rechargeables par le réseau électrique ou par d'autres énergies renouvelables (solaire, éoliens, ...). Ils ne contiennent pas de moteur à combustion interne (en. *Internal Combustion Engine ou ICE*) et la recharge des batteries se fait à l'arrêt des véhicules par prises électriques fixes ou par échange de batteries. L'autonomie encore limitée de ces batteries limitent l'usage des VEs aux zones urbaines. Aucun CO<sub>2</sub> n'est émis par le BEV lui-même, une fois qu'il commence à fonctionner. Des études approfondies<sup>5</sup> ont montré que les véhicules électriques émettent 50 à 51% moins de CO<sub>2</sub> que les véhicules ICE. La **Figure I.1** illustre des différentes topologies de véhicules électriques.

---

<sup>3</sup> Un prolongateur d'autonomie est une unité d'alimentation auxiliaire à base de carburant qui étend l'autonomie d'un véhicule électrique à batterie en entraînant un générateur électrique qui charge la batterie du véhicule. Un exemple d'un EREV est la BMW i3 Extended Range.

<sup>4</sup> Un exemple de BEV est le Chevrolet Bolt.

<sup>5</sup> L'Union of Concerned Scientists (UCS) a constaté que les véhicules électriques produisent moins de la moitié des émissions de réchauffement climatique des voitures comparables à essence.



**Figure I.1.** *Diagramme des différentes topologies de véhicules électriques.*  
 (a).BEV. (b).PHEV. (c).EREV. (d).FCEV

En général, les véhicules électriques à batterie (BEV), les véhicules électriques hybrides rechargeables (PHEV) et les véhicules électriques à pile à combustible (FCEV) ont eu un impact sur le marché et sont les plus demandées. Le **Tableau I.1** présente la comparaison fondamentale entre ces trois catégories de VE.

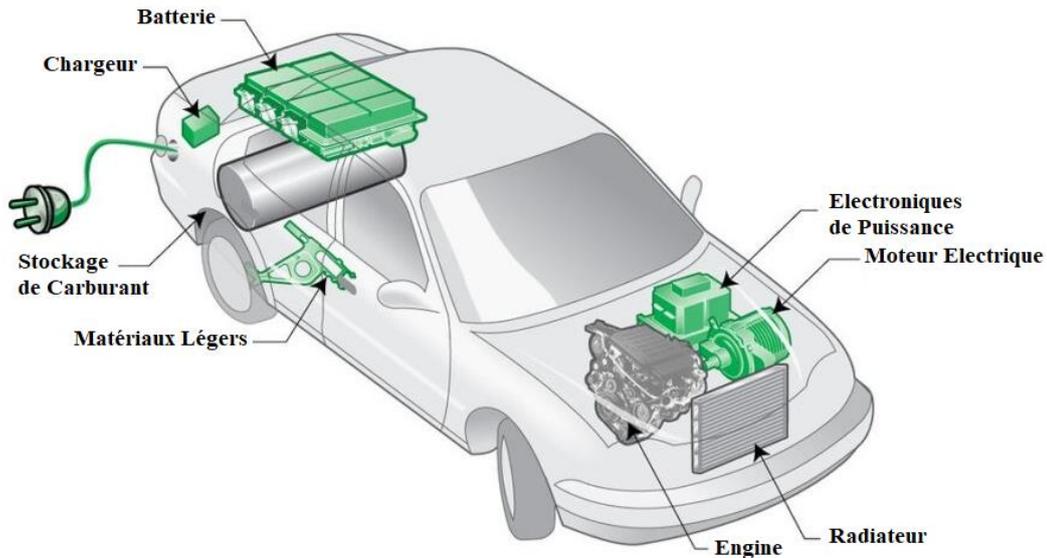
**Tableau I.1.** Comparaison entre BEV, PHEV et FCEV [8-10]

Caractéristiques	VE à Batterie	VE hybrides rechargeables	VE à pile à combustible
<i>Émissions de GES</i>	Zéro émission	Moins d'émissions	Émissions ultra-faibles
<i>Système énergétique</i>	Batterie et supercondensateur	Batterie, supercondensateur et carburant	Piles à combustible et batterie ou supercondensateur pour le démarrage
<i>Coût de la batterie</i>	Entre 125USD/kWh et 215 USD/kWh	Environ 100USD/kWh	N / A
<i>Capacité de la batterie</i>	Les batteries de 30kWh donnent une moyenne de 0,15kWh/km	Les batteries de 8kWh fournissent en moyenne 0,2kWh/km	N / A
<i>Coût initial</i>	Coût élevé	Inférieur aux BEV et FCEV	Coût élevé
<i>Autonomie</i>	Typiquement de 125 à 150 km	Similaire à ICE uniquement pour les voitures	Autonomie satisfaisante
<i>Principaux défis</i>	Gestion et durée de vie de la batterie	Contrôle de sources multiples, gestion de l'énergie et optimisation	Piles à combustible, fiabilité, durée de vie et infrastructure

### 2.3. Éléments constituant un véhicule électrique

Les composants présents dans les voitures électriques ne sont jamais les mêmes selon le constructeur du modèle et la technologie utilisée. Cependant, la voiture électrique fonctionne à partir des trois éléments principaux dont elle est constituée : la batterie, le ou les moteurs électriques et le système de commande.

La **Figure I.2** montre les principaux éléments d'un PHEV : un moteur électrique, une batterie de traction et des convertisseurs de puissance (onduleur et chargeur embarqué).



**Figure I.2.** Principaux composants dans la voiture électrique.

### 2.3.1. Batterie

Le véhicule électrique comporte une batterie haute tension dont le volume et la masse sont importants (environ 300 kg). La batterie fournit l'énergie provenant soit de la charge par câble depuis une source extérieure, soit de la décélération du véhicule. La capacité des batteries est de l'ordre de 5 à 40 kWh, leur tension totale de 300 à 500 V.

### 2.3.2. Groupe Motopropulseur

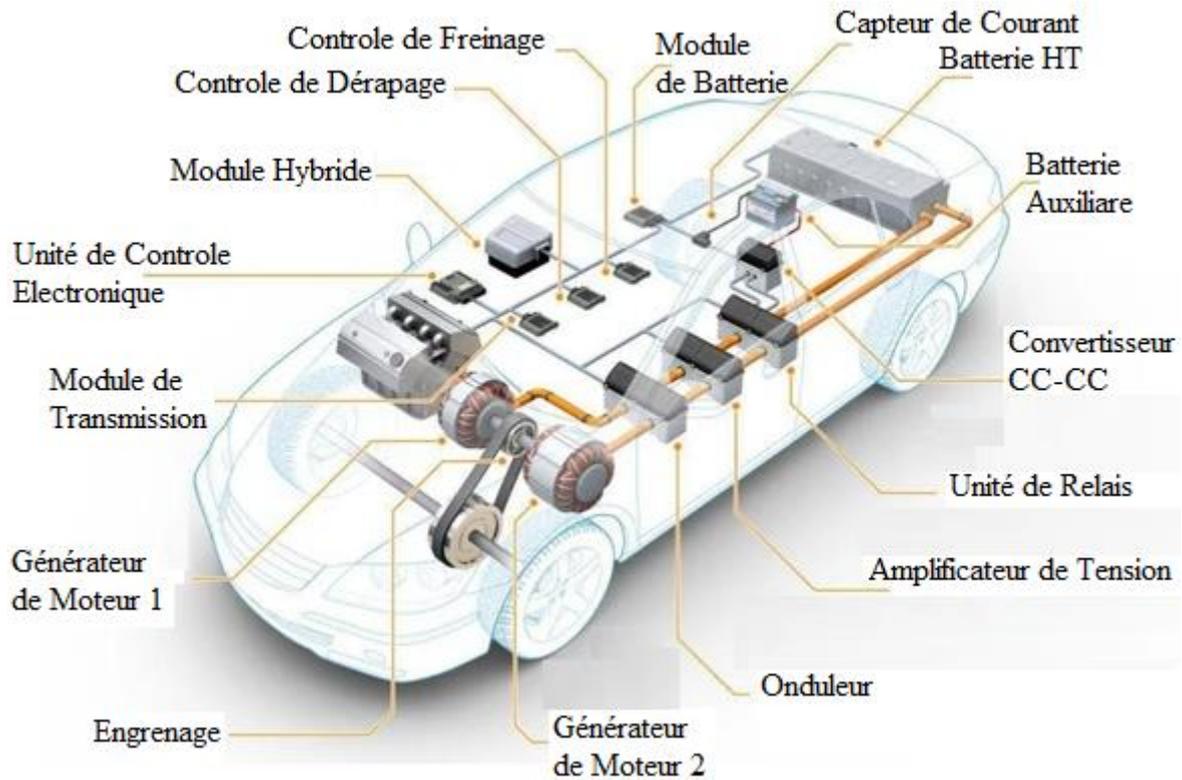
Comme nous l'avons mentionné auparavant, un VE est propulsé par un moteur électrique alimenté par une source d'énergie (pile à combustible, batterie ou moteur thermique générateur). Un véhicule tout électrique, que nous appelons désormais VEB pour véhicule électrique à batterie, possède deux sources d'énergie embarquées : moteur électrique, et batteries [5].

### 2.3.3. Les circuits électroniques de puissance

Les circuits électroniques de puissance (CEP) comprenant des onduleurs CC-CA et des convertisseurs CC-CC font partie intégrante de tout véhicule électrique moderne. Un onduleur CC-CA alimente le moteur électrique haute puissance et les charges utilitaires telles que le système de climatisation, tandis qu'un convertisseur CC-CC alimente les charges conventionnelles de faible puissance et basse tension.

Les deux types de convertisseurs sont couplés via un bus continu et la distribution de l'énergie électrique dans les véhicules électriques est réalisée par le bus CC. Les principaux composants dans les convertisseurs de puissance sont les semi-conducteurs [6].

Actuellement, il existe une grande diversité de structures envisageables pour les véhicules électriques. La **Figure I.3** montre les principaux composants du PEC dans un véhicule électrique à batterie BEV. La voiture est aussi équipée de plusieurs convertisseurs, des chargeurs de batterie et quelques accessoires ainsi d'une batterie et un moteur électrique.



**Figure I.3** Composants électroniques de puissance dans la BEV.

#### 2.4. Fonctionnement d'un véhicule électrique

Le véhicule est alimenté par des batteries qui sont elles-mêmes rechargées par un chargeur à partir d'une source extérieure pendant les périodes de repos. Cette dernière est connectée au moteur électrique par l'intermédiaire d'un contrôleur et d'un convertisseur continu/continu (CC-CC). L'énergie des batteries est donc envoyée vers le contrôleur électronique et le convertisseur CC-CC. Le contrôleur sert à régler l'intensité du courant qui alimente le moteur.

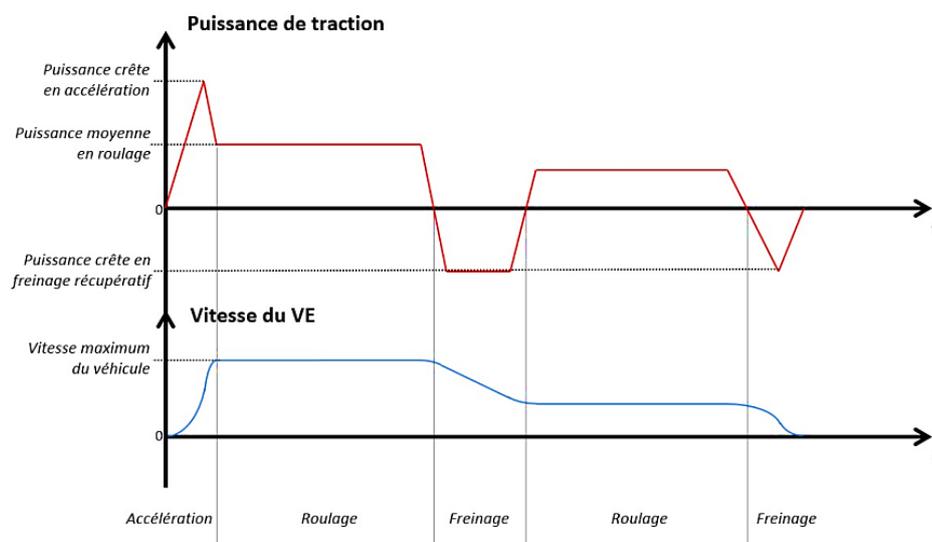
Du convertisseur CC-CC, l'énergie est transformée et envoyée vers une batterie 12 volts si présente ou directement aux accessoires. Du contrôleur, l'énergie est envoyée au moteur pour être convertie en mouvement qui passe dans un réducteur ou une transmission vers les roues. En phase de décélération, l'électronique fait fonctionner le ou les moteurs électriques

en générateurs, l'énergie délivrée par ces générateurs est utilisée pour recharger la batterie. Ainsi la consommation d'énergie est réduite.

Plus les configurations électriques et hybrides électriques utilisent deux dispositifs de stockage d'énergie, l'un avec capacité de stockage d'énergie, appelée système énergétique principal (MES), et l'autre à capacité de puissance et réversibilité, appelée système de stockage d'énergie rechargeable (RESS) [7, 8]. MES offre une autonomie étendue et RESS offre une bonne accélération et freinage récupératif. Les dispositifs de stockage ou d'alimentation d'énergie varient leur tension de sortie avec la charge ou l'état de charge et la haute tension du circuit intermédiaire créent des défis majeurs pour les concepteurs de VE lors de l'intégration de dispositifs de stockage/alimentation d'énergie avec un entraînement de traction. Les convertisseurs CC-CC peuvent être utilisés pour interfacer les éléments du groupe motopropulseur électrique en augmentant ou hacher les niveaux de tension. En raison des contraintes automobiles, la structure de convertisseur de puissance doit être fiable, légère, de petit volume, avec un rendement élevé, faibles interférences électromagnétiques et faible ondulation courant-tension [9].

## 2.5. Besoins énergétiques

Les caractéristiques mécaniques du VE affectent de nombreux paramètres tels que l'autonomie, la vitesse de pointe ou encore l'accélération. La chaîne de traction incluant le système de stockage doit être dimensionnée en conséquence. La **Figure I.4** représente l'allure de la puissance échangée au travers de la chaîne de traction selon que le VE est en phase d'Accélération, de Freinage récupératif ou de Roulage.



**Figure I.4** La puissance échangée au travers de la chaîne de traction pour les différentes phases de fonctionnement d'un véhicule électrique.

Notons que la puissance transitoire lors des phases d'Accélération du VE est largement supérieure à la puissance moyenne consommée en phase de Roulage. Elle est composée de la puissance moyenne consommée par le VE selon la vitesse instantanée et de la puissance nécessaire à la variation de la vitesse. Le système de stockage doit donc posséder une grande capacité énergétique afin d'assurer une bonne autonomie et une puissance importante pour les accélérations ou freinages du véhicule.

## **2.6. Véhicules électriques : avantages et inconvénients**

Les sources électriques des groupes motopropulseurs BEV et PHEV ne sont pas réglementées et présentent des problèmes spécifiques, notamment les batteries et les supercondensateurs (SC) font face à des chutes de tension pendant le fonctionnement, et dans le cas des piles à combustible (FC), la réponse dynamique pendant le processus transitoire est relativement lente et provoque une chute de tension élevée dans un court laps de temps après la transition [10-13]. En outre, les FC rencontrent de nombreux problèmes par rapport aux batteries et aux SC en raison de l'infrastructure de soutien limitée, comme très peu de stations de ravitaillement, et du coût initial élevé en raison de la production et de la fiabilité limitées des piles à combustible [14, 15]

De plus, les SC sont adaptés pour capter l'électricité pendant le freinage par récupération et fournir instantanément de la puissance pour l'accélération en raison de leur potentiel de charge et de décharge rapide. En revanche, une batterie est appropriée pour fournir une énergie à long terme avec une densité d'énergie relativement élevée, une fiabilité mature et une taille compacte. La fusion des batteries avec les SCs en tant que système de stockage d'énergie hybride réduit le stress sur les batteries et assure une réponse dynamique rapide ainsi qu'une longue durée de vie tout en augmentant le coût du système [16]. Une analyse comparative des sources électriques est présentée dans le **Tableau I.2**.

**Tableau I.2.** Caractéristiques des différentes sources électriques.

Caractéristiques	Batterie	Super-condensateur	Pile à combustible
<i>Densité de puissance (W/Kg)</i>	100–3500	>4000	≈1600
<i>Densité énergétique (Wh/kg)</i>	Élevé, 8 à 200	Faible, 1–5	Très élevé, 400
<i>Température de fonctionnement (°C)</i>	0 à 45	–40 à 65	–35 à 40
<i>Coût par kWh</i>	125 \$ à 215 \$ (grand système)	10 000 \$ (typique)	17 000 \$ (typique)
<i>Réponse dynamique</i>	Moyen	Très vite	Lent
<i>Durée de vie (cycles)</i>	150 à 500	> 100 000	2 000 à 4 000
<i>Efficacité</i>	90% à faibles charges et 50% à fortes charges	95% à des charges élevées	50% à la puissance nominale
<i>Entretien</i>	Faible	Non requis	Le réservoir a besoin d'un contrôle de routine
<i>Chance d'échec</i>	Imprévisible	Prévisible	Prévisible

Les VEs ont les meilleures performances en termes d'émission de CO<sub>2</sub> et de consommation comparés aux véhicules classiques [17], donc ils représentent l'élément clé d'un transport vert et écologique. Il permet de résoudre en partie des problèmes liés à l'énergie et à l'environnement [18].

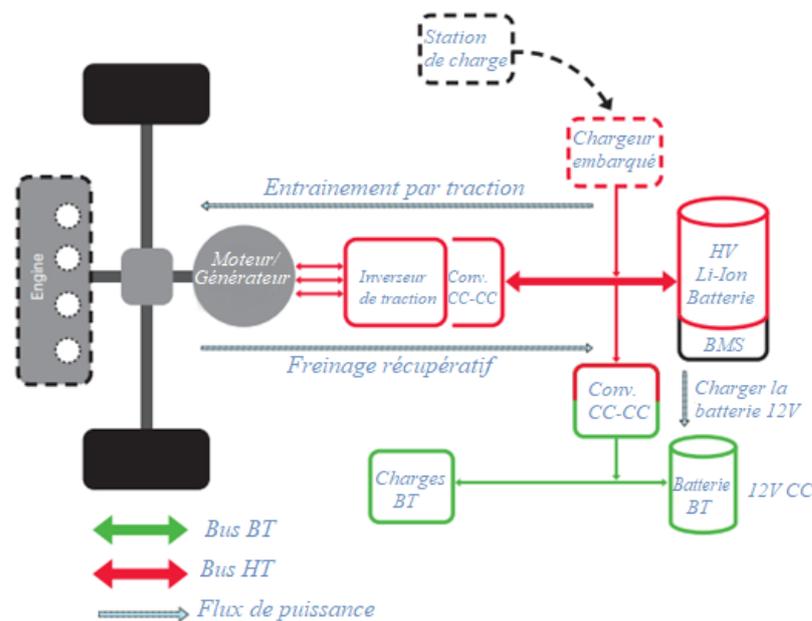
L'autonomie du VE dépend directement de la capacité de la batterie, du type de trajet (trajet avec/sans pentes, circulation urbaine), du mode de conduite et des accessoires électriques utilisés (feux, chauffage, climatisation, essuies glace, autres accessoires...). Le coût de la batterie, généralement plus élevé que celui d'un simple réservoir d'essence, représente une partie significative du coût du véhicule. Le VE réduit considérablement la dépendance du pétrole. Son utilisation permet de réduire l'émission des gaz et le rejet des particules dans l'air. C'est un moyen de transport silencieux avec peu de vibrations et de maintenance [19, 20]. Le VE peut être vu comme une solution efficace et concrète pour diminuer l'empreinte environnementale des transports. Quant aux inconvénients des VEs, ils sont multiples et vont des conditions de production de l'énergie électrique, aux coûts élevés des différents composants du véhicule. Un VE n'est réellement écologique que si l'énergie électrique qu'il consomme est produite à partir des énergies renouvelables (centrales solaires, hydrauliques ou éoliennes). Il ne permet pas non plus d'effectuer de longs trajets à cause de sa faible autonomie et sa vitesse limitée. L'intégration du VE impose, enfin,

la mise en place des infrastructures dédiées dont les bornes de recharge représentent l'élément clé [21].

Au cours des siècles derniers ce dernier n'a pas réussi à concurrencer le véhicule thermique, faute notamment d'autonomie et d'un coût élevé. Ces points restent critiques à l'heure actuelle. Pour réussir à intégrer fortement le marché, de nombreux travaux restent à faire au niveau des infrastructures et au niveau normatif.

### 3. CONVERTISSEURS CC-CC POUR APPLICATIONS DE VEHICULES ELECTRIQUES

Cette partie présente les différentes familles de solutions de convertisseur CC-CC adaptés aux VEs. Les différentes configurations d'alimentation électrique de l'EV montrent qu'au moins un convertisseur CC-CC est nécessaire pour interfacer la pile à combustible, la batterie ou le module Super condensateurs avec le circuit intermédiaire comme le montre la **Figure I.5** pour l'exemple d'un BEV. En génie électrique, un convertisseur CC-CC est une catégorie de convertisseurs de puissance et c'est un circuit électrique qui convertit une source de courant continu (CC) d'un niveau de tension en une autre, en stockant l'énergie d'entrée temporairement, puis en libérant cette énergie à la sortie à une tension différente.



**Figure I.5.** Exemple d'application des convertisseurs CC-CC pour un BEV.

Les convertisseurs CC-CC peuvent être conçus pour transférer la puissance dans une seule direction, à partir de l'entrée à la sortie. Cependant, presque toutes les topologies de convertisseur CC-CC peuvent être rendues bidirectionnelles. Un convertisseur

bidirectionnel peut déplacer la puissance dans les deux sens, ce qui est utile dans applications nécessitant un freinage par récupération. La quantité de flux d'énergie entre l'entrée et la sortie peut être contrôlée en ajustant le rapport cyclique. Habituellement, cela est fait pour contrôler la tension de sortie, le courant d'entrée, le courant de sortie, ou pour maintenir une puissance constante. Les convertisseurs à base de transformateurs peuvent fournir une isolation entre l'entrée et la sortie.

Le principal les inconvénients des convertisseurs à commutation comprennent la complexité, le bruit électronique et le coût élevé certaines topologies. De nombreux types de convertisseurs de puissance CC-CC sont proposés dans littérature [22, 23].

Les convertisseurs CC-CC les plus courants peuvent être regroupés comme suit :

### 3.1. Convertisseurs non isolés

Le type de convertisseurs non isolés est généralement utilisé là où la tension doit être augmentée ou abaissée par un rapport cyclique relativement petit. Et quand il n'y a pas de problème avec l'entrée et la sortie sans isolation diélectrique. Il existe cinq principaux types de convertisseurs non isolés, généralement appelé buck, boost, buck-boost, Cuk et convertisseurs à pompe de charge<sup>6</sup>.

Les convertisseurs CC-CC non isolés sont fréquemment utilisés dans les applications véhiculaires de moyenne et haute puissance [24, 28].

Parmi eux, les convertisseurs CC-CC boost conventionnels et les convertisseurs CC-CC Boost entrelacés sont couramment utilisés pour les groupes motopropulseurs BEV et PHEV en raison de leur architecture simple, de leur rentabilité et de leur stratégie de contrôle accessible. Ces deux convertisseurs sont utilisés dans les applications de tension de circuit intermédiaire basse et moyenne.

### 3.2. Convertisseurs isolés

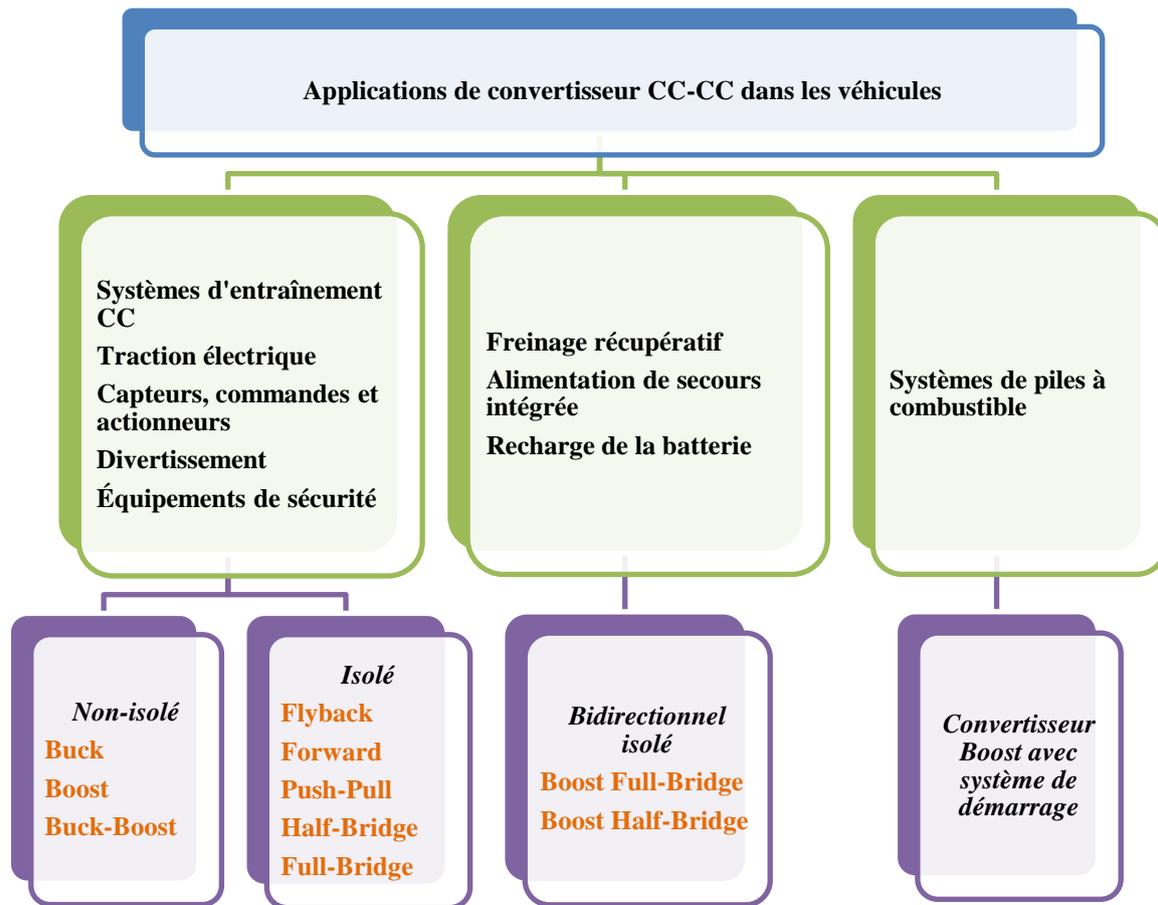
Habituellement, dans ce type de convertisseurs, un transformateur haute fréquence est utilisé. Dans les applications où la sortie doit être complètement isolée de l'entrée, un convertisseur isolé est nécessaire. Il existe de nombreux types de convertisseurs isolés tels que les convertisseurs CC-CC demi-pont, pont complet, push-pull, direct et flyback [29, 30]. Tous ces convertisseurs peuvent être utilisés comme convertisseurs bidirectionnels et le rapport de la réduction ou l'augmentation de la tension est élevée. Le convertisseur CC-CC

---

<sup>6</sup> Dite aussi convertisseur à transfert de charge, ce sont des dispositifs réalisant des changements de connexion très rapides entre des condensateurs afin d'obtenir en sortie une tension différente de celle de l'entrée. Ils sont utilisés dans le domaine des faibles puissances

isolé à pont complet est la topologie la plus populaire pour les groupes motopulseurs BEV et PHEV [31-33] car elle réduit les tensions et les tensions de courant sur les commutateurs et les diodes, ce qui est absent dans toutes les autres topologies isolées. Le fonctionnement du convertisseur CC-CC isolé comporte trois étages principaux CC/CA/CC. L'étage AC intermédiaire fait monter la tension d'entrée à un niveau supérieur à l'aide d'un transformateur haute fréquence (THF). Le THF fournit une isolation galvanique et un gain de haute tension qui sont des problèmes importants dans les BEV et les PHEV.

