



Thèse présentée en vue de l'obtention

Du diplôme de

Doctorat

Spécialité : Génie Electrique

**Association Multi-Piles à combustible,
convertisseurs et système de stockage
pour applications embarquées**

Présentée par :

MEHIDA Hicham

Devant le jury composé de :

Nadjiba TERKI	Professeur	Université de Biskra	Président
Abdennacer ABOUBOU	Professeur	Université de Biskra	Rapporteur
Mohamed Yacine AYAD	Maitre de Conférence	UTBM, France	Co- Rapporteur
Mostefa Mohamed TOUBA	Maitre de Conférence	Université de Biskra	Examineur
Yacine Labbi	Maitre de Conférence	Université d'El Oued	Examineur

25/10/2023

Remerciements

Je tiens premièrement à remercier avec prosternation, Allah le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour terminer ce travail.

Ma gratitude va à tous ceux qui m'ont aidé et encouragé tout au long de ce projet de thèse.

*Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse, le Professeur **Abdennacer ABOUBOU**, et mon co-directeur, le Docteur **Mohamed Yacine AYAD**, pour la direction de mon étude ainsi que leur disponibilité, leur patience et leurs précieux conseils.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude au Professeur **TERKI Nadjiba** pour avoir accepté de présider mon jury.*

Je tiens également à remercier tous les membres du jury pour l'honneur de participer à l'évaluation de ce travail :

*Je suis honoré par la présence au jury de monsieur **Labbi yacine**, maître de conférence 'A' de l'université d'El oued, qui a voulu examiner ce travail.*

*Je tiens à remercier également Monsieur **TOUBA Mostafa Mohamed**, maître de conférence 'A' de l'université de Biskra, qui m'ont fait l'honneur d'accepter d'examiner et d'évaluer ce travail*

*Je tiens à exprimer ma sincère gratitude le Docteur **Mohamed Assaad Hamida**, Maître de conférences à l'Université de Nantes (France). pour son aide précieuse, ses conseils et sa disponibilité.*

*Sincèrement, je tiens à remercier Monsieur **BOUMEHRAS Mohammed**, Directeur du Laboratoire de Modélisation des Systèmes Energétiques (LMSE) à l'Université de Biskra, pour m'avoir accueilli au laboratoire et pour ses précieux conseils.*

*Je tiens à remercier également Messieurs **A. Zoubiedi** et **A haddad**, maître de conférence à l'Université d'El oued, **R. Saadi** et **O. Kraa** maître de conférence à l'Université de Biskra, pour son aide si précieuse*

J'aimerais ici remercier aussi mes collègues et les membres du laboratoire LMSE.

Enfin, je me permets d'adresser ce remerciement à ma très chère famille à qui je dédie ce travail. Merci à mes parents et à mon épouse qui m'ont toujours soutenu et m'ont accompagné, tout au long de ce chemin, Je tiens également à remercier mes enfants et tous mes frères, sœurs et mes amis pour leurs encouragements.

Résumé

Avec les progrès technologiques des dernières décennies et l'application de normes mondiales pour minimiser les émissions de gaz à effet de serre, les constructeurs automobiles se sont tournés vers les nouvelles technologies de véhicules électriques à pile à combustible.

Ce travail se concentre sur les défis les plus importants auxquels sont confrontés aujourd'hui, pour améliorer les performances des véhicules à pile à combustible et augmenter leurs ventes à l'échelle mondiale, à savoir : la fiabilité, la durabilité, la stratégie de contrôle de la gestion de l'énergie, ainsi que la détection et la correction des défauts. Dans ce thèse, une nouvelle stratégie de contrôle tolérante aux défauts (défauts de pile à combustible et défauts de convertisseur) basée sur la notion de platitude est proposée pour la gestion de l'énergie d' un système hybride de haute fiabilité composée de multi-piles à combustible (3 piles à combustible) comme une source principale associée à un pack de supercondensateur comme source auxiliaire.

Dans ce système, Deux topologies des convertisseurs continu/continu non isolées tolérantes aux défauts sont choisies et utilisées dans une étude menée pour sélectionner l'architecture électrique d'association multi-piles à combustible et la topologie de convertisseur d'interface les plus appropriée du point de vue de la taille de l'inductance, la réduction d'ondulation du courant des piles à combustible (PàC), la fiabilité et l'efficacité énergétique. Pour améliorer la fiabilité et la durabilité du système proposé, une méthode universelle, peu coûteuse et rapide de détection de défaut de circuit ouvert d'interrupteur de puissance est développée pour les convertisseurs DC/DC combinée à une stratégie corrective sans ajouter de composants supplémentaires à ces convertisseurs défectueux. Cette dernier sert à réduire l'augmentation des ondulations du courant des pile à combustible et l'ondulations de la tension du bus continu, qui sont observées lorsque ces défauts sont étudiés dans ce travail.

De plus, lorsqu'une défaut est identifié au niveau PàC, une stratégie de soulagement est déclenché, permettant de soulager les PàC défectueux sans perte d'énergie supplémentaire. De plus, la stratégie de gestion de l'énergie permet de prioriser le fonctionnement des PàCs et des convertisseurs sains.

Mots clés : Méthode de détection de défaut, Multi-Piles à combustible, IBC, ondulation de courant, platitude, fiabilité, supercondensateur, système hybride.

Abstract

With the advancement of technology in recent decades and the application of worldwide norms to minimize greenhouse gas emissions, automakers have turned their attention to new fuel cell electric vehicle technologies.

This work focuses on the most important challenges facing today, to improve the performance of fuel cell vehicles and increase their sales globally, which are: reliability, durability, control strategy and energy management, as well as fault detection and correction. In this thesis, a new fault-tolerant control strategy (fuel cell faults and converter faults) based on the concept of flatness is proposed for the energy management of a high reliability hybrid system composed of multi-fuel cells (3 fuel cells) as the main source combined with a pack of supercapacitors as an auxiliary source.

In this system, two non-isolated, fault-tolerant DC/DC converter topologies were selected and used in a study we conducted to select the most appropriate electrical structure of multi-fuel cells assembly and the appropriate converter topology from the point of view of inductors size, fuel cell current ripple reduction, reliability and best energy efficiency.

To improve the reliability and durability of the proposed system, a universal, inexpensive and fast power switch open circuit fault detection method is developed for DC/DC converters combined with a corrective strategy without adding additional components to these faulty converters. The latter serves to reduce the increase of the fuel cell current ripples and the DC bus voltage ripple, which are observed when investigating these faults in this work.

In addition, when a fault is identified at the FC level, a relief strategy is triggered, allowing faulty FCs to be relieved without additional energy loss. In addition, the energy management strategy makes it possible to prioritize the operation of healthy fuel cell and converters.

Keywords: Fault detection method, Multi-Fuel cells, IBC, ripple current, flatness, , Reliability, supercapacitor, hybrid system

ملخص

ومع التقدم التكنولوجي في العقود الأخيرة وتنفيذ المعايير العالمية للحد من انبعاثات الغازات الدفيئة، تحولت شركات صناعة السيارات إلى تقنيات جديدة للسيارات الكهربائية التي تعمل بخلايا الوقود.

يركز هذا العمل على أهم التحديات التي تواجه اليوم، لتحسين أداء مركبات خلايا الوقود وزيادة مبيعاتها عالمياً، وهي: الموثوقية، والمتانة، وإدارة الطاقة بإستراتيجية التحكم، بالإضافة إلى اكتشاف الأخطاء وتصحيحها. في هذه الأطروحة، تم اقتراح إستراتيجية تحكم جديدة تتحمل الأخطاء (أخطاء خلايا الوقود وأخطاء المحول) تعتمد على فكرة التسطیح لإدارة الطاقة لنظام هجين عالي الموثوقية يتكون من خلايا ووقود متعددة (3 خلايا ووقود) كمصدر رئيسي مرتبط بحزمة من المكثفات الفائقة كمصدر مساعد.

في هذا النظام ، تم اختيار طوبولوجيا محولات التيار مستمر/مستمر غير معزولين و متسامحين مع الخطأ وتم استخدامهما في دراسة أجريناها لتحديد أنسب بنية كهربائية لترابط مجموعة خلايا الوقود وطوبولوجيا المحول المناسبة. وذلك من وجهة نظر حجم المحاثات و تقليل تموج تيار خلية الوقود والموثوقية وأفضل كفاءة في استخدام الطاقة .

لتحسين موثوقية ومتانة النظام المقترح ، تم تطوير طريقة شاملة وغير مكلفة و سريعة للكشف عن أعطال الدائرة المفتوحة لمفتاح الطاقة لمحولات التيار مستمر/ مستمر جنباً إلى جنب مع إستراتيجية تصحيحية دون إضافة مكونات إضافية إلى هذه المحولات المعيبة. تعمل هذه الأخيرة على تقليل الزيادة في تموجات تيار خلية الوقود وتموج جهد ناقل التيار المستمر ، والتي تم ملاحظتها عند دراسة هذه الأخطاء في هذا العمل.

بالإضافة إلى ذلك، عندما يتم تحديد خطأ على مستوى خلية الوقود، يتم تشغيل إستراتيجية إغاثة، مما يسمح بإغاثة خلية الوقود المعيبة دون فقدان طاقة إضافية. علاوة على ذلك، تتيح إستراتيجية إدارة الطاقة إعطاء الأولوية لتشغيل خلايا الوقود والمحولات السليمة.

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I Sources d'énergie embarquées dans les véhicules électriques: généralités et état de l'art	
1.1 Introduction	6
1.2 Les sources d'énergie embarquée	6
1.2.1 Les batteries et accumulateurs électrochimiques.....	6
1.2.1.1 Types des batteries	7
1.2.1.2 Grandeurs caractéristiques des batteries	9
1.2.1.3 Modèle électrique de batterie :	10
1.2.1.4 Choix d'une batterie de traction:.....	11
1.2.2 Pile à combustible	11
1.2.2.1 Pourquoi les pile à combustible	11
1.2.2.2 Historique de la pile à combustible:	12
1.2.2.3 Les différentes technologies de pile à combustible et leur domaine d'application..	13
1.2.2.4 Les piles à combustible PEM	15
1.2.2.5 Système pile à combustible	19
1.2.2.6 Défis techniques	21
1.2.2.7 Caractéristique électrique de la pile à combustible	23
1.2.2.8 Avantage de la pile à combustible.....	25
1.2.2.9 Modélisation des piles à combustible.....	26
1.2.3 Les supercondensateurs :	27
1.2.3.1 Construction et fonctionnement du supercondensateur	27
1.2.3.2 Taxonomie des Supercondensateurs	28
1.2.3.3 Modélisation des supercondensateurs:	29
1.2.3.4 Grandeurs caractéristiques des Supercondensateurs:	30
1.2.3.5 Analyse de la durée de vie :	32
1.2.3.6 Sélection du supercondensateur:	33
1.2.3.7 Avantages et futures portées supercondensateur:.....	33
1.2.3.8 Application des supercondensateurs	34
1.3 Comparaison des densités de puissance d'énergie PAC et différents dispositifs de stockage..	34
1.4 Différentes sources hybrides d'un véhicule électrique.....	36
1.4.1 Principe général de l'hybridation « PAC - batterie et PAC- SC ».....	36
1.4.2 La batterie par rapport à supercondensateur en tant que dispositif de stockage d'énergie.....	39

1.5	Conclusion	40
Chapitre II État de l'art des convertisseurs DC-DC pour véhicules électrique à pile à combustible		
2.1	Introduction	43
2.2	Responsabilité et classification des convertisseurs DC-DC dans les véhicules électriques à pile à combustible	43
2.3	Convertisseur d'Interface pour Pile à Combustible.....	45
2.3.1	Convertisseurs continu-continu non isolés.....	46
2.3.1.1	Convertisseur boost conventionnel.....	47
2.3.1.2	Convertisseur Boost en cascade.....	49
2.3.1.3	Convertisseur Boost à trois niveaux.....	49
2.3.1.4	Topologies boost entrelacé	50
2.3.1.5	Convertisseur DC/DC boost flottant entrelacé à 3 phases	55
2.3.1.6	Boost entrelacé avec annulation du rapport cyclique	56
2.3.1.7	Convertisseur DC/DC boost entrelacé avec composants magnétiques réduits.....	58
2.3.1.8	Convertisseur DC/DC boost avec inductance couplée.....	58
2.3.2	Convertisseurs continu-continu isolés.....	60
2.3.2.1	Convertisseur isolé avec transformateur asymétrique.....	62
2.3.2.2	Convertisseur isolé avec transformateur symétrique.....	64
2.3.2.3	Convertisseur DC/DC isolé V6.....	68
2.3.2.4	Convertisseur DC/DC isolé en demi pont avec circuit d'écrêtage passif.....	69
2.3.2.5	Convertisseur DC/DC isolé en pont complet avec circuit d'écrêtage actif.....	70
2.4	.. Comment choisir la bonne topologie pour une application donnée ?.....	70
2.5	...Conclusion.....	72

Chapitre III L'association multi-piles à combustible convertisseurs DC-DC pour applications embarquées

3. 1	Introduction	73
3. 2	Architectures multi-PàCs pour la modularité et la fiabilité des groupes motopropulseurs embarqués.....	75
3.2. 1	Adoptassions de multi-piles à combustible dans les domaines embarqués.....	76
3.2. 2	Différentes architectures d'association multi-piles à combustible	76
3.2.2. 1	Architecture fluïdique	77
3.2.2. 2	Architectures thermiques	79
3.2.2. 3	Architecture électrique.....	80

3.2.2.3. 1 Association en série et en parallèle sans convertisseurs.....	80
3.2.2.3. 2 Association de piles à combustible via des convertisseurs DC-DC.....	82
3.2.2.3. 3 Association de piles à combustible avec des transformateurs.....	86
3. 3 Choix l'architectures d'association multi-PàCs et convertisseur DC/DC d'interface	89
3.3. 1 Topologies de convertisseurs DC/DC entrelacés	90
3.3.2 Comparaison entre les deux topologies dans chaque architecteur d'association	92
3.3.2.1 l'ondulation du courant d'entrée	92
3.3.2.2. Valeur d'inductance :	94
3.3.2.3. Fiabilité de convertisseur :	94
3.3.2.4 Optimisation de l'efficacité énergétique :	94
3.3.2.1 Les pertes dans les convertisseurs DC/DC.....	95
3.3.2. 2 Les pertes des convertisseurs dans chaque architecture d'association.....	102
3.4 Conclusion.....	111
Chapitre IV Détection des défauts et amélioration de la fiabilité d'un convertisseur DC-DC	
4. 1 Introduction	113
4. 2 Taux de défaillance de divers composants dans les convertisseurs DC/DC	113
4. 3 Méthode de détection des défauts et les actions correctives	115
4.3.1 État de l'art des méthodes de détection de défauts d'interrupteur de puissance et les actions de correction pour les convertisseurs DC/DC	116
4.3.2 Matériel et méthodes	122
4.3.2.1 Convertisseur boost DC / DC entrelacé quatre phases et PàC 'PEM'	122
4.3.2.2 Modélisation et commande du convertisseur utilisée	125
4.3.2.2.1 Modélisation du convertisseur.....	125
4.3.2.2.2 Modèle de petit signal et conception de contrôleur.....	126
4.3.2.2.3 Stratégie de contrôle du convertisseur.....	128
4.3.2.3 Méthode de détection des défauts	132
4.3.2.4 La stratégie corrective.....	135
4. 4 RÉSULTATS ET DISCUSSION	138
4.4. 1. Effets des défauts en circuit ouvert sans appliquer la stratégie corrective	138
4.4. 2. Effets des défauts en circuit ouvert avec l'application de la stratégie corrective	142
4.4 CONCLUSION	145
Chapitre V Contrôle et la gestion de l'énergie d'une source hybride Multi-PàCs/SC	
5. 1 Introduction	147
5. 2 Hybridation Multi-Piles à Combustible (Multi-PàCs)	147

5.2. 1 Structure et dimensionnement du système hybride proposée.....	149
5. 3 Défaillances des PàCs PEM et techniques de diagnostic	152
5.3. 1 Défaillances de la pile PEM	152
5.3. 2. Techniques de diagnostic de dysfonctionnement des piles à combustible.....	153
5.3. 3. Méthode de détection et la stratégie du soulagement	156
5.3.3.1 Méthode de détection	156
5.3.3.1 Stratégie du soulagement.....	157
5.4 Stratégie de gestion de l'énergie :	158
5.4.1 Principe de la théorie platitude différentielle	161
5.4.2 Loi de contrôle :.....	163
5.4.2.1 Asservissement de la sortie plate à sa référence	165
Régulation de l'énergie du bus continu :.....	165
Régulation de l'énergie totale :.....	167
5.4.2.2 Résultats et discussion	169
Mode sain.....	169
Mode dégradée	173
5. 5 CONCLUSION	179
Conclusion générale	181