La **Figure I.6** montre les applications des convertisseurs CC-CC dans les véhicules électriques. Les convertisseurs CC-CC unidirectionnels s'adaptent à diverses charges embarquées telles que capteurs, commandes, équipements de divertissement, utilitaires et de sécurité. Ils sont également utilisés dans les moteurs à courant continu et les tractions électriques. Les convertisseurs CC-CC bidirectionnels trouvent des applications dans les endroits où la charge de la batterie, le freinage par récupération et l'alimentation de secours sont nécessaires. Le flux de puissance dans un convertisseur bidirectionnel va généralement d'une extrémité basse tension telle qu'une batterie ou un supercondensateur à un côté haute tension et est appelé fonctionnement élévateur. Pendant le freinage par récupération, la puissance revient au bus basse tension pour recharger la batterie (mode buck). En tant que système d'alimentation de secours, le convertisseur CC-CC bidirectionnel facilite le fonctionnement sûr du véhicule lorsque les ICE ou les entraînements électriques ne parviennent pas à entraîner le moteur. Pour les raisons mentionnées ci-dessus, les convertisseurs CC-CC bidirectionnels haute puissance ont acquis beaucoup d'importance dans un passé récent.



**Figure I.6** La puissance échangée au travers de la chaîne de traction pour les différentes phases de fonctionnement d'un véhicule électrique.

Les convertisseurs CC-CC unidirectionnels et bidirectionnels sont de préférence isolés pour assurer la sécurité des dispositifs de chargement. Dans cette optique, la plupart des convertisseurs CC-CC intègrent un transformateur haute fréquence. L'inclusion d'un transformateur conduit aux problèmes suivants :

- L'inductance de fuite du transformateur entraîne des tensions élevées sur les commutateurs et les diodes du convertisseur en raison de la sonnerie causée par l'inductance de fuite et la capacité de sortie transistor/diode.
- Augmente la surface, le volume, le poids et le coût du convertisseur.
- Augmente EMI.

La plupart des conceptions de convertisseurs CC-CC visent à surmonter ces problèmes pour produire des convertisseurs hautement efficaces et rentables. Étant donné que la puissance des convertisseurs à pont complet peut circuler dans les deux sens, le développement de convertisseurs bidirectionnels à pont complet est demandé. Pour réduire le nombre de composants tout en conservant les avantages des versions pont complet, de

nombreuses topologies basées sur demi-pont sont également développées. En plus de ceux-ci, pour surmonter les contraintes de tension/courant élevées dues à l'énergie stockée dans l'inductance de fuite du transformateur, des amortisseurs passifs, des solutions de serrage actif, de commutation active et de commutation douce ont été incorporées.

### 3.3. Exigences relatives aux convertisseurs de véhicules électriques

Prenant le cas du véhicule de pile à combustible, le convertisseur CC-CC est utilisé pour booster la tension de la pile à combustible et réguler la tension du circuit intermédiaire. Cependant, un convertisseur CC-CC réversible est nécessaire pour interfacer le module de super-capacitors (SCs). Une grande variété de topologies de convertisseurs CC-CC, y compris les structures à conversion directe d'énergie, les structures à composants intermédiaires de stockage (avec ou sans couplage de transformateur), ont été publiés dans [34, 35]. Cependant, certaines considérations pour la conception sont essentielles :

- Léger,
- Haute efficacité,
- Petit volume,
- Faible interférence électromagnétique,
- Ondulation de courant faible provenant de la pile à combustible ou de la batterie,
- Contrôle du flux de puissance du convertisseur CC-CC soumis à la large variation de tension l'entrée du convertisseur.

Chaque topologie de convertisseur a ses avantages et ses inconvénients. Par exemple, le convertisseur CC-CC élévateur ne répond pas aux critères d'isolation électrique. De plus, la grande variance en magnitude entre l'entrée et la sortie impose des contraintes sévères sur l'interrupteur et la topologie souffre d'ondulations de courant et de la tension élevées, ainsi que d'un volume et d'un poids importants. Ainsi le convertisseur CC-CC multicellulaire permet de réduire l'entrée et les ondulations de courant et de tension de sortie, pour réduire le volume et le poids des inducteurs et augmenter l'efficacité. Par conséquent, et concernant les convertisseurs CC-CC d'interfaçage du stockage au bus continu de la chaîne de traction, des convertisseurs multi élévateurs connectés en série seraient nécessaires pour obtenir le gain de tension spécifique.

Un convertisseur CC-CC à pont complet est la configuration la plus fréquemment implémentée pour le conditionnement de l'alimentation des piles à combustible ou des batteries lorsqu'une isolation électrique est requise. Le convertisseur CC-CC de pont convient à la transmission haute puissance car la tension de commutation et le courant ne

sont pas élevés. Il a de petites ondulations de courant et de tension d'entrée et de sortie. La topologie full-bridge est préférée pour les techniques, la modulation de la largeur d'impulsion (MLI) et la commutation de tension nulle ou ZVS (*en. Zero Voltage Switching*) [36, 38].

#### 4. SYSTEME À DOUBLE BATTERIES

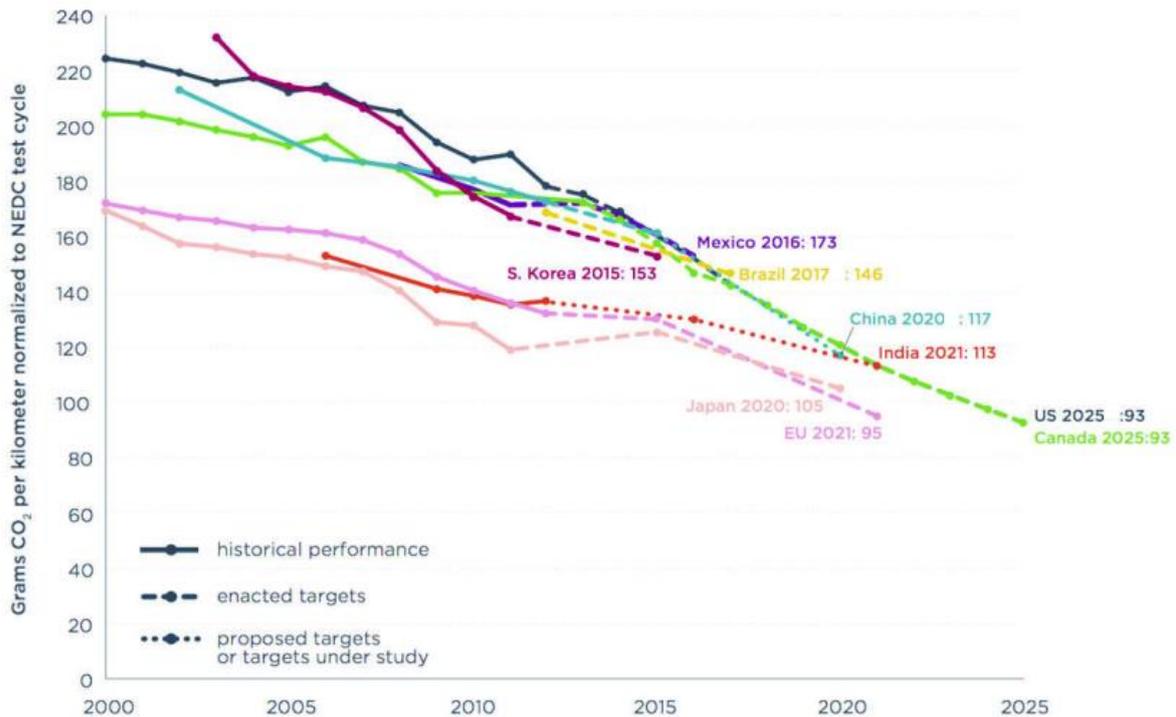
En raison des réglementations de plus en plus strictes en matière d'émissions, des exigences croissantes en matière de charge de puissance de l'électronique automobile avancée et de la conversion des composants mécaniques en fonctions électroniques, la batterie automobile traditionnelle de 12V a atteint sa capacité de transport de courant et donc le système à batterie plomb-acide de 12V a atteint sa limite.

Alors, en réponse, les constructeurs automobiles ont mis au point un deuxième système électrique supplémentaire à 48V qui fournit plus de puissance à des courants plus faibles qu'une batterie traditionnelle de 12V peut produire seule.

##### 4.1. Réglementations et normes électriques

Avec le nombre croissant d'automobiles et l'augmentation des émissions de gaz d'échappement, les normes d'émission des différents pays deviennent plus strictes. Les États-Unis, la Chine et l'Europe ont déjà fixé leurs objectifs en matière d'économie des véhicules et de contrôle des émissions.

Comme le montre la **Figure I.7** Les constructeurs automobiles américains doivent doubler leur consommation moyenne de carburant pour atteindre 93 g/km d'ici 2025, tandis que la Chine, très stricte en matière d'émissions de carbone, a fixé la limite de réduction du CO<sub>2</sub> à 117 g/km en 2020. L'Europe a fixé la moyenne des parcs automobiles à 95g/km seulement [39].



**Figure I.7.** Comparaison des réglementations mondiales en matière de CO<sub>2</sub> pour les voitures particulières, en termes de gCO<sub>2</sub>/km NEDC (new european driving cycle). Source : The International Council on Clean Transportation.

L'industrie automobile a fait de nombreux progrès pour atteindre une plus grande efficacité et des émissions plus faibles, en particulier après l'introduction des normes d'émission. Ainsi, les développements dans le système électrique des véhicules ont abouti à des modèles très efficaces. Un autre progrès a été mis en œuvre avec succès par quelques constructeurs automobiles, à savoir le passage du système électrique existant de 12V à 48V.

Bien qu'au début des années 90, les principaux constructeurs automobiles évaluaient les avantages de la haute tension et même un système 36/42V a été introduit dans deux modèles de voitures au Japon et aux États-Unis. Ce système était en fait un système de 36V qui a été baptisé système 42V [40]. Bien qu'il assure une tension trois fois supérieure à celle du système 12V, il n'était pas rentable à l'époque par rapport aux avantages fonctionnels. De plus, à cette époque, l'importance de la haute tension a été négligée, ce qui a entraîné l'échec du système 36/42V. Mais ces dernières années, l'importance de la haute tension a de nouveau été reconnue en raison de l'augmentation du nombre de circuits électriques dans un véhicule et de la nécessité d'un rendement élevé et de faibles émissions. Un nouveau système de 48V a vu le jour, qui donne quatre fois la tension, tout en étant sous la limite de 60V (la tension de contact maximale autorisée) [41].

Les constructeurs automobiles allemands ont déjà commencé à définir et à construire des systèmes basés sur une batterie de 48V. Une batterie 48V peut fournir plus de puissance à des courants plus faibles qu'une batterie 12V traditionnelle, tout en économisant du poids dans le faisceau de câblage et sans sacrifier les performances.

De ce développement, la norme LV 148 est devenue le point de départ prédominant pour les systèmes automobiles à double batterie. Cette norme pour les systèmes automobiles à batterie de 48V spécifie que la tension maximale sur un rail de 48V doit atteindre 70V pendant au moins 40 ms [42]. En outre, le système doit rester fonctionnel sans aucune perte de performance pendant une telle surtension. Pour les fournisseurs de semi-conducteurs, cela signifie que tout ce qui est connecté à un rail de 48V doit résister à 70V à l'entrée.

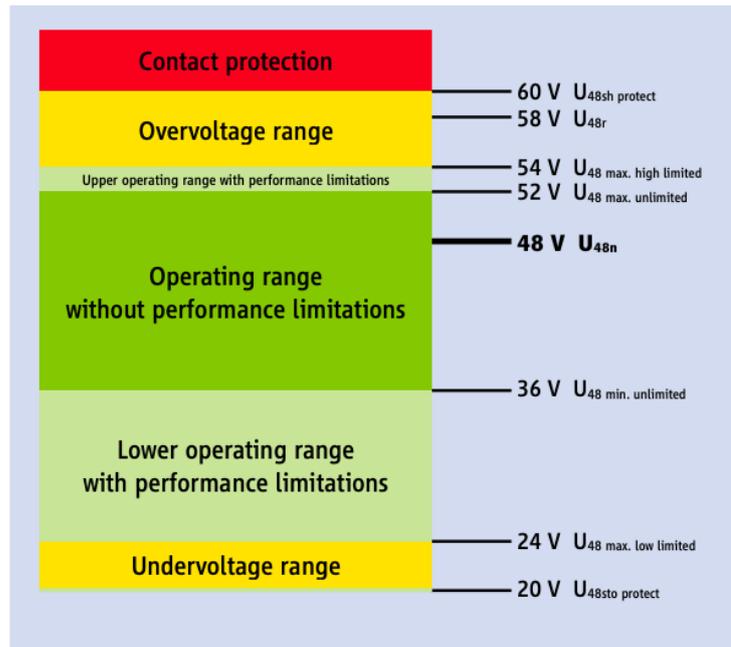
#### 4.2. Nouveau niveau basse tension 48V

Il est déjà évident qu'aujourd'hui, qu'un troisième niveau de tension de 48V sera établi en plus des niveaux de 12/24 V et de haute tension. La nouvelle configuration se compose de deux branches distinctes. Le bus 12V traditionnel utilise une batterie plomb-acide classique pour les charges habituelles telles que l'info-divertissement, l'éclairage et les vitres, tandis que le nouveau système 48V peut supporter des charges plus lourdes telles que les groupes électrogènes de démarrage, les compresseurs de climatisation, les systèmes de châssis actifs, les suralimentations électriques, les turbocompresseurs et le freinage par récupération.

En termes de technologie, le niveau de tension 48V reflète les points clés développés pour la normalisation 42V au tournant du millénaire. Ceci doit être accueilli depuis le point de vue actuel puisque les conclusions à l'époque peuvent être largement adoptées tout en restant en dessous de la limite de basse tension VDE<sup>7</sup> (eg. German Association for Electrical, Electronic and Information Technologies), qui semble rendre une sécurité personnelle importante obsolète. Des mesures telles que la protection des contacts, la péréquation équipotentielle et le contrôle d'isolation. La **Figure I.8** montre les différents niveaux de tension de fonctionnement de la batterie de 48 volts. La limite de 60 volts en courant continu est le maximum de sécurité supérieur avant que la tension de la batterie ne soit considérée comme trop dangereuse.

---

<sup>7</sup> La limite de basse tension VDE est inférieure à 30V courant alternatif, inférieure à 60V courant continu.



**Figure I.8.** Les plages de tension. Source : Delphie Deutschland.

### 4.3. Systèmes automobiles à bi-batterie

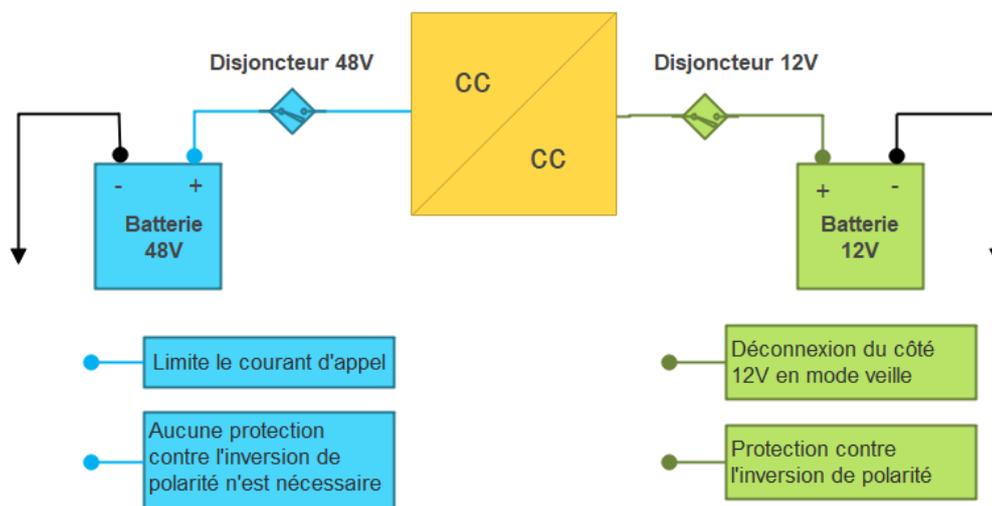
Pour le transfert de puissance du rail 48V vers le rail 12V, on peut utiliser un convertisseur Buck. Les ingénieurs concepteurs gèrent généralement les systèmes à double batterie 12V et 48V à l'aide d'un schéma de commande numérique, qui comprend plusieurs composants discrets tels que des amplificateurs de détection de courant, des pilotes de porte et des circuits de protection. Comme alternative, les chercheurs proposent une architecture mixte dans laquelle le microcontrôleur (MCU) gère la gestion intelligente de haut niveau et un contrôleur analogique intégré assure la conversion de puissance. Le contrôleur peut également être implémenté dans une fonction purement analogique, supprimant le MCU de la fonction de conversion de puissance. Il transfère efficacement une puissance électrique supérieure à 500W par phase entre deux systèmes de batteries automobiles 48V et 12V, et fournit des amplificateurs de détection de courant et des pilotes de grille courant. Les fonctions de protection du système comprennent un disjoncteur intégré et un contrôle indépendant du courant de phase, qui éliminent les composants discrets supplémentaires. L'empilement de plusieurs contrôleurs en parallèle permet de fournir des kilowatts de puissance ; Le bus 48 V peut fournir jusqu'à environ 10 kW de puissance pour piloter divers systèmes du véhicule électrique.

#### 4.4. Architecture du dual 48/12V

Le succès à long terme des véhicules à émissions zéro semble dépendre des progrès technologiques en matière de capacité des batteries et de cycles de charge rapide

La gestion des batteries des HEV et des VE est un domaine clé pour les technologies haute tension innovantes. Les systèmes à double tension, combinant des batteries de 12V et 48V, ont besoin d'une conversion CC-CC, illustrée à la **Figure I.9**, pour protéger les circuits et permettre leur fonctionnement. Le résultat est un véhicule plus léger et plus économe.

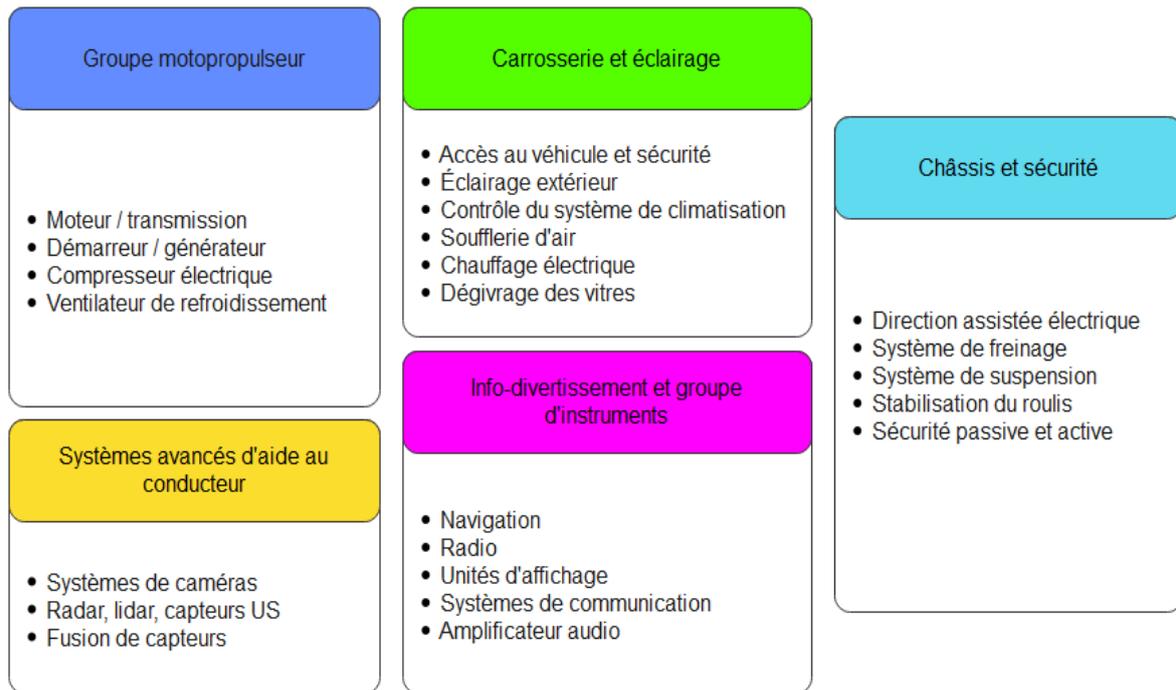
La gestion de la batterie nécessite une intelligence de contrôle avancée capable de surveiller la charge, la décharge et la recharge avec une détection de la température, de la tension et du courant dans chaque cellule.



**Figure I.9** Un schéma fonctionnel d'un système à double batterie.

La **Figure I.10** liste les types de systèmes qui seront directement alimentés par un système électrique à double tension. Ces systèmes peuvent ensuite être découplés du moteur pour réduire sa charge, ce qui permet de réduire la taille du moteur.

Ainsi, le système 48V permet d'économiser du poids dans le faisceau de câblage. Une tension plus élevée permet une jauge de fil plus petite, ce qui réduit la taille et le poids du câble sans sacrifier les performances, les véhicules haut de gamme d'aujourd'hui peuvent avoir plus de 4 km de câblage.



**Figure I.10.** Les types de systèmes qui seront directement alimentés par un système électrique à double tension.

## 5. DÉFIS DANS LA CONCEPTION DE CONVERTISSEURS CC-CC

Outre la recherche de solutions pour réduire les contraintes des appareils et améliorer le rendement du convertisseur, de nombreux autres défis se posent pour un concepteur de circuits électroniques de puissance. Les convertisseurs CC-CC dans les VE doivent être contrôlés avec précision pour la sécurité des passagers. Presque tous les convertisseurs CC-CC ont une commande d'entraînement complexe. De plus, la dynamique de chaque circuit doit être étudiée et testée rigoureusement. Avant de sélectionner une topologie de convertisseur CC-CC, le rendement du convertisseur doit être évalué en comparaison avec le rendement global de l'EV [43,48]. Une enquête approfondie sur les convertisseurs CC-CC en ce qui concerne les EMI doit être effectuée pour satisfaire aux réglementations standard. Les effets de la température doivent être pris en compte pour garantir un fonctionnement sûr et fiable.

## 6. CONCLUSION

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé le contexte général dans lequel s'effectue le développement du VE. Un état des connaissances existantes sur les différentes solutions utilisant des convertisseurs CC-CC tels que les topologies isolées, non isolées, en demi-pont,

en pont complet, unidirectionnel et bidirectionnel, et leurs applications dans les véhicules électriques ont été présentés.

Nous allons dans le reste de cette thèse nous consacrer à l'étude d'une topologie d'un convertisseur CC-CC particulière mais possédant une architecture globale, en abordant sa modélisation et sa commande. De ce fait, des différentes stratégies de commande seront développées.

## CHAPITRE II



# ÉTUDE D'UN CONVERTISSEUR CC-CC MULTICELLULAIRE PARALLELE

## 1. INTRODUCTION

Ce chapitre traite de la modélisation et la commande d'une solution de convertisseur CC-CC multicellulaire parallèle de type Buck conçu de gérer les échanges d'énergie entre un système électrique inter-batteries 48 V/12 V. En premier temps, nous avons présenté différentes approches de modélisation de la connexion en parallèle de cellules de commutation. Dans sa première partie, il donne le modèle aux valeurs instantanées d'un convertisseur CC-CC multicellulaire parallèle de type Buck, fonctionnant en CCM. Cette approche envisage l'implantation de boucles fermées de régulation capables d'assurer une bonne répartition des courants de sortie dans la connexion en parallèle. Puis dans la deuxième partie, on met en place des stratégies de commande capables de gérer les différentes variables internes et externes liées à ce type de convertisseurs.

## 2. LE SYSTEME ELECTRIQUE A BASSE TENSION

Les véhicules électriques (VE) utilisent deux systèmes d'alimentation différents ; une batterie haute tension pour la traction et une batterie basse tension pour l'alimentation de tous les appareils électriques du véhicule. Et donc le système électrique du VE est divisé en deux sections : un système électrique à haute tension et un système électrique à basse tension.

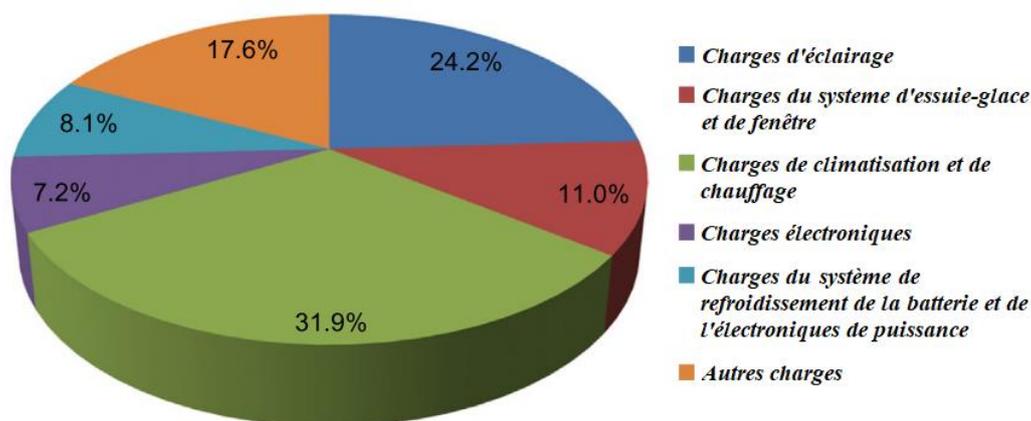
Le bon fonctionnement de système électrique à basse tension du véhicule requiert l'introduction de Convertisseur CC-CC. Ce dernier accepte une partie de l'énergie stockée dans la batterie de traction à haute tension et la convertit en basse tension. Le système électrique BT est une partie importante du véhicule électrique. Actuellement, des exigences supplémentaires sont nécessaires pour que le système de batterie à basse tension du véhicule soit satisfait. Traditionnellement, la batterie basse tension était chargée à partir de l'alternateur, mais dans les véhicules actuels, elle est alimentée par le bloc-batterie haute tension. Cependant, dans des architectures de voiture électrique spécifiques, cette batterie basse tension doit être prête à aider à recharger le bloc batterie haute tension afin de fournir de l'énergie pour démarrer la voiture.

Cela signifie que le convertisseur CC-CC embarqué doit être bidirectionnel et très efficace ainsi que très fiable afin d'exécuter les algorithmes de contrôle complexes nécessaires pour garantir une solution économe en énergie.

### 2.1 Exigences du chargeur de batterie BT APM (en. Auxiliary Power Module)

Dans les véhicules conventionnels, un alternateur entraîné par courroie est utilisé pour fournir de l'énergie aux charges électriques du véhicule. Dans les véhicules électrifiés, afin de remplacer l'alternateur, un chargeur de batterie BT APM est nécessaire pour créer une conversion électrique entre le système HT et le système BT et assurer également une isolation

galvanique entre HT et BT. Cela garantit qu'une défaillance du système HV n'affectera pas le système BT et arrêtera le véhicule. Le contraire est également vrai, une isolation galvanique protégerait le système HT d'une défaillance se produisant sur le système BT, qui est directement accessible au conducteur et aux passagers à l'intérieur du véhicule [50]. Le système BT dans un véhicule constitue de nombreuses non-propulsion différentes charges. Celles-ci peuvent être classées en deux catégories : éclairage, systèmes d'essuie-glace et de fenêtre, climatisation et chauffage, système de refroidissement électronique, batterie et électronique de puissance, et autres charges. Une distribution d'énergie dans un système BT de 2,4 kW est illustrée à la **Figure II.1** présente plusieurs cotes APM de plusieurs fabricants d'équipement d'origine (OEM) ou dans les véhicules électrifiés du marché [51-53]. Il est clair qu'une puissance nominale typique de l'APM est d'environ 2,4 kW. Il est également possible que la puissance de charge du système BT soit plus élevée dans les véhicules où des charges de luxe supplémentaires sont demandées, telles que le toit ouvrant, le système de suspension active ou d'autres systèmes de divertissement.



**Figure II.1.** Distribution de puissance dans un système BT de 2,4 kW d'application de VE.

### 3. MODELISATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE PARALLELE

Un hacheur abaisseur de tension continue avec une charge résistive s'agit d'une connexion en série d'une source de tension d'entrée continue  $V_s$ , d'un commutateur contrôlable  $S$  et d'une résistance de charge  $R$ . Dans la plupart des cas, le commutateur  $S$  a des capacités de blocage de tension unidirectionnelle et des capacités de conduction de courant unidirectionnelle. Les commutateurs électroniques de puissance sont généralement mis en œuvre avec des MOSFET de puissance, des IGBT, des MCT, des BJT de puissance ou des GTO. Si une diode antiparallèle est utilisée ou intégrée dans un commutateur, ce dernier présente une propriété de conduction de courant bidirectionnelle.

### 3.1 Convertisseur de base

Le convertisseur continu-continu abaisseur, communément appelé convertisseur Buck, est constitué d'une source de tension d'entrée continue  $V_s$ , d'un commutateur commandé  $S$ , d'une diode  $D$ , d'une inductance  $L$ , d'un condensateur  $C$  et d'une résistance de charge  $R$ . L'état du convertisseur dans lequel le courant de l'inducteur n'est jamais nul pendant une période donnée est appelé mode de conduction continue (CCM).

Lorsque l'interrupteur  $S$  est commandé à l'état activé, la diode  $D$  est polarisée en inverse. Lorsque l'interrupteur  $S$  est désactivé, la diode est conductrice pour maintenir un courant ininterrompu dans l'inducteur. La relation entre la tension d'entrée, la tension de sortie et le rapport cyclique du commutateur  $D$  peut être dérivée, par exemple, de la forme d'onde de la tension de l'inducteur  $V_L$ . Selon la loi de Faraday, le produit tension-seconde de l'inducteur sur une période de fonctionnement en régime permanent est nul. Pour le convertisseur Buck on a :

$$(V_e - V_s)DT = -V_s(1-D)T \quad (\text{II.1})$$

Ainsi, la fonction de transfert de la tension continue, définie comme le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée, est la suivante

$$M_V = \frac{V_s}{V_e} = D \quad (\text{II.2})$$

L'équation (II.1) montre que la tension de sortie est toujours inférieure à la tension d'entrée. Les convertisseurs continu-continu peuvent fonctionner dans deux modes distincts en ce qui concerne le courant d'inductance  $I_L$ . Lorsque la valeur moyenne du courant de sortie est faible ( $R$  élevé) et/ou que la fréquence de commutation  $f$  est faible, le convertisseur peut passer en mode de conduction discontinue (DCM). Dans le DCM, le courant de l'inducteur est nul pendant une partie de la période de commutation. Le CCM est préféré pour un rendement élevé et une bonne utilisation des commutateurs à semi-conducteurs et des composants passifs.

Le DCM peut être utilisé dans des applications ayant des exigences de contrôle particulières car l'ordre dynamique du convertisseur est réduit (l'énergie stockée dans l'inducteur est nulle au début et à la fin de chaque période de commutation). Il est peu courant de mélanger ces deux modes de fonctionnement en raison des algorithmes de contrôle différents.

Pour le convertisseur Buck, la valeur de l'inductance du filtre qui détermine la limite entre CCM et DCM est :

$$L_{Limite} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (\text{II.3})$$

Le courant d'inductance du filtre  $I_L$  dans le CCM se compose d'une composante continue  $I_O$  et d'une composante alternative triangulaire superposée. La quasi-totalité de cette composante alternative passe par le condensateur de filtrage sous la forme d'un courant  $I_C$ . Le courant  $I_C$  provoque une petite ondulation de tension sur la tension de sortie continue  $V_s$ . Pour limiter la valeur crête à crête de la tension d'ondulation en dessous d'une certaine valeur  $V_r$ , la capacité de filtrage  $C$  doit être supérieure à

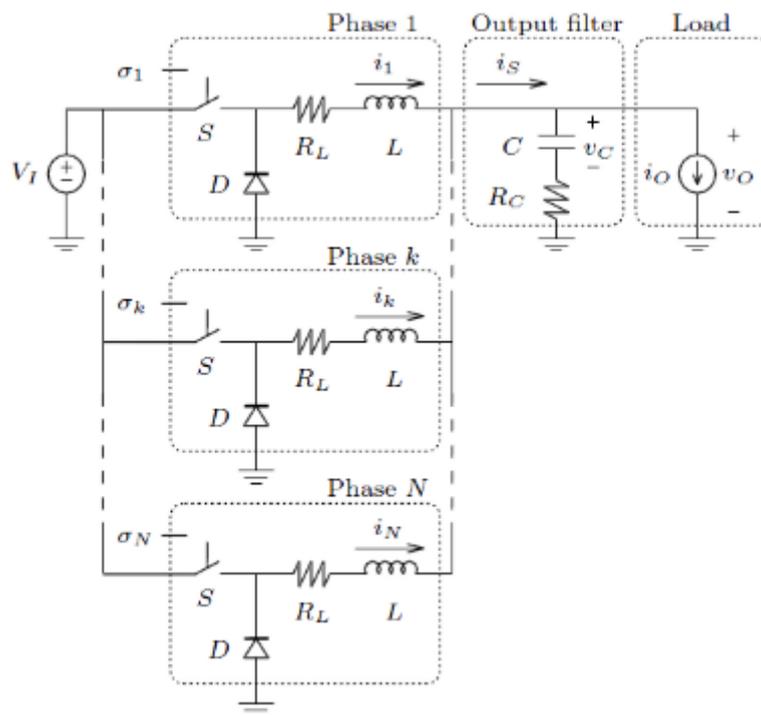
$$C_{\min} = \frac{(1-D)V_s}{8V_r L f^2} \quad (\text{II.4})$$

Les équations (II.3) et (II.4) sont les principales équations de conception du le convertisseur Buck. Les tensions continues d'entrée et de sortie (et donc le rapport cyclique  $D$ ), ainsi que la gamme des résistances de charge  $R$  sont généralement déterminées par des spécifications préliminaires. Le concepteur doit déterminer les valeurs des composants passifs  $L$  et  $C$ , ainsi que la fréquence de commutation  $f_w$ . La valeur de l'inductance de filtrage  $L$  est calculée à partir de la condition CCM=DCM à l'aide de l'équation (II.3). La valeur du condensateur de filtrage  $C$  est obtenue à partir de la condition d'ondulation de la tension décrite à l'équation (II.4). Pour la compacité et les faibles pertes par conduction d'un convertisseur, il est souhaitable d'utiliser de petits composants passifs. Il faut également noter que les valeurs de  $L$  et  $C$  peuvent être modifiées par les effets des composants parasites du convertisseur, notamment par la résistance série équivalente du condensateur.

Les convertisseurs multicellulaires parallèles sont apparus au début des années 1990 [54]. Une particularité de ces structures est leur capacité à assurer un équilibrage naturel des courants dans les divers interrupteurs. Les principales motivations de la mise en parallèle des cellules de commutation sont :

- ❖ La possibilité d'atteindre des puissances inaccessibles avec des composants uniques,
- ❖ L'utilisation de composants de calibre plus faible, et par conséquent plus performants,
- ❖ La modularité du convertisseur qui, permet notamment de répondre à d'éventuelles modification du cahier de charges,
- ❖ L'amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur par une augmentation du nombre de degrés de liberté,
- ❖ La réduction du coût total du convertisseur, car des composants de calibre plus faibles peuvent être utilisés.

La mise en parallèle de cellules de commutation s'effectue en connectant directement les cellules aux bornes de la source de tension et en connectant leurs points milieu par le biais d'inductances de liaison comme le montre la **Figure II.2**. Les deux interrupteurs d'une cellule élémentaire obéissent aux lois régissant le fonctionnement d'une cellule de commutation classique. Elle repose sur une association de  $P$  cellules de commutation interconnectées par l'intermédiaire d'inductances indépendantes, appelées aussi inductances de liaison. Cette topologie permet de diminuer les contraintes en courant sur les interrupteurs d'électronique de puissance car chaque cellule est sous une contrainte qui est égale à  $IE/P$  puisque les cellules sont connectées en parallèle. Dans le domaine automobile, l'association bidirectionnelle de batteries et de supercondensateurs est effectuée à partir de convertisseurs multicellulaires en parallèle [55]. Ces convertisseurs ont donc l'avantage d'améliorer le spectre du courant de sortie mais sans nécessiter de contrôle des courants dans chaque cellule puisque l'équilibrage de ceux-ci est assuré par un dimensionnement judicieux du filtre d'entrée. Dans les applications de type Buck, un condensateur permet de fixer la tension de sortie et de filtrer les composantes à haute fréquence du courant de sortie.



**Figure II.2.** Convertisseur multicellulaire parallèle à  $N$  cellules de commutations.

La modélisation est une étape très importante pour étudier le comportement d'un système complexe. Pour un convertisseur statique, cette étape permet de mettre en évidence les variables continues et discontinues du système, afin de proposer une commande permettant le contrôle. La difficulté majeure vient du principe même de ces convertisseurs : ils sont non linéaires et

présentent plusieurs configurations électriques distinctes lors d'une période de commutation. La modélisation du comportement dynamique doit permettre de caractériser le fonctionnement de convertisseur CC-CC dans les deux modes de conduction ; le mode de conduction continu (MCC) et le mode de conduction discontinu (MCD).

Il existe, essentiellement, quatre modèles différents pour modéliser un convertisseur multicellulaire. Le choix du modèle est lié à l'objectif visé et le type de commande utilisée.

Ces modèles sont :

- Le modèle aux valeurs instantanées.
- Le modèle aux valeurs moyennes.
- Le modèle harmonique.
- Le modèle hybride.

Dans le cadre de ce chapitre, après avoir présenté les quatre modèles, nous utiliserons le modèle aux valeurs instantanées.

### **3.2 Modèle aux valeurs instantanées**

Le modèle exact ou instantané prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Grâce à ce modèle, l'état de chaque cellule de commutation appartenant au convertisseur est représenté à l'échelle de la période de découpage, sans oublier les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs. Ce modèle sert à mettre en œuvre des lois de commande qui vont être approuvées par simulation.

### **3.3 Modèle aux valeurs moyennes**

Le modèle aux valeurs moyennes utilise le rapport cyclique comme seule information concernant la cellule de commutation. Le déphasage du signal de commande n'est pas pris en considération. Donc, les phénomènes harmoniques ne sont pas mis en évidence.

### **3.4 Modèle harmonique**

Le modèle harmonique repose sur la décomposition en série de fourrier des signaux de commande. Donc, tous les phénomènes harmoniques sont pris en compte grâce à la représentation dynamique du convertisseur multicellulaire.

### **3.5 Modèle hybride**

Le modèle hybride d'un convertisseur multicellulaire prend en considération toutes les variables caractérisant cette structure car il permet la prise en compte à la fois des variables continues et des variables discrètes ainsi que l'interaction entre elles. Ce modèle représente une association entre un modèle dynamique continu et un modèle à événements discrets.

Une modélisation matricielle du convertisseur facilitera la mise en place des stratégies de commande présentées dans la quatrième partie de ce chapitre.

Le modèle choisi, est un modèle aux valeurs instantanées, fréquemment employé pour décrire et analyser le comportement des convertisseurs multicellulaires parallèles parce qu'il est facile à comprendre et à mettre en œuvre.

### **3.6 Application du modèle aux valeurs instantanées**

Ce type de modélisation n'exige aucune restriction, mais le modèle généré est souvent complexe et de caractéristique non linéaire. Bien qu'il destiné à la simulation, son utilisation en commande est possible à l'aide d'un formalisme mathématique adapté. Dans cette section, on décrit le modèle du convertisseur Buck multicellulaire associé en parallèle et en mode de conduction continu, à ce point, on peut simplement regarder le mode de conduction continue comme une condition spécifique de fonctionnement pendant lequel le courant traversant l'inductance est toujours différent de zéro.

#### **3.6.1 Hypothèses**

Les hypothèses nécessaires à la mise en équation sont les suivantes :

- Les inductances de liaison des cellules sont dimensionnées pour limiter les variations du courant commuté par chaque cellule ; ces courants seront supposés constants sur une période de découpage.
- Les variations des courants moyens des cellules seront supposées lentes vis-à-vis de la fréquence de découpage ainsi que de celles des courants de sorties  $I_s$ .
- La source d'alimentation  $V_e$  est supposée continue.

#### **3.6.2 Fonctionnement du convertisseur Buck**

Dans les convertisseurs à stockage magnétique l'énergie est périodiquement stockée sous forme d'un champ magnétique dans une inductance ou dans un transformateur puis transférée vers la sortie. La quantité de puissance transférée est contrôlée en ajustant le rapport cyclique qui est égal au rapport entre le temps de fermeture et le temps d'ouverture de l'interrupteur de commutation. Le rapport cyclique est souvent ajusté par la technique de modulation de largeur d'impulsion (*en. Pulse Width Modulation ou PWM*). Souvent, ce contrôle est fait dans le but de réguler la tension de sortie, bien qu'il puisse aussi permettre d'asservir le courant d'entrée, le courant de sortie, ou bien la puissance de sortie. On a mentionné l'existence d'une impédance en série avec la source de tension d'entrée. Le rôle de cette impédance est primordial, puisque, c'est par un choix judicieux de sa valeur qu'un rééquilibrage naturel des courants dans les interrupteurs passants sera assuré.

Il s'agit de trois convertisseurs CC-CC de type Buck mis en parallèle et à sortie filtrée. Les inductances de filtrage sont toutes identiques ( $L_1 = L_2 = L_3$ ) et indépendantes. Ces convertisseurs partagent les mêmes condensateurs d'entrée et de sortie. Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur  $S$ . L'interrupteur  $S$  est fermé pendant une fraction  $\alpha T$  de la période de découpage  $T$ . La source primaire  $V_e$  fournit de l'énergie à la charge et à l'inductance  $L$ . Lorsque l'interrupteur  $S$  est ouvert, la diode de roue libre  $D$  assure la continuité du courant et la décharge de l'inductance dans la charge. La tension de sortie est ajustée en agissant sur le rapport cyclique  $\alpha$ . En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de  $L$  est nulle, ce qui impose que la tension de sortie  $V_s$  est égale à la moyenne de la tension aux bornes de la diode, et par conséquent  $V_s = \alpha V_e$ . Par définition,  $0 < \alpha < 1$ , ce qui induit que le montage correspond à un abaisseur de tension. Le rôle de l'inductance est à la fois de stocker l'énergie et de filtrer le courant par rapport à la fréquence de découpage. L'association en parallèle de plusieurs cellules de commutation à donner naissance au convertisseur multicellulaires parallèle [56] - [58].

L'évolution du courant qui traverse l'inductance  $L_i$  et liée à l'évolution de la tension  $V_{L_i}$ , cette dernière étant fonction de l'état de la cellule et de la tension  $V_s$ .

La tension  $V_{L_i}$  est alors en fonction du signal de commande de l'interrupteurs  $S_i$

$$V_{L_i} = S_i \cdot V_e - V_s \quad (\text{II.5})$$

Puisqu'on connaît la valeur de l'inductance  $L_i$ , nous pouvons obtenir l'équation régissant l'évolution du courant  $I_{L_i}$ :

$$\begin{aligned} L_i \frac{d}{dt} I_{L_i} + R_{L_i} I_{L_i} &= V_{L_i} = S_i \cdot V_e - V_s \\ \Rightarrow L_i \frac{d}{dt} I_{L_i} &= -R_{L_i} I_{L_i} + S_i \cdot V_e - V_s \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

La tension de sortie du bras multicellulaire  $V_s$  est fonction du courant  $I_{ch}$  et de la nature de la charge. Le courant de charge  $I_{ch}$  correspond à la somme des courants qui traversent les interrupteurs. Ces courants sont définis par :

$$I_{\bar{S}_i} = S_i I_{L_i} \quad (\text{II.7})$$

Ce qui implique que l'expression du courant  $I_{ch}$  s'écrit :

$$I_{ch} = \sum_1^P I_{\bar{S}_i} = \sum_1^P S_i I_{L_i} \quad (\text{II.8})$$

Le courant aux bornes de la charge  $I_{ch}$  s'écrit alors :

$$I_{ch} = \frac{V_s}{R} + \frac{1}{L_{ch}} \frac{d}{dt} V_s \quad (\text{II.9})$$

A partir de l'équation (II.5), nous obtenons l'expression générale de l'évolution de la tension de sortie  $V_s$  :

$$\frac{d}{dt} V_s = \left( I_{L_1} + I_{L_2} + \dots + I_{L_{p-1}} + I_{L_p} \right) \frac{1}{L_{ch}} - \frac{V_s}{L_{ch} R} \quad (\text{II.10})$$

L'évolution des courants  $I_{L_i}$  est régie par l'équation (II.6). Ainsi, le système d'équation représentant le modèle aux valeurs instantanées d'un bras multicellulaire parallèle à  $P$  cellules est :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{L_1} = \frac{-R_{L_1} I_{L_1} + S_1 \cdot V_e - V_s}{L_1} \\ \frac{d}{dt} I_{L_2} = \frac{-R_{L_2} I_{L_2} + S_2 \cdot V_e - V_s}{L_2} \\ \vdots \\ \frac{d}{dt} I_{L_{p-1}} = \frac{-R_{L_{p-1}} I_{L_{p-1}} + S_{p-1} \cdot V_e - V_s}{L_{p-1}} \\ \frac{d}{dt} I_{L_p} = \frac{-R_{L_p} I_{L_p} + S_p \cdot V_e - V_s}{L_p} \end{array} \right. \quad (\text{II.11})$$

A partir des équations (II.7), nous obtenons l'expression de l'équation d'état :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot S \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$X = \left[ I_{L_1} \quad I_{L_2} \quad \dots \quad I_{L_p} \quad V_s \right]^T, \quad S = \left[ S_1 \quad S_2 \quad \dots \quad S_{p-1} \quad S_p \right]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_1}}{L_1} & 0 & \dots & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_{L_2}}{L_2} & \dots & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -\frac{R_{L_p}}{L_p} & -\frac{1}{L_p} \\ \frac{(1-S_1)}{L_{ch}} & \frac{(1-S_2)}{L_{ch}} & \dots & \frac{(1-S_p)}{L_{ch}} & -\frac{1}{L_{ch} R} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{V_e}{L_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{V_e}{L_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{V_e}{L_p} \\ \frac{I_{L_1}}{L_{ch}} & \frac{I_{L_2}}{L_{ch}} & \dots & \frac{I_{L_p}}{L_{ch}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Dans notre application, le convertisseur CC-CC est utilisé pour convertir la puissance du bus 48 V au bus d'alimentation 12 V pour charger la batterie BT, d'où la plupart des charges

électriques sont alimentées. Ce modèle est directement utilisable pour réaliser une simulation du convertisseur, sous l'environnement de type Matlab/Simulink et il sera particulièrement exploité dans la suite à des fins de synthèse de contrôleurs. Dans les chapitres suivants, ces modèles seront utilisés dans l'implantation des stratégies de régulation en boucle fermée. Le 48 V apparaît comme un niveau de tension alternatif sûr pour les véhicules électriques (VE). L'utilisation d'une chaîne cinématique à basse tension au lieu d'une chaîne cinématique à haute tension réduit les efforts d'isolation, élimine le risque de choc électrique et augmente ainsi la sécurité du système. Notre système de véhicule électrique de référence est présenté à la **Figure II.3**.

### **3.6.3 Validation du modèle**

Le modèle ainsi généré permet de connaître l'évolution des courants dans les inductances de liaison à partir de conditions initiales quelconques et pour une combinaison de rapport cyclique donnée. On propose ci-après de valider ce modèle en utilisant un outil de simulation MATLAB/Simulink prenant en compte la structure du convertisseur. Cette validation se fera sur un convertisseur de type Buck à trois cellules en parallèle. On a délibérément choisi les éléments du convertisseur de manière à avoir un fonctionnement optimisé et ainsi pouvoir observer les réponses des variables d'état et aussi pour valider le modèle sous des variations de fonctionnement.

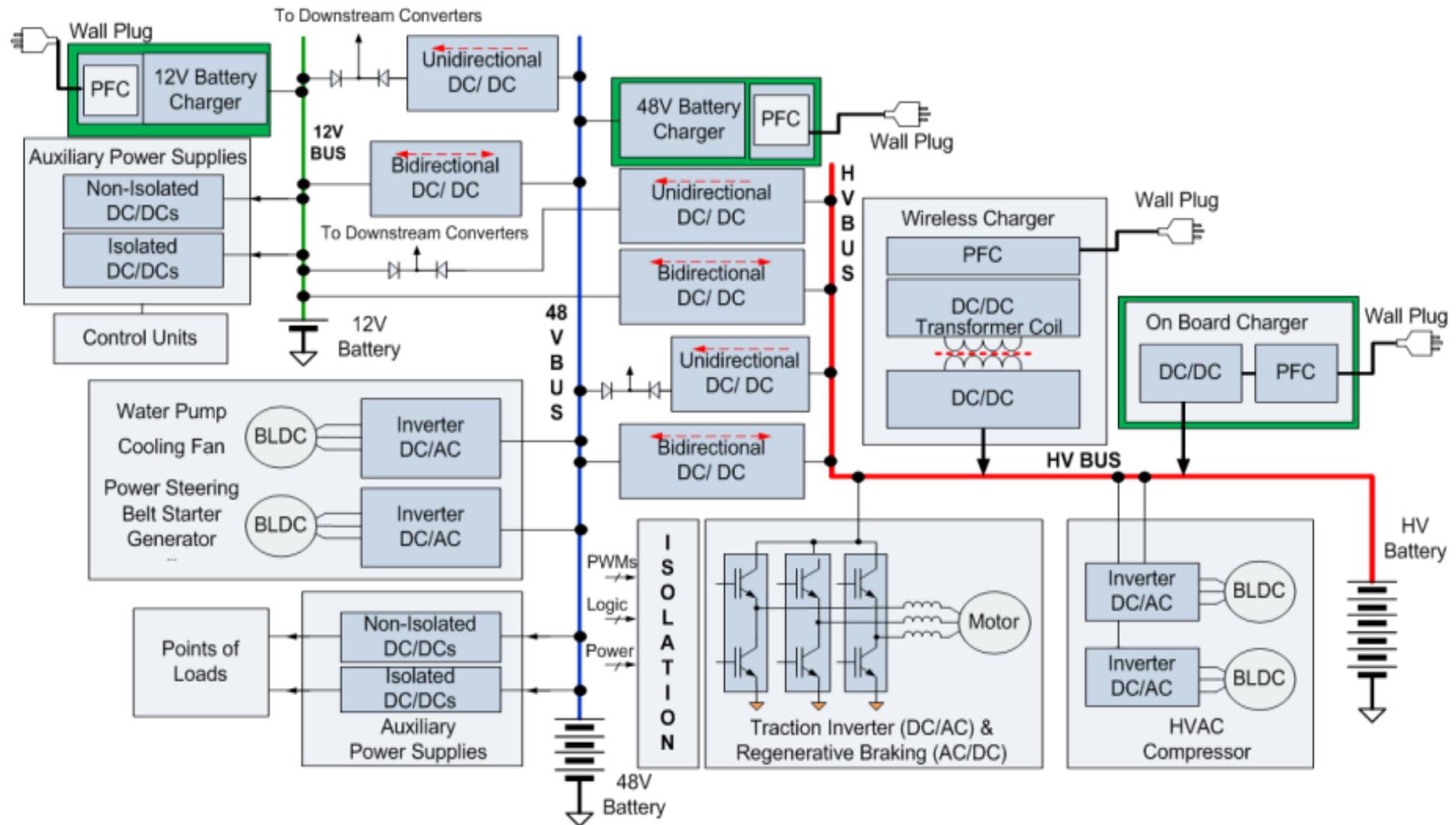


Figure II.3. Diagramme de bloc système EV.

## 4. COMMANDE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

Comme mentionné précédemment, l'APM doit alimenter les composants du système BT, ainsi sa conception et son contrôle ont un impact majeur sur les performances du véhicule. En raison du risque de perturbations imprévisibles, un contrôle par rétroaction (feedback) est nécessaire pour assurer la régulation et la stabilité du convertisseur APM.

Les convertisseurs en boucle fermée sont des systèmes fortement non linéaires. Le comportement dynamique est difficile à enquêter par une approche traditionnelle. La plupart des convertisseurs CC-CC sont conçus avec un régulateur à rétroaction (feedback) en boucle fermée pour fournir une tension de sortie régulée. L'objectif principal est de faire en sorte que le convertisseur fonctionne avec une petite erreur de sortie en régime permanent, une réponse dynamique rapide, un faible dépassement et une faible susceptibilité au bruit, tout en conservant une haute efficacité et faible émission de bruit. Tous ces critères de conception peuvent être atteints grâce à une sélection appropriée des stratégies de contrôle, des paramètres du circuit et de l'équipement. Avant de passer à la discussion sur les méthodologies de contrôle, il est important de comprendre les différents facteurs qui affectent la performance du contrôle. Cette section traite de la façon dont la fréquence de commutation, les éléments de stockage d'énergie du convertisseur, les paramètres de gain et le type de régulateur peuvent être utilisés affecterait les performances de contrôle d'un convertisseur.

Le but de cette étude est de trouver parmi les différentes stratégies de commande celles qui sont les mieux adaptées à un contexte d'intégration d'électronique de puissance dédié à un système dual-batterie 48V/12V pour une application de véhicule purement électrique.

### 4.1 Facteurs influençant les performances de contrôle

#### 4.1.1 Fréquence de commutation

En théorie, une commande idéale n'est réalisable que si la fréquence de commutation est infiniment élevée. Le terme de commande idéale, dans notre contexte, signifierait une régulation parfaite du courant continu en régime permanent (c'est-à-dire une erreur nulle et une susceptibilité au bruit), une réponse dynamique infiniment rapide et aucun dépassement. Cependant, étant donné que tous les systèmes pratiques sont soumis à des retards et à des variations de vitesse de rotation, il n'est pas possible d'obtenir des résultats satisfaisants.