Liste des figures

Liste des figures CH1

Figure 1-1	Une cellule de batterie électrochimique.....	7
Figure 1-2	Les grandes familles de batteries pour automobiles.....	8
Figure 1- 1	La tension de coupure d'une batterie typique	9
Figure 1- 2	modèle statique équivalent d'une batterie	11
Figure 1- 3	L'expérience de Sir William Grove en 1839	12
Figure 1- 4	Types de piles à combustible selon les puissances nominales	13
Figure 1- 7	Technologies des PACs et domaines d'application	15
Figure 1- 8	Fonctionnement de base d'une pile à combustible	16
Figure 1- 9	Exemple de schéma d'une cellule de PAC.....	17
Figure 1- 10	Exemple de schéma d'un système à pile combustible	19
Figure 1-11	Exemple d'un assemblage de pile à combustible (Stack).....	20
Figure 1-12	Décomposition d'un système PAC en sous-systèmes assurant des fonctions de base....	21
Figure 1-15	Courbe de polarisation d'une cellule de pile à combustible PEM.....	24
Figure 1- 16	Schéma de principe d'un supercondensateur	28
Figure 1- 17	Taxonomie des supercondensateurs	29
Figure 1- 18	Circuit équivalent de supercondensateur.....	30
Figure 1- 17	Diagramme de Ragone pour divers dispositifs de stockage ou conversion d'énergie ...	35
Figure 1- 18	Echanges de puissance dans un véhicule à PAC hybridé par des SCs.....	37
Figure 1- 19	conception d'hybridation, et les régimes du fonctionnement.....	38
Figure 1- 20	Puissance spécifique par rapport à l'énergie spécifique des dispositifs de stockage modernes	40

Liste des figures CH2

Figure 2-1	Classification des convertisseurs avec plus d'attention sur le convertisseur DC-DC unidirectionnel.....	45
Figure 2-2	Convertisseurs DC/DC conventionnels (a) Buck, (b) Buck-Boost	46
Figure 2- 9	Convertisseur Boost et formes d'ondes courant/ tension.....	48
Figure 2- 10	Convertisseur Boost en cascade	49
Figure 2- 11	Convertisseur Boost à trois niveaux.....	50
Figure 2- 12	Topologies de convertisseur DC/DC boost entrelacé : (a) 2 phases, (b) 3 phases, (c) 4 phases	51
Figure 2- 13	Rapport de l'ondulation de courant d'entrée sur l'ondulation de courant dans une inductance en fonction du rapport cyclique	52
Figure 2- 14	Convertisseur DC/DC boost flottant entrelacé à 2 phases.....	53
Figure 2- 15	Convertisseur DC/DC boost entrelacé flottant à 4 phases.....	55

Figure 2- 16	Convertisseur DC/DC boost entrelacé flottant double étages en cascade.....	55
Figure 2- 17	Convertisseur DC/DC boost entrelacé flottant entrelacé à 3 phases	56
Figure 2- 18	Convertisseur DC/DC boost entrelacé avec annulation du rapport cyclique	57
Figure 2- 19	Convertisseur DC/DC boost entrelacé avec annulation du rapport cyclique et extension du multiplicateur de tension	58
Figure 2- 20	Convertisseur DC/DC boost entrelacé avec composants magnétiques réduits.	58
Figure 2- 21	Convertisseur DC/DC boost avec inductance couplée.....	59
Figure 2- 22	Convertisseur DC/DC boost avec inductance couplée et circuit de commutation douce	60
Figure 2- 23	Convertisseur DC / AC / DC isolé.	62
Figure 2- 24	Convertisseur DC/DC isolé Flyback.....	63
Figure 2- 25	Convertisseur DC/DC isolé Forward.	64
Figure 2- 26	Convertisseur isolé en demi-pont.....	65
Figure 2- 27	Convertisseur DC/DC isolé en pont complet.	66
Figure 2- 28	Convertisseur DC/DC isolé pont complet à résonance	67
Figure 2- 29	Convertisseur DC/DC isolé Push-Pul	69
Figure 2- 30	Convertisseur DC/DC isolé V6	69
Figure 2- 31	Convertisseur isolé en demi pont avec Circuit d'écrêtage passif.....	70
Figure 2- 32	Convertisseur DC/DC isolé en pont complet avec Circuit d'écrêtage actif.....	71

Liste des figures CH3

Figure 3-1	Systèmes M-PàCs composés de 3 stacksPàC ou d'une pile segmentée en 3 parties.....	77
Figure 3-2	Architectures d'alimentation en fluide des multi-PàCs	79
Figure 3- 33	architecture de système de refroidissement multi-PàCs.....	80
Figure 3- 34	Architecture en série sans convertisseur	81
Figure 3- 35	Association modulaire parallèle des multi-PàCs.....	82
Figure 3- 6	La mise en série des PàCs	83
Figure 3- 7	La mise en parallèle des PàCs.....	84
Figure 3- 8	Associations en parallèle multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC.....	84
Figure 3- 9	Associations en cascade multi- PàCs/ convertisseurs DC-DC	85
Figure 3- 10	Associations série-parallèle multi- PàCs/ convertisseurs DC-DC	85
Figure 3- 11	Association parallèle des multi-PàCs avec couplage magnétique indépendant	86
Figure 3- 12	Exemples d'architectures pour deux et quatre PàC avec couplage de transformateur.....	87
Figure 3- 13	Architecture les deux topologies entrelacées. (a) FIBC 4 Ph (b) IBC 4 Ph	90
Figure 3- 14	Commutation de IGBT, (a) passage à l'état fermé. (b) passage à l'état ouvert.....	96
Figure 3- 15	Commutation de MOSFET	97

Figure 3- 16	Schéma équivalent série – parallèle de condensateur	98
Figure 3- 17	Pertes des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour l'association en parallèle multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC	104
Figure 3- 18	rendement des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour l'association en parallèle multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC	104
Figure 3- 19	Pertes totale dans les différents convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour l'association en cascade multi- PàCs/ convertisseurs DC-DC	105
Figure 3- 20	Rendement des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour l'association en cascade multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC	105
Figure 3- 21	Pertes des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour l'association des PàCs en série	107
Figure 3- 22	rendement des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour l'association des PàCs en série	107
Figure 3- 23	Pertes des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour l'association des PàCs en parallèle	108
Figure 3- 24	rendement des convertisseurs en fonction du courant d'entrée pour l'association des PàCs en parallèle	109

Liste des figures CH4

Figure 4- 1	Analyse statistique de la probabilité de défaillance des composants électroniques de puissance du convertisseur.....	114
Figure 4- 2	Convertisseur demi-pont (Half-Bridge) multi-niveau tolérant aux pannes.....	116
Figure 4- 3	Convertisseur élévateur entrelacé à trois phases.	121
Figure 4- 4	le convertisseur DC/DC boost entrelacé à 4 phases et la PàC, associée au contrôleur de ce convertisseur, la méthode de détection de défaut et la stratégie corrective.	123
Figure 4- 5	schéma équivalent électrique de convertisseur boost entrelacé à 4 phases : (a) $0 < t < DT_s$, (b) $DT_s < t < T_s$	125
Figure 4- 6	Structure du contrôle avec deux boucles de régulation.....	129
Figure 4- 7	L'architecture de la stratégie de commande.	132
Figure 4- 8	Schéma de principe de la méthode de détection de défaut d'interrupteur de puissance proposée et de la stratégie de correction.	133
Figure 4- 9	Détection de défaut en cas défaut circuit ouvert dans l'interrupteur de puissance S4 ...	134
Figure 4- 10	La modulation de largeur d'impulsion de la phase 2 (PMW2).....	136
Figure 4- 11	Effets des défauts de circuit ouvert sans appliquer la stratégie corrective: (a) tension du bus DC (V) et courant PàC (A), (b) courant des phases (A).	139
Figure 4- 12	Effets des défauts de circuit ouvert lors du ajustement nombre de phases saines sans appliquer la stratégie corrective: (a) tension du bus DC (V) et courant PàC (A), (b) courant des phases (A)..	140

Figure 4- 13	Effets de la stratégie corrective et de la détection des défauts en circuit ouvert dans les phases 1 et 4: (a) tension du bus DC (V) et courant PàC (A), (b) courant des phases (A) et détection des défauts.	142
Figure 4- 14	Effets de la stratégie de correction et de la détection des défauts en circuit ouvert dans les phases 2 et 3: (a) tension du bus DC (V) et courant PàC (A), (b) courants des phases (A) et détection des défauts.....	143

Liste des figures CH5

Figure 5- 1	Structure du système hybride étudié	151
Figure 5- 2	Courbes de polarisation d'une cellule en fonction de l'état de santé.....	155
Figure 5- 3	Principe de surveillance des cellules.....	156
Figure 5- 4	Concept de système de contrôle basé sur le principe de platitude	163
Figure 5- 5	Loi de commande de la régulation énergétique du bus continu	167
Figure 5- 6	Loi de commande de la régulation de l'énergie totale	168
Figure 5- 7	La puissance de charge	169
Figure 5- 8	La tension de bus continu et la tension des PàCs et SC	170
Figure 5- 9	Les tensions des PàCs et SC	170
Figure 5- 10	Le courant du PàC1 et sa référence.....	171
Figure 5- 11	Le courant du PàC2 et sa référence.....	171
Figure 5- 12	Le courant du PàC3 et sa référence.....	171
Figure 5- 13	Le courant du SC et sa référence.....	171
Figure 5- 14	Réponse des puissances du système.....	172
Figure 5- 15	La Tensions différentielle et le seuil de détection.....	173
Figure 5- 16	Courants des source du système	174
Figure 5- 17	Les puissances de la charge et des source du système.....	174
Figure 5- 18	La tension de bus continue et les tensions des source de système hybride.....	175
Figure 5- 19	Détection défauts interrupteurs dans les convertisseurs (conv1 et conv2)	175
Figure 5- 20	Courant des phases convertisseur 1.	176
Figure 5- 21	Courant des phases convertisseur 2.....	176
Figure 5- 22	commande les interrupteurs de contrôle en mode dégrader	177
Figure 5- 23	Réponse des puissances du système en mode dégrader	177
Figure 5- 24	Les courants des piles à combustible et du SC par rapport à leurs références ...	178
Figure 5- 25	La tension de bus continue et les tensions des source de système hybride.....	179

Liste des Tableaux

Tableau 1-1	Caractéristiques des différentes familles de batterie	8
Tableau 1-2	Différents types de piles à combustible.....	14
Tableau 1-3	Capacité nominale équivalente à la batterie	33
Tableau 1-4	Comparaison entre les performances des super condensateurs, des condensateurs électrolytiques et des batteries.....	36
Tableau 2-1	Résumé des fonctionnalités des convertisseurs isolés.....	68
Tableau 2-2	Comparaison des topologies de convertisseurs DC/DC pour des applications PàC	72
Tableau 3-1	Caractéristiques électriques Ballard PEM PàC	88
Tableau 3-2	Contraintes électriques appliquées aux semi-conducteurs dans les deux topologies	91
Tableau 3-3	Caractéristique du système.....	91
Tableau 3-4	Composants des deux structures pour l'association en parallèle multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC	103
Tableau 3-5	Composants des deux structures pour association PàC en parallèle.	108
Tableau 4-1	Spécifications des systèmes	124
Tableau 4-2	Table de vérité de déphasage nécessaire des phases en fonction des phases défailantes.	136
Tableau 4-3	La stratégie corrective à appliquer en fonction des phases défailantes.....	137
Tableau 5-1	Spécifications des systèmes.	150

Introduction générale

Introduction générale

Pour continuer à utiliser les énergies fossiles, qui représentent 80% de la demande énergétique mondiale, il y a deux problèmes principaux [1]. Le premier problème est la quantité limitée de combustibles fossiles, et tôt ou tard ces sources seront consommées. La plupart des compagnies pétrolières s'attendent à ce que la demande culmine entre la fin des années 2020 et les années 2040. [2]. Le deuxième problème, et le plus important, est que les combustibles fossiles causent de graves problèmes environnementaux tels que : le réchauffement climatique, le changement climatique, les pluies acides, la pollution, l'appauvrissement de la couche d'ozone, etc. Les estimations montrent que la destruction mondiale de l'environnement coûte environ 5 000 milliards de dollars par an [3] .

La solution proposée pour les deux problèmes mondiaux est apparue pour la première fois en 1970 sous le nom de «système énergétique hydrogène». Au cours de la dernière décennie, grâce à des travaux de recherche et développement dans des universités et des laboratoires d'instituts de recherche du monde entier, l'hydrogène est une excellente source d'énergie dotée de nombreuses propriétés uniques. C'est le carburant le plus propre et le plus efficace. La propriété unique de l'hydrogène dans les processus électrochimiques est qu'il peut être converti en électricité dans le système de pile à combustible, ce qui le rend beaucoup plus efficace que la conversion des carburants conventionnels en énergie mécanique. Cette propriété unique de l'hydrogène a conduit à la fabrication de piles à combustible à hydrogène [4].

La pile à combustible est définie comme un dispositif électrochimique qui convertit l'énergie chimique du combustible directement en énergie électrique. Il existe de nombreux types de piles à combustible, les principales différences étant le type d'électrolyte et/ou le type de carburant qu'elles utilisent. L'une des piles à combustible les plus prometteuses à utiliser dans les applications embarquées est la pile à combustible à membrane d'échange de protons bien connue sous le nom de Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC), en raison de leur densité de puissance élevée, faible température de fonctionnement, longue durée de vie, faible poids et volume. Néanmoins, certaines contraintes sont toujours en attente, en particulier sa dynamique lente, la fiabilité et sa faible tension produite en sortie.

Potentiellement dans les domaines automobile, ferroviaire, aéronautique et petit stationnaire, les piles à combustible sont associées dans des architectures Multi-stack PàC (MPàC) afin de répondre aux exigences de fiabilité, de modularité et d'efficacité. Cependant, les Piles à Combustible Multi-stack sont encore complexes car elles combinent des parties électrochimiques, fluidiques et électriques.

Dans le cadre de cette thèse, les différentes architectures de multi-piles à combustible proposées dans la littérature qu'elles soient électriques, fluidiques ou thermiques, avec leur impact sur les performances du système, sont présentées. En plus, nous avons mené une étude approfondie pour sélectionner l'architecture électrique multi-piles à combustible et la topologie de convertisseur DC/DC d'interface les plus appropriées du point de vue de la réduction de l'ondulation du courant du PàC et de la taille des inductances et de l'amélioration de l'efficacité énergétique et de la fiabilité.

Comme mentionné ci-dessus et selon des travaux récents sur les caractéristiques des piles à combustible, ils soulignent les propriétés spécifiques des piles à combustible selon lesquelles leur réponse en puissance de sortie est retardée en raison du temps de traitement à travers les équipements auxiliaires, c'est-à-dire leurs caractéristiques électrochimiques et thermodynamiques internes lentes. Par conséquent, pour fournir de l'énergie électrique aux charges fluctuantes par le système hybride de la pile à combustible, un système de stockage d'énergie électrique comme une batterie ou un supercondensateur est nécessaire pour compenser l'écart entre la sortie de la pile à combustible et la charge, en plus de la charge collaborative équilibrage. En raison des caractéristiques particulières des supercondensateurs, expliquées plus loin, l'hybridation de la pile à combustible et du supercondensateur devient perceptible dans les véhicules électriques hybrides à pile à combustible. Les étapes de recherche des véhicules électriques hybrides à pile à combustible incluent le développement des véhicules et l'amélioration de leur efficacité et de leur fiabilité.

Pour augmenter la densité de puissance et répondre à la demande de puissance de charge, il est nécessaire d'intégrer un système de gestion de l'énergie. La problématique de la gestion énergétique d'un système hybride (ou système multi-sources), est de trouver la meilleure répartition de puissance entre les différentes sources d'énergie. Cette répartition doit satisfaire les demandes de puissance de la charge et respecter les contraintes de fonctionnement (par exemple puissance des bornes de la pile à combustible de l'état de charge des supercondensateurs). En raison de la nouveauté du sujet, peu d'articles dans la littérature traitent les problèmes de commande et la gestion de l'énergie dans une source d'énergie hybride composée des multi-piles à combustible dans les applications embarquées. La plupart de ces recherches ont porté sur le commande et la gestion de l'énergie basée sur la régulation de la tension continue ou sur l'obtention d'une forte économie d'hydrogène. Cependant, en plus de ces deux derniers points, la durabilité de la pile à combustible et la fiabilité des composants sont un autre enjeu majeure qui doit être considérée simultanément dans la mise en œuvre pratique des véhicules électriques à pile à combustible.

Dans ce travail, une stratégie de commande et gestion de l'énergie tolérante aux défauts (défaut des piles à combustible et défaut des convertisseurs) est développée pour un système hybride composé de trois piles à combustible qui fournissent la puissance moyenne à la charge et chargent l'organe de stockage supercondensateur. Dans ce système, des convertisseurs DC/DC à haute efficacité et fiabilité sont utilisés afin que ces convertisseurs puissent continuer à fournir de l'énergie entre les sources d'énergie et la charge lorsqu'un défaut de circuit ouvert se produit sur les interrupteurs de puissance de ces convertisseurs. En effet, la perte d'une ou deux phases dans ces convertisseurs entraîne une augmentation des ondulations du courant d'entrée et de la tension du bus continu par rapport au mode sain. Ces augmentations entraînent des pertes de puissance supplémentaires et réduisent la fiabilité du convertisseur. De plus, une augmentation significative de l'ondulation du courant de la PàC réduit la durée de vie de la PàC et entraîne consommation excessive d'hydrogène. Pour cela, une stratégie corrective a été présentée dans ce travail sans ajouter de composants supplémentaires à ces convertisseurs pour réduire ces augmentations, où cette stratégie utilise les signaux fournis par l'algorithme de détection de défaut de l'interrupteur de puissance qui est également développé dans ce travail. Dans la stratégie de commande et la gestion de l'énergie proposée dans ce travail, la trajectoire de référence de puissance requis est généré à l'aide d'un contrôleur de platitude. Pour contrôler le courant inductif de chaque phase du

convertisseur, un régulateur intelligent est utilisé pour garantir que les courants de ces sources suivent leurs références. De plus, une stratégie visant à soulager les piles à combustible défectueuses est intégrée à la stratégie de contrôle et de gestion de l'énergie proposée dans ce travail. La présente étude considère à la fois la conception au niveau du système et l'optimisation du contrôle comme une approche unique pour aborder simultanément la durabilité des piles à combustible et la régulation de la tension du bus continue, ainsi que l'amélioration de la fiabilité des véhicules électriques à pile à combustible.

Le plan de la thèse est structuré en cinq chapitres principaux, organisés comme suit: Dans le premier chapitre, on présente une étude fondamentale des différentes sources d'approvisionnement actuelles et futures dans le système embarqué, qui sont les piles à combustible et les dispositifs de stockage d'énergie (batterie et supercondensateurs). premièrement, nous avons effectué un rappel chronologique de l'évolution de ces dispositifs. Ensuite nous avons présenté les différentes technologies et leur domaine d'application, construction et principes de fonctionnements, les grandeurs caractéristiques électriques, ainsi que les modèles électriques de chacun. Puis nous avons présenté une comparaison des densités de puissance d'énergie PàC et différents dispositifs de stockage. enfin, nous avons étudié le principe général de l'hybridation de ces sources.

Le deuxième chapitre est consacré à l'analyse et la présentation des différentes topologies de convertisseurs DC-DC isolés et non isolés adaptés aux applications piles à combustible. En plus, ce chapitre donne quelques lignes directrices pour aider le concepteur à choisir la topologie appropriées en termes de rendement, de complexité, de taille, de gain de tension, de réduction de l'ondulation du courant et de la tolérance aux défauts pour une application particulière.

Le troisième chapitre présente dans un premier temps une revue des différentes études qui ont été réalisées sur les systèmes d'association de Multi-PàCs et leurs composants dans la littérature. Les différentes architectures d'association de Multi-PàCs qu'elles soient électriques, fluide et thermiques ont été présentées, ainsi que leur impact sur les performances du système. par la suite, deux topologies entrelacées de convertisseur DC/DC non isolés seront mises en évidence qui est candidates à une utilisation dans les application des pile à combustible. En plus, nous avons mené une étude approfondie pour sélectionner l'architecture électrique multi-piles à combustible et la topologie de convertisseur DC/DC d'interface les plus appropriées du point de vue de la réduction de l'ondulation du courant du PàC et de la taille des inductances et de l'amélioration de l'efficacité énergétique et de la fiabilité.

Au début du quatrième chapitre, les taux de défaillance des différents composants du convertisseur DC/ DC sont présenté .Un état de l'art des méthodes de détection de défauts d'interrupteur de puissance et des stratégies de correction pour les convertisseurs DC/DC sont également présenté. Par la suite une méthode de détection de défaut d'interrupteur de puissance peu coûteuse, générale et rapide est développé pour les convertisseurs DC/DC combinés avec une stratégie corrective. Cette stratégie est combinée avec la stratégie de commande de la convertisseur sélectionné ; une commande à deux boucles avec un régulateur de tension de type PI et un régulateur de courant de type IPI pour le deuxième boucle. Enfin, la méthode de détection et la stratégie corrective sont simulées sur Matlab-Simulink afin de démontrer leur efficacité et leur importance.

Dans le cinquième chapitre, toutes les étapes et stratégies présentées dans les autres chapitres ci-dessus sont utilisées dans la stratégie de contrôle et la gestion de l'énergie d'un système

hybride composé de trois piles à combustible connectées en parallèle avec un supercondensateur. De plus, une stratégie de soulagement des piles à combustible a également été intégrée dans cette stratégie de commande et la gestion de l'énergie, qui a été adoptée sur la base de la facilité d'application et du coût après avoir reconnu divers défauts et les stratégies de soulagement possible des piles à combustible dans la littérature.

Chapitre I

Généralités et état de l'art sur les sources d'énergie embarquée dans les véhicules électriques

Sommaire du chapitre 1

1.1	Introduction.....	6
1.2	Les sources d'énergie embarquée.....	6
1.2.1	Les batteries et accumulateurs électrochimiques.....	6
1.2.1.1	Types des batteries.....	7
1.2.1.2	Grandeurs caractéristiques des batteries	9
1.2.1.3	Modèle électrique de batterie :	11
1.2.1.4	Choix d'une batterie de traction:	11
1.2.2	Pile à combustible	11
1.2.2.1	Pourquoi les pile à combustible	11
1.2.2.2	Historique de la pile à combustible:.....	12
1.2.2.3	Les différentes technologies de pile à combustible et leur domaine d'application.....	13
1.2.2.4	Les piles à combustible PEM	15
1.2.2.5	Système pile à combustible.....	19
1.2.2.6	Défis techniques	21
1.2.2.7	Caractéristique électrique de la pile à combustible.....	23
1.2.2.8	Avantage de la PàC.....	25
1.2.2.9	Modélisation des PàCs	26
1.2.3	Les supercondensateurs :.....	27
1.2.3.1	Construction et fonctionnement du supercondensateur	27
1.2.3.2	Taxonomie des Supercondensateurs	28
1.2.3.3	Modélisation des supercondensateurs:.....	29
1.2.3.4	Grandeurs caractéristiques des Supercondensateurs:	30
1.2.3.5	Analyse de la durée de vie :.....	32
1.2.3.6	Sélection du supercondensateur:.....	33
1.2.3.7	Avantages et futures portées supercondensateur:.....	33
1.2.3.8	Application des supercondensateurs	34
1.3	La densité d'énergie du PàC par rapport à plusieurs dispositifs de stockage	36
1.4	Différentes sources hybrides d'un véhicule électrique.....	36
1.4.1	Principe général de l'hybridation « PàC - batterie et PàC- SC » :.....	36
1.4.2	La batterie par rapport à supercondensateur en tant que dispositif de stockage d'énergie	38
1.5	Conclusion	40

1.1 Introduction

La complexité du système embarqué augmente à mesure que le nombre d'éléments de conversion d'énergie et de couplages augmente. L'enjeu central de ce type de système est la gestion de l'énergie électrique. En effet, ses utilisations sont multiples, parmi lesquelles la génération et la distribution d'énergie électrique embarquée (via des alternateurs, des piles à combustible, des réseaux de bord, etc.), la conversion d'énergie électrique (via des machines de traction électrique, des résistances de dissipation, etc.), l'énergie électrique le stockage (via des batteries électrochimiques, des supercondensateurs, etc.), et la génération d'étages d'adaptation (convertisseurs statiques, bus DC, etc.).

Ce chapitre donne un aperçu des dispositifs électrochimiques utilisés dans les systèmes embarqués, y compris les batteries/accumulateurs, les piles à combustible et les supercondensateurs.

Nous commencerons tout d'abord par un rappel chronologique de l'évolution des appareils. Ensuite, nous verrons leur fonctionnement, les différentes technologies à leur disposition, leurs avantages, les grandeurs caractéristiques électriques et les modèles électriques qui les caractérisent. Ensuite, nous comparerons les densités de puissance et d'énergie des piles à combustible et de divers dispositifs de stockage. Enfin, nous étudierons le concept global des systèmes hybrides électriques.

1.2 Les sources d'énergie embarquée

Depuis plus de 160 ans, les sources d'énergie sont une préoccupation majeure dans les systèmes embarqués. Il existe trois principales technologies de sources embarquées utilisées dans le domaine de la traction électrique. Le premier est la batterie, qui équipe tous les véhicules électriques actuels. La deuxième technologie est la pile à combustible qui, selon les experts, sera la solution du futur. Enfin, l'innovation la plus récente est l'utilisation de supercondensateurs, une source d'énergie supplémentaire qui peut garantir un niveau élevé de consommation d'énergie et de récupération d'énergie lors du freinage.

1.2.1 Les batteries et accumulateurs électrochimiques

Une batterie, également connue sous le nom d'accumulateur électrochimique, est un dispositif électrochimique qui convertit l'énergie électrique en énergie chimique lorsqu'elle est chargée et l'énergie chimique en énergie électrique lorsqu'elle est déchargée [5]. Une batterie est composée d'une ou plusieurs cellules qui sont connectées en série ou en parallèle, et chaque cellule a trois composants principaux, comme illustré à la Figure 1-1. [6]

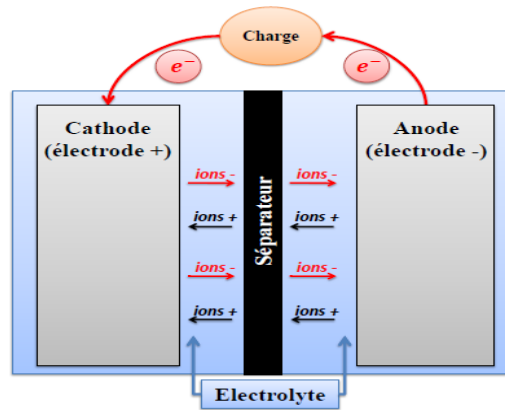


Figure 1-1 : Une cellule de batterie électrochimique.

1. L'anode, qui donne des électrons au circuit externe et s'oxyde pendant la réaction électrochimique.
2. La cathode, qui accepte les électrons du circuit externe et les réduit lors de la réaction électrochimique.
3. L'électrolyte, le conducteur ionique qui sert de support au transfert de charge sous forme d'ions entre l'anode et la cathode à l'intérieur de la cellule. Afin de faciliter la conductivité ionique, l'électrolyte est généralement un liquide avec des sels dissous, des acides ou des alcalis. Certaines batteries utilisent des électrolytes solides, qui sont des conducteurs ioniques à la température de fonctionnement de la cellule. [6].

Il existe de nombreux types de batteries, les types les plus courants seront abordés dans les parties suivantes.

1.2.1.1 Types des batteries

La nature des électrodes qui composent une batterie définit son type. Il existe différentes familles de batteries disponibles, p. Ex. les batteries Nickel-Cadmium (Ni-Cd), les batteries Nickel-Métal Hydride (Ni-Mh), les batteries au plomb-acide et les batteries lithium-ion, etc. Cependant, en raison de son énergie et de sa puissance spécifiques relativement élevées, le lithium-ion est actuellement le choix préféré pour les applications de véhicules électrique [7].

Il existe actuellement plusieurs familles de batteries différentes, avec des différences importantes entre elles en fonction de la complexité des technologies nécessaires à leur production.

Les caractéristiques des batteries courantes utilisées dans les véhicules électriques et hybrides sont résumées dans le Tableau I.1 et la Figure 1-2.

Technologie	Plomb	Ni-Cd	Ni-Hm	Li-ion
Date de création	1859	1947	1988	1990
Énergie spécifique (Wh/kg)	25-50	30-60	50-90	100-230
Énergie volumique (Wh/l)	40-100	50-150	104-300	200-620
Temps de charge (h)	10	5	3-5	2
Rendement énergétique (%)	50-92	70-90	66	>90
Nombre de cycles de recharge	500-1200	1000-1500	1000	1200
Durée de vie (ans)	4-5	2-3	2-4	7
Température de Fonctionnement (°C)	-20 à 60	-40 à 60	-20 à 60	-20 à 60
Tension nominale d'une cellule (V)	2.1	1.2	1.2	3.6-3.7
Prix (€/kWh)	80-100	300	350	300-350
Avantages	Bas prix	Charge rapide, durée de vie, basse température	Légèreté, capacité	Auto-décharge faible, léger, bon rendement
Inconvénients	Lourd	Toxique, auto-décharge, effet mémoire	auto-décharge	Instable en cas de décharges profondes, sécurité

Tableau 1-1 :Caractéristiques des différentes familles de batterie

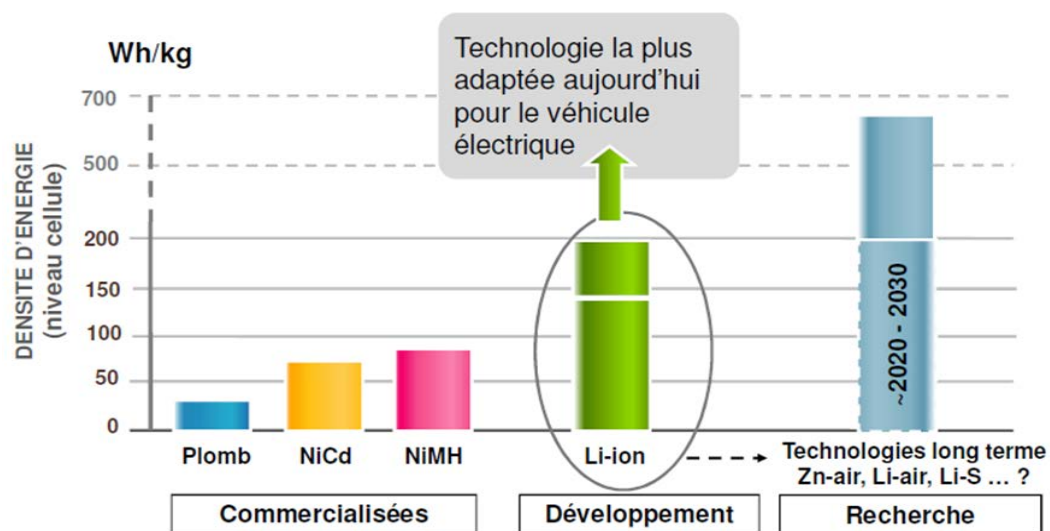


Figure 1-2. Les grandes familles de batteries pour automobiles

1.2.1.2 Grandeurs caractéristiques des batteries

Une batterie est principalement caractérisée par les grandeurs définies ci-dessous :

✓ **Capacité (C_{bat}) :**

La batterie se distingue par sa capacité C_{bat} , exprimée en Ampère-heure (Ah), et indique la quantité d'énergie que la batterie peut stocker après avoir été complètement chargée et déchargée à un courant constant à une température constante et dans des conditions idéales [8- 9].

Une batterie de X Ah serait ainsi capable de donner une charge égale à la fourniture d'un courant de X ampères pendant une heure jusqu'à ce que la tension aux bornes de la batterie atteigne une tension dite de « tension de coupure », comme le montre la figure 1-3.

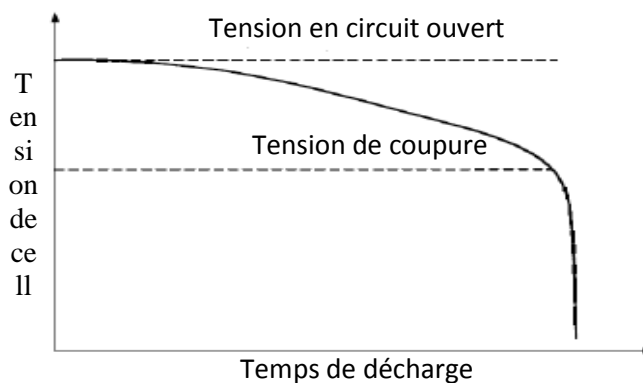


Figure I.3 : La tension de coupure d'une batterie typique [10].

La capacité de la batterie diminue à mesure que son taux de décharge augmente [11]. La capacité peut être exprimé par :

$$C_{bat} = \int_{t_i}^{t_f} i dt \quad (I.1)$$

Avec :

i : l'intensité du courant de décharge de la batterie (A)

t_i et t_f les états de début et de fin qui répondent à certaines exigences (de tension en général).

✓ **Etat de charge (SOC):**

L'état de charge de la batterie est un autre indicateur crucial (SoC, State of Charge en anglais). Le SoC est l'équivalent d'une jauge de carburant pour la batterie d'un véhicule électrique. Il est défini comme le rapport entre la capacité restante et la capacité maximale lorsqu'elle est totalement chargée [12]. Selon cette définition, l'état de charge oscille entre SoC^{min} et SoC^{max} pour une batterie complètement chargée à 100% SoC et une batterie totalement déchargée à 0% SoC.

$$SoC^{min} \leq Soc \leq SoC^{max} \quad (I.2)$$

Dans de nombreuses littératures [13 - 15], le changement de SoC dans un intervalle de temps dt , avec un courant de décharge ou de charge i_{bat} peut être exprimé par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta SoC = \frac{idt}{C_{bat}} \\ SoC(t) = SoC(0) - \int \frac{i_{bat}(t)}{C_{bat}} dt \end{array} \right. \quad (I.3)$$

Où C_{bat} est la capacité ampère-heure de la batterie au courant de la batterie i_{bat} . Pour la décharge, le courant de la batterie (i_{bat}) est positif et pour la charge il est négatif.

L'état de charge dépend de la profondeur de décharge spécifiée par le décideur. La décharge profonde de la batterie est évitée en général en laissant son état de charge s'approcher des limites critiques $SoC_{min}=0\%$, qui est une valeur théorique pour éviter sa destruction.

✓ **Energie massique :**

L'énergie massique d'une batterie est définie comme sa capacité énergétique par rapport à son poids (Wh/kg). L'énergie massique théorique est la plus grande quantité d'énergie que toute la masse de la cellule réactive peut générer.