En raison de la limitation des composants du circuit, il est impossible d'obtenir une fréquence de commutation infiniment élevée. L'amplitude de la fréquence de commutation est donc limitée par les bandes passantes des composants du circuit, c'est-à-dire le contrôleur, le commutateur de puissance, la diode, etc. En outre, il est également bien connu que la quantité

de perte de puissance dans un convertisseur augmente lorsque la fréquence de commutation augmente. Cela est vrai même si des techniques de commutation douce sont appliquées pour réduire les pertes de commutation des commutateurs de puissance et/ou des diodes. Heureusement, dans la plupart des applications, un convertisseur de puissance idéal n'est souvent pas nécessaire. Ce qu'il faut en fait, c'est un convertisseur de puissance qui réponde à certains critères de régulation ligne/charge, d'ondulation de courant alternatif, de réponse dynamique, de taille, de poids et d'efficacité. Par conséquent, la sélection de la fréquence de commutation doit toujours être un compromis entre l'obtention des performances de contrôle souhaitées pour répondre aux spécifications du consommateur et la réduction des pertes de puissance, de la densité de puissance et des interférences électromagnétiques. Néanmoins, il est vrai que les performances de contrôle d'un convertisseur peuvent toujours être améliorées avec une fréquence de commutation plus élevée.

#### 4.1.2 Éléments de stockage de l'énergie

La taille des éléments de stockage d'énergie inductifs et capacitifs, c'est-à-dire L et C, peut également affecter les performances de commande d'un convertisseur CC-CC. On peut le comprendre en examinant le mécanisme de fonctionnement de ces éléments. Depuis le taux de stockage/libération de l'énergie électrique, c'est-à-dire  $\tau = rLC$  (condensateur) et  $\tau = L/rL$  (inducteur), est directement affectée par la taille des éléments de stockage d'énergie, la capacité à répondre aux changements de charge est donc également affectée par la taille des stockages d'énergie. Plus précisément, pour un fonctionnement à fréquence fixe, la réponse dynamique du convertisseur sera généralement plus rapide avec une plus petite valeur de L ou C, car un élément de stockage d'énergie plus petit nécessite un temps plus court pour stocker et libérer l'énergie. D'autre part, une plus petite valeur de L conduira à un courant d'inductance plus élevé et à un dépassement ou un sous-dépassement plus faible de la tension de sortie lors d'une augmentation ou d'une diminution de la charge. Cependant, une plus grande valeur de C donnera un plus petit dépassement de la tension de sortie pendant une augmentation ou une diminution de la charge. Ainsi, la taille des éléments de stockage et la conception de la commande déterminent le comportement dynamique du convertisseur commandé. En fait, il y a eu quelques propositions concernant l'utilisation d'une inductance variable pour modifier la réponse dynamique des convertisseurs de puissance<sup>1</sup>.

---

<sup>1</sup> Brevet américain 6 188 209, délivré en février 2001.

### 4.1.3 Gains de contrôle

Il est bien connu que dans toute méthodologie de contrôle, le choix des paramètres du gain de contrôle joue un rôle important dans la détermination de la réponse du système. Il est donc nécessaire de comprendre comment ces gains de contrôle peuvent finalement affecter les performances de contrôle du système. Tout d'abord, quelle que soit la méthode de contrôle, il n'y a que deux types de contrôles de paramètres dans un schéma de contrôle par rétroaction, à savoir les variables contrôlées et les gains de contrôle. Les variables contrôlées sont essentiellement les variables à contrôler. Dans le cas d'un convertisseur CC-CC, il s'agit généralement de l'erreur de tension de sortie et/ou de l'erreur de courant d'inductance. L'objectif principal, du point de vue du contrôleur, est d'assurer l'annulation de l'erreur de tension de sortie et/ou de l'erreur de courant d'inductance pour toute perturbation ou changement, d'une manière stable et dans le temps le plus court. Ceci est réalisé par la manipulation des variables contrôlées, en adoptant leurs formes directes, intégrales et/ou dérivées comme variables manipulées dans le calcul de contrôle [59]. Le but des gains de contrôle est d'agir comme des facteurs de multiplication pour amplifier ces variables manipulées, de sorte que les effets de la variation de ces variables manipulées puissent être intensifiés. Cela permet de façonner le comportement contrôlé de telle sorte que la réponse souhaitée puisse être obtenue. Supposons que l'erreur de tension de sortie  $V_e$  soit la seule variable contrôlée.

Selon la théorie classique de la commande des systèmes continus, l'augmentation du gain de commande  $K_p$  de la variable commandée, c'est-à-dire l'erreur de tension de sortie  $V_e$ , améliore la réponse transitoire et réduit l'erreur en régime permanent. Cependant, un  $K_p$  élevé réduit également la stabilité du système. Il s'agit donc d'un choix entre une meilleure réponse et une moins bonne stabilité. Ensuite, en augmentant le gain de contrôle  $K_i$  de l'intégrale temporelle de la variable contrôlée, c'est-à-dire,  $\int V_e dt$ , accélère l'élimination de l'erreur en régime permanent, mais réduit également la stabilité du système. Enfin, l'augmentation du gain de commande  $K_d$  de la dérivée temporelle de la variable commandée, c'est-à-dire  $dV_e/dt$  réduit les dépassements et les oscillations de la performance de la commande.  $K_d$  n'affecte pas les performances du système en régime permanent, mais il est sensible au bruit. La description ci-dessus est valable aussi bien pour les systèmes contrôlés non linéaires à grands signaux que pour les systèmes contrôlés linéaires à petits signaux.

## 4.2 Contrôleurs de modulation de largeur d'impulsion

La commande PWM à fréquence fixe est de loin la technique de commande la plus populaire utilisée pour la régulation des convertisseurs CC-CC. Il y a deux raisons à cela :

- (1) la disponibilité de contrôleurs IC PWM à fréquence fixe très sophistiqués et peu coûteux

(2) le besoin croissant de minimiser les émissions parasites des convertisseurs de commutation dans des environnements de calcul et de communication de plus en plus sensibles.

Il est bien connu que les convertisseurs à découpage sont de graves générateurs de bruit. La tâche de contenir le bruit est facilitée par l'exploitation à fréquence fixe. Avec un filtrage, une mise à la terre, une liaison et un blindage appropriés, les convertisseurs à découpage peuvent être utilisés avec succès dans des applications sensibles aux "interférences électromagnétiques".

### **4.3 Méthodes de contrôle dans la recherche**

L'incapacité des schémas de commande linéaires et partiellement non linéaires classiques, à savoir la commande en mode de tension PWM et en mode de courant PWM, à fonctionner de manière satisfaisante dans des conditions de fonctionnement à grands signaux, est la principale motivation pour rechercher des méthodes alternatives de commande des convertisseurs CC-CC. Cette section donne une vue d'ensemble des différentes méthodologies de contrôle actuellement envisagées et qui se sont avérées avoir des applications potentielles dans les convertisseurs CC-CC qui nécessitent de très hautes performances en réponse dynamique.

#### **4.3.1 Contrôle adaptatif**

Un système de contrôle adaptatif est un système de contrôle qui peut faire varier ses paramètres de contrôle et/ou ses équations de contrôle en fonction des changements des conditions de fonctionnement. Dans une telle configuration, il est possible de réaliser un contrôleur qui a une performance optimale pour toutes les conditions de fonctionnement [60]. Cependant, la mise en œuvre de ce type de contrôle adaptatif n'est pas facile. Elle nécessite non seulement la détection de l'état de fonctionnement instantané, mais aussi une formulation mathématique efficace des équations optimales requises pour générer l'état de fonctionnement optimal. Par conséquent, la réalisation d'un contrôleur adaptatif exige une forme très complexe de circuit analogique, ou l'utilisation d'un contrôleur numérique.

#### **4.3.2 Commande par mode glissant**

Le contrôle par mode glissant est un type de commande non linéaire introduite initialement comme moyen de commander des systèmes à structure variable. Les premiers résultats de son application sur les convertisseurs CC-CC sont rapportés en 1983 [62] et 1985 [63]. Depuis lors, la communauté des chercheurs a manifesté un grand intérêt pour son développement. Cela le rend bien adapté aux besoins courants de régulation de puissance CC-CC. Cependant, le principal problème associé à l'application de la commande SM est sa nature à fréquence variable, qui entraîne des pertes de puissance excessives et des interférences électromagnétiques. Néanmoins, si ce problème est correctement traité, le contrôle par SM a un énorme potentiel dans les applications industrielles. Cette technique est caractérisée par sa

grande précision, la rapidité de sa réponse dynamique et sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. Le mode glissant permet de forcer la dynamique du système à converger selon une surface de glissement bien définie. De ce fait, il est préférable de spécifier la dynamique du système lors du mode de convergence et de glissement. Dans ce cas, la loi de commande doit comporter deux grandeurs afin de représenter la dynamique du système. La première est appelée la commande équivalente et la deuxième est la commande discontinue qui correspond au mode de convergence. Néanmoins, ce type de commande fait apparaître le phénomène de chattering à cause des hautes fréquences de commutation de la commande.

## 5. CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

La conception de la commande par mode glissant doit nécessairement passer par les trois étapes suivantes :

1<sup>ère</sup> étape : Choix de la surface de glissement :

Ce choix est basé sur les objectifs à atteindre, qui représentent généralement le comportement désiré des grandeurs à réguler. La surface de glissement est donnée par l'expression suivante :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (\text{II.14})$$

Où :

$e(x)$  : Erreur de régulation de la variable désirée,

$n$  : Représente l'ordre des dérivées du surface de glissement jusqu'à l'apparition de la forme de loi de commande.

$\lambda$  : Constante positive

2<sup>ème</sup> étape : Détermination des conditions de convergence :

Ces conditions sont les critères qui permettent la convergence des erreurs dynamiques du système vers la surface de glissement. Elles sont assurées par un choix judicieux de la fonction de LYAPUNOV, qui garantit l'attraction des variables à réguler vers leurs références, pour construire la grandeur de commande discontinue et satisfaire le critère de stabilité :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.15})$$

3<sup>e</sup>me étape : Calcul de la commande :

La loi de commande générée par un contrôleur à mode glissant est composée de deux parties essentielles. La première est appelée grandeur de commande équivalente notée  $U_{eq}$ , obtenue par la linéarisation exacte et sert à maintenir l'état sur la surface de glissement. La deuxième grandeur de commande discontinue  $U_n$  développée pour vérifier la condition de convergence. Pour déterminer les deux grandeurs de commande, il faut calculer la dérivée de l'expression de la surface de glissement en fonction des paramètres du modèle du système. La dérivée de la surface de glissement est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} (A(x,t) + B(x,t)U_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)U_n \quad (\text{II.16})$$

En supposant que pendant le mode de glissement et lors de l'établissement du régime permanent la surface de glissement est nulle, cela implique que sa dérivée et la grandeur de commande discontinue le sont aussi. L'expression de la commande équivalente est alors la suivante :

$$U_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)\right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} A(x,t) \quad (\text{II.17})$$

L'existence de la commande équivalente dépend du terme qui ne doit pas être nul. Dans ce cas, en remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'équation (II.16), on peut écrire :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} B(x,t)U_n \quad (\text{II.18})$$

Pour satisfaire le critère de stabilité au sens de *LYAPUNOV*, la deuxième grandeur de commande discontinue est choisie de signe opposé à celle de  $S(x)$  :

$$U_n = -\frac{\partial S}{\partial t} B(x,t) \quad (\text{II.19})$$

Dans le but de réduire le phénomène de chattering, la forme la plus simple que peut prendre la grandeur de commande discontinue est la fonction saturation représentée par la figure 2.14. Cette dernière peut se mettre sous la forme suivante :

$$U_n = -U_{Max} \cdot \text{sat}(S) \quad (\text{II.20})$$

Avec

$$sat(S) = \begin{cases} \frac{S}{l} & \text{if } |S| \leq l \\ \text{sgn}(S) & \text{if } |S| > l \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Où

$$\text{sgn}(S) = \begin{cases} -1 & \text{if } S < 0 \\ 1 & \text{if } S > 0 \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

$U_{Max}$  : Constante positive et  $l$  largeur du seuil de la fonction de saturation.

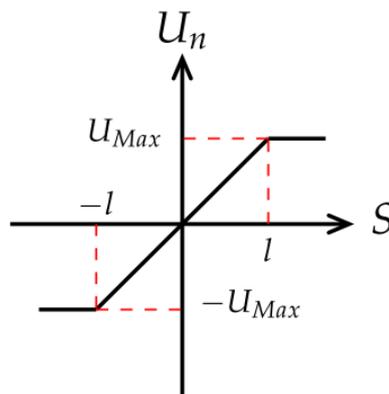


Figure II.4. Graphe De la fonction saturation.

### 5.1 Application de la commande par mode glissant au convertisseur monté en parallèle

Pour appliquer la théorie de contrôle par mode glissant sur le convertisseur Buck et dans le but de concevoir le régulateur de tension ainsi que le régulateur de courants, il faut suivre les étapes de conception d'un régulateur glissant cité au paragraphe 2.4.1.

### 5.2 Procédure de conception de SMVC

La dynamique du système du convertisseur étudié peut être exprimée comme

$$L \frac{dI_{Lj}}{dt} = V_{in} D - V_{out} \quad (\text{II.23})$$

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = I_L + \frac{V_{out}}{R} \quad (\text{II.24})$$

Où  $I_{Lj}$  est le courant traversant l'inductance  $j = 1, 2, 3$ ,  $I_L$  le courant à la sortie du convertisseur,  $V_{in}$  est la tension d'entrée et  $V_{out}$  est la tension de sortie de notre convertisseur et  $V_{ref}$  est la tension de sortie souhaitée. L'état de l'espace peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} x_1 &= V_{ref} - V_{out} \\ x_2 = \dot{x}_1 &= -\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{1}{C} \left( -\frac{V_{out}}{R} - \int \frac{uV_{in} - V_{out}}{L} dt \right) \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

Décrivant le modèle mathématique du système en question, fonctionnant en CCM, et en particulier ses états d'espace nécessaires à la conception du contrôle de tension en mode glissant (SMV), l'expression reformée de l'état de l'espace est :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{V_{in}}{LC} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{ref}}{LC} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

En utilisant la commande de tension en mode glissant et en tenant compte de la trajectoire d'état qui comprend les paramètres de commande  $x_1$  et  $x_2$ , nous pouvons déterminer la fonction de commutation  $u$ .

$$S = \alpha x_1 + x_2 = Jx \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{cases} J = [\alpha, 1] \\ x = [x_1, x_2]^T \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Cela forme la loi de contrôle :

$$u = \begin{cases} 1 = 'ON' & \text{When } S > k \\ 0 = 'OFF' & \text{When } S < k \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Les conditions de convergence sont les critères qui permettent aux erreurs dynamiques du système de converger vers la surface de glissement. Elles sont assurées par un choix judicieux de la fonction de LYAPUNOV, qui garantit l'attraction des variables pour régler à leurs références, pour construire la taille de contrôle discontinu et répondre au critère de stabilité :

$$\lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \dot{S} < 0 \quad (\text{II.30})$$

Ainsi, la condition d'existence de la stratégie de contrôle adoptée est :

$$\dot{S} = \begin{cases} J\dot{x} < 0 & \text{for } 0 < S < \xi \\ J\dot{x} > 0 & \text{for } -\xi < S < 0 \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

où  $\xi$  est une quantité positive, infiniment petite et choisie arbitrairement.

En substituant (II.27) et (II.31), on trouve :

$$S = \frac{1}{R} (V_{ref} - V_{out}) - i_C \quad (\text{II.32})$$

Le coefficient glissant est alors défini comme (II.33) et donc l'équation ci-dessus est valide :

$$\alpha = \frac{1}{RC} \quad (\text{II.33})$$

On peut donc en déduire les conditions d'existence :

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= \left(\alpha C - \frac{1}{R}\right)x_2 - \frac{1}{L}x_1 + \frac{V_{ref} - V_{in}}{L} < 0 \\ \lambda_2 &= \left(\alpha C - \frac{1}{R}\right)x_2 - \frac{1}{L}x_1 + \frac{V_{ref}}{L} > 0\end{aligned}\quad (II.34)$$

Théoriquement, pour obtenir un fonctionnement parfait de la commande SM, le système doit fonctionner à la fréquence de commutation la plus élevée, de sorte que les variables contrôlées puissent suivre de près la trajectoire de référence pour obtenir la réponse dynamique et le fonctionnement en régime permanent souhaités. Cette exigence de fonctionnement à une fréquence de commutation très élevée remet toutefois en question la possibilité d'appliquer la commande SM aux convertisseurs CC-CC. En effet, la commutation à grande vitesse dans les convertisseurs CC-CC entraîne des pertes excessives au niveau de la commutation, de l'inductance, ainsi que des problèmes de bruit dus aux "interférences électromagnétiques". Par conséquent, pour que la commande SM soit applicable aux convertisseurs CC-CC, leurs fréquences de commutation doivent être restreintes dans une plage pratique. Jusqu'à présent, plusieurs méthodes ont été proposées pour limiter la fréquence de commutation [64].

Comme tous les régulateurs SM des convertisseurs CC-CC pratiques sont limités en fréquence, on préfère faire fonctionner notre convertisseur à une fréquence de commutation constante.

### 5.2.1 La commande SM basée sur la modulation par hystérésis (HM)

Pour limiter la fréquence de fonctionnement dans une plage contrôlable, on utilise la commande SM basée sur la fonction d'hystérésis. L'imposition de la bande d'hystérésis ne résout que le problème de la commutation à haute fréquence des convertisseurs. Il ne résout pas le problème du fonctionnement à fréquence de commutation variable dans les convertisseurs de puissance. Les convertisseurs de puissance avec une commande SM basée sur HM souffrent généralement d'une variation significative de leurs fréquences de commutation lorsque la tension d'entrée et la charge de sortie varient.

Il est donc nécessaire que les contrôleurs SM soient conçus pour fonctionner à une fréquence fixe, quelles que soient les conditions de fonctionnement. Il existe essentiellement trois approches pour maintenir la fréquence de commutation constante du contrôleur SM basé sur HM. Une approche consiste à incorporer une rampe constante ou une fonction de temporisation directement dans le contrôleur. Le principal avantage de cette approche est que la fréquence de commutation est constante dans toutes les conditions de fonctionnement et peut être facilement

contrôlée en faisant varier le signal de rampe/de synchronisation. Cependant, cela se fait au prix de circuits matériels supplémentaires, ainsi que d'une détérioration de la réponse transitoire des performances du système. En effet, avec la superposition de la fonction de rampe sur la fonction de commutation SM, on obtient une forme détériorée de la commande SM originale. Pour ces raisons, ce n'est pas une bonne approche pour mettre en œuvre la fréquence fixe dans la commande SM, car elle modifie la caractéristique de commande originale. La deuxième approche consiste à inclure une certaine forme de contrôle adaptatif dans le contrôleur SM basé sur HM pour contrer la variation de la fréquence de commutation. La variation de fréquence est donc réduite par la commande adaptative à action directe, qui fait varier la bande d'hystérésis en fonction de la variation de la tension d'entrée de la ligne. Pour la variation de la charge, la variation de la fréquence est réduite par la commande adaptative à rétroaction, qui fait varier le paramètre de commande (c'est-à-dire le coefficient de glissement) avec le changement de la charge de sortie. Conceptuellement, ces méthodes de contrôle adaptatif sont plus directes, conservent la caractéristique originale du contrôle SM et ne souffrent pas d'une réponse transitoire détériorée.

### 5.2.2 Procédure de conception de SMVC VBW HM

Cette approche consiste à conserver la fréquence de commutation du contrôleur par SM. Nous utilisons une certaine forme de commande adaptative pour contenir la variation de fréquence de commutation du contrôleur SM basé sur HM.

La bande passante du contrôleur de mode glissant basé sur le régulateur FBW a été sélectionnée selon l'équation suivante :

$$B_{Fixed-Width} = \frac{(V_{in0} - V_{out})}{2 \cdot L \cdot f_w} \cdot \left( \frac{V_{out}}{V_{in0}} \right) \quad (II.35)$$

$$V_{in0} = \frac{3 \cdot V_{in} \cdot \sqrt{6}}{\pi} \quad (II.36)$$

Par conséquent, nous nous concentrons sur la technique de contrôle de courant adaptatif par anticipation en mode de conduction continue (CCM). Pour que l'expression de la variation de courant  $\Delta I_L$ , en fonction de la tension d'entrée  $V_{in}$ , de la tension de sortie  $V_{out}$ , de la fréquence de découpage  $f_w$  et de la valeur de l'inductance  $L$ , puisse être représentée par :

$$\Delta I_L = \frac{(V_{in} - V_{out})}{L \cdot f_w} \cdot \left( \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (II.37)$$

Toujours dans le but d'assurer le fonctionnement à fréquence fixe du modulateur d'hystérésis proposé, une exigence est imposée, et que la largeur de bande d'hystérésis doit la satisfaire, soit :

$$B_{Variable-Width} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{(V_{in} - V_{out})}{2.L.f_w} \cdot \left( \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (II.38)$$

## 6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la connexion parallèle de cellules de commutation. Les principaux avantages de ces convertisseurs sont l'augmentation de la puissance traitée ainsi que l'amélioration de la qualité des signaux de sortie. Ces structures nécessitent en revanche un asservissement de certaines variables internes afin de fonctionner de manière robuste et efficace. La régulation des variables liées à la répartition des courants est nécessaire dans le cas d'une connexion en parallèle. Dans ce chapitre nous avons présentés les principes de commande qui sont communs à tous ces convertisseurs et qui sont basés sur la SMC

Le rôle du convertisseur étudié est de gérer les échanges d'énergie entre la batterie 48V et la batterie 12V couplée au réseau électrique du VE. Notre objectif est d'avoir un système plus stable, plus performant et capable de faire face aux variations de tension d'entrée, de charge et de tension de sortie désirée. Pour ce faire, on doit d'abord atténuer le phénomène de non-linéarité en mode glissant conventionnel en ajoutant la modulation d'hystérésis. Ensuite, après avoir appliqué cette technique, on trouve face à une fréquence de commutation variable. Notre pari était d'incorporer une bande passante variable de la modulation d'hystérésis.

**CHAPITRE III**

**RÉSULTATS DE SIMULATION**

## 1. INTRODUCTION

Une efficacité accrue et des pertes moins élevées sont admises comme une figure de mérite pour la performance de convertisseur CC-CC. Ce chapitre s'inscrit parfaitement dans ce contexte. Il décrit une analyse comparative entre plusieurs stratégies de commande comme la modulation d'hystérésis à bande fixe et à bande variable sur la base de la stratégie de mode glissant ainsi que la commande par modulation de la largeur d'impulsion basé en mode glissant aussi. Les techniques adoptées sont appliquées à un convertisseur CC-CC asynchrone multicellulaire parallèle et unidirectionnel de type Buck fonctionnant dans le mode de conduction continue (MCC) et qui est utilisé dans la pratique pour une application de véhicule électrique. Cette topologie du convertisseur est identique à celle citée dans le chapitre II (Figure II.26) et nous sert de référence pour ce chapitre.

Les résultats actuels indiquent que les analyses non linéaires des convertisseurs de puissance permettent de mieux comprendre leur dynamique. Cela peut conduire à des convertisseurs dont la conception et les performances sont meilleures. Des études de simulation dans l'environnement MATLAB® / SIMULINK™ sont effectuées pour analyser les performances du système et évaluer sa robustesse et sa stabilité. Les résultats obtenus sous une variation paramétrique montrent clairement les zones où des différences significatives ont été trouvées entre les différentes approches. De même, ils partagent plusieurs fonctionnalités clés.

## 2. IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DU CONVERTISSEUR ÉTUDIÉ

Pour l'identification des paramètres du convertisseur étudié, nous déterminons les valeurs nominales de l'inductance  $L$  et la capacité  $C$  utilisant les conditions ci-dessous [65,66] :

- ✓ Le courant à travers l'inductance doit être dans un intervalle raisonnable, pour toutes les conditions de charge, car notre convertisseur fonctionne en mode de conduction en continu.
- ✓ L'ondulation maximale de la tension de sortie ne doit pas dépasser un faible pourcentage, généralement 5% de la tension de sortie.

En tenant compte de ces conditions, le filtre LC doit obéir aux conditions des relations ci-dessous, où  $f_w$  correspond à la fréquence de commutation.

$$L \geq \frac{V_e}{\Delta I_{s,\max} \cdot f_w} D(1-D) \quad (\text{III.1})$$

$$C \geq \frac{(1-D)}{8L.f_w^2} \left( \frac{V_s}{\Delta V_s} \right) \quad (\text{III.2})$$

Où  $D$  est le rapport cyclique.

Actuellement, la plupart des convertisseurs continu-continu commerciaux fonctionnent à 100 kHz ou plus. A des fréquences aussi élevées, les effets des éléments parasites ne peuvent être ignorés.

### 2.1. Les effets des parasites

L'analyse du convertisseur dans la section 3 du chapitre II a été réalisée. Les non-idéalités ou les parasites des dispositifs et des composants pratiques peuvent cependant affecter considérablement certains paramètres de performance des convertisseurs multicellulaire continu-continu. Dans cette section, les effets des parasites sur l'ondulation de la tension de sortie et le rendement des convertisseurs seront illustrés [67-70]. Un modèle plus réaliste d'un condensateur que la simple capacité  $C$ , consiste en une connexion en série de la capacité  $C$  et de la résistance  $r_C$ . La résistance  $r_C$  est appelée résistance série équivalente (ESR) du condensateur et est due aux pertes dans le diélectrique et à la résistance physique des fils et des connexions. Rappelons-nous l'équation (III.2) qui a fourni une valeur de la capacité de filtrage dans un convertisseur Buck qui limite l'ondulation de la tension de sortie de crête à crête à  $V_s$ . L'équation (III.2) a été calculée en supposant que la totalité de la composante alternative du courant de l'inductance passe par une capacité  $C$ . Il est cependant plus proche de la réalité de maintenir que cette composante passe par une connexion en série de la capacité  $C$  et de la résistance  $r_C$ . La tension de crête à crête de l'ondulation est indépendante de la tension aux bornes du condensateur de filtrage et n'est déterminée que par la tension d'ondulation de l'ESR si la condition suivante est satisfaite

$$C \geq C_{\min} = \left\{ \frac{1-D_{\min}}{2r_C f_w}, \frac{D_{\max}}{2r_C f_w} \right\} \quad (\text{III.3})$$

Si la condition de l'équation (III.3) est satisfaite, la tension d'ondulation crête à crête du convertisseur Buck est de :

$$V_s = r_C \Delta I_{L_{\max}} = \frac{r_C V_s (1-D_{\min})}{f_w L} \quad (\text{III.4})$$

Les résistances parasites, les capacités et les sources de tension affectent également le rendement de conversion énergétique des convertisseurs CC-CC multicellulaire parallèles.

Avec les composants sélectionnés, il est possible de calculer le rendement du système. Ce rendement est dans la plupart des cas une spécification primaire pour tout objectif de conception, car il dépend fortement de la fréquence de commutation  $f_w$ . En ce qui concerne les équations (III.3) et (III.4), il est vérifié que les valeurs de  $L$  et  $C$  requises pour satisfaire la tension et le courant de sortie cibles sont réduites si  $f_w$  est augmentée. Le rendement du convertisseur est donné par (III.5), où  $P_s$  est la puissance de sortie et  $P_e$  est la puissance de l'entrée.

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} \quad (\text{III.5})$$

## 2.2. Les paramètres du convertisseur étudié

Le **Tableau III. 1** montre les spécifications que nous avons adoptées du convertisseur Buck étudié et simulé dans l'environnement MATLAB®. Les paramètres sont tirés d'un système prototype qu'on a mentionné au chapitre précédent et qui est utilisé pour fournir des résultats de simulation à l'appui.

Le convertisseur que nous avons choisi à une tension de sortie de 12 V et une variation de la tension d'entrée de 40 V à 60 V. C'est un scénario typique dans une application de véhicule électrique avec une tension d'entrée nominale de 48 V. Ainsi, le rapport cyclique nominal peut être relativement très faible.