La puissance massique est défini comme le rapport entre la puissance maximale produite par la batterie et son poids. Du fait des contraintes de poids et d'encombrement imposées par les batteries, l'optimisation du rapport puissance/poids est cruciale, notamment pour une utilisation dans les transports. La résistance interne d'une batterie chimique détermine en grande partie sa puissance massique. Avec le modèle statique de batterie comme illustré à la Figure 1-4, la puissance maximale que la batterie peut fournir à la charge est donnée par [10] :

$$P_{max} = \frac{V_o^2}{4(R_{ohm} + R_{int})} \quad (I.4)$$

Avec R_{ohm} est la résistance ohmique et R_{int} est la résistance interne induite par la réaction chimique ; cette résistance est affectée par divers facteurs, notamment la composition chimique de l'électrolyte, l'état de charge, la température, et la qualité de la connexion aux bornes de l'élément [8].

Pour acquérir la tension de batterie requise, de nombreuses cellules sont associées en série dans le module ; cependant, pour augmenter la capacité et le courant, ces cellules doivent être associées en parallèle ou la surface de réaction doit être augmentée.

1.2.1.3 Modèle électrique de batterie :

La batterie peut être modélisée en régime permanent, c'est-à-dire que le comportement dynamique n'est pas pris en compte . Le schéma électrique équivalent peut être vu sur la Figure. 1- 4 [10]. Le modèle de batterie se compose d'une source de tension interne (V_{int}) une résistance ohmique (R_{ohm}) et d'une résistance interne (R_{int}), provoquée par une réaction chimique. Ce dernier représente la chute de tension, qui est associée au courant de la batterie. Les courants de batterie (i) sont traités comme des courants positifs, c'est-à-dire que les courants de charge sont alors négatifs.

$$V_{bat} = V_{bat(int)} - (R_{int} + R_{ohm}).I \quad (I.5)$$

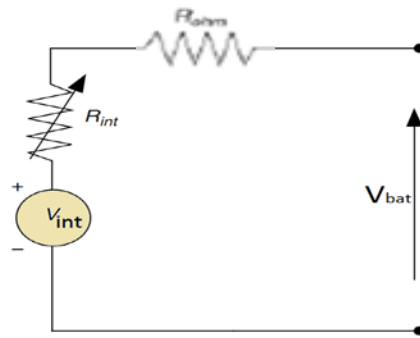


Figure 1-4: modèle statique équivalent d'une batterie [10].

1.2.1.4 Choix d'une batterie de traction:

Les facteurs importants dans le choix d'une batterie sont sa densité d'énergie (Energie/Masse), sa capacité à être rechargée (Nombre de Cycles), son coût, sa durabilité, sa facilité d'entretien, sa tension, sa taille (selon l'utilisation), et sa recyclabilité.

1.2.2 Pile à combustible

1.2.2.1 Pourquoi les pile à combustible

En raison de leur coût élevé, les piles à combustible étaient limitées à des applications de niche telles que les missions spatiales dans les années 1960. Cependant, les progrès de la science et de la technologie au cours des 50 dernières années ont réduit la barrière des coûts de plus de 50 %, et on s'attend à ce que les piles à combustible deviennent une source d'énergie prédominante à l'avenir. Les piles à combustible ont démontré des performances exceptionnelles en termes de rendements allant de 40 à 50 %, et lorsqu'elles sont associées à la cogénération, elles peuvent atteindre des rendements d'environ 80 %, alors que les moteurs à combustion interne existants sont limités à environ 30 % [16].

De plus, l'absence de pièces mobiles leur permet de fonctionner pendant de longues périodes. En fonctionnement, les émissions de la PàC sont également assez faibles car, selon le type de PàC et le combustible utilisé, la sortie d'une PàC idéale est de l'eau pure [17].

Ils produisent peu de nuisances sonores car ils n'ont pas de pièces mobiles et transfèrent de l'énergie par des réactions électrochimiques plutôt que par combustion. La combinaison de ces nombreux avantages fait des piles à combustible une excellente option pour la production d'électricité à l'avenir.

1.2.2.2 Historique de la pile à combustible:

Sir William Grove, juge anglais et chercheur amateur en chimie, a décrit une expérience dans laquelle de l'eau et de l'électricité ont été générées à partir d'oxygène et d'hydrogène au 19ème siècle en 1839 [18]. La découverte de Grove a donné naissance à la pile à gaz (Figure 1-5), qui a servi de précurseur à l'actuelle pile à combustible.

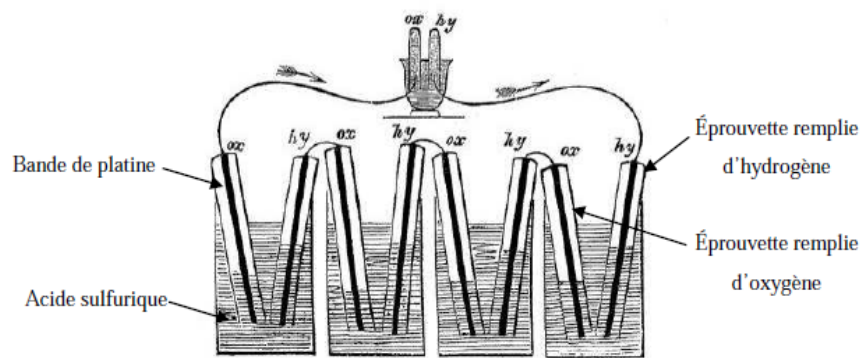


Figure 1-5 : L'expérience de Sir William Grove en 1839 [19].

Depuis lors, les piles à combustible ont surtout été utilisées à des fins scientifiques. Le nucléaire, plus risqué pour la sécurité, et le solaire, plus cher, ont tous deux été rejetés au profit des piles à combustible de type PEM (Proton Exchange Membrane) par la NASA pour le programme spatial des années 1960 [20]. L'eau et l'électricité à bord de la navette spatiale sont alimentées par des piles à combustible, un peu comme elles l'étaient pour les missions Gemini et Apollo. La commercialisation de la technologie des piles à combustible n'a commencé qu'au début des années 1980 [20], malgré son utilisation bien connue dans l'espace. Les premières utilisations dans les "véhicules" ont été faites à la fin des années 1950 après que FT Bacon de l'Université de Cambridge ait développé une pile à combustible alcaline pouvant fonctionner à des températures supérieures à 200 degrés Celsius.

En août 1959, un système alcalin La PàC de 6 kilowatts a été développée et testé sur des chariots élévateurs et des machines. Au cours des dernières décennies, la recherche sur la technologie automobile de pointe s'est tournée vers les véhicules à pile à combustible après le

lancement d'un prototype qui remplace une partie de la batterie par un groupe électrogène à pile à combustible.

1.2.2.3 Les différentes technologies de pile à combustible et leur domaine d'application

Plusieurs conceptions de piles à combustible sont basées sur des concepts fondamentaux similaires. Ces cellules varient cependant en fonction du type de carburant, de la température de fonctionnement et des propriétés chimiques de l'électrolyte. [21]. Selon ces caractéristiques, six types différents de PàC sont utilisés pour produire de l'énergie électrique [22]:

- PàC à membrane échangeuse de protons (PEMFC : Proton Exchange Membrane Fuel Cell).
- PàC à oxyde solide (SOFC : Solid Oxide Fuel Cell).
- PàC alcaline (AFC : Alkaline Fuel Cell).
- PàC au méthanol direct (DMFC : Direct Methanol Fuel Cell).
- PàC à acide phosphorique (PAFC : Phosphoric Acid Fuel Cell).
- PàC au carbonate fondu (MCFC : Molten Carbonate Fuel Cell).

Les types des PàCs en fonction des puissances nominales sont présentés à la Figure 1-6.

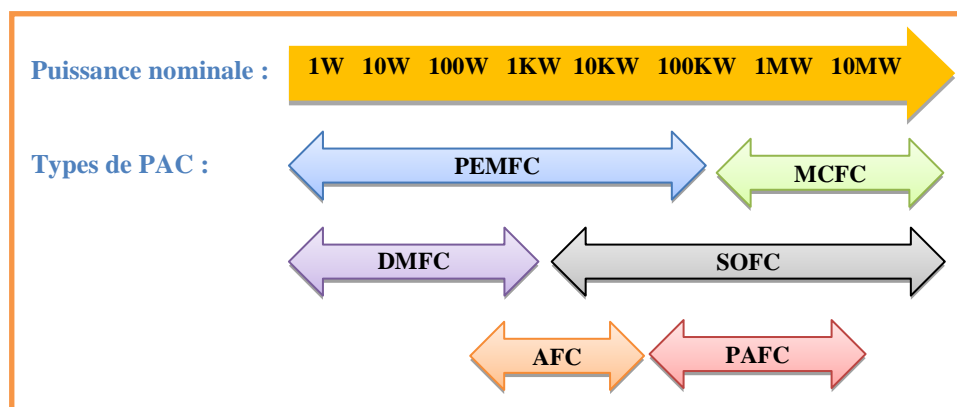


Figure 1-6: Types des PàCs selon les puissances nominales

En tant que technologie prometteuse, la pile à combustible PEM est de plus en plus utilisée dans les véhicules électriques à PàC [23-24], en raison de sa taille relativement petite, l'électrolyte solide, à haut rendement, fonctionne à basse température, bien adapté à l'instrumentation et aux vibrations et nécessite un faible instant pour le démarrage [22] [25]. Cependant, l'inconvénient majeur du PEMFC est l'utilisation d'un catalyseur au platine coûteux pour activer l'hydrogène [26]. De plus, la plage de puissance (1W-100 kW) du PEMFC permet des applications à faible et à haute puissance [27]. Pour les autres types, le SOFC est plus efficace avec un fonctionnement élevé température par rapport aux types de PàC. Néanmoins, les inconvénients du SOFC sont le

coût élevé, le démarrage lent, la corrosion par surchauffe et la perturbation des composants cellulaires [28]. L'AFC, il fonctionne à basse température entre 90 et 100 degrés Celsius, et l'utilisation d'électrolytes corrosifs conduit à une courte durée de vie [29]. En PAFC, la température de fonctionnement est d'environ 150 à 200 C et les inconvénients majeurs sont l'utilisation de catalyseurs coûteux, un démarrage long et l'utilisation d'électrolytes liquides corrosifs [22]. Le MCFC n'est pas couramment utilisé à haut rendement, car il est coûteux [30]. À l'instar du MCFC, le DMFC n'est pas une interconnexion généralisée des piles à combustible avec le réseau électrique public [31]. Parce qu'il présente des inconvénients comme une faible efficacité et une faible densité de puissance [22]. Une comparaison détaillée des PàC est donnée dans le tableau 1-2.

Type des piles	PEMFC	DMFC	PAFC	AFC	MCFC	SOFC
	Basse température				Haute température	
Température de fonctionnement	70-100 °C	70-90°C	150-220°C	50-250°C	600-800°C	700-1050°C
Electrolyte	Membrane en polymère solide	Membrane en polymère solide	Acide phosphorique liquide	Potasse (KOH) Liquide	Sel de carbonate Fondu liquide	Céramique solide
Ions des électrolytes	H ⁺	H ⁺	H ⁺	OH ⁻	CO ₃ ²⁻	O ²⁻
Combustibles possibles	Hydrogène	Méthanol	Hydrogène, gaz naturel (reformage)	Hydrogène	Hydrogène, gaz naturel, méthanol	Hydrogène, gaz naturel, méthanol
Oxydant	Air	Air	Air	O ₂ (pur)	Air	Air
Principaux constructeurs	Ballard Nuvera Axane Helion	Siemens Hitachi Sanyo	Siemens Ifc(onsi) Fuji	Siemens Fuji Zevco Ifc	IFC Hitachi Fuji	Siemens Westinghouse Sulzer

Tableau 1-2 : Différents types de PàC.

Chaque type de PàC a un domaine d'utilisation spécifique. Les PàC à basse température conviennent mieux aux applications mobiles, tandis que les PàC à haute température conviennent mieux aux applications stationnaires.

Les principaux domaines d'utilisation des technologies mobiles sont le secteur du transport (bus, voiture, etc.) et les gadgets électroniques portables (téléphones portables, ordinateurs, etc.) La production d'électricité de manière décentralisée est au cœur des applications stationnaires. Dans ce dernier cas, l'efficacité globale du système de pile à combustible est améliorée en récupérant la chaleur produite par les PàC à haute température grâce à des processus de

cogénération. Les domaines d'application sont liés à des types de FC et à des niveaux de puissance spécifiques dans la Figure 1-7.

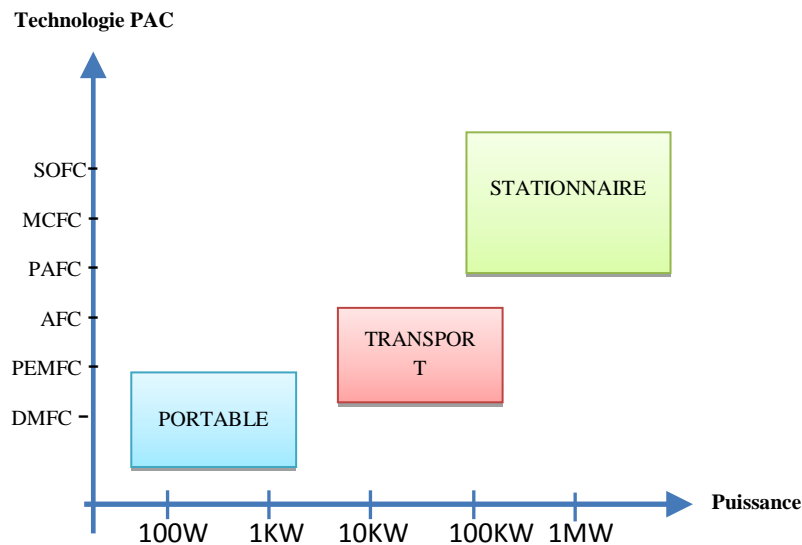


Figure 1-7 : Technologies des PàCs et domaines d'application.

1.2.2.4 Les piles à combustible PEM

Les piles à combustible PEM sont désormais considérées comme le moyen le plus prometteur d'alimenter tous les types de véhicules. En théorie, les PàC PEM peuvent atteindre au moins deux fois le rendement des moteurs à combustion interne tout en émettant beaucoup moins de polluants [32]. De plus, la densité de masse énergétique élevée de l'hydrogène rend les PàC PEM plus attrayants que les systèmes de batterie. [33]. En plus, les piles à combustible PEM conviennent à l'industrie automobile grâce à sa densité de puissance élevée (en termes de volume de la PàC).

✓ *Principe de fonctionnement de PEMFC :*

Les PàC sont des dispositifs de conversion d'énergie qui transforment directement l'énergie chimique en énergie électrique et en chaleur. [34]. La structure de base d'une PàC typique est présentée à la figure 1-8.

Une pile à combustible est bien connue pour avoir une cathode, une anode, un électrolyte et un circuit externe (charge). Le fonctionnement d'une pile à combustible est simple, mais sa conception est compliquée. [35]. L'électrode d'anode d'une pile à combustible est continuellement alimentée en hydrogène combustible, tandis que l'électrode de cathode est alimentée en oxydant dans l'air. Dans l'anode, l'hydrogène combustible est divisé en ions positifs et négatifs. [36]. La couche d'électrolyte entre la cathode et l'anode permet uniquement aux ions

positifs de l'anode de passer à la cathode [37]. Il ne laisse pas passer les ions négatifs en agissant comme un isolant [38]. Ces électrons veulent se combiner avec l'autre côté de la couche d'électrolyte pour assurer la stabilité et les électrons libres traversent le côté cathode avec un circuit séparé (charge). Ces électrons apportent de l'électricité à la scène pendant cette transition. Dans Cathode, la recombinaison des ions négatifs et positifs de l'oxydante forme l'oxydant épuisée résultant ou l'eau pure [39]. Dans les équations suivantes, nous pouvons voir les réactions chimiques qui ont lieu dans une pile à combustible [22] :

La réaction côté anode est:



La réaction côté cathode est:



La réaction globale est également donnée comme:

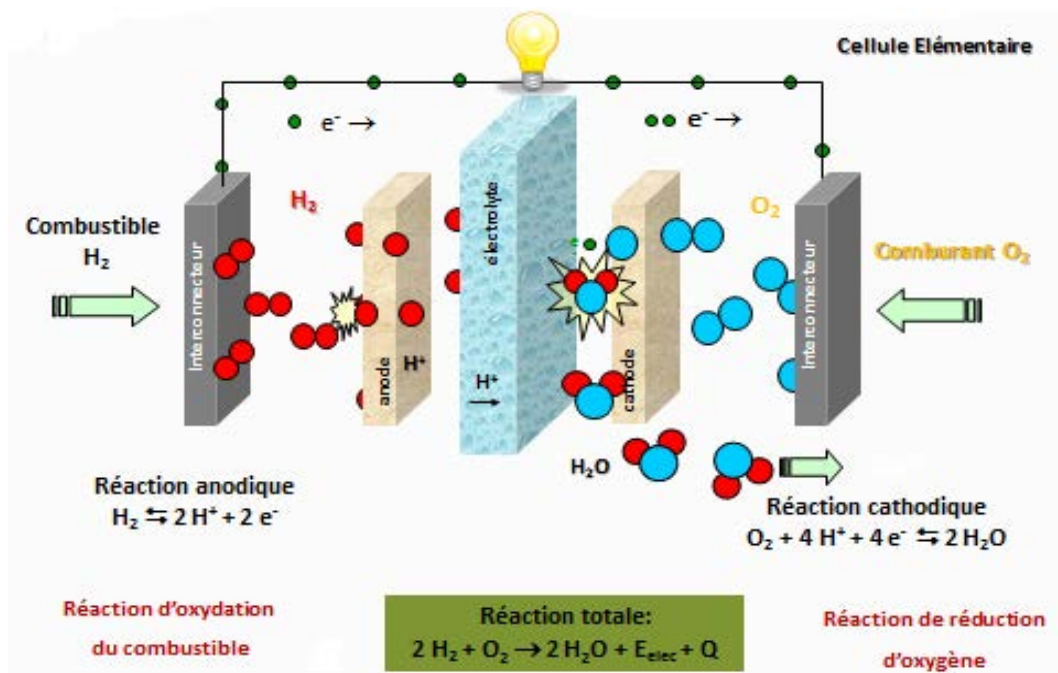


Figure 1-8 : Fonctionnement de base d'une PàC

✓ **Architecture d'une PàC:**

Chaque cellule d'un empilement PàC se compose d'une électrode négative, d'une électrode positive et d'un électrolyte (membrane), qui sont toutes pressés entre deux plaques bipolaires pour produire l'assemblage Électrode-membrane-Électrode (EME) (figure 1-9) [40]. Chaque composant est brièvement décrit ci-dessous.