**Tableau III. 1.** Spécification du convertisseur

<i>Type</i>	<i>Les Propriétés de Chaque Module</i>		
	<b>Description</b>	<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs</b>
<i>Buck à trois cellules associées en parallèle</i>	<i>Tension d'entrée nominale</i>	$V_e$	48 V
	<i>Capacité</i>	C	6e-6 F
	<i>Resistance</i>	R	12 $\Omega$
	<i>Inductance</i>	L	0.1 H
	<i>Fréquence de commutation</i>	$f_w$	100 kHz
	<i>Tension de sortie de référence</i>	$V_{ref}$	12 V

Les cellules sont connectées en parallèle et fonctionnant en mode de conduction continue (CCM). L'objectif est d'avoir un système plus stable, plus efficace et capable de faire face aux variations de la tension d'entrée, de la charge et de la tension de sortie souhaitée. La **Figure III.1** illustre le système simulé sous l'environnement MATLAB. Un filtre d'entrée est souvent nécessaire entre un convertisseur à découpage et sa source d'alimentation car une source idéale n'a pas d'impédance et reste imperturbable quelle que soit la forme d'onde du courant d'entrée du convertisseur. Cependant, dans la réalité, les sources d'entrée ne sont pas idéales. Pour éviter que la forme d'onde du courant d'entrée du régulateur à découpage n'interfère pas avec la source et pour préserver l'intégrité de la source pour d'autres équipements, qui peuvent fonctionner à partir d'une source commune, le convertisseur doit être équipé d'un filtre d'interférence électromagnétique (EMI). Le filtre d'entrée est également nécessaire pour isoler les transitoires de tension de la source afin de ne pas dégrader les performances du régulateur à découpage.

Pour que l'étude et les simulations en fonctionnement du convertisseur soient cohérentes avec la réalité, il est nécessaire de définir un modèle de simulation des batteries 48 V/12 V. On a donc essayé de simuler les différentes parties de notre système de conversion de puissance composé d'une alimentation présentée par une batterie avec une valeur de tension nominale de 48V, un convertisseur à trois cellules de commutation connectées en parallèle conçu pour réguler les flux de puissance entre les deux batteries et la charge principale en puissance est représentée par une deuxième batterie de 12 V à la sortie. Cette dernière prend en charge l'alimentation des différents composants du tableau de bord du véhicule électrique et maintient la tension du réseau basse tension. Les différentes unités simulées sont définies dans la **Figure III.1**, la **Figure III.2**, la **Figure III.3** et la **Figure III.4** qui suivent.

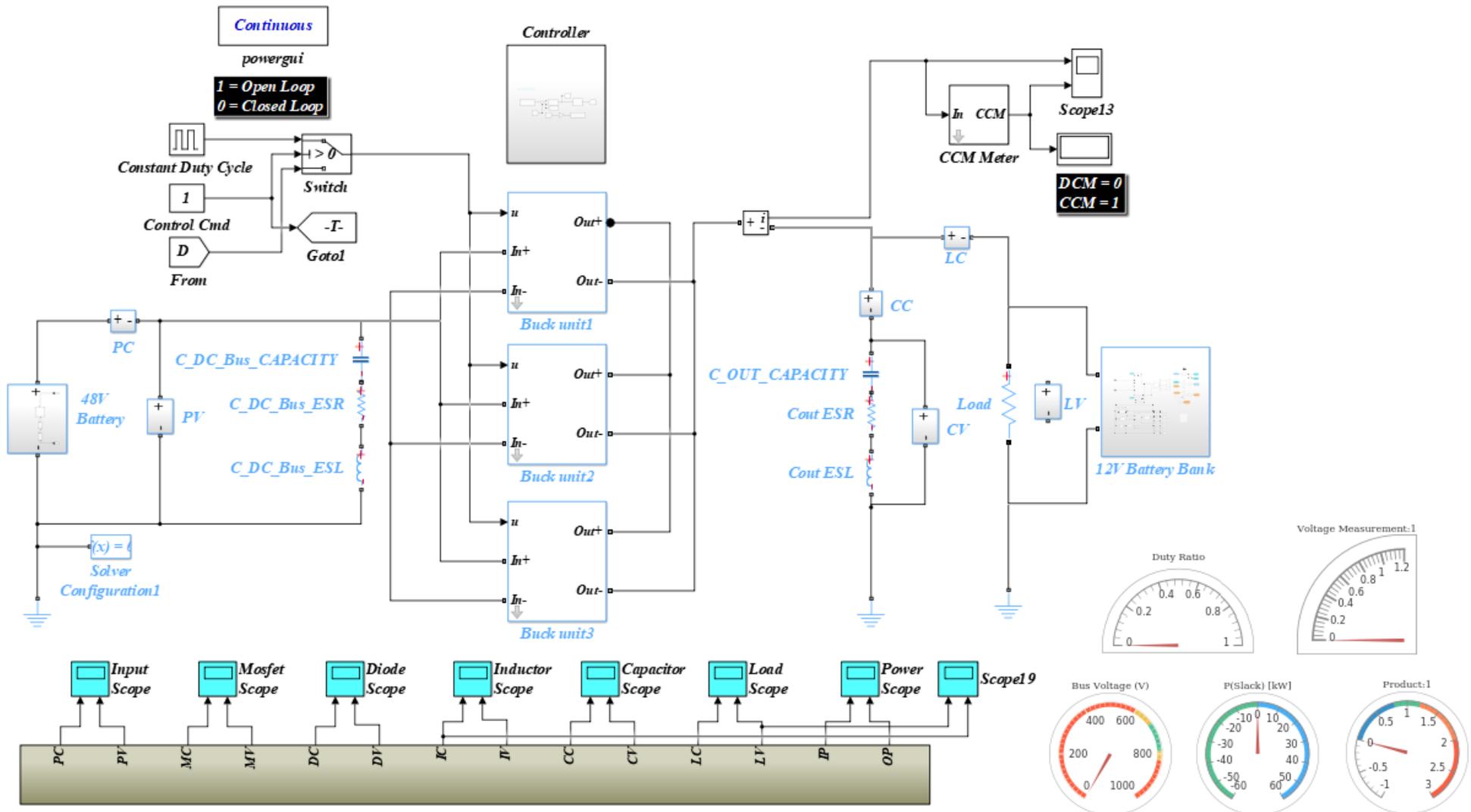


Figure III.1. Simulation du convertisseur Buck à trois cellules en parallèle pour interférer le système dual-batterie 48 V/12 V du véhicule électrique.

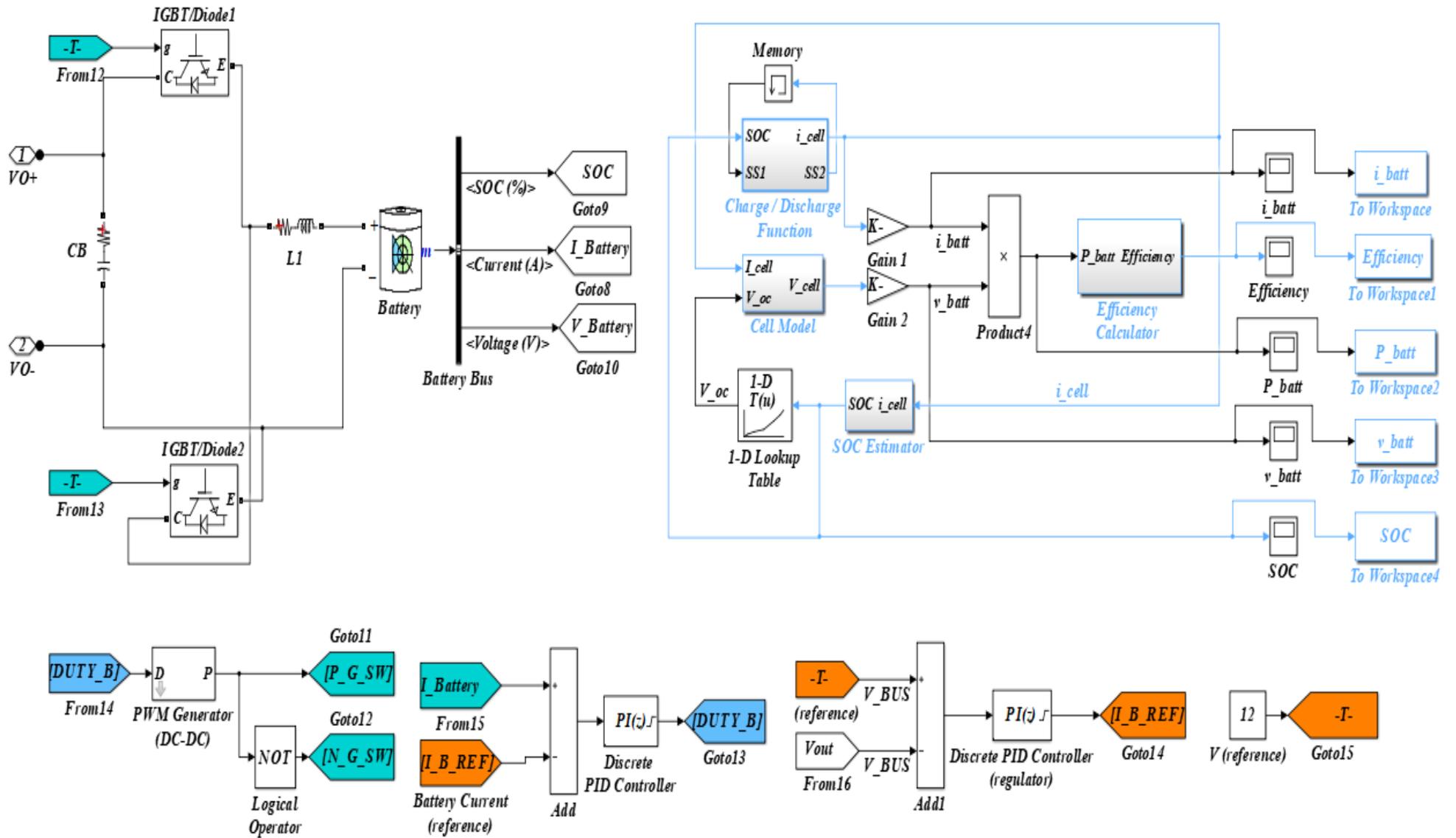


Figure III.2. Simulation du pack de la batterie 12V avec son unite de gestion d'énergie.

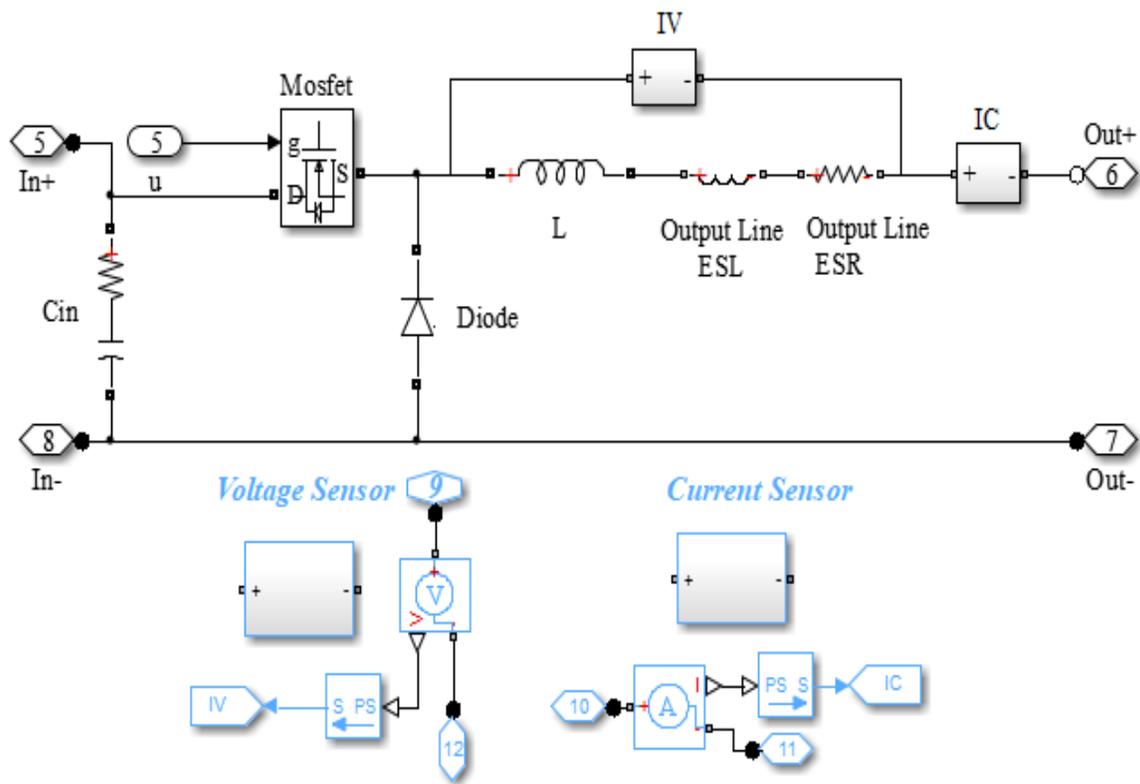


Figure III.3. Configuration d'une seule cellule du convertisseur Buck.

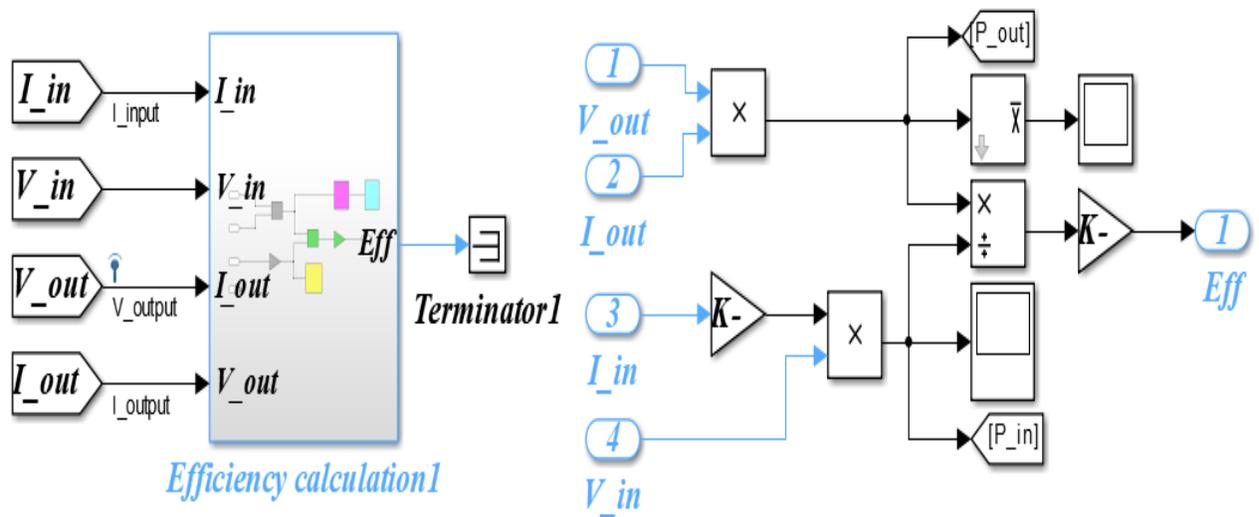


Figure III.4. Block de mesure de l'efficacité.

### 3. RÉGULATEUR À MODE GLISSANT CONVENTIONNEL

#### 3.1. Simulation de la stratégie de commande

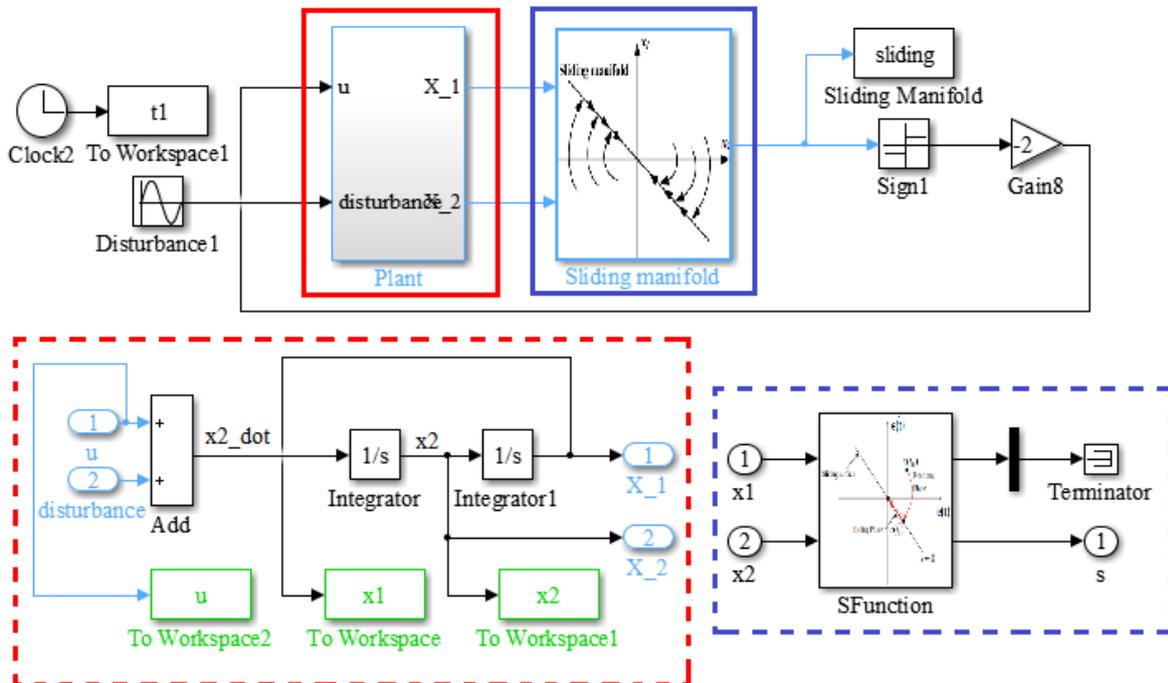
Comme nous l'avons vu au chapitre II, le principe de base de la commande en mode glissant consiste à concevoir une loi de commande qui dirigera la trajectoire des variables d'état vers un point de fonctionnement souhaité. Dans le cas du convertisseur Buck étudié, il est approprié d'avoir une loi de contrôle qui adopte une fonction de commutation telle que :

$$u = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(S)) \tag{III.6}$$

Où  $u$  est l'état logique du commutateur de puissance du convertisseur et  $S$  est la trajectoire de l'état instantané.

Le schéma de commande proposé et illustrée à la **Figure III.5** exige que l'information instantanée sur les deux états du convertisseur  $x_1$  et  $x_2$  soit introduite dans le contrôleur afin de produire le signal de commande  $u$  comme décrit dans chapitre qui précède.

La méthode classique de mise en œuvre de la commande SM consiste à utiliser un relais de la fonction signe avec la trajectoire  $S$  calculée comme le montre la **Figure III.4**.



**Figure III.5.** Simulation de la commande en mode glissant en relation avec les variables d'état du convertisseur.

Lorsque  $u = 1$ , la trajectoire de la phase pour toute position de départ arbitraire sur le plan de phase convergera vers le point d'équilibre ( $x_1 = V_{ref} - V_s$ ,  $x_2 = 0$ ), après une période de temps

finie. De même, lorsque  $u = 0$ , toutes les trajectoires convergent vers le point d'équilibre ( $x_1 = V_{ref}$ ,  $x_2 = 0$ ) Ces caractéristiques seront exploitées pour la conception du contrôleur de tension SM

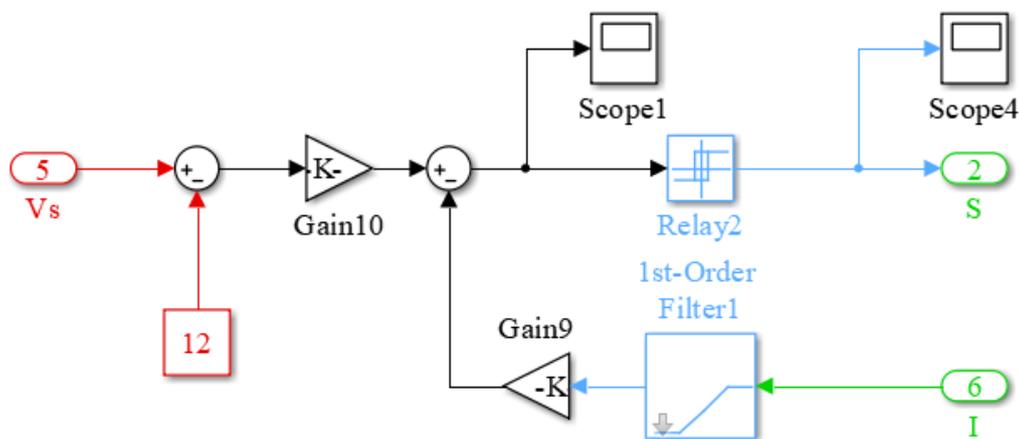
Ainsi, la surface de glissement est définie par :

$$S = K_{p1}(V_{ref} - V_s) + K_{p2}Is \quad (\text{III.7})$$

$$K_{p1} = \frac{1}{r_c C} \quad \text{et} \quad K_{p2} = -\frac{1}{C} \quad (\text{III.8})$$

Compte tenu de cela, il est plus simple de reconfigurer la fonction de commutation selon la description suivante :

$$S = \frac{1}{r_c}(V_{ref} - V_s) - Is \quad (\text{III.9})$$



**Figure III.6.** Schéma du contrôleur en mode glissant conventionnel.

### 3.2. Interprétation des graphiques de Bode

L'interprétation des diagrammes de Bode pour la stabilité est en fait très facile. Nous ne recherchons principalement que quatre choses [71-73] :

- Fréquence de croisement,  $F_x$
- Marge de phase,  $P_m$
- Marge de gain,  $G_m$
- Pente de la courbe de gain à la fréquence de croisement.

Ces quatre attributs nous diront presque tout ce que nous devons savoir sur la stabilité de notre convertisseur.

### 3.1.1 Fréquence de croisement

Fréquence de croisement  $F_x$  est une mesure de la rapidité avec laquelle notre alimentation se redresse après un changement brusque de la charge. Plus la fréquence de croisement est élevée, plus la réponse en échelon dans le domaine temporel est rapide. De plus, nous devons connaître la fréquence de croisement afin de déterminer notre marge de phase. La fréquence de croisement est définie comme la fréquence à laquelle le tracé du gain croise l'axe 0dB.

### 4.1.1 La marge de phase

La marge de phase  $\phi_m$  est une mesure de la stabilité, définie comme la mesure dans laquelle le retard de phase est supérieur à  $-180$  au fréquence croisement.

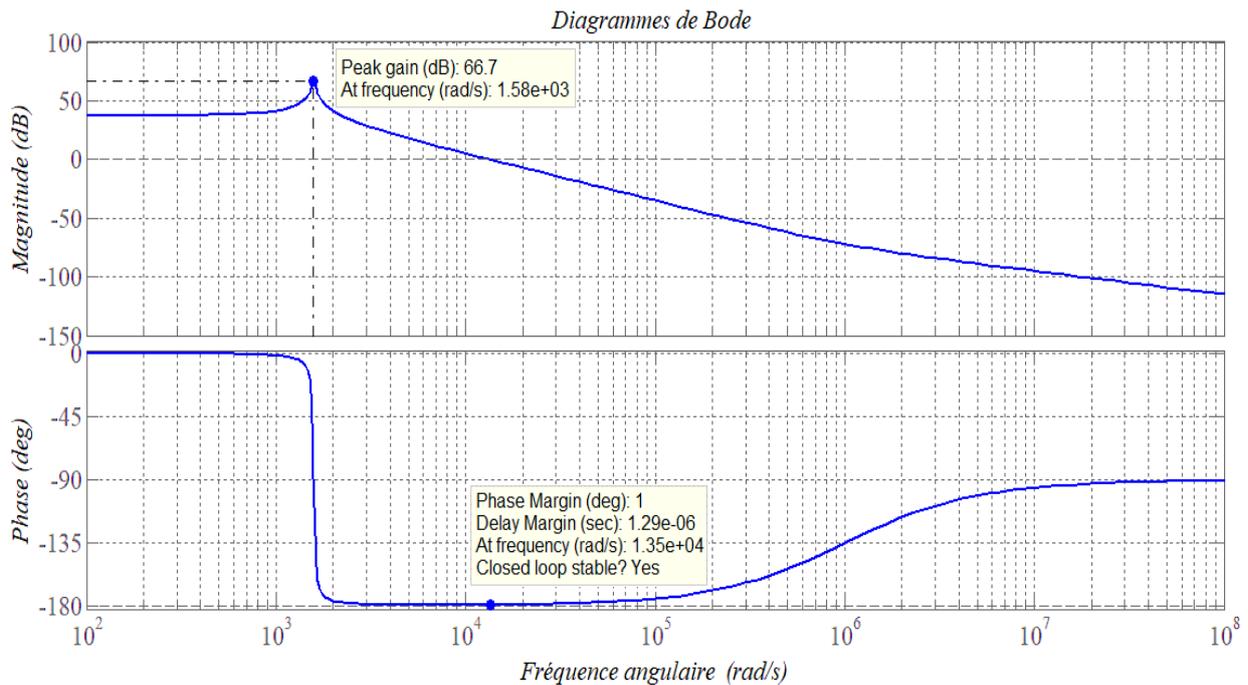
### 5.1.1 Marge de gain

Marge de gain  $G_m$  : Comme pour la marge de phase, notre marge de gain est également une mesure de stabilité relatif.

La pente du graphe de gain à la fréquence de croisement : La quatrième et dernière pièce du puzzle de la stabilité peut être vérifiée en examinant la pente de la courbe de gain au point de croisement. Pour un système robuste et stable, l'idéal est d'obtenir une pente faible d'environ  $-20$  à  $-25$  dB par décennie

En bref, pour avoir une alimentation électrique stable, nous devons remplir les conditions suivantes :

- ✓ La fréquence de croisement, c'est-à-dire la fréquence à laquelle le graphe de gain croise l'axe 0dB, ne doit pas être supérieure à  $1/10^{\text{ème}}$  de notre fréquence de commutation.
- ✓ La marge de phase, c'est-à-dire la mesure dans laquelle notre phase est supérieure à  $-180$  à la fréquence de croisement, ne doit pas être inférieure à  $45\%$ .
- ✓ La marge de gain, c'est-à-dire la mesure dans laquelle notre gain est inférieur à 0dB lorsque notre phase atteint  $-180$ , ne doit pas être inférieure à 10dB.
- ✓ La pente de notre courbe de gain au point de croisement, c'est-à-dire que la pente de notre courbe de gain doit être faible et aussi proche que possible de  $-20$ dB par décennie.