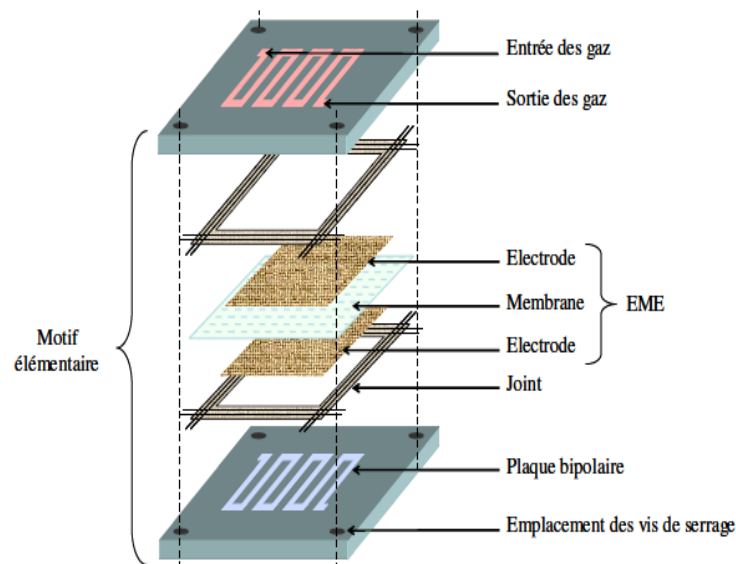


Figure 1-9 : Exemple de schéma d'une cellule de PàC

a) **Electrolyte** (Membrane) : L'électrolyte constitue l'un des composants essentiels de tous les types de PàCs. La plupart du temps, le nom donné aux piles à combustible est basé sur le type d'électrolyte utilisé. Pour les piles à combustible PEM, une membrane polymère est utilisée entre la cathode et l'anode. L'électrolyte est fabriquée en remplaçant le fluor par l'hydrogène dans les polymères à longue chaîne dans le processus appelé per fluoration. Après cela, une chaîne latérale est ajoutée, se terminant par l'acide sulfonique. La perforation du polymère lui confère la résistance chimique et la résistance mécanique tandis que l'ajout d'acide sulfonique lui confère la propriété de transporter les ions positifs, les ions hydrogène dans ce cas et, par conséquent, la conduction ionique a lieu via des groupes ioniques au sein du polymère structure. Par conséquent, la membrane des piles à combustible PEM est parfois également appelée membrane échangeuse de protons. En bref, tous les électrolytes doivent avoir essentiellement les propriétés suivantes :

- ils doivent être chimiquement résistants.
- ils doivent être solides pour pouvoir être coulés en très petites épaisseurs.
- ils doivent être acides.
- ils doivent absorber de grandes quantités d'eau.
- lorsqu'ils sont hydratés, l'ion hydrogène doit se déplacer librement (conductivité protonique plus élevée).

Le transport des ions au niveau de ces sites est fortement dépendant de l'eau liée et libre associée à ces sites, ce qui est l'un des principaux limites de l'utilisation de ces matériaux membranaires. Jusqu'à présent, les meilleures membranes polymères pour PàC PEM sont les

membranes à acide Perfluorosulfonique (PFSA) en raison de leur conductivité ionique élevée et de leur stabilité chimique dans les environnements réducteurs et oxydants [41].

Le matériau le plus couramment utilisé est le Nafion®, depuis environ 40 ans. Le principal problème avec ces membranes PFSA est la nécessité d'une forte hydratation pour obtenir une bonne conductivité ionique: en conséquence, la température de fonctionnement des piles à combustible est limitée autour de 80 ° C - 90 ° C [42].

b) **Electrodes** :

Il y a trois fonctions pour les électrodes [22]:

- ✓ Maintenir en place le catalyseur finement divisé et lui permettre d'entrer en contact avec les gaz.
- ✓ En présence du polymère ionique, faciliter le transfert des espèces protoniques des sites catalytiques d'oxydation de l'hydrogène vers ceux de réduction de l'oxygène.
- ✓ Déplace les électrons des sites catalytiques anodiques vers les sites catalytiques cathodiques.

Ce type de cellule utilise un catalyseur au platine, soit sous sa forme la plus pure, soit allié à un métal de transition (Cr, Mn, Ni, Co, Fe). En fait, seul ce métal noble peut tolérer la corrosion (dissolution) dans cet environnement chimique très acide tout en ayant une activité électro catalytique adéquate pour la réduction de l'oxygène et l'oxydation de l'hydrogène. La concentration en platine de l'électrode est comprise entre 0,01 et 1 mg/cm².

Ces électrodes sont créées en déposant des nanoparticules de platine (2 à 3 nm supportées sur des poudres de carbone), des nanoparticules de PTFE (Poly Tetra Fluoro Ethylene) et un électrolyte polymère liquide sur un tissu ou un feutre de carbone conducteur. De nombreuses couches stratifiées peuvent être utilisées dans leur construction. Les électrodes construites sont ensuite pressées à chaud de chaque côté de la membrane.

c) **Plaques bipolaires** : Les plaques bipolaires doivent collecter et conduire le courant de l'anode vers le côté cathode. Ces plaques collectrices de courant servent également de champs d'écoulement de gaz réactifs. De plus, ils doivent souvent transporter un fluide de refroidissement à travers la pile à combustible pour contrôler la température de la PàC. [17]. Généralement, le graphite est utilisé pour fabriquer ces plaques car ce matériau est léger, conducteur et résistant à la corrosion. En raison de la difficulté d'usinage du graphite, la plupart des fabricants de piles à combustible conçoivent des plaques bipolaires métalliques ou composites.

Des joints d'étanchéité sont placés entre ces plaques et l'EME pour éviter les fuites de gaz et de liquide de refroidissement. Les matériaux d'étanchéité typiques utilisés dans les piles à combustible PEM sont le caoutchouc fluoré, le caoutchouc monomère éthylène-propylène-diène et la silicone [43].

d) **L'assemblage Electrode- membrane- Electrode (EME)** : L'association des électrodes et de la membrane définit le cœur de chaque cellule. A l'aide de plaques bipolaires et extrémité, Cet ensemble EME fait partie de l'unité de base de la PàC PEM pour maintenir une bonne interface triphasée entre les gaz réactifs, la conductivité électrique (catalyseur) et la conductivité ionique (polymère conducteur d'ions). En plus de la membrane et deux électrodes, le EME comprend également des couches de diffusion de gaz (GDL), ces couches situées entre les plaques bipolaires et les électrodes pour garantir l'alimentation des gaz réactifs vers les zones actives où le métal le catalyseur (souvent du platine) est en contact avec le conducteur ionique et électronique. Ils facilitent également l'eau résiduelle d'EME et la conduction thermique vers les plaques bipolaires [44].

1.2.2.5 Système pile à combustible

La pile à combustible est le composant le plus important d'un système PàC car elle est responsable de la fonction principale de conversion d'énergie à l'intérieur du ce système. (Figure 1-10) [45].

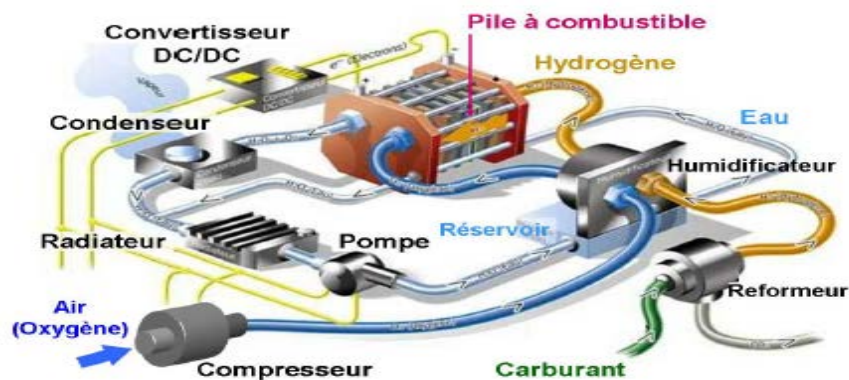


Figure 1-10: Exemple de schéma d'un système PàC [45].

Étant donné qu'une seule cellule PàC a une tension très modeste (entre 1 V et 0,5 V selon la densité de courant), la tension souhaitée ne peut être produite que par une connexion en série de cellules. Une telle collection de cellules en série est appelée «stack » (Figure 1-11). Cette configuration correspond à une connexion électrique en série des éléments individuels. Les gaz de réaction et le liquide de refroidissement sont fournis aux cellules par un réseau parallèle de canaux d'alimentation.

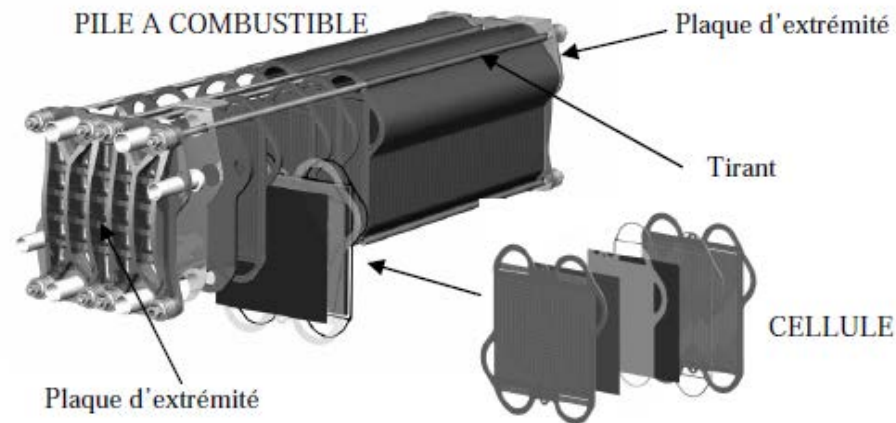


Figure 1-11 : Exemple d'un assemblage de pile à combustible (Stack).

L'utilisation d'une "plaque bipolaire", comme mentionné ci-dessus, est l'une des méthodes les plus courantes pour établir des connexions entre les cellules dans la pratique. Cela permet des connexions partout sur une cathode d'une cellule et une anode de la cellule prochain (d'où «bipolaire»). En même temps, la plaque bipolaire aide à fournir de l'oxygène à la cathode et du gaz combustible à l'anode. Cette distribution des gaz réactifs sur les électrodes se fait à l'aide d'un «champ d'écoulement» formé dans la surface de la plaque.

La chaleur, qui est générée pendant la réaction électrochimique, est transférée aux plaques bipolaires par conduction. Ensuite, il est soit transmis à l'air ambiant par des ailettes de refroidissement spécialement conçues, soit évacué du système par un liquide de refroidissement circulant à l'intérieur des plaques bipolaires.

Pour fonctionner efficacement, un système de PàC nécessite également un certain nombre de composants supplémentaires. Bien que la pile à combustible elle-même puisse s'adapter rapidement aux changements de charge, les sous-systèmes auxiliaires, notamment l'alimentation en hydrogène, le circuit de refroidissement, l'humidification du gaz, et le compresseur d'air, sont réagissent beaucoup plus lentement. Cette disparité évidente réduit la fiabilité et les performances globales du système PàC [46]. La figure 1-12 illustre la division du système de PàC en sous-systèmes auxiliaires principaux qui exécutent les activités de base [47].

Le carburant doit d'abord être produit et / ou stocké. Une fois traité (concernant principalement la régulation du débit, l'hydratation et la pression), il est envoyé vers une pile à combustible. L'oxydant doit également être traité de la même manière. Tant pour les gaz combustibles que pour les gaz comburants, l'eau, qui est produite par la pile à combustible, peut être retirée des gaz d'échappement et peut être réutilisée dans l'hydratation des gaz entrants.

La réaction électrochimique étant exothermique et l'empilement de piles à combustible devant fonctionner dans une plage de température dédiée, une gestion thermique est indispensable.

De plus, la gestion thermique de la cheminée et l'alimentation en gaz sont fortement couplées au contrôle du niveau d'hydratation du gaz. Le conditionnement de l'énergie électrique (en association ou non avec un dispositif de stockage) et le contrôle global de l'ensemble du système sont également très importants pour un système de PàC avancé.

Il existe de nombreux fabricants de piles à combustible, il existe peu de fournisseurs de systèmes complets. Les coûts d'investissement sont encore élevés à l'heure actuelle et dépendent des matériaux des cellules (catalyseur Pt, graphite, membrane) et du mode de fabrication. Aux fins des économies d'énergie et des émissions de polluants, l'ensemble du système de pile à combustible doit être bien conçu et optimisé à l'échelle mondiale.

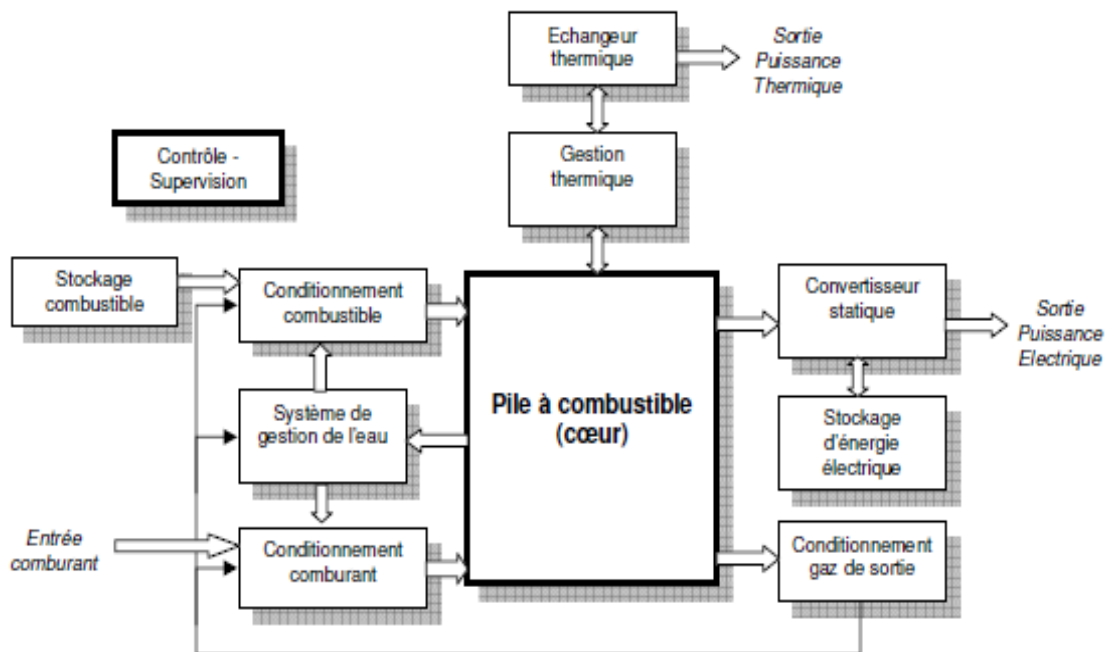


Figure 1-12 : Décomposition d'un système PàC en sous-systèmes effectuant des opérations de base. [47].

1.2.2.6 Défis techniques

Parmi les différents défis technologiques, certains concernent principalement des chercheurs en génie électrochimique, mécanique ou thermique. Évidemment, le premier domaine de recherche concerne les recherches en électrochimie et en génie des matériaux sur l'empilement de PàC lui-même. La densité de puissance doit être augmentée, tandis que la quantité de catalyseur noble doit être réduite. De plus, les problèmes liés à la gestion de l'eau et de la température sont de la plus haute importance. La température doit augmenter pour les PàCs à basse température (pour réduire les problèmes de gestion de l'eau) et diminuer pour les PàCs à haute température (pour réduire la contrainte thermique sur les matériaux et le temps de

démarrage). Le deuxième grand domaine de recherche concerne la production, la distribution ou le stockage d'hydrogène [44]. Aujourd'hui, l'hydrogène est généralement produit par reformage du pétrole ou du gaz naturel (dans ce cas, un combustible fossile doit être disponible et du carbone est émis) ou par électrolyse (dans ce cas, de l'électricité doit être fournie). La solution de reformage est basée sur une ressource limitée dans le temps et souffre également de problèmes de pureté de l'hydrogène.