**Figure III.7.** Le diagramme de Bode du système en boucle fermée avec le contrôleur en mode glissant conventionnel.

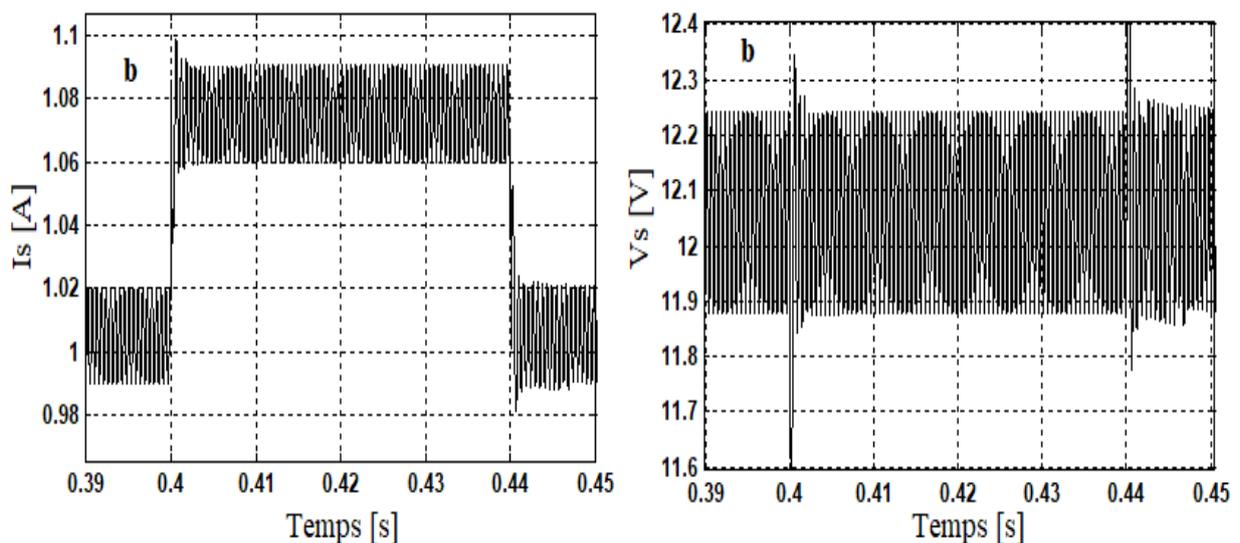
Pour l'étude de la stabilité globale du convertisseur parallèle, on a tracé sur la **Figure III.7** le diagramme de Bode du système en boucle fermée. D'après cette figure on remarque que le système est stable globalement. La réponse en fréquence a la forme familière d'une fonction de transfert du second ordre avec des pôles sous-amortis à 1,58 kHz/s, afin d'obtenir une fréquence de coupure de 13 kHz/s (autour du  $1/8^{\text{ième}}$  de la fréquence de commutation). En regardant notre diagramme de Bode, la fonction sortie-entrée présente un pic de résonance de 66 dB autour de 1,58 kHz/s. Lorsque la marge de gain s'approche de 0 dB, notre système souffre d'oscillations. Ainsi, pour qu'il soit robuste, nous aimerions avoir environ 10 dB de marge de gain, c'est-à-dire que notre gain doit être 10 dB en dessous de 0dB lorsque la phase atteint  $-180^\circ$ .

En analysant la **Figure III.7**, on peut observer que le système montre une oscillation et un dépassement excessifs dus à une faible marge de phase ( $\varphi_m = 1^\circ$ , phase  $= -179^\circ$ ) qui explique l'origine des oscillations basse fréquence faiblement amorties, ainsi qu'une erreur importante en régime permanent due à un faible gain à basse fréquence. Par conséquent, un contrôleur principal sera utilisé en premier lieu pour compenser le mauvais Pm du système (un Pm dans une gamme de  $45^\circ$ - $90^\circ$  est souhaitable [74], [75]).

### 3.3. Test de robustesse

Suite à une variation de charge  $R$  de 50%, on constate clairement que le système souffre des oscillations chattering comme le montre la **Figure III.8**. Si le chattering n'est pas contrôlé, le système du convertisseur deviendra auto-oscillant à une fréquence de commutation très élevée correspondant à la dynamique de chattering.

La tension de sortie de référence a été réglée sur 12 V, la résistance de la charge passe de  $10 \Omega$  à  $22 \Omega$  et vice versa comme le décrit la **Figure III.8**. La situation où la charge change soudainement d'une valeur à une autre est considérée. Cela est particulièrement intéressant car il s'agit d'un problème typique de l'électronique de puissance, où l'alimentation est censée compenser rapidement cette variation. Ce test de robustesse montrant un très bref transitoire qui dure quelques ms, suivi d'un état d'équilibre. Ainsi, la réponse de notre système est rapide, mais elle représente des grandes variations de l'amplitude des oscillations, avec un dépassement. Selon ces résultats, on peut constater que les performances du contrôle proposé pour la variation de charge sont peu satisfaisantes.



**Figure III.8.** La réponse du convertisseur multicellulaire Buck à un changement de la charge résistive. (a) La réponse de la tension de sortie. (b) La réponse du courant de sortie.

## 4. CONTRÔLEUR DE MODE COULISSANT À BASE DE MODULATION D'HYSTÉRÉSIS

L'introduction d'une bande d'hystérèse avec les conditions limites  $S = K$  et  $S = -K$  est une méthode fréquemment employée pour atténuer l'effet de dispersion de la commande SM.

Nous proposons deux schémas de contrôle différents, développés dans le domaine continu, pour stabiliser le convertisseur autonome multicellulaire parallèle. La stratégie proposée du contrôle de mode glissant (SMC) basée sur la modulation de l'hystérésis (HM) compense automatiquement les variations paramétriques du convertisseur et la variation de l'impédance de la ligne de sorte, qu'il permet au convertisseur parallèle à trois cellules à partager la charge et ne pas exiger que les modules soient interconnectés. Nous illustrons la bande passante fixe de la commande de mode glissant à base de modulation de l'hystérésis. Toutefois, cette approche a accentué le problème des fréquences de commutation variable. À ce stade de notre travail, nous sommes intéressés par une solution de contrôle actuelle adaptative et d'une fourrière pour surmonter ce problème et adapter une bande passante variable de la modulation d'hystérésis pour atténuer le phénomène de non-linéarité en mode glissant classique et fixer la fréquence de commutation.

#### 4.1. Modulation d'hystérésis à bande passante fixe

##### 4.1.1 Conception de la bande fixe

La bande passante du contrôleur de mode glissant basé sur la régulation FBW a été sélectionnée en fonction de l'équation suivante :

$$B_{Fixed-Width} = \frac{(V_e - V_s)}{2 \cdot L \cdot f_w} \cdot \left( \frac{V_s}{V_e} \right) \quad (\text{III.10})$$

$$V_{in0} = \frac{3 \cdot V_{in} \cdot \sqrt{6}}{\pi} \quad (\text{III.11})$$

Par conséquent, nous nous concentrons sur la technique de contrôle adaptatif du courant en mode de conduction continue (CCM). De sorte que, l'expression de la variation de courant  $\Delta I_L$ , en fonction de la tension d'entrée  $V_e$ , de la tension de sortie  $V_s$ , de la fréquence de commutation  $f_w$  et de la valeur de l'inductance  $L$ , peut être indiquée comme suit :

$$\Delta I_L = \frac{(V_e - V_s)}{L \cdot f_w} \cdot \left( \frac{V_s}{V_e} \right) \quad (\text{III.12})$$

##### 4.1.2 Résultats de simulation et analyses de stabilité

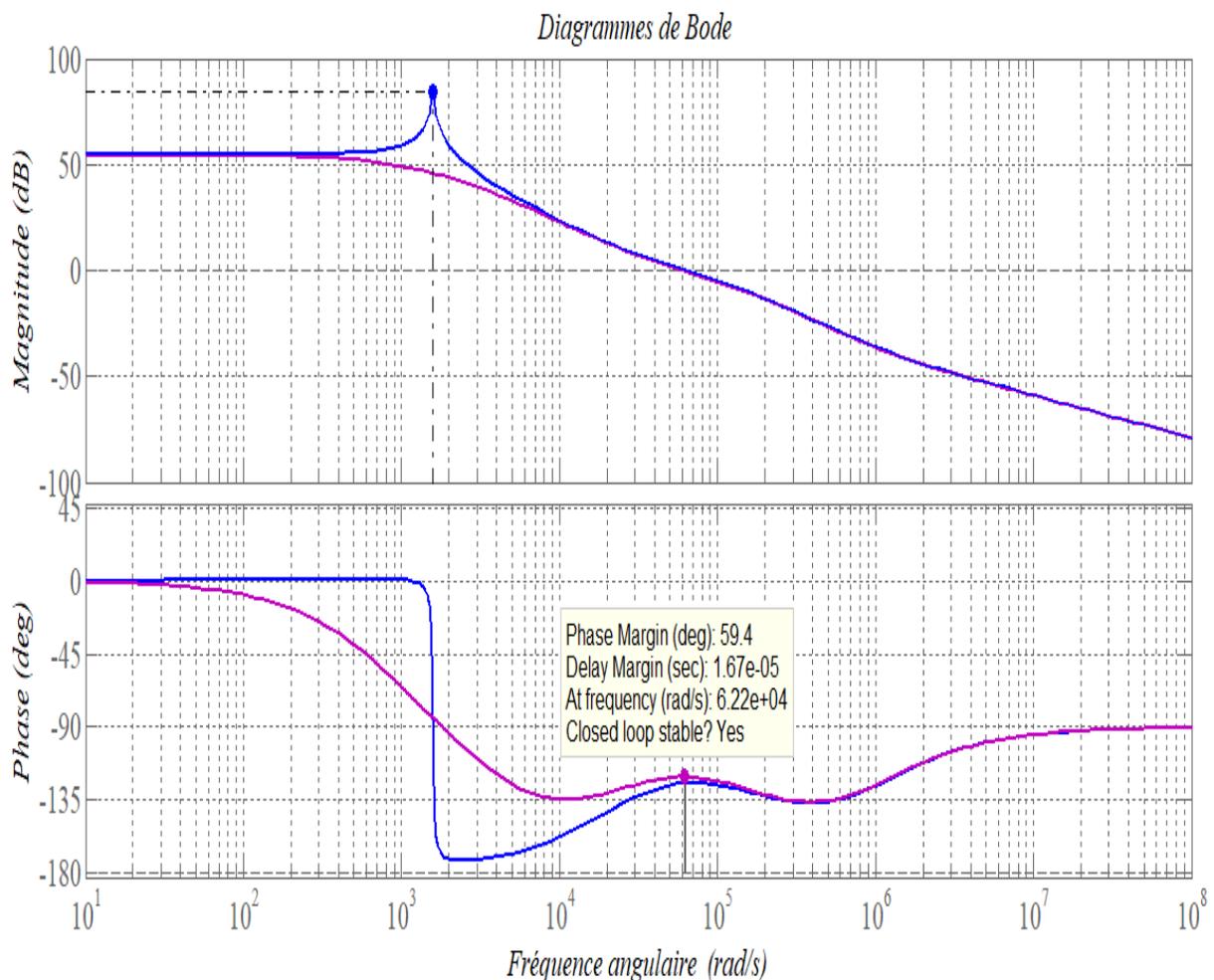
La **Figure III.9** montre les diagrammes de Bode du système en boucle fermée. L'amplitude de la fonction de transfert de la tension de la source CC à la tension de sortie est représentée sous forme de réponse en fréquence. La magnitude a été choisie pour donner une fréquence de coupure de 62 kHz, la marge de phase étant de 59,4°. La pente de la courbe de gain au niveau

du croisement doit être faible plutôt que forte. Une forte pente à la fréquence de croisement pourrait nous rapprocher dangereusement de l'instabilité.

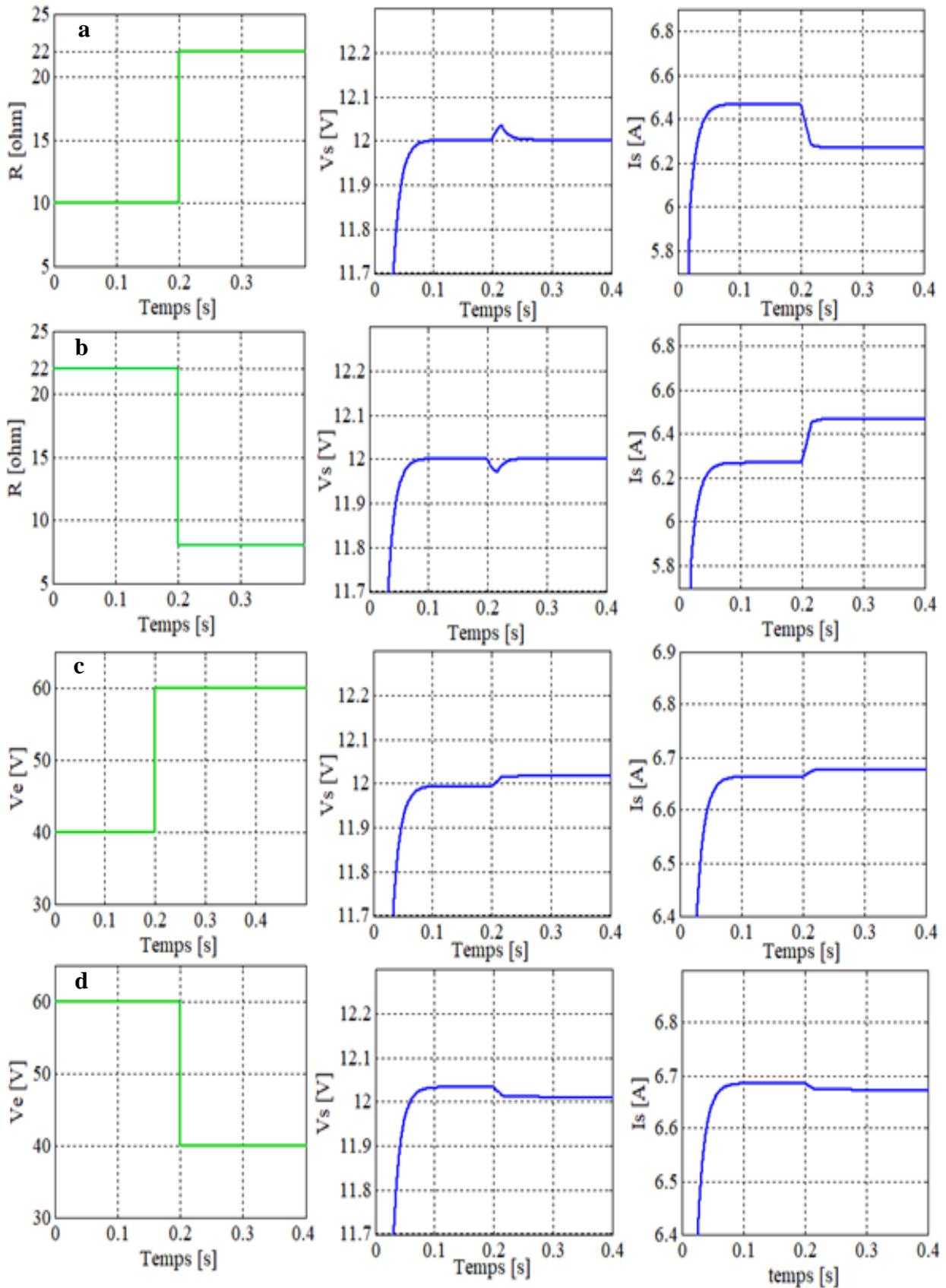
La performance du contrôleur proposé est évaluée dans une large gamme de points de fonctionnement en soumettant le système de convertisseur Buck aux situations suivantes :

- ❖ Variation de la résistance de la charge
- ❖ Variation de la tension d'entrée
- ❖ Variation de la tension de sortie de référence

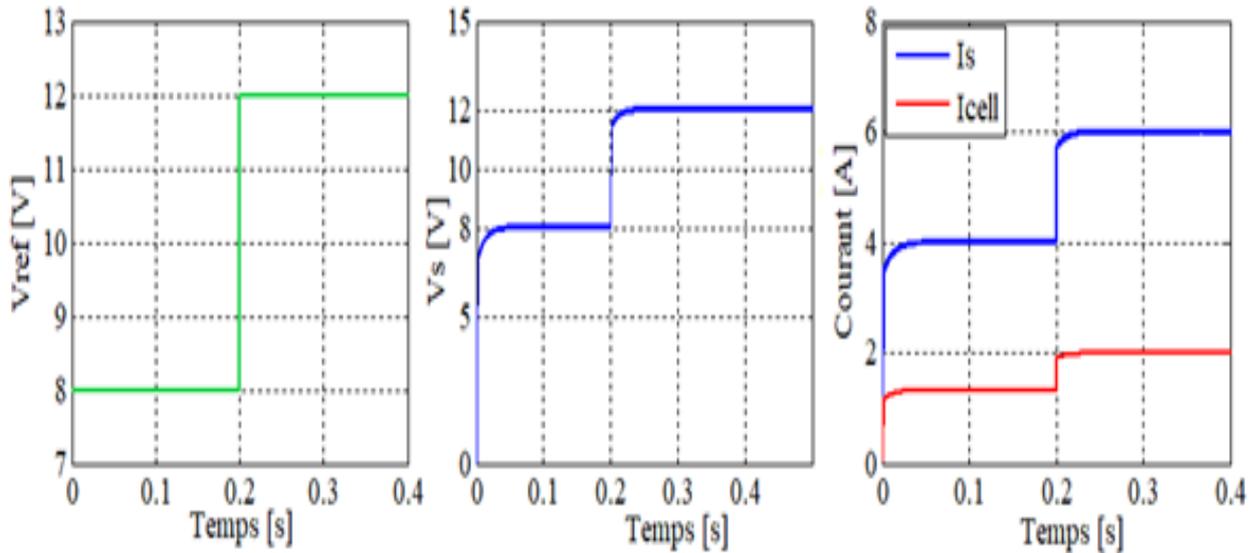
À travers les résultats de la simulation de courant de sortie illustrés par la **Figure III.10** et la **Figure III.11**, nous pouvons révéler que le contrôleur de la modulation d'hystérésis à bande fixe basée sur le mode glissant compense une chute transitoire de manière douce.



**Figure III.9.** Le diagramme de Bode du convertisseur en boucle fermée avec un contrôleur de modulation d'hystérésis à bande fixe basé sur le mode glissant.



**Figure III.10.** Réponse de la tension de sortie  $V_s$  et le courant de sortie  $I_s$  du convertisseur aux changements paramétriques. (a) et (b) Augmentation/diminution de la charge  $R$  de  $10 \Omega$  à  $22 \Omega$ . (c) et (d) Augmentation/diminution de la tension d'entrée  $V_e$  de  $40V$  à  $60 V$ .



**Figure III.11.** Réponse de la tension de sortie  $V_s$  et le courant de sortie  $I_s$  du convertisseur lors d'une variation de la tension de référence  $V_{ref}$  de 8 V à 12 V.

Le convertisseur commandé par mode glissant (SM) basés sur la modulation d'hystérésis (HM) souffrent généralement d'une variation significative de la fréquence de commutation lorsque la tension d'entrée et la charge de sortie varient. Ceci n'est pas souhaitable car cela conduit à des filtres surdimensionnés pour le convertisseur.

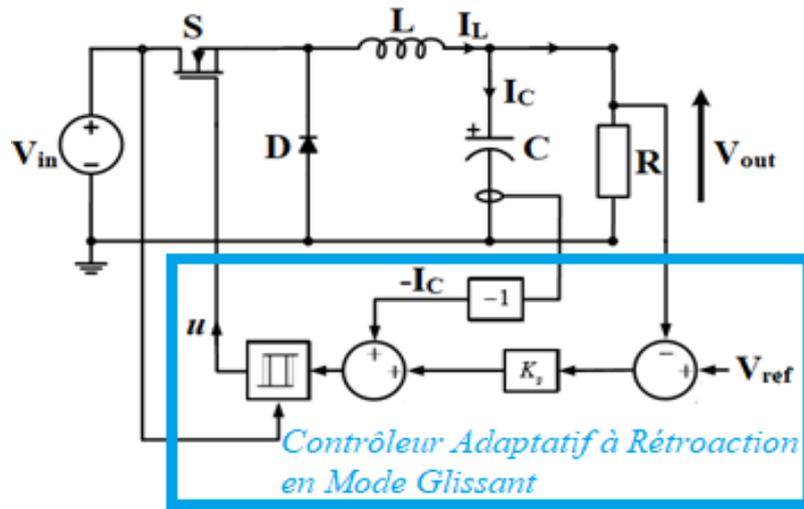
## 4.2. Modulation d'hystérésis à bande passante variable

### 4.2.1 Conception de la bande variable

La commande est appliquée en même temps sans déphasage aux trois cellules topologiquement identiques d'un convertisseur non-isolé et asynchrone. L'objectif est de fixer la fréquence de commutation du convertisseur en se référant à une approche de rétroaction adaptative. Pour cela, nous intégrons un modulateur à hystérésis et nous développons une fonction de bande d'hystérésis variable pour atténuer le phénomène de non-linéarité du mode glissant conventionnel. Ensuite, nous appliquons une technique de contrôle adaptatif du courant de retour pour dépasser le dilemme de la fréquence de commutation variable.

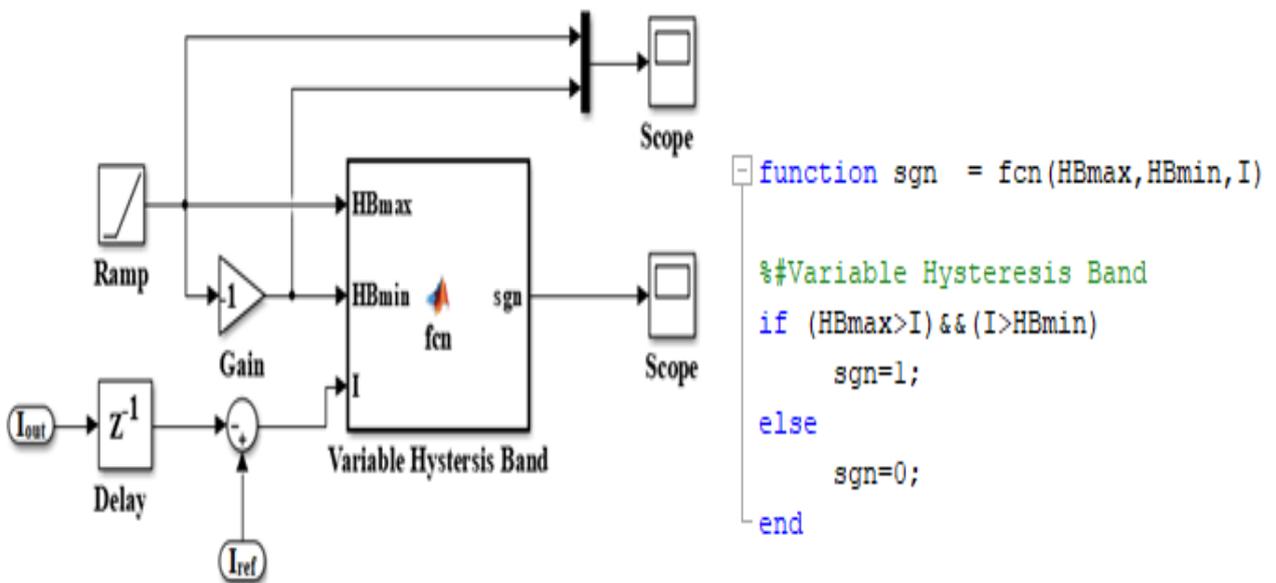
Toujours dans le but d'assurer le fonctionnement à fréquence fixe du modulateur d'hystérésis proposé, une exigence est imposée, et que la bande passante d'hystérésis doit la satisfaire, est :

$$B_{\text{Variable-Width}} = \frac{\Delta I_s}{2} = \frac{(V_e - V_s)}{2 \cdot L \cdot fw} \cdot \left( \frac{V_s}{V_e} \right) \quad (\text{III.13})$$

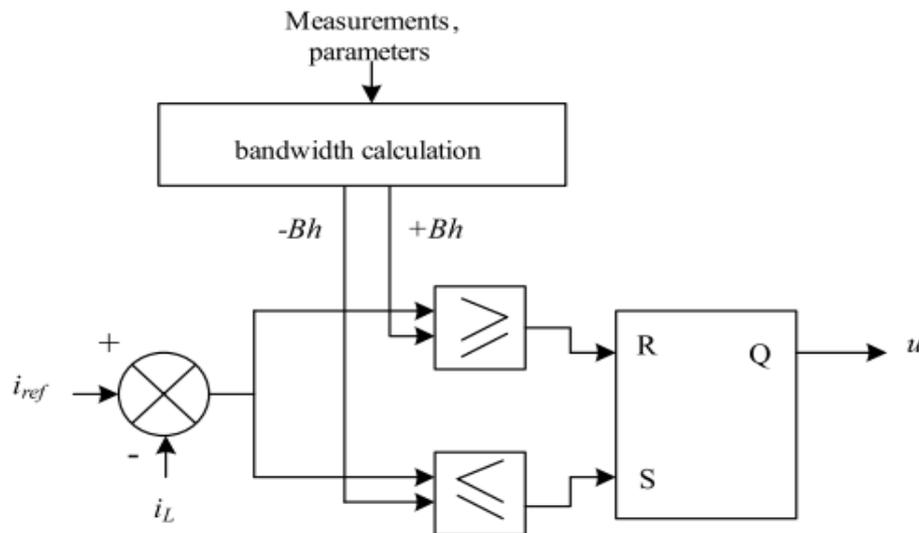


**Figure III.12.** Le schéma de control de la modélisation d’hystérésis à bande variable basé sur le mode glissant.

Le schéma de commande du convertisseur montré à la **Figure III.12** a deux modes de fonctionnement : l'un lorsque les trajectoires d'erreur sont à l'extérieur de la couche limite et l'autre lorsqu'elles sont à l'intérieur de la couche limite. La couche limite, qui varie dans le temps, est formée par un signal de rampe de fréquence ( $f_w = 1/ T$ ). Les limites de cette couche correspondent aux valeurs maximale et minimale de la rampe. Au début de chaque cycle de commutation, nous déterminons si les trajectoires d'erreur se trouvent dans les limites de la rampe variable dans le temps et, sur cette base, nous déterminons quel est le mode de fonctionnement, comme l'explique la **Figure III.13** et la **Figure III.14**.



**Figure III.13.** Simulation de la bande d’hystérésis variable avec son code sous l’environnement MATLAB®.



**Figure III.14.** Principe de la régulation de la bande variable d’hystérésis.

#### 4.2.2 Résultats de simulation et analyses de stabilité

Le tracé du gain et de la phase sont présentés à la **Figure III.15**. La fréquence de croisement, est de 63 kHz et la marge de phase est de  $119^\circ$ . L'amplitude est réduite de plus de 50 dB sur toute la gamme de fréquences par rapport aux résultats de la **Figure III.9**. Noter bien que la marge de gain n'est pas définie pour un système du deuxième ordre.