Pour les chercheurs en électrotechnique, les enjeux concernent principalement le comportement électrique de la pile à combustible et les auxiliaires. Des auxiliaires sont nécessaires pour alimenter la cheminée en réactifs, pour assurer l'équilibre thermique (régulation ou limitation de température), pour effectuer le conditionnement de puissance de sortie (dispositifs de stockage et convertisseurs de puissance) et pour superviser le système. Quatre principaux problèmes de recherche doivent être pris en compte:

- **Rendement énergétique:** Le rendement électrique de la conversion électrochimique est assez élevé, entre 50% et 60%, mais il doit fournir ses propres auxiliaires. Pour maintenir le rendement global aussi élevé que possible, la consommation auxiliaire doit être minimisée (en particulier, le compresseur du moteur ou le ventilateur) et leur rendement doit être optimisé (système de conversion de puissance).
- **Dynamique de puissance:** Les auxiliaires dominent la dynamique du système de PàC. En comparaison avec le temps de réponse électrochimique de la PàC (inférieure à la milliseconde), elles mettent beaucoup plus de temps à être régulées, comme les régulateurs de débit et les vannes (secondes et millisecondes), le compresseur d'air (quelques secondes) et l'humidification système (quelques minutes).
- **Tampon de puissance:** en général, les batteries et les super condensateurs supportent le système. Au moins, le tampon de puissance doit alimenter le système lors du démarrage et de l'arrêt d'urgence. De plus, il peut également être dimensionné pour équilibrer la puissance de la pile en fournissant la demande de puissance de pointe et en améliorant la réponse temporelle aux changements de charge transitoires.
- **Contrôle de puissance:** Il comprend le contrôle de chaque système auxiliaire (y compris les contrôles en boucle fermée) et une supervision globale du système de pile à combustible. La supervision globale doit garantir le fonctionnement sûr de la pile. De plus, dans un système électrique hybride à pile à combustible, il doit régir les flux d'énergie entre les différentes sources d'énergie. [48].

1.2.2.7 Caractéristique électrique de la pile à combustible

Pour des conditions de fonctionnement données (c'est-à-dire, température et pression, etc.) et lorsque le circuit est ouvert, on s'attend à ce que le potentiel de la cellule soit approximativement égal à la tension idéale ou théorique. Cependant, il est très courant que cette tension (généralement appelée tension en circuit ouvert) soit toujours inférieure à la tension théorique ou idéale suggérant qu'il y a toujours des pertes dans la pile à combustible même lorsqu'elle n'est connectée à aucune charge. Dans la configuration en circuit fermé, c'est-à-dire lorsque la cellule est connectée à une charge, on s'attend à ce que le potentiel baisse encore davantage en raison de la raison expliquée ci-dessous [16];

- cinétique des réactions électrochimiques,
- résistance électrique et ionique interne,
- des difficultés à amener les réactifs sur les sites de réaction,
- courants internes (parasites),
- croisement de réactifs.

Différents types de pertes de tension (ou parfois appelés polarisation ou surtension) sont présentés sur la figure 1-13 et brièvement expliqués ici :

- **Pertes d'activation** : Pour chaque réaction, une certaine quantité de barrière énergétique doit être franchie pour continuer. Les électrodes des PàCs sont les sites de réactions électrochimiques. Au cours de ces réactions, une partie de la tension générée est dissipée. Ce type de perte est particulièrement non linéaire et se traduit par une chute importante à des tensions plus élevées. Ces pertes se produisent à la fois à la cathode et à l'anode de la cellule. d'autre part, La réduction de l'oxygène est plus lente que la réduction de l'hydrogène d'un facteur de quatre à six, et elle nécessite une surtension plus élevée. [49].
- **Pertes ohmiques (résistives)** : Ces pertes représentent le gaspillage de puissance sous forme de chaleur lorsque les électrons et les protons circulent à travers les matériaux respectifs. Ces pertes sont proportionnelles à la tension et à la densité de courant, représentant donc un comportement linéaire. On les appelle aussi parfois les pertes résistives. Ces pertes sont exprimées par la loi d'Ohm.
- **Pertes de concentration** : La dégradation des performances à des courants plus élevés en raison d'une faible concentration de carburant ou d'oxydant est connue sous le nom de pertes de transport de masse ou de pertes de concentration. Lorsque le taux de consommation de réactifs est élevé et qu'aucun transport de réactifs n'est présent, ces

pertes deviennent importantes. De plus, ces pertes sont hautement non linéaires, se manifestant par une forte chute de tension à des densités de courant plus élevées.

La concentration de réactif à la surface du catalyseur est proportionnelle à la densité de courant [16]. Le taux de consommation du réactif augmente avec l'augmentation de la densité de courant, provoquant un déséquilibre lorsque le taux de diffusion à la surface du catalyseur dépasse le taux de consommation et la densité de courant n'augmente plus. La densité de courant dans une telle circonstance est connue sous le nom de densité de courant limite, et elle spécifie le maximum qu'une pile à combustible PEM peut atteindre dans des conditions spécifiques.

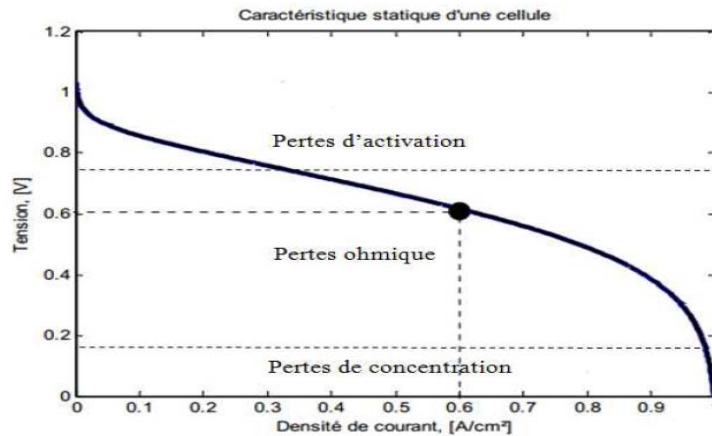


Figure 1-13 : Courbe de polarisation d'une PàC PEM

En agrégeant toutes les pertes et en exprimant la tension de la cellule en fonction de la tension en circuit ouvert (figure I.13), l'équation se lit comme suit :

$$V_{cell} = V_{circuit\ ouvert} - V_{activation} - V_{ohmique} - V_{concentration} \quad (I.9)$$

Le dimensionnement d'empilement de PàC implique le calcul du nombre et de la surface des cellules qui composent ce empilement [50]. Les considérations relatives à la puissance nominale de la PàC et à la densité de courant requise sont importantes pour déterminer la taille appropriée. L'équation suivante peut être utilisée pour déterminer la puissance électrique de sortie de la pile (I.9):

$$P_{PAC} = N_{cell} \cdot V_{cell} \cdot J \cdot A_{cell} \quad (I.9)$$

Avec :

P_{PAC} : Puissance électrique d' empilement (W).

N_{cell} : Nombre de cellules.

V_{cell} : Tension de cellule (V).

J : Densité de courant (A/m²).

A_{cell} : Surface de cellule (m^2)

Étant donné que V et J sont liés par la caractéristique tension/courant de la PàC, trois variables doivent être ajustées pour générer la puissance requise. Les restrictions d'application nous aideront à prendre les décisions essentielles.

Le courant de cellule le plus faible possible (I_{PAC}) et la tension la plus élevée possible (V_{PAC}) sont préférables car ils entraînent des pertes en joules plus faibles:

$$V_{PAC} = N_{cell} \cdot V_{cell} \quad (I.10)$$

$$I_{PAC} = J \cdot A_{cell} \quad (I.11)$$

Pour répondre à cette contrainte, vous pouvez:

- Augmenter le nombre de cellules au maximum possible avec la technologie existante.
- Afin d'augmenter la tension dans une cellule, la surface de ce cellule doit être étendue au détriment de la densité de courant. Cette option contribue également à une efficacité optimale de la PàC.

1.2.2.8 Avantage de la PàC

La production d'énergie à PàC devient une solution de plus en plus intéressante et prometteuse pour l'industrie automobile et les centrales électriques fixes. De nombreux avantages, par opposition à ceux des systèmes traditionnels, rendent les systèmes de PàC plus attrayants, tels que:

- ✓ Faible pollution (ou dans certains cas solutions zéro émission).
- ✓ Rendement relativement élevé (55 à 65% stack).
- ✓ Densité de puissance relativement élevée (pile > 1 MW / m³).
- ✓ Conversion d'énergie directe (pas de combustion).
- ✓ Fonctionnement silencieux (stack).
- ✓ Flexibilité du carburant.
- ✓ Capacité des installations modulaires à adapter la charge.
- ✓ Grande fiabilité.
- ✓ Flexibilité de taille.
- ✓ Maintenance réduite.
- ✓ capacité de suivi de charge rapide (PEMFC par rapport aux moteurs à combustion interne).

1.2.2.9 Modélisation des PàCs

Certains travaux ont déjà été rapportés dans la littérature, une modélisation statique et dynamique basée sur des équations empiriques a été donnée dans [17] [51 - 54] .

Comme mentionné ci- dessus, la chute de tension aux bornes de la PàC peut être écrite en fonction des surtensions d'activation, d'ohmique et de concentration données par l'équation (I.12) pour une cellule PAC :

$$V_{\text{cell}} = E - V_{\text{act}} - V_{\text{ohm}} - V_{\text{con}} \quad (\text{I.12})$$

Avec :

E la force électromotrice donnée en utilisant l'équation de Nernst:

$$E = 1.229 - 8.5 \times 10^{-4}(T_{PAC} - 298.15) + 4.3085 \times 10^{-5} \times T_{PAC}(\ln(PH_2)) + 0.5 \ln(PO_2) \quad (\text{I.13})$$

T_{PAC} est la température de la PàC; PO_2 et PH_2 sont respectivement les pressions partielles d'oxygène et d'hydrogène (bar).

Les pertes de tension d'activation (V_{act}) représentent le fait qu'une certaine énergie est nécessaire pour générer un produit de réaction. Ils sont obtenus par l'équation de Tafel [17]:

$$V_{\text{act}} = A. \ln \left(\frac{J+J_n}{J_0} \right) \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$$A = (RT_{PAC}) / (2 \alpha F) \quad (\text{I.15})$$

J est la densité du courant de la PàC, **J_n** la densité du courant de fuite, **J₀** la densité du courant d'échange, **R** la constante de gaz parfaite, **α** le coefficient de transfert de charge et **F** la constante de Faraday.

Les pertes de tension ohmique (V_{ohm}) provoquent une baisse de tension régulière et linéaire à mesure que le courant augmente. La résistance de membrane (R_{mem}) est le paramètre principal de cette chute de tension et s'énonce comme suit :

$$V_{\text{ohm}} = R_{\text{mem}} \cdot I_{PAC} \quad (\text{I.16})$$

Les pertes de tension de concentration (V_{con}) sont dues à la réduction de la concentration de réactif à la surface de l'électrode induite par la consommation de réactifs. Cette irréversibilité devient significative à haute densité de courant et la surtension associée est obtenue empiriquement:

$$V_{\text{con}} = m. \exp (n J) \quad (\text{I.17})$$

m et n sont des constantes dépendant de la construction de la cellule.

1.2.3 Les supercondensateurs :

Les technologies de batterie sont des technologies bien établies et largement utilisées, mais elles présentent plusieurs inconvénients comme le poids, le volume, une grande résistance interne, une faible densité de puissance, une mauvaise réponse transitoire, un cycle de vie inférieur, un temps de charge plus long, un problème de chauffage et elles ne sont pas respectueuses de l'environnement. Il existe plusieurs alternatives aux batteries, l'un de ces dispositifs intéressants est les supercondensateurs (SC) ou les ultracondensateurs ou le condensateur à double couche électrique. Ils sont des condensateurs spéciaux avec une grande capacité, ils combinent les propriétés des batteries et des condensateurs en un seul appareil. Les supercondensateurs ont considérablement mûri au cours des dernières années et ont montré le potentiel de fournir des avancées dans le système de stockage d'énergie [55]. Comparé à une batterie ou un condensateur conventionnel, le temps de charge des supercondensateurs est très inférieur et peut se décharger comme une batterie ordinaire. Comparativement, ils sont légers, écologiques et une faible résistance interne qui les rendent adaptés à plusieurs applications tels que les VE, la récupération d'énergie pour les ascenseurs et les grues, le stockage résidentiel d'énergie [56]....

L'histoire des condensateurs à double couches électriques commence avec la découverte du phénomène capacitif par Hermann Von Helmholtz en 1853 [57]. Le premier brevet de supercondensateurs a été développé dès 1957 par Becker, utilisant du carbone à grande surface comme électrodes. Les premières tentatives de commercialisation de tels dispositifs ont été développées en 1969 par SOHIO [58].

1.2.3.1 Construction et fonctionnement du supercondensateur

Les condensateurs conventionnels stockent de l'énergie en déplaçant des électrons d'une électrode à une autre. Le supercondensateur à base de matériaux en carbone a une surface plus élevée, où des phénomènes connus sous le nom de double couche électrique sont utilisés pour stocker des charges. Pour les supercondensateurs impliquant de l'oxyde métallique ou des matériaux polymères, la pseudo-capacité est le mécanisme de stockage de charge dominant [59]. Bien que les supercondensateurs et les condensateurs électrolytiques soient régis par les mêmes équations de capacité, le supercondensateur peut atteindre une capacité plus élevée en raison d'un diélectrique plus mince et d'une plus grande surface des électrodes. Cela permet également une densité de puissance supérieure à la batterie et une densité d'énergie supérieure à celle des condensateurs [60].

Le supercondensateur utilise un matériau diélectrique pour séparer deux électrodes à base de carbone, qui non seulement agit comme un isolant, mais a également des propriétés électriques

qui affectent les performances de supercondensateur (Figure 1-14). En supercondensateur, il n'y a pas de transfert de charges, mais les charges sont stockées électrostatiquement. Lorsqu'une tension est appliquée aux bornes, un champ électrique est créé dans l'électrolyte et à cause de cet électrolyte est polarisé. Cela provoque la diffusion des ions à travers le diélectrique vers les électrodes poreuses de charges opposées [61]. Ainsi, une double couche électrique est formée au niveau de chaque électrode, en conséquence, la distance entre les électrodes diminue et la surface de l'électrode augmente [62]. La capacité de stockage d'énergie dépend du matériau actif utilisé dans l'électrolyte, de la surface de l'électrode et du taux d'utilisation des micro-trous dans l'électrode poreuse [63]. La Figure. 1-14 présente un schéma de principe d'un supercondensateur.

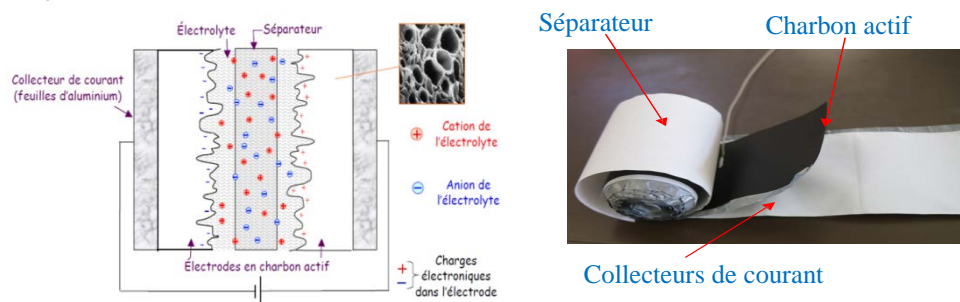


Figure 1-14 : Schéma de principe d'un supercondensateur [64]

1.2.3.2 Taxonomie des Supercondensateurs

Basé sur les tendances actuelles de la recherche et du développement, les supercondensateurs peuvent être divisés en trois classes générales: les condensateurs électrochimiques à double couche, les pseudo-condensateurs et les condensateurs hybrides. (Voir la figure 1-15.) Chaque classe est caractérisée par son mécanisme unique pour stocker la charge. Ce sont, respectivement, non faradique, faradique et une combinaison des deux. Les processus faradiques, tels que les réactions d'oxydo-réduction, impliquent le transfert de charge entre l'électrode et l'électrolyte. Un mécanisme non faradique, en revanche, n'utilise pas de mécanisme chimique. Au contraire, les charges sont distribuées sur les surfaces par des processus physiques qui n'impliquent pas l'établissement ou la rupture de liaisons chimiques [65].