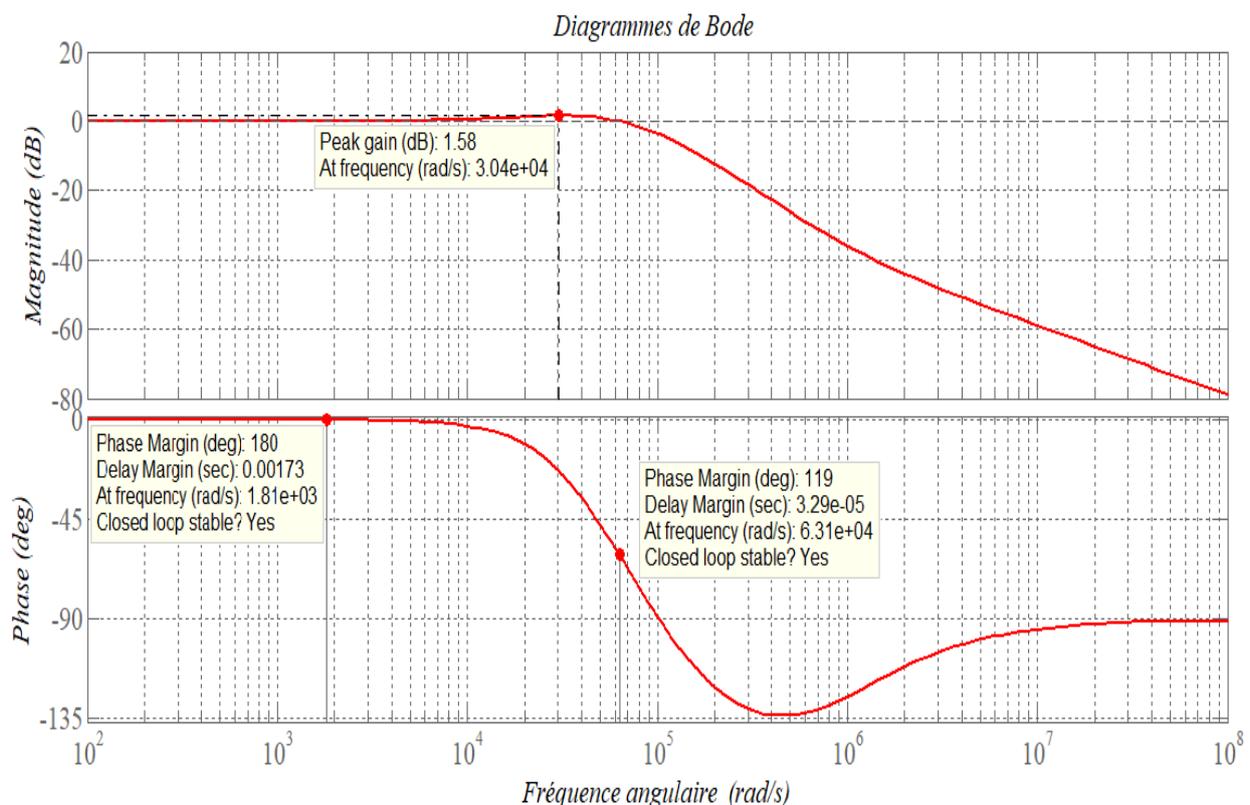
Dans cette partie, et pour étudier correctement le comportement du convertisseur multicellulaire CC-CC à boucle fermée et l'évaluation de sa performance dans des conditions stables et dynamiques, plusieurs testes de robustesse ont été effectués pour analyser la sensibilité des stratégies mis en œuvre vis aux variations des paramètres du convertisseur.

La **Figure III.16** indique la réponse de la tension de sortie  $V_s$  et le courant de sortie  $I_s$  du convertisseur aux changements paramétriques. Il semble clair que le système fonctionnant avec le contrôleur en mode glissant combiné à une modulation d’hystérésis à bande variable obtient un meilleur compromis passant du régime transitoire au régime stationnaire. Ainsi, sa réponse de transition est plus lisse, plus stable, sans dépassement et avec moins d’oscillations comparé au contrôleur de modulation d’hystérésis à bande fixe base en mode glissant.

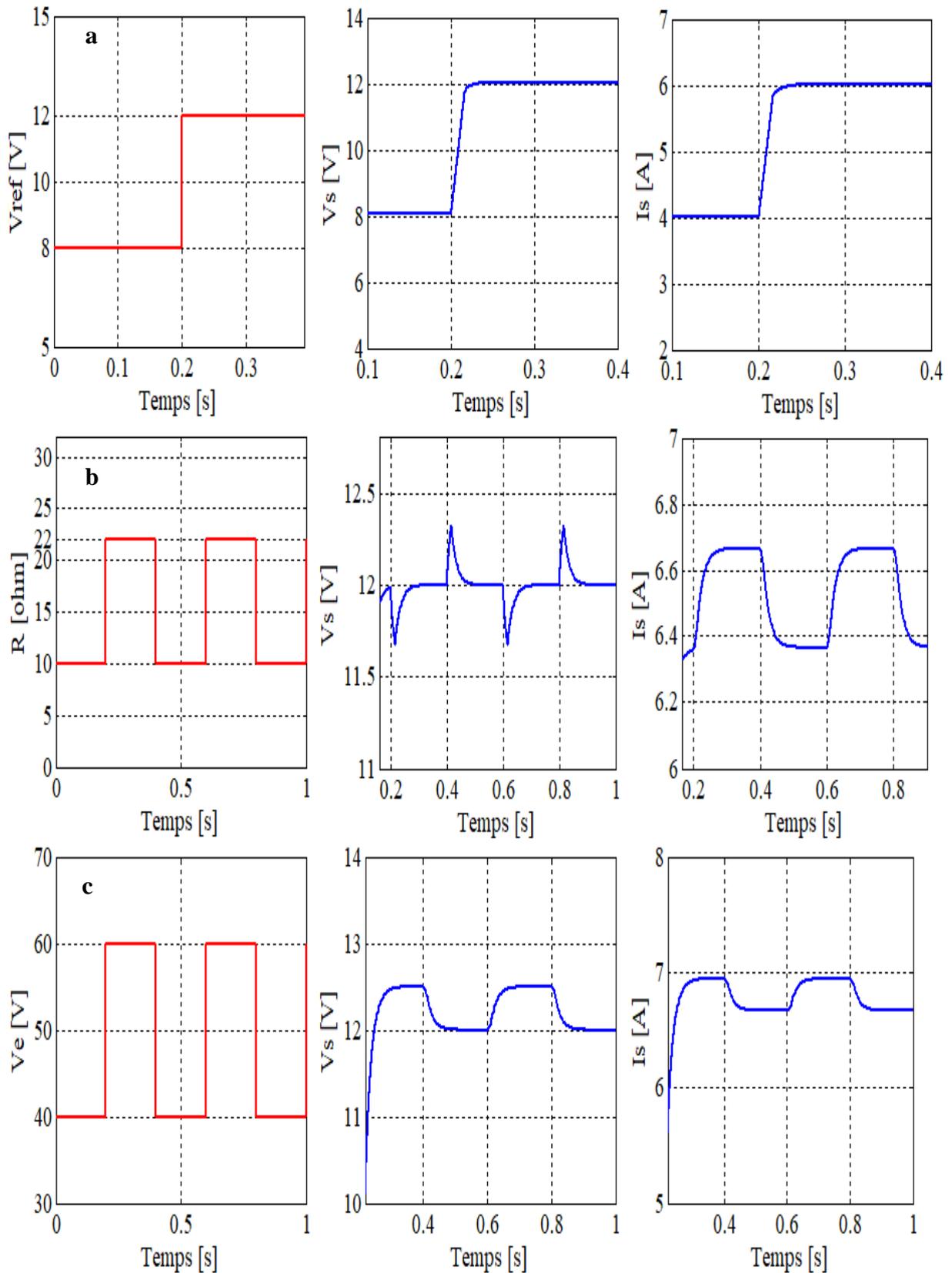
La **Figure III.16 (a)** présente la réponse de la tension de sortie et la réponse de courant de charge de sortie lorsque le système subit une modification de la référence de sortie allant de 8 V à 12 V. La commutation d'une valeur à une autre est presque similaire est caractérisée par une grande précision avec un temps de transition relativement court. La **Figure III.16 (b)** montre que, au cours d'une augmentation / diminution de la résistance toutes les 0,2s, la réponse de la tension de sortie en boucle fermée présente une chute transitoire indésirable qui

de quelques secondes suivies brusquement par un état d'équilibre. La **Figure III.16 (c)** illustre la réponse de la tension de sortie et la réponse de courant de charge de sortie lorsque le système subit une modification de l'alimentation, chaque 0,2 s, elle varie entre 40 et 60 V et la tension de sortie est régulée à 12 V. On remarque une légère augmentation de l'amplitude, toutefois, la tension de sortie et le courant de charge de sortie varient autour de la valeur de référence.

Les simulations effectuées montrent des résultats extrêmement encourageants en ce qui concerne l'efficacité et la robustesse de suivi de la référence, la loi de contrôle permet un rejet plus rapide de l'effet de changement de la charge. Ces résultats démontrent l'effectivité du contrôle de mode coulissant pour un tel type de convertisseur et principalement pour une application de véhicule électrique. Les réponses font apparaître une réponse très amortie, cohérente avec les diagrammes de Bode. Cette constatation souligne la contribution clé de notre travail : nous obtenons une grande réduction de la variation de la fréquence de commutation grâce à la technique suggérée.



**Figure III.15.** Le diagramme de Bode du convertisseur en boucle fermée avec un contrôleur de modulation d'hystérésis à bande variable basé sur le mode glissant.

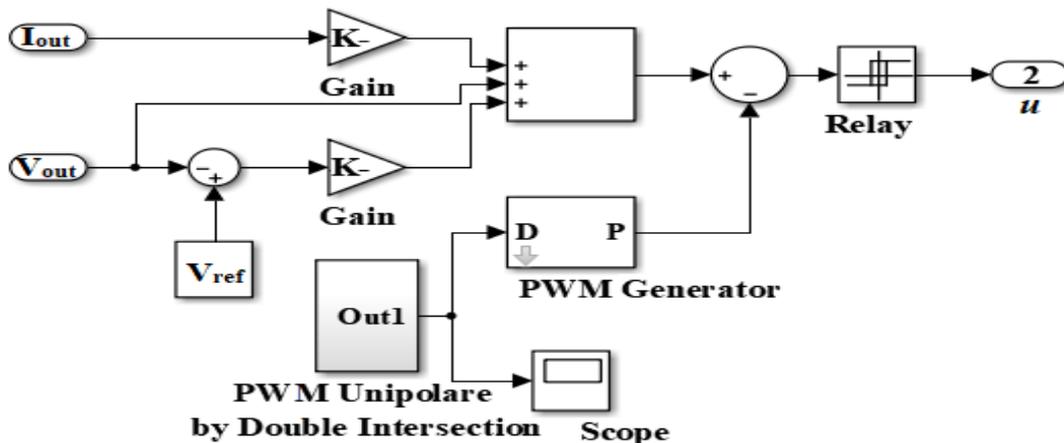


**Figure III.16.** Réponse de la tension de sortie  $V_s$  et le courant de sortie  $I_s$  du convertisseur aux changements paramétriques. (a) Variation de la tension de référence  $V_{ref}$  de 8 V à 12 V. (b) Augmentation/diminution de la charge  $R$  de 10  $\Omega$  à 22  $\Omega$ . (c) Augmentation/diminution de la tension d'entrée  $V_e$  de 40V à 60 V.

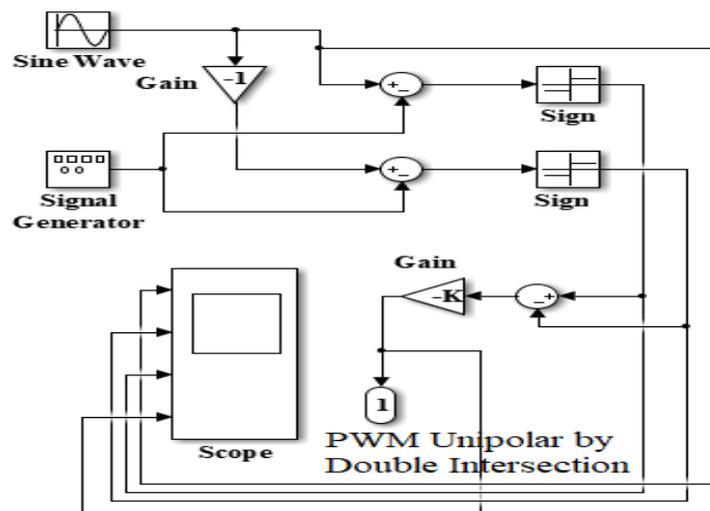
## 5. CONTRÔLEUR MLI BASÉ EN MODE GLISSANT

### 5.1. Simulation de la stratégie de commande

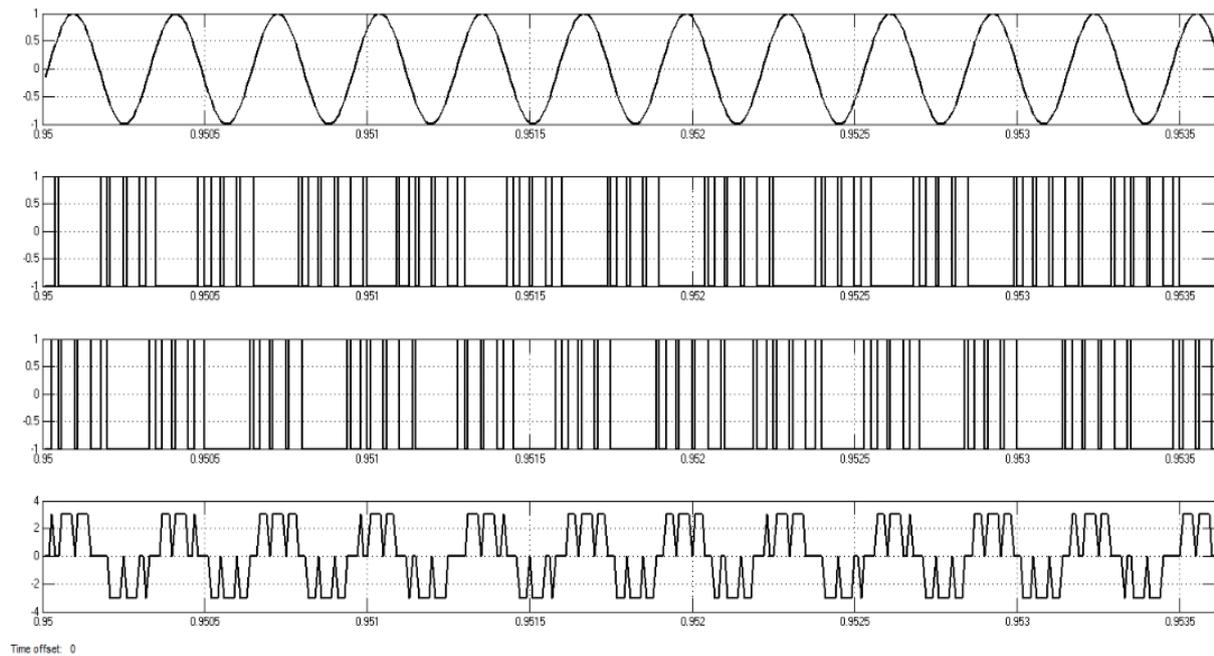
Le régulateur à base de MLI à fréquence fixe est une forme traduite du régulateur à base de HM [76], cette technique a amélioré le comportement dynamique et elle est capable de faire face aux variations de la tension d'entrée et de la charge, ainsi qu'assurer la stabilité dans toutes les conditions de fonctionnement [77]. La méthode utilisée dans la conception de contrôleur MLI non linéaire consiste à supposer un modèle à grand signal du convertisseur au début de la dérivation. Ainsi, l'approche consiste à incorporer un schéma MLI à fréquence fixe qui est effectivement une variante du contrôle SM. Dans ce cas, la commande MLI du rapport cyclique peut être directement appliquée à la mise en œuvre du contrôleur SM. Nous proposons un contrôleur adaptatif comme le montre la **Figure III.17**, la **Figure III.18** et la **Figure III.19**.



**Figure III.17.** Schémas du contrôleur MLI basé en mode glissant.



**Figure III.18.** Le contrôleur MLI à double intersection simulé en utilisant MATLAB® Tools.



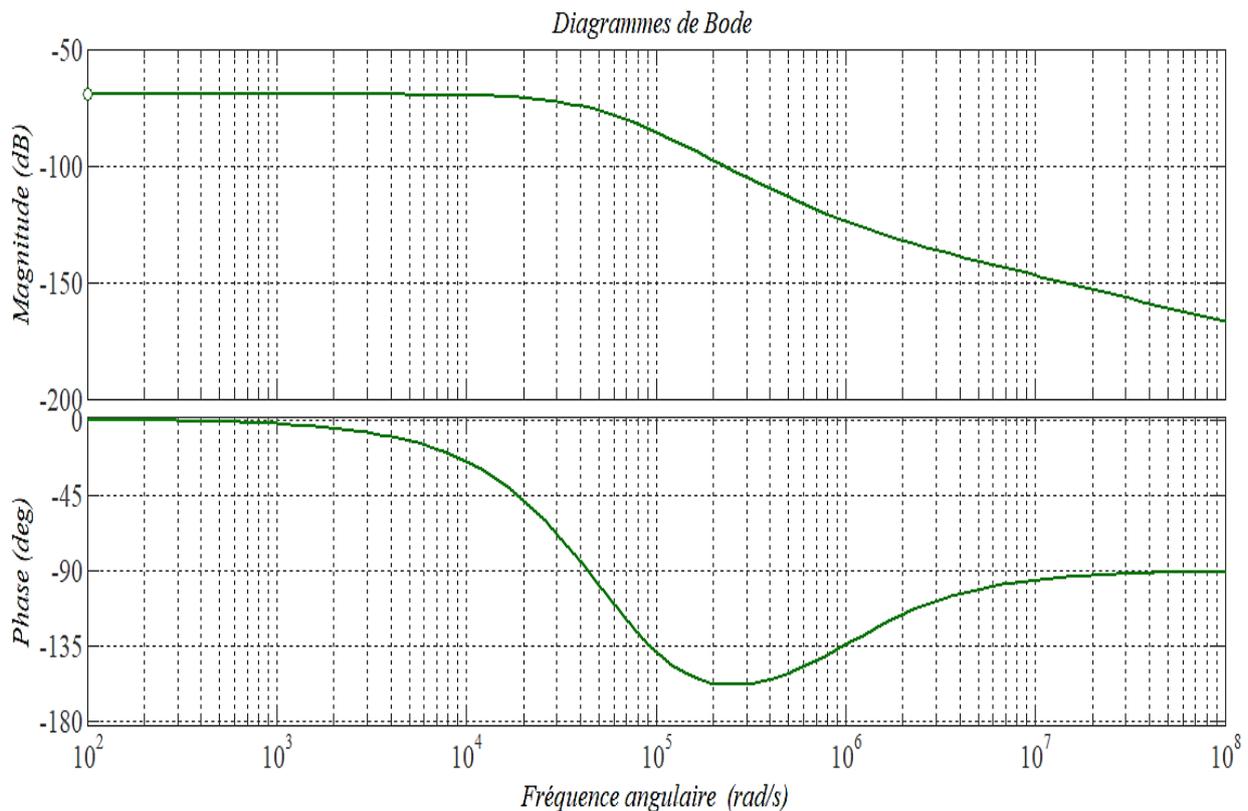
**Figure III.19.** MLI unipolaire par double intersection à partir d'une onde sinusoïdale et d'une impulsion bipolaire.

## 5.2. Résultats de simulation et analyses de stabilité

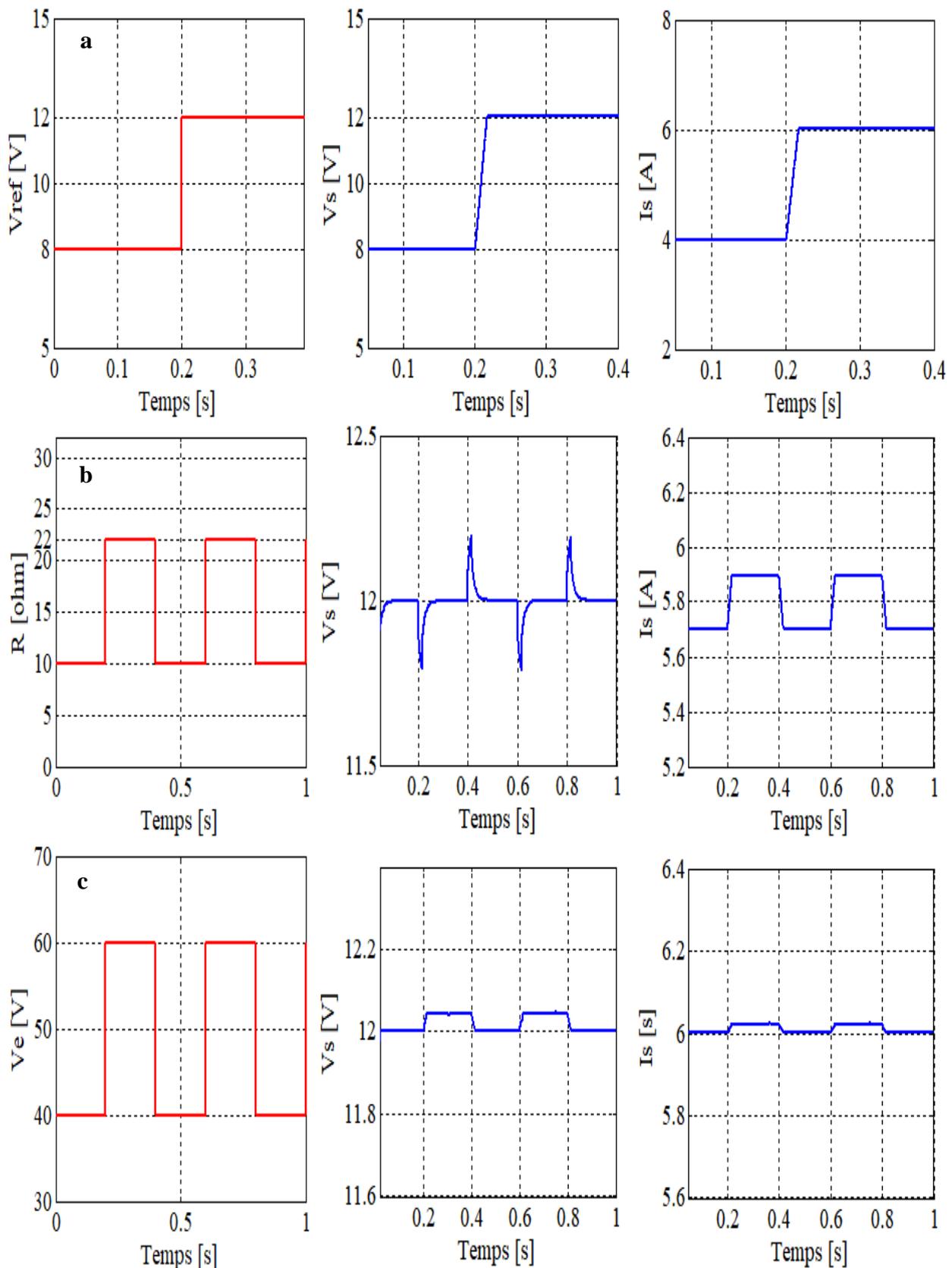
Un contrôleur MLI est ajouté à une fréquence plus élevée pour fournir une fréquence de croisement et une marge de stabilité satisfaisantes. Le diagramme de Bode de la **Figure III.20** permet de relever une fréquence de croisement de  $200 \text{ KHz.s}^{-1}$ , deux fois plus élevée de la fréquence de commutation et une marge de phase de  $10^\circ$ , ce qui justifie la réponse amortie obtenue. La fréquence de croisement de la boucle de commande est généralement limitée à environ un dixième de la fréquence de commutation, car cela permet d'obtenir un compromis acceptable entre la vitesse de réponse et la prévention des instabilités liées à la fréquence de commutation. Les résultats en termes d'évaluation de la stabilité face à la variation des paramètres du système sont illustrés dans la **Figure III.21**. Cette figure reproduit la réponse de la tension de sortie pour le contrôleur de modulation de la largeur d'impulsion unipolaire à double intersection basé sur le mode glissant. Cette technique de contrôle génère un signal oscillant. Bien qu'ayant une excellente précision et un bon suivi de la ligne de référence, elle indique une variation dans l'amplitude des oscillations, avec un dépassement. La **Figure III. 21 (a)** montre un très bon suivi de la valeur de référence qui change de 8 V à 12 V dans un régime stable. La réponse de la tension de sortie en boucle fermée interagissant avec la MLI unipolaire à l'aide d'un SMC à double intersection présente une chute transitoire indésirable qui dure quelques secondes et perturbe la régularité de la tension de sortie, suivie

soudainement d'un état stationnaire, comme le montrent la **Figures III. 21 (b)**. Lorsque le système subit un changement de la source d'alimentation à 0,2 seconde, les réponses de la tension de sortie et du courant de charge de sortie pour les boucles de contrôle sont illustrées à la **Figure III. 21 (c)** ( $V_e$  varié de 40 V à 60 V). Les oscillations augmentent après 0,2 seconde, et la tension de sortie et le courant de charge de sortie fluctuent autour des valeurs de référence.

En outre, les réponses dynamiques du SMC à base de PWM et du SMC à base de HM qui fonctionnent tous les deux à une fréquence de commutation constante ne se diffèrent pas d'une manière significative. Rappelons que dans un système non linéaire commandé par SM, le comportement dynamique est principalement déterminé par les coefficients de glissement. Pour les deux types de techniques de commande, les réponses dynamiques sont similaires, car elles ont le même ensemble de coefficients glissants et fonctionnent dans la même fréquence de commutation. Les mêmes résultats montrent clairement les zones où des différences ont été trouvées entre les deux stratégies.



**Figure III.20.** Diagramme de Bode du convertisseur à MLI unipolaire par double intersection basé sur le mode glissant.



**Figure III.21.** Réponse de la tension de sortie  $V_s$  et le courant de sortie  $I_s$  du convertisseur aux changements paramétriques. (a) Variation de la tension de référence  $V_{ref}$  de 8 V à 12 V. (b) Augmentation/diminution de la charge  $R$  de 10  $\Omega$  à 22  $\Omega$ . (c) Augmentation/diminution de la tension d'entrée  $V_e$  de 40V à 60 V.

## 6. COMPARAISON ENTRE LES DIFFÉRENTES STRATÉGIES DE COMMANDE

Dans cette section, nous allons présenter quelques résultats qui vont nous permettre de comparer le fonctionnement des stratégies de contrôle présentées. Comme nous l'avons montré précédemment, l'implantation des commandes s'effectue sur trois cellules de commutation connectées en parallèle d'un convertisseur Buck unidirectionnel.

Pour simplifier l'écriture, nous admettons que :

Contrôleur 1 : la modulation d'hystérésis à bande variable basé en mode glissant.

Contrôleur 2 : la modulation d'hystérésis à bande fixe basé en mode glissant.

Contrôleur 3 : la modulation de la largeur d'impulsion basé en mode glissant.

Les résultats obtenus avec la stratégie proposée du contrôleur 1 présentent une réponse optimale en régime permanent. La fréquence de commutation est maintenue fixe et les réponses en régime dynamique sont rapides et le courant présente des oscillations assez réduites sans aucune perturbation lors des régimes transitoires du courant de sortie  $I_s$ . Néanmoins les oscillations du courant de sortie de celles obtenus avec le contrôleur 2 sont de grandes amplitudes. Ainsi, les simulations montrent que contrôleur 1 a réussi à fixer la fréquence de commutation là où le contrôleur 3 a manqué de performances.

A titre de comparaison et d'après le **Tableau III.2**, le **Tableau III.3** et le **Tableau III.4**, on attire les remarques suivantes :

- ✓ Les performances du contrôleur 2 sont meilleures, du point de vue du temps de réponse, pour la tension de sortie.
- ✓ Une évolution « plus douce » du courant circulant dans l'inductance avec le contrôleur 1, ce qui est assez logique car cette méthode fait intervenir un retour en tension mais aussi en courant.
- ✓ De plus, nous pouvons distinguer un pic de courant pour la loi du contrôleur 2 qui n'est pas présent ni dans le contrôleur 1, ni dans le contrôleur 3 en raison de la méthode régulation du courant directe.

Finalement, d'après les comparaisons des lois régulateur, nous pouvons constater que la loi du contrôleur 1, possède les meilleures performances parmi toutes les approches présentées dans cette thèse.

Sur ces tableaux, nous pouvons valider les meilleurs résultats obtenus à partir des stratégies proposées.