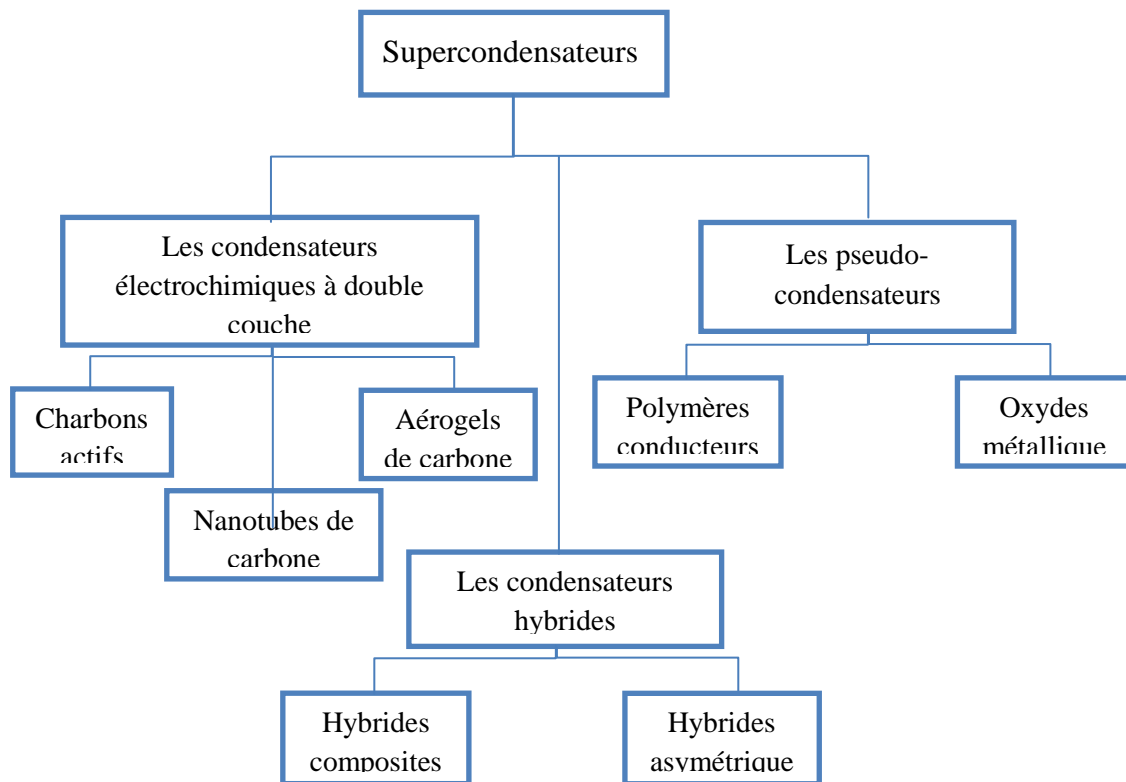


Figure 1-15. Taxonomie des supercondensateurs

1.2.3.3 Modélisation des supercondensateurs:

Pour mieux comprendre les principes de fonctionnement des supercondensateurs, plusieurs modèles sont proposés. La modélisation quantitative aide à prédire les caractéristiques de performance, ce qui contribue à son tour à réduire le coût et le coût de fabrication et d'expérimentation physique. Les caractéristiques physiques ne peuvent pas être expliquées complètement et précisément avec un seul modèle, il existe donc différents modèles proposés [66]. La caractérisation correcte des supercondensateurs est récemment devenue importante en raison de leur énorme potentiel en tant que dispositifs de stockage d'énergie. Les modèles électriques peuvent être utilisés pour décrire le comportement des supercondensateurs en termes de tension, température et fréquence [67].

Certains des modèles de base sont : [66] [68 - 69]

1. Modèle électrique à double couche
2. Modèle d'électrode poreuse
3. Modèle de circuit équivalent
4. Modèle intelligent

Le circuit équivalent de SC représenté à la Figure 1-16 [70] est utilisé pour dériver le modèle électrique donné par (I.18). La capacité différentielle est représentée dans ce modèle par deux condensateurs : un condensateur constant C_0 et un condensateur linéaire dépendant de la tension kV_0 , où k est une constante correspondant à la tension de pente [70].

$$\begin{cases} \frac{dV_0}{dt} = \frac{1}{C_0 + KV_0} I_{SC} \\ V_{SC} = R_{SC} I_{SC} + V_0 \end{cases} \quad (I.18)$$

Avec $C_0 + KV_0 > 0$

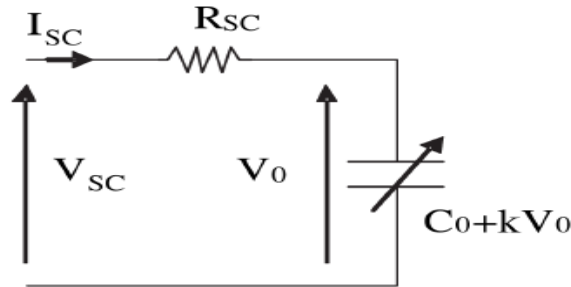


Figure 1-16: Circuit équivalent de supercondensateur

1.2.3.4 Grandeurs caractéristiques des Supercondensateurs:

Les principaux paramètres utilisés pour caractériser un supercondensateur sont énumérés ci-dessous.

✓ *Energie et capacité:*

L'équation suivante décrit la relation entre la tension V_{sc} et l'énergie stockée E_{sc} dans un supercondensateur de capacité C_{sc} :

$$E_{sc} = \frac{1}{2} C_{sc} V_{sc}^2 \quad (I.19)$$

Pour calculer la capacité C_{sc} , on utilise la formule suivante :

$$C_{sc} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} \quad (I.20)$$

Avec : ϵ_r est la permittivité relative ou la constante diélectrique de l'électrolyte, tandis que ϵ_0 est la permittivité absolue du vide .

Par conséquent, l'énergie E_{sc} est une fonction de trois paramètres V_{sc} , S et d , comme le montrent les équations (I.19) et (I.20). Il est important d'augmenter la tension V_{sc} , la surface S , la permittivité relative ϵ_r , et de diminuer l'épaisseur d pour augmenter l'énergie stockée. Un aspect crucial est la capacité C_{sc} , qui est maximisée par la compétence des producteurs lors de la construction des électrodes poreuses.

✓ *Résistance série équivalente (R_{sc}):*

La résistance série équivalente ou résistance interne empêche les supercondensateurs de s'approcher des densités de puissance théoriques. Par conséquent, déterminer comment réduire la

résistance interne des supercondensateurs devient un domaine important de recherche et développement.

Plusieurs méthodes ont été développées pour réduire la résistance série équivalente, notamment la connexion chimique de l'électrode au collecteur de courant, le polissage de la surface du collecteur de courant et l'utilisation de suspensions colloïdales à couche mince [71 - 73]. De plus, des études ont été menées pour caractériser le lien entre la taille des pores et la résistance série équivalente dans les matériaux d'électrode, ainsi que pour déterminer la résistance interne inhérente de divers électrolytes [72] [74].

L'augmentation de ce type d'études et de développements devrait aider les supercondensateurs à se rapprocher de leurs limites théoriques de densité de puissance. On peut considérer cette résistance comme la somme des résistances "ioniques" et "électriques". Cependant, la résistance de la substance active, l'électrolyte dans le séparateur et le contact entre la substance active et le collecteur de courant sont les principaux contributeurs à cette résistance interne. [75].

✓ **Etat de charge (SOC) :**

Le terme "état de charge" est utilisé ici pour désigner la quantité d'énergie qui peut être stockée. car elle est considérée comme une variable de décision dans certaines applications de traction électrique. De nombreux travaux de recherche, dont [76 - 78] ont donné des fonctions approximatives pour déterminer le SOC du SC. Un SC particulier aura généralement une tension basse (V_{SCb}) en dessous de laquelle il cessera de produire de l'énergie.

En conséquence, l'énergie disponible ou utile est inférieure à l'énergie complètement chargée, qui peut être exprimée comme:

$$E_{sc} = \frac{1}{2} C_{SC} (V_{SCb}^2 - V_{SC-nom}^2) \quad (I.21)$$

Où : V_{SC-nom} est la tension nominale du SC

Le SOC est donné en pourcentage d'énergie et est déterminé par la relation ci-dessous [79] :

$$SOC = \frac{E_{SC-res}}{E_{SC-act}} \cdot 100 \quad (I.22)$$

Avec :

E_{sc-res} : Energie restante de SC.

E_{sc-act} : Energie nominale actuelle de SC (au cycle considéré).

En termes de plage recommandée pour le SOC lors de l'utilisation de SC, la plupart des fabricants conseillent entre 25% et 100%. Cela permet d'utiliser 75 % du potentiel énergétique. [56] [79].

✓ **État de santé (SOH) :**

Le SOH est exprimé en pourcentage (%), comme la quantité d'énergie actuelle par rapport à la quantité initiale d'énergie fournie.:

$$SOH = \frac{E_{SC-act}}{E_{SC-nom}} \cdot 100 \quad (I.23)$$

Avec :

E_{sc_act} : Energie actuelle de SC en J

E_{sc_nom} : Energie nominale de SC en J.

En conséquence, SOH fait référence à toute l'énergie qui peut être libérée si une condition complètement chargée est totalement déchargée. Puisqu'il est généralement admis qu'un SC a atteint la fin de sa durée de vie lorsqu'il revient à moins de 80% de sa capacité nominale initiale, son amplitude est souvent comprise entre 100% et 80% [64].

1.2.3.5 Analyse de la durée de vie :

La durée de vie du SC est bien supérieure à celle des dispositifs de stockage de charge conventionnels. Comme il n'y a pas de transfert de charge entre l'électrolyte et l'électrode dans le processus non faradique, aucun produit chimique n'est impliqué, ce qui signifie qu'il peut durer plus longtemps que les condensateurs et les batteries qui utilisent des produits chimiques pour stocker les charges. Le SC à électrodes polymères a une durée de vie plus courte car les électrolytes liquides s'évaporent avec le temps en fonction de la température et de la tension appliquées. Les effets de la température et de la tension sur la durée de vie des SCs sont considérables. Dans la conception d'un système de stockage d'énergie, un modèle de vieillissement précis [80] est crucial. Un calcul précis de l'énergie instantanée du SC doit être effectué afin d'estimer la charge d'équilibre laissée dans le dispositif. Dans un cas, le supercondensateur est soumis à des cycles de charge/décharge rapides avec des caractéristiques de puissance constantes, ce qui signifie que lorsque le courant augmente, la tension diminue et inversement. [81]. L'augmentation du courant provoque des chutes de tension et ces pertes augmentent surtout lorsque les cellules sont connectées en série [60], en raison de la résistance interne ou résistance série équivalente R_{SC} élevée

Les valeurs de résistance série équivalente et de capacité équivalente changent avec l'âge de l'appareil [82-83]. Généralement, les fabricants fournissent des valeurs de résistance série équivalente et de capacité équivalente avec une tolérance de 20% [81], ce qui complique l'estimation du bilan énergétique [84].

1.2.3.6 Sélection du supercondensateur:

Pour remplacer les batteries du système, il est très important de choisir les valeurs et les valeurs nominales correctes des super-condensateurs. En outre, il est important de relier la capacité et l'énergie en termes de watts par heure. Le temps de charge et de décharge de la batterie est calculé sur la base de l'ampère-heure, une équation (I.24) relative à l'ampère-heure et à la capacité est donnée ci-dessous .

$$\mathbf{Ah} = [(\mathbf{Vmin} + \mathbf{Vmax}) / 2] \times [\mathbf{F} / 3600] \quad (\text{I.24})$$

Ici, Ah = Ampère heure

F = Farad

Vmin et Vmax sont des niveaux de tension de terminaison

Capacité de la batterie (mAh)	équivalente capacité (Farad)
1000	782
1250	978
1500	1173
1800	1408

Tableau 1-3 : Capacité nominale équivalente à la batterie

Les super-condensateurs de type empilé et laminé ont des caractéristiques efficaces différentes, il est également important de choisir entre elles [75]. Un supercondensateur idéal doit avoir une densité d'énergie élevée, une densité de puissance élevée, un courant d'impulsion élevé, une capacité élevée et une faible résistance.

1.2.3.7 Avantages et futures portées supercondensateur:

Les batteries sont dangereuses lorsqu'elles sont maltraitées, la surchauffe peut provoquer l'explosion des batteries. Le supercondensateur ne surchauffe pas en raison d'une faible résistance interne. Le cycle de vie des batteries est faible, comparativement, le supercondensateur a une durée de vie virtuelle infinie. Cela rend ces appareils utiles lorsqu'ils sont soumis à de fréquents cycles de charge et de décharge . Un court-circuit aux bornes d'un supercondensateur complètement chargé entraînera sa décharge rapide, ce qui peut entraîner un arc électrique, ce qui pourrait endommager l'appareil. Certaines des caractéristiques des supercondensateurs sont [85]:

- 1) Faible Résistance interne.
- 2) Faible courant de fuite.
- 3) Cycle de vie plus élevé.

- 4) Une large gamme de températures de fonctionnement .
- 5) Capacité utilisable plus élevée.
- 6) Charge très rapide.
- 7) Performances de charge et de décharge exceptionnelle

1.2.3.8 Application des supercondensateurs

Les applications des supercondensateurs sont multiples. On a notamment : [86-88]

- ✓ Le véhicule électrique hybride .
- ✓ Les alimentations sans interruption et de secours.
- ✓ les lignes de transmission .
- ✓ Les transports collectifs : bus, tramway, train.
- ✓ Contrôle de la fréquence et de la stabilité du système .
- ✓ Les supercondensateurs conviennent comme système de stockage d'énergie pour durcir les équipements sensibles contre les baisses de tension .
- ✓ Micro-réseau et micro-génération: les SCs peut être utilisé comme dispositif de stockage d'énergie dans un système de micro-source connecté à un micro-réseau .
- ✓ Dans un système éolien .
- ✓ Démarrage à froid du moteur diesel .

Les supercondensateurs sont bien adaptés à l'industrie automobile car ils peuvent aider à des choses comme : le démarrage, le stress à basse température, l'accélération et la récupération d'énergie, et l'alimentation des équipements auxiliaires.

1.3 La densité d'énergie du PàC par rapport à plusieurs dispositifs de stockage

Les piles à combustible ont des caractéristiques physiques spécifiques, mais elles fonctionnent généralement de la même manière que les batteries, en s'appuyant sur la conversion de l'énergie chimique en énergie électrique. La distinction entre les deux est qu'une PàC, contrairement à une batterie, nécessite des réactifs externes pour fournir de l'énergie. [89].

Ainsi, une PàC ne connaît jamais de décharge tant qu'elle est alimentée, contrairement à une batterie qui peut connaître une telle condition [90]. Il existe une grande variété d'appareils disponibles, chacun avec son propre rapport puissance/énergie. Les PAC sont les appareils avec le densité d'énergie les plus élevées parmi les appareils.

Le diagramme de Ragone (Figure.1-17) le montre clairement, car il place tous les dispositifs de stockage et de conversion possibles sur le même plan. Malheureusement, leur irréversibilité

actuelle empêche la récupération d'énergie, et leur densité puissance est encore assez faible (quelques dizaines de W.Kg-1).

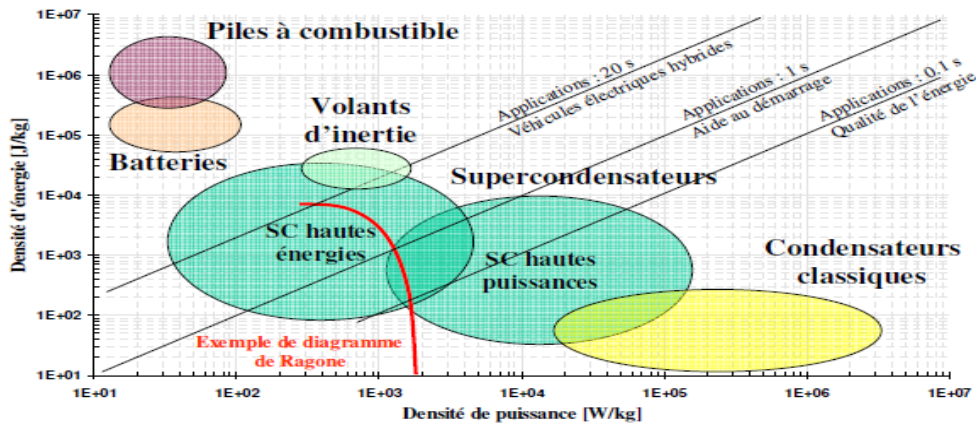


Figure 1-17 : Diagramme de Ragone

Comparé à la batterie ou aux condensateurs électrolytiques, le super-condensateur a une densité d'énergie et puissance plus élevée avec un volume et un poids plus petits. Le super-condensateur a une longue durée de vie par rapport aux batteries, jusqu'à 500 000 fois [91]. On peut dire que la batterie et le super-condensateur sont complémentaires car les batteries sont limitées dans les niveaux de puissance qu'elles peuvent supporter mais ont un rapport énergie / poids élevé, alors que le super-condensateur peut supporter différents niveaux de puissance mais a un rapport énergie / poids plus faible [92].

Les applications modernes sont de haute puissance, ce qui a conduit à la fabrication de batteries de haute puissance qui à son tour obligent à sacrifier la densité d'énergie et le cycle de vie. De même avec les condensateurs, car ils souffrent maintenant d'une faible densité d'énergie et d'une autodécharge plus élevée [62] [93].