**Tableau III. 2.** Performances comparées en cas de changement de charge.

<i>Spécifications</i>	<i>Variation de la Charge</i>		
	<b>Contrôleur 1</b>	<b>Contrôleur 2</b>	<b>Contrôleur 3</b>
<i>Temps de compensation</i>	0.015 s	0.01 s	0.02 s
<i>La largeur de la chute</i>	0.13 V	0.22 V	0.38 V
<i>Amplitude d'oscillations</i>	$\pm 0.1$ V	$\pm 0.15$ V	$\pm 0.15$ V
<i>Temps de réponse</i>	0.03 s	0.02 s	0.02 s

**Tableau III. 3.** Performances comparées en cas de changement de la tension d'entrée.

<i>Spécifications</i>	<i>Variation de la Tension d'Entrée</i>		
	<b>Amplitude d'oscillations</b>		
	<b>Contrôleur 1</b>	<b>Contrôleur 2</b>	<b>Contrôleur 3</b>
<i>Pour <math>t &lt; 0.2</math> s</i>	$\pm 0.05$ V	$\pm 0.14$ V	$\pm 0.12$ V
<i>Pour <math>t &gt; 0.2</math> s</i>	+0.2 V -0.15 V	+0.3 V -0.15 V	$\pm 0.15$ V

**Tableau III. 4.** Performances comparées en cas de changement de la tension de référence.

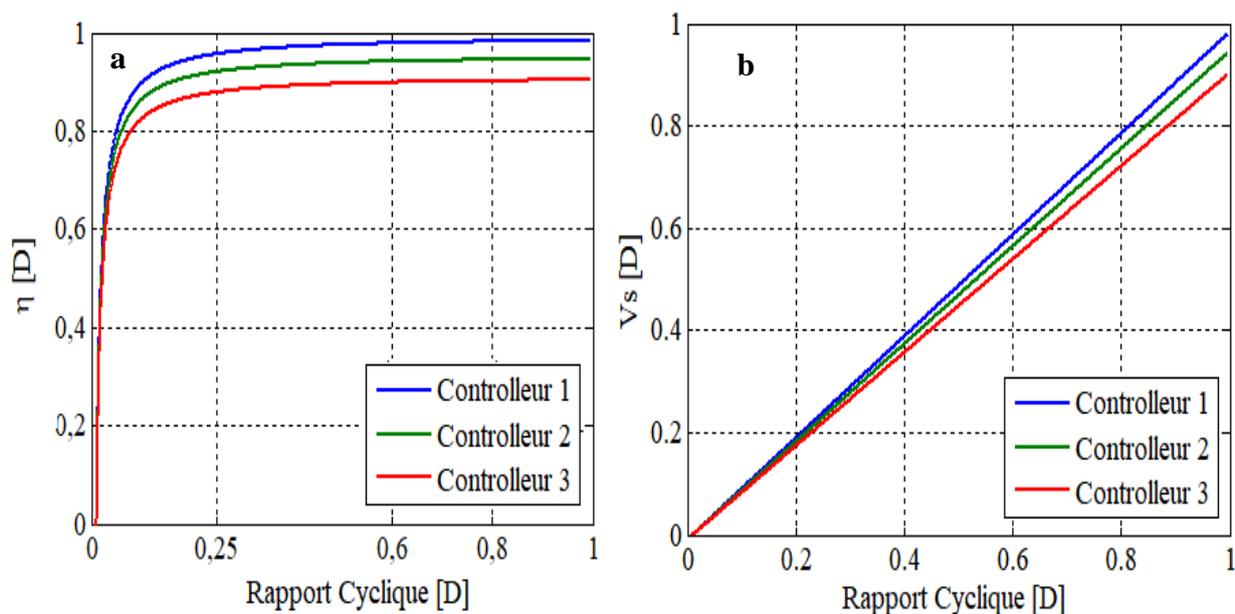
<i>Specifications</i>	<i>Variation de la Tension de Référence</i>		
	<b>Contrôleur 1</b>	<b>Contrôleur 2</b>	<b>Contrôleur 3</b>
<i>Temps de transition</i>	0.015 s	0.015 s	0.03 s
<i>Amplitude d'oscillations</i>	$\pm 0.08$ V	$\pm 0.14$ V	$\pm 0.12$ V

Dans la **Figure III.22** et pour le contrôleur 1, le rendement du convertisseur multicellulaire parallèle (courbe en bleu) dépasse le rendement d'un convertisseur du contrôleur 3 ( courbe en rouge) au-dessus d'un rapport de conversion de 0,5. Pour le contrôleur 2 (courbe en vert), cependant, le rendement du convertisseur est supérieur à celui du contrôleur 3 au-dessus d'un

rapport de conversion de 0,65. Le faible rendement du convertisseur peut être attribué aux pertes de puissance dynamiques des MOSFET de puissance. Les convertisseurs multicellulaires parallèles ont tendance à atteindre des rendements plus élevés sur une plus large gamme de rapports de conversion.

Notez qu'à partir d'un rapport de conversion de 0,8, la marge entre les rendements énergétiques du convertisseur augmente. Ce qui prouve que le contrôleur 1 reste efficace pour les forts rapports de conversion. Pour un rapport de conversion de 0,25, le rendement du convertisseur avec le contrôleur 1, le contrôleur 2 et le contrôleur 3 sont respectivement 95%, 92%, et 87%.

De tous ces résultats, on peut donc dire qu'avec un contrôleur de modulation d'hystérésis à bande variable basé en mode glissant le système atteint l'équilibre optimal entre les régimes transitoire et stationnaire et il est capable de faire face aux variations de la tension d'entrée et de la charge, ainsi d'assurer la stabilité dans toutes les conditions de fonctionnement.



**Figure III.22.** (a) Le rapport de conversion de la tension de sortie. (b) L'efficacité du convertisseur multicellulaire parallèle.

## 7. CONCLUSION

Trois méthodes de contrôle couramment utilisées pour le convertisseur CC-CC multicellulaire parallèle sont décrites et comparées. On constate que la commande d'hystérésis à bande passante variable basé en mode glissant est favorisée car elle offre des performances supérieures tant dans le rejet des perturbations de la tension de source que dans

la réponse aux transitoires de charge avec un suivi de tension de sortie grandement souhaité et également elle fournit une efficacité élevée.

De plus, ce contrôleur est plus rapide au point que le temps de réponse à 5% est principalement court. Sa précision dynamique appropriée se caractérise par zéro dépassement au cours du régime transitoire de la réponse de la tension de sortie, contrairement au contrôleur d'hystérésis à bande fixe basé en mode glissant qui accède un dépassement de 2,5%. Les différentes techniques de contrôle fournissent des performances similaires, elles ont amélioré la conduite dynamique et elles peuvent s'adapter à des variétés de tension et de charge. L'utilisation de la modulation de l'hystérésis à bande passante variable et la fixation de la fréquence de commutation conduit à une dynamique à grande échelle.

Les simulations effectuées montrent des résultats très prometteurs en termes de performances de suivi de référence et de robustesse. Ils prouvent la pertinence du contrôle par mode glissant pour ce type de système. Sans oublier que la mise en parallèle de cellules de commutation favorise l'augmentation du courant de sortie, avec une réduction de ses oscillations par rapport aux oscillations des courants de chaque phase.

## *CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES*

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a traité de la modélisation, la commande et la simulation des convertisseurs multicellulaires parallèles. Nous nous sommes aussi intéressés aux réponses des états dynamiques du convertisseur en utilisant les différentes techniques de contrôle. Dans le premier chapitre, on positionne l'état de l'art vis-à-vis quelques généralités sur les véhicules électriques (VE), on présente, quelques préliminaires sur les véhicules électriques, leurs architectures, les principaux éléments les constituant ainsi que leurs systèmes de conversion et nous avons également mis en exergue l'intérêt des convertisseurs multicellulaires parallèles. Dans le deuxième chapitre, l'intérêt s'est porté sur la modélisation des convertisseurs multicellulaires parallèles et leurs intégrations dans la partie basse tension des véhicules électriques, notamment celles liées au système de conversion d'énergie interfaçant le bloc dual-batteries 48V/12V pour les applications de véhicule électrique. Les travaux actuels ont comparé les performances obtenues en termes de précision, vitesse et robustesse, avec celles des autres stratégies de commande en boucle fermée. Ce qui ouvre aussi un large champ d'investigation en diagnostic des convertisseurs de puissance. En effet, ces convertisseurs permettent, en jouant sur la modularité, de s'adapter aisément à un cahier des charges donné, d'améliorer la qualité de l'énergie fournie, de limiter le sur-échauffement des cellules et donc de réduire les pertes. La grande partie du chapitre est consacré à la synthèse d'une loi de commande dans le but d'un meilleur fonctionnement à des fréquences de commutations fixes et une meilleure efficacité. En effet, nous nous sommes intéressés à l'analyse de performances, la robustesse et la stabilité des plusieurs stratégies de commande. Ces derniers sont basés sur le contrôleur en mode glissant, elles veillent à la régulation de la tension de sortie et du courant de la charge du convertisseur multicellulaire parallèle. Les résultats de simulations ont permis de mettre en évidence les performances et la robustesse de des lois de commande proposées. Une commande en mode glissant basé sur une modélisation d'hystérésis à bande variable est développée pour optimiser le contrôle et la régulation des variables d'état. Les simulations effectuées montrent des résultats très prometteurs en termes

de performances de suivi de référence et de robustesse. La modulation d'hystérésis à bande variable basé en mode glissant est favorisée car elle offre des performances supérieures tant dans le rejet des perturbations de la tension de source que dans la réponse aux transitoires de charge avec un suivi de tension de sortie grandement souhaité et également elle fournit une efficacité élevée de 95%.

Grâce à la simulation que nous avons réalisé sous MATLAB/Simulink, nous avons pu valider l'ensemble de nos méthodes de commande. A ce stade de nos travaux, de multiples perspectives de développement s'ouvrent à nous.

Parmi celles-ci, nous pouvons citer :

- ❖ Convertisseurs multicellulaires à topologie hybride « Série-Parallèle » : Pour des raisons socioéconomiques (par exemple couplage de différentes sources à énergie renouvelable), il sera nécessaire dans le futur de concevoir des convertisseurs de grande puissance combinant les performances des deux technologies « série » et « parallèle ».
- ❖ Convertisseurs multicellulaires éco-durables : Des études théoriques et pratiques sur la répartition de la chaleur avec les lois de commande seront nécessaires pour optimiser le rendement du convertisseur, limiter les pertes et donc d'optimiser son efficacité énergétique : L'action pourra être faite tout aussi bien dans la gestion du courant, qu'au niveau du refroidissement des composants de puissance.
- ❖ Les performances devront être testées pour les deux modes de fonctionnement : normal et dégradé

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Y. S. Kim C.-Y. Oh, W. Y. Sung, and B. K. Lee, "Topology and control scheme of OBC-LDC integrated power unit for electric vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 1731–1743, Mar. 2017
- [2] H. B. Kim and J. S. Kim, "Implement of high efficiency achievement algorithm of LDC for xEV based on GaN HEMT," *IEEE Transp. Electrific. Conf. Expo, Asia-Pac.*, 2019.
- [3] Z. Zhang, Y. Q.Wu, D. J. Gu, and Q. Chen, "Current ripple mechanism with quantization in digital LLC converters for battery charging applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 2, pp. 1303–1312, Feb. 2018.
- [4] H. Chen, X. Wu, and S. Shao, "A current-sharing method for interleaved high frequency LLC converter with partial energy processing," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 2, pp. 1498–1507, Feb. 2020.
- [5] M. Li et al., "Ultra-wide output voltage range dc power supply with multiple power modules series/parallel variable structure and automatic voltage/current sharing," in *IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2019,
- [6] Z. Jian-Jian, C. Yong, C. Zhang-Yong, and Z. Anjian, "Open-Switch Fault Diagnosis Method in Voltage-Source Inverters Based on Phase Currents," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 63619–63625, 2019.
- [7] V. H. V. Fnu, "Fault Tolerant Power Conversion System with Interleaved Hybridized Energy Storage Systems for a PMSM Traction Motor Drive in Electrified Powertain," *University of Michigan - Dearborn Thesis*, 2020.
- [8] A. Singh and J. VS, "Voltage Fed Full Bridge DC-DC and DC-AC Converter for HighFrequency Inverter Using C2000," *Texas Instruments*, Jan. 2018.
- [9] S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi, and A. B. Rad, "Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC-DC Power Converters: An Overview," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 117997–118019, 2019.
- [10] H. Li, X. Jiang, Y. Zou, and C. Liu, "A time-domain stability analysis method for paralleled LLC resonant converter system based on Floquet theory," *Microelectron. Reliab.*, vol. 114, p. 113849, Nov. 2020, doi: 10.1016/j.microrel.2020.113849.
- [11] W. Do, K. Eguchi, and A. Shibata, "An analytical approach for parallel switched capacitor converter," *Energy Reports*, vol. 6, pp. 338–342, Dec. 2020, doi: 10.1016/j.egy.2020.11.233.
- [12] S. Song, B. Zhang, X. Song, and Z. Zhang, "Neurocomputing Adaptive neuro-fuzzy backstepping dynamic surface control for uncertain fractional-order nonlinear systems R," vol. 360, pp. 172–184, 2019, doi: 10.1016/j.neucom.2019.06.014.
- [13] S. K. Pandey, S. L. Patil, D. Ginoya, U. M. Chaskar, and S. B. Phadke, "Control Engineering Practice Robust control of mismatched buck DC – DC converters by PWM-based sliding mode control schemes," *Control Eng. Pract.*, vol. 84, no. November 2018, pp. 183–193, 2019, doi: 10.1016/j.conengprac.2018.11.010.

- 
- [14] Ahmad M.W., Gorla N.B.Y., Malik H., Panda S.K. A fault diagnosis and postfault reconfiguration scheme for interleaved boost converter in pv-based system IEEE Transactions on Power Electronics, 36 (4) (2021), pp. 3769-3780
- [15] Y. Gao, J. Liu, G. Sun, M. Liu, and L. Wu, "Systems & Control Letters Fault deviation estimation and integral sliding mode control design for Lipschitz nonlinear systems ☆," Syst. Control Lett., vol. 123, pp. 8–15, 2019, doi: 10.1016/j.sysconle.2018.08.006.
- [16] S. Chakraborty, H. N. Vu, M. M. Hasan, D. D. Tran, M. El Baghdadi, and O. Hegazy, "DC-DC converter topologies for electric vehicles, plug-in hybrid electric vehicles and fast charging stations: State of the art and future trends," Energies, vol. 12, no. 8, 2019, doi: 10.3390/en12081569.
- [17] Isaac Chairez, Vadim Utkin, Electrocardiographically Signal Simulator Based on a Sliding Mode Controlled Buck DC-DC Power Converter, IFAC-PapersOnLine, Volume 55, Issue 9, 2022, Pages 419-424,
- [18] A. Mendoza-torres, N. Visairo, C. Nuñez, J. Armenta, and E. Rodríguez, "Control Engineering Practice Switching rule for a bidirectional DC / DC converter in an electric vehicle," Control Eng. Pract., vol. 82, no. October 2017, pp. 108–117, 2019, doi: 10.1016/j.conengprac.2018.09.023.
- [19] Rakshana N, "Citation: Rakshana N (2019) Charging Lead-Acid Batteries," J Electr Electron Syst, vol. 8, no. 1, p. 294, 2019, doi: 10.4172/2332-0796.1000294.
- [20] Y. Wu, Y. Huangfu, R. Ma, A. Ravey, and D. Chrenko, "A strong robust DC-DC converter of all-digital high-order sliding mode control for fuel cell power applications," J. Power Sources, vol. 413, pp. 222–232, Feb. 2019, doi: 10.1016/j.jpowsour.2018.12.049.
- [21] T. K. Nizami, A. Chakravarty, and C. Mahanta, "AC PT US CR," J. Franklin Inst., 2018, doi: 10.1016/j.jfranklin.2018.05.026.
- [22] P. Rankin and J. Lai, "Modeling and Design of a SiC Zero Common-Mode Voltage Three-Level DC/DC Converter," 2018.
- [23] P. Djondiné, "Overview of Control Techniques for Multicellular Converter 1 Introduction 2 Research Methodology," pp. 10–14, 2018, doi: 10.21272/jes.2018.5(1).e3.
- [24] M. Subbarao, C. Sai, and S. Satyanarayana, "Design and analysis of variable switching frequency controlled integrated switched mode power converter for class C & class D appliances," Ain Shams Eng. J., vol. 9, no. 4, pp. 2849–2858, 2018, doi: 10.1016/j.asej.2017.10.008.
- [25] S. Das, M. Salim, and P. Swarnkar, "ScienceDirect Design of integral sliding mode control for DC-DC converters," Mater. Today Proc., vol. 5, no. 2, pp. 4290–4298, 2018, doi: 10.1016/j.matpr.2017.11.694.
- [26] F. Engelkemeir, A. Gattozzi, G. Hallock, and R. Hebner, "Electrical Power and Energy Systems An improved topology for high power soft-switched power converters," Electr. Power Energy Syst., vol. 104, no. May 2017, pp. 575–582, 2019, doi: 10.1016/j.ijepes.2018.07.049.
- [27] B. B. Naik and A. J. Mehta, "Sliding mode controller with modified sliding function for DC-DC Buck Converter," ISA Trans., 2017, doi: 10.1016/j.isatra.2017.05.009.
- [28] F. S. Ardebili, "Nouvelles structures de conversion multi-cellulaires à base des transistors GaN pour la conversion DC-DC : applications au conditionnement des énergies renouvelables . To cite this version: HAL Id: tel-01649226 Farshid SARRAFIN-ARDEBILI Application au c," 2017.
- [29] T. Suntio, T. Messo, and J. Puukko, Teuvo Suntio Tuomas Messo Joonas Puukko Power Electronic Converters. 2017.
-

- 
- [30] Tamen Thapa Sarkar, Chitralekha Mahanta, Estimation Based Sliding Mode Control of DC-DC Boost Converters, *IFAC-PapersOnLine*, Volume 55, Issue 1, 2022, Pages 467-472, <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2022.04.077>.
- [31] Bo Long, PengJie Lu, Danny Zhan, Xin Lu, José Rodríguez, Josep M. Guerrero, Kil to Chong, Adaptive fuzzy fractional-order sliding-mode control of LCL-interfaced grid-connected converter with reduced-order, *ISA Transactions*, 2022, <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2022.06.022>
- [32] K. V. R. Swathi and G. V. N. Kumar, "Design of intelligent controller for reduction of chattering phenomenon in robotic arm : A rapid prototyping R," *Comput. Electr. Eng.*, vol. 0, pp. 1–15, 2017, doi: 10.1016/j.compeleceng.2017.12.010.
- [33] N. Allali, "Convertisseur haut rendement à dimensionnement réduit pour batterie hybridée puissance / énergie de véhicule électrique : Principe de source de courant contrôlée To cite this version : HAL Id : tel-01497404 DOCTEUR En Spécialité : Génie Électrique Par Nic," 2017.
- [34] R. Galván-Guerra, L. Fridman, J. E. Velázquez-Velázquez, S. Kamal, and B. Bandyopadhyay, "Continuous output integral sliding mode control for switched linear systems," *Nonlinear Anal. Hybrid Syst.*, vol. 22, pp. 284–305, 2016, doi: 10.1016/j.nahs.2016.05.007.
- [35] F. B. Blaabjerg, K. Z. Zhou, D. W. Wang, and Y. Y. Yang, *Periodic control of power converters*. 2016.
- [36] D. Guilbert, A. Gaillard, A. N. Diaye, and A. Djerdir, "Power switch failures tolerance and remedial strategies of a 4-leg floating interleaved DC / DC boost converter for photovoltaic / fuel cell applications," *Renew. Energy*, vol. 90, pp. 14–27, 2016, doi: 10.1016/j.renene.2015.12.054.
- [37] S. Junhong and S. Shenmin, "Three-dimensional guidance law based on adaptive integral sliding mode control," *Chinese J. Aeronaut.*, vol. 29, no. 1, pp. 202–214, 2016, doi: 10.1016/j.cja.2015.12.012.
- [38] H. Wen and B. Su, "Hybrid-mode interleaved boost converter design for fuel cell electric vehicles," *Energy Convers. Manag.*, vol. 122, pp. 477–487, 2016, doi: 10.1016/j.enconman.2016.06.021.
- [39] T. Séverin, "Contribution à l'étude de stabilité des convertisseurs à découpage monolithiques. Application à la téléphonie mobile," 2015.
- [40] P. Taylor et al., "Electric Power Components and Systems Adaptive Output Feedback Control of Interleaved Parallel Boost Converters Associated with Fuel Cell Adaptive Output Feedback Control of Interleaved Parallel Boost Converters Associated with Fuel Cell," no. May 2015, pp. 37–41, doi: 10.1080/15325008.2014.995280.
- [41] A. Menadi, S. Abdeddaim, A. Ghamri, and A. Betka, "Implementation of fuzzy-sliding mode based control of a grid connected photovoltaic system," *ISA Trans.*, vol. 58, pp. 586–594, 2015, doi: 10.1016/j.isatra.2015.06.009.
- [42] V. Dev, "MODELLING AND ADAPTIVE CONTROL OF A DC-DC BUCK CONVERTER MODELLING AND ADAPTIVE CONTROL OF A DC-DC BUCK CONVERTER," 2015.
- [44] W. Thammasiriroj, V. Chunkag, M. Phattanasak, S. Pierfederici, and B. Davat, "Electrical Power and Energy Systems Nonlinear single-loop control of the parallel converters for a fuel cell power source used in DC grid applications," *Int. J. Electr. POWER ENERGY Syst.*, vol. 65, pp. 41–48, 2015, doi: 10.1016/j.ijepes.2014.09.025.
- [45] N. Mutoh, M Nakanishi, M Kanesaki, and J. Nakashima, "EMI noise control methods suitable for electric vehicle drive systems," *IEEE Trans. Electromagnetic Comp.*, vol. 47, pp. 930-937, Nov. 2005.
-

- 
- [46] J. Schaub, C. Frenken, B. Holderbaum, B. Lindemann (FEV GmbH), P. Griefnow, R. Savelsberg (Lehrstuhl für Verbrennungskraftmaschinen VKA RWTH Aachen), O. Coppin (Valeo) : "FEV ECObrid – A 48 V Mild Hybrid Concept for Passenger Car Diesel Engines", International Engine Congress, Baden Baden, 2017.
- [47] "Fast-Charging the EV Market," Wolfspeed Power & RF, 25-Feb-2020.
- [48] "Vitesco Technologies and ROHM cooperate on silicon carbide power solutions,"ROHM, 04-Jun-2020
- [49] G. Chen, Y-S. Lee, S. Y. R Hui, D. Xu, and Y. Wang, "Actively clamped bidirectional flyback converter," IEEE Trans. Industrial Electron., vol. 47, pp.770-779. 2000.
- [50] A. Neffati. Stratégies de gestion de l'énergie électrique d'un système multi-source : décision floue optimisée pour véhicule électrique hybride. Thèse de doctorat, Université Toulouse III, Paul Sabatier, 2013.
- [51] WA. Mkahl, « Modeling and simulation of standalone photovoltaic charging stations for electric vehicles ». In XIII International Conference on Computer, Communication and Information Sciences and Engineering (ICCCISE), pages 72-80, 2015.
- [52] R.P. Joshi and A.P. Deshmukh. Hybrid electric vehicles : The next generation automobile revolution. In IEEE Electric and Hybrid Vehicles, pages 1–6, Dec. 18–20 2006.
- [53] A. Nouh. Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers. Thèse de doctorat, Université de Franche Comté, 2008.
- [54] J. Taube, L. Tippe, J. Fröschl, H.-G. Herzog: Concept for a 48V / 12V Power Rail with Integrated Power Converter and ECUs, Proceedings EEHE, page 83 – 94, ISBN-978-3-8169-3464-6, 2019.
- [55] Fengyan, W., Jianping, X., & Bin, W. Comparison Study of Switching DC-DC Converter Control Techniques, Proceedings of International Conference on Communications, Circuits & Systems, pp. 2713-2717, 2006.
- [56] I. Husain, Electric and Hybrid Electric Vehicles: Design Fundamentals, CRC Press, 2003.
- [57] R K. Jurgen, Automotive Electronics Handbook, McGraw-Hill, Inc., 1995.
- [58] R Watson and F. C. Lee, "A soft-switched fullbridge boost converter employing an active-clamp circuit, "Proceedings ofIEEE PESC'96 Conference, 1996,pp.1948-1954.
- [59] K. Wang, F. C. Lee, and J. Lai, "Bidirectional fullbridge dc/dc converter with unified soft-switching scheme, Part I: Principles of operation," Proceedings of VPEC Annual Seminar, pp. 143-149, 1998.
- [60] K. Wang, F. C. Lee, and J. Lai, "Bidirectional fullbridge dc/dc converter with unified soft-switching scheme, Part II: Design, implementation, and experimental results," Proceedings 31st IEEE PESC'00 Conference, pp. 1058-1063, 2000.
- [61] Garcia Arregui. "Theoretical study of a power generation unit based on the hybridization of a fuel cell stack and ultracapacitors", Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie, Toulouse, France, 2007.
- [62] Garcia, O., Flores, L.A., Oliver, J.A., Cobos, J.A., & De la Pena, J. Bi-Directional DC/DC Converter For Hybrid Vehicles, Proceedings of PESC'05 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, pp. 1881–1886, 2005.
- [63] Q. Zhao, and F. C. Lee, "High Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters, " IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, pp. 65-73, Jan. 2003.
- [64] W. Song, and B. Lehman, "Current-Fed DualBridge DC-DC Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, pp. 461-469, Mar. 2007.
- [65] M R Rashid, Power Electronics Handbook, Elsevier Press, 2007.
- [66] N. Mohan, T. M Undeland, and W. P. Robbins Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3rd Ed, John Wiley & Sons, 2003.
-

- [67] B. K. Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications*, IEEE Press, 1997.
- [68] M Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design*, CRC Press, 2005.
- [69] Lachichi, A., Schofield, N. Comparison of DC-DC Converter Interfaces for Fuel Cells in Electric Vehicle Applications, *Proceedings of VPPC'06 IEEE Conference on Vehicle Power & Propulsion*, pp. 1-6, 2006.
- [70] Yu, W., & Lai, J.S. Ultra High Efficiency Bidirectional DC-DC Converter With MultiFrequency Pulse Width Modulation, *Proceedings of APEC 2008 23rd Annual IEEE Conference and Exposition on Applied Power Electronics*, pp. 1079-1084, 2008.
- [71] Bouhalli, N., Cousineau, M., Sarraute, E., & Meynard, T. Multiphase coupled converter models dedicated to transient response and output voltage regulation studies, *Proceedings of EPE-PEMC, 13th Conference on Power Electronics & Motion Control*, pp. 281-287.
- [72] L. Zhu, "A Novel Soft-Commutating Isolated Boost Full-Bridge ZVS-PWM DC-DC Converter for Bidirectional High Power Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, pp. 422-429, Mar. 2006.
- [73] F. Z. Peng, H Li, G-J. Su, and J. S. Lawler, "A New ZVS Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell and Battery Application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, pp. 54-65, Jan. 2004.
- [74] L. Zhu, H. Bai, A. Brown, and M. McAmmond, "Design a 400 V-12 V 6 kW bidirectional auxiliary power module for electric or autonomous vehicles with fast pre-charge dynamics and zero dc bias current," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 5, pp. 5323-5335, May 2021
- [75] G. C. Knabben, J. Schafer, J. W. Kolar, G. Zulauf, M. J. Kasper, and G. Deboy, "Wide-input-voltage-range 3 kW dc-dc converter with hybrid LLC & boundary/discontinuous mode control," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 1359-1366, Mar. 2020.
- [76] "6.6-kW SiC bidirectional LLC onboard charger," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 2, pp. 1435-1445, Feb. 2020.
- [77] Z. Zhang, Z. W. Xu, H. Li, M. He, and J. Tang, "A 1-kV input SiC LLC converter with split resonant tanks and matrix transformers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 11, pp. 10446-10457, Nov. 2019.