Le tableau 1-4 ci-dessous résume les caractéristiques des éléments de stockage

Caractéristiques du périphérique de stockage	Super-condensateur	Condensateur électrolytique	Batterie
Temps de charge	1 – 30 s	$10^{-3} < t < 10^{-6}$ s	1h < t < 5 h
Temps de décharg	1 – 30 s	$10^{-3} < t < 10^{-6}$ s	T > 0.3 h
Densité énergétique (Wh / kg)	1 – 10	< 0.1	10 – 100
Durée de vie (nombre de cycle)	10^6	10^6	10^3
Densité de puissance (W / kg)	10000	> 1000000	< 1000
Rendement	85% – 98%	> 95%	70% – 85%

Tableau 1-4 : Comparaison entre les performances des super-condensateurs, des condensateurs électrolytiques et des batteries [67]

1.4 Différentes sources hybrides d'un véhicule électrique

Actuellement, la batterie reste le dispositif de stockage d'énergie le plus étendu pour fournir et livrer de l'électricité dans le véhicule électrique [14]. Mais on s'attend à ce que les véhicules à pile à combustible soient la principale source du futur véhicule, en particulier après l'amélioration du fonctionnement de la pile à combustible en utilisant un dispositif de stockage d'énergie auxiliaire pour gérer les pics de puissance de charge lors de l'accélération et du freinage. La source hybride combine les avantages des technologies utilisées (ex: énergie et puissance spécifiques, récupération d'énergie pensée coupure régénérative, etc.). Dans cette section, une étude comparative de l'hybridation de véhicules à pile à combustible avec un dispositif de stockage à batterie ou supercondensateurs sera présentée, elle est adressée pour trouver une réponse satisfaisante à la question suivante «Quelle source d'énergie hybride pour le transport routier dans le futur?»

1.4.1 Principe général de l'hybridation « PàC - batterie et PàC- SC » :

Le principal point important des systèmes hybrides présentés dans la littérature est d'équilibrer l'énergie entre la source principale de la pile à combustible, la source auxiliaire et la charge [94]. Le rôle de la pile à combustible et des batteries est de fournir une puissance moyenne à la charge, tandis que le dispositif de stockage (SC) peut être utilisé comme source d'énergie: il gère les pics de puissance de charge lors de l'accélération ou à un franchissement de pente [95].

La figure 1-18 montre le fonctionnement d'une source hybride groupe électrogène pile à combustible et supercondensateurs.

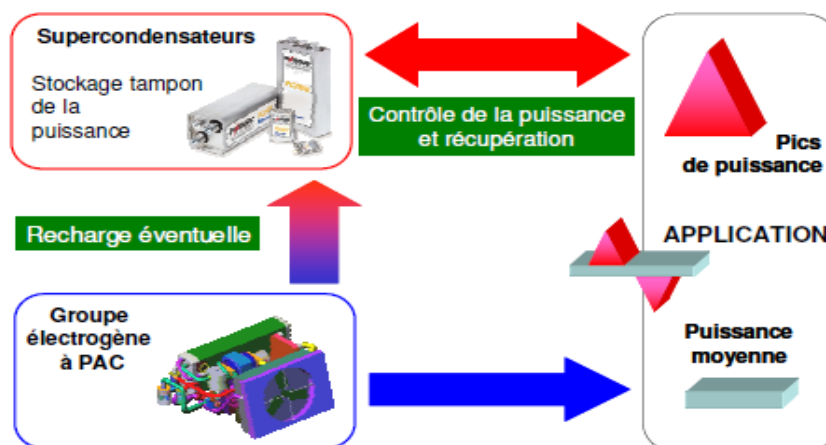


Figure 1-18 : Echanges de puissance dans un véhicule à PàC hybridé par des SCs .

La dynamique de la puissance (ou du courant) de la PàC a été volontairement réduite, la source auxiliaire fournit toutes les variations de charge. Les avantages d'une source hybride à

PàC pourraient inclure une amélioration des performances du véhicule, une économie de carburant et une tige inférieure (minimiser la PàC ou le dimensionnement de la batterie). Le degré d'hybridation bénéficie de [96]:

- les caractéristiques d'efficacité des PàCs.
- Réduction de la taille des PàCs.
- Récupération d'énergie par freinage régénératif.
- L'amélioration de la durée de vie du PàC.

Un système hybride peut être défini en termes de l'un des trois régimes opérationnels [89] :

- Régime normal : lorsque la puissance de la charge est inférieure à la sortie maximale de la source primaire, le système de stockage d'énergie et la charge sont alimentés par la source primaire.
- Régime décharge : Lorsque la puissance de charge dépasse la puissance maximale de la source primaire, le système passe en mode décharge. Par conséquent, la source primaire et le dispositif de stockage alimentent en énergie la charge.
- Régime récupération : l'utilisateur recharge le périphérique de stockage (et peut être à la source primaire, s'il est rechargeable).

La conception d'hybridation fondamentale et les trois régimes de fonctionnement sont illustrés à la Figure 1-19

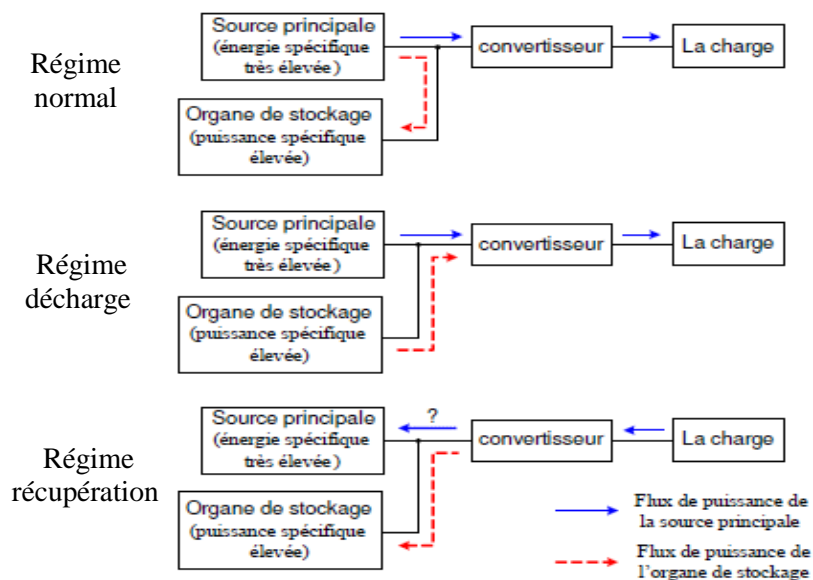


Figure 1-19 : Régimes du fonctionnement système hybride

La connexion électrique entre la charge et les sources d'alimentation est réalisée grâce à l'utilisation de convertisseurs électroniques appropriés [57]. Les topologies associatives peuvent être représentées de différentes manières. Une alternative consiste à utiliser des batteries ou des

supercondensateurs pour maintenir le niveau du bus DC. La solution la plus commune consiste à utiliser :

- un convertisseur non réversible en courant de type élévateur (boost) de tension pour connecter la PàC au la charge.
- un convertisseur réversible en courant de type abaisseur-élévateur (Buck-Boost) de tension pour interfacer les organe de stockage au la charge

Des solutions plus compliquées, telles que des convertisseurs, peuvent être utilisées pour améliorer l'efficacité de l'étage de conversion électrique. Cependant, il existe des applications où les systèmes de conversion d'énergie sans transformateur pourraient potentiellement offrir des avantages significatifs, notamment la simplicité, les économies de coûts et la taille réduite du convertisseur, en particulier dans les applications à haute puissance. De cette façon, l'utilisation de convertisseurs de puissance en parallèle avec une technique entrelacée peut offrir de meilleures performances [97].

On peut résumer ici encore que les contraintes pour faire fonctionner une PàC sont les suivantes :

- La puissance ou le courant de la pile à combustible doit être maintenu dans un intervalle (une valeur nominale, une valeur minimale ou zéro).
- Le courant de la PàC doit être contrôlé comme un courant unidirectionnel.
- Pour avoir un impact minimal sur les circonstances de la pile à combustible, la fréquence de commutation du courant de la PàC doit être supérieure à 1,25 kHz [97], et le courant d'ondulation de la pile à combustible doit être inférieur à 10% de la valeur nominale. [98].

La comparaison entre les sources hybrides (PAC - batterie et PAC- SC) dépend entièrement de la comparaison entre les supercondensateurs et les caractéristiques de la batterie.

1.4.2 La batterie par rapport à supercondensateur en tant que dispositif de stockage d'énergie

Pour comparer les caractéristiques de puissance des supercondensateurs et des batteries, et pour savoir laquelle peut être la meilleure source auxiliaire pour la pile à combustible, la comparaison doit être faite pour le même rendement de charge / décharge. Les deux types dispositifs (batterie et SC) sont capables d'impulsions de haute puissance, bien que les batteries ne soient pas destinées à être chargées / déchargées pendant de longues périodes à ces niveaux de puissance élevés, ce qui permet d'évaluer directement les performances relatives des supercondensateurs et des batteries à partir des tests de puissance d'impulsion

Le test d'impulsion d'une batterie est généralement effectué à un SOC partiel spécifié, car seule une petite fraction de l'énergie stockée dans la batterie est utilisée dans les tests de cycle. L'efficacité aller-retour des dispositifs est particulièrement intéressante dans les tests d'impulsion [99]. Ceci est déterminé à partir du rapport entre l'énergie sortant des appareils et l'énergie entrant dans les appareils pendant le cycle de test. Cette efficacité dépend principalement de la résistance série équivalente de l'appareil. Pour les supercondensateurs, leur efficacité de charge / décharge est élevée et l'énergie perdue en chaleur au cours de chaque cycle est relativement faible et facilement éliminée.

L'énergie perdue en chaleur dans les batteries est beaucoup plus importante, ce qui rend l'évacuation de la chaleur plus cruciale et ses coûts d'extraction beaucoup plus cher. C'est-à-dire que le rendement du cycle des batteries est d'environ 80% et le rendement du cycle des SCs est d'environ 95% [15][86]. Pour une décharge à haut rendement correspondante, les batteries auraient une capacité de puissance beaucoup plus faible. De plus, le principal inconvénient des batteries est un temps de charge lent, limité par un courant de charge [100]; en revanche, les supercondensateurs peuvent être chargés sur une courte période, en fonction d'un courant de charge élevé (puissance) disponible à partir de la source principale.

De plus, la figure 1-20 compare les technologies avancées des batteries et des supercondensateurs en termes de puissance et d'énergie spécifiques. Bien qu'il soit vrai qu'une batterie a la plus grande densité d'énergie (c'est-à-dire qu'une plus grande quantité d'énergie est stockée par poids que d'autres technologies), il est important de tenir compte de la disponibilité de cette énergie. C'est l'avantage traditionnel des condensateurs. Avec une constante de temps inférieure à 0,1 s, l'énergie peut être prélevée sur un condensateur à une vitesse très élevée [101].

Au contraire, une batterie de même taille ne pourra pas fournir l'énergie nécessaire dans le même laps de temps. Contrairement aux batteries, plus avantageux pour le cas des supercondensateurs est le fait qu'elles peuvent supporter un très grand nombre de cycles de charge / décharge sans dégradation (ou de cycles pratiquement infinis) [86].

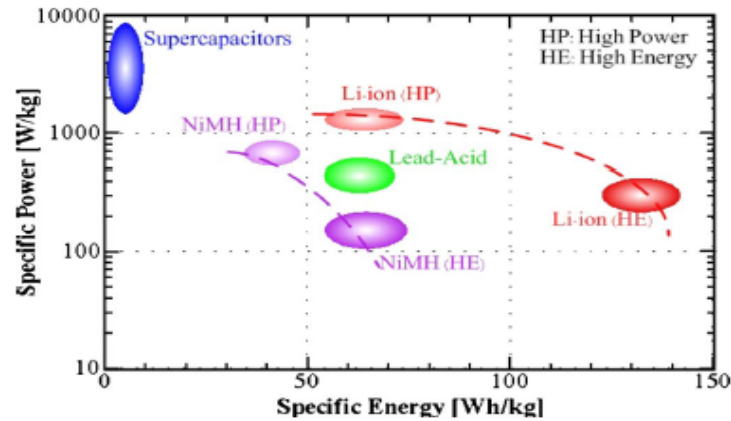


Figure 1-20 : Puissance spécifique par rapport à l'énergie spécifique des dispositifs de stockage modernes

En conséquence, les supercondensateurs ont de meilleures performances que la batterie, pour être une source auxiliaire avec une pile à combustible dans les véhicules électriques. La source hybride PàC-SC présente les avantages de la PàC ainsi que les avantages des SCs qui éliminent les inconvénients des performances dynamiques transitoires de la PàC et récupèrent l'énergie grâce au freinage par récupération, car les SCs peuvent aider plus efficacement la PàC à répondre à la demande de puissance transitoire.

1.5 Conclusion

Une étude fondamentale des différentes sources d'approvisionnement actuelles et futures des véhicules électriques a été présentée dans ce chapitre. Presque tous les véhicules électriques disponibles sur le marché utilisent aujourd'hui les batteries chimiques, les deux principales technologies de batteries actuelles utilisées dans les véhicules électriques sont le lithium-ion (Li-ion) et l'hydrure métallique de nickel (NiMH), en raison de leur potentiel d'obtention d'énergie et densité d'énergie. Cependant, l'autonomie de la batterie est toujours considérée comme le principal obstacle et défi du développement de la batterie du véhicule électrique. Les PàCs ont une densité d'énergie potentiellement plus élevée que les batteries, les piles à combustible et en particulier PEMFC sont adaptées aux applications de véhicules électriques. Mais, en raison de la complexité de son système, en particulier de sa faible puissance transitoire, de son coût et de son poids élevés, la technologie de la PàC est trop chère et cela limite le véhicule à PàC commercialisable. En conséquence, la batterie et la pile à combustible peuvent être utilisées comme sources principales en véhicule électrique, grâce à leur énergie spécifique et à leur densité d'énergie plus élevées, mais la faible autonomie de la batterie et les performances transitoires les plus faibles de la PàC sont toujours considérées comme des obstacles et des défis. Le supercondensateur a une densité d'énergie inhabituellement élevée, mais son principal

inconvenient est son énergie spécifique plus faible, ce qui limite les utilisations uniquement en performance dynamique transitoire, de sorte qu'ils ne peuvent être utilisés que comme sources auxiliaires. En source hybride, les supercondensateurs ont de meilleures performances que la batterie, où la source hybride PAC-SC présente les avantages de la pile à combustible ainsi que les avantages des supercondensateurs qui éliminent les inconvénients des performances dynamiques transitoires de la PàC et récupèrent rapidement l'énergie de freinage régénérative.

Chapitre II

État de l'art des convertisseurs DC-DC

pour véhicules électrique à pile à

combustible

Sommaire du chapitre 2

2.1	Introduction	43
2.2	Responsabilité et classification des convertisseurs continu-continu dans les véhicules électriques à PàC :	43
2.3	Convertisseur d'Interface pour Pile à Combustible	45
2.3.1	Convertisseurs continu-continu non isolés	46
2.3.1.1	Convertisseur boost conventionnel	47
2.3.1.2	Convertisseur Boost en cascade.....	49
2.3.1.3	Convertisseur Boost à trois niveaux	49
2.3.1.4	Topologies boost entrelacé	50
2.3.1.5	Convertisseur DC/DC boost flottant entrelacé à 3 phases.....	55
2.3.1.6	Boost entrelacé avec annulation du rapport cyclique	56
2.3.1.7	Convertisseur DC/DC boost entrelacé avec composants magnétiques réduits.....	58
2.3.1.8	Convertisseur DC/DC boost avec inductance couplée	59
2.3.2	Convertisseurs continu-continu isolés	60
2.3.2.1	Convertisseur isolé avec transformateur asymétrique	62
2.3.2.2	Convertisseur isolé avec transformateur symétrique.....	64
2.3.2.3	Convertisseur DC/DC isolé V6	69
2.3.2.4	Convertisseur DC/DC isolé en demi pont avec circuit d'écrêtage passif.....	70
2.3.2.5	Convertisseur DC/DC isolé en pont complet avec circuit d'écrêtage actif.....	70
2.4	Comment choisir la bonne topologie pour une application donnée ?	71
2.5	Conclusion.....	72

2.1 Introduction

Comme il existe une différence importante de tension et de courant entre les sources (pile à combustible, batteries, supercondensateurs) et les charges du véhicule (moteur de traction, auxiliaires), les convertisseurs de puissance destinés à la gestion de l'énergie embarquée dans les véhicules électriques à pile à combustible (PàC) et Les véhicules hybrides PàC sont au cœur des recherches actuelles en électronique de puissance dans le domaine des applications automobiles. Ces convertisseurs doit être conçu et utilisé avec un rapport de tension élevé, un rendement élevé, faible ondulation de courant d'entrée, haute fiabilité, et une compacité élevée tout en conservant un faible coût.

Ce chapitre vise à présenter les nombreuses topologies de convertisseurs continu-continu isolés et non isolés qui conviennent aux véhicules à pile à combustible, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Enfin, le chapitre se termine par quelques recommandations pour aider le concepteur à faire les meilleurs choix de topologie de convertisseur en termes d'efficacité, de complexité, de taille, d'ondulation de courant, de gain de tension et de tolérance aux pannes.

2.2 Responsabilité et classification des convertisseurs continu-continu dans les véhicules électriques à PàC :

Toutes les charges mécaniques et hydrauliques sont remplacées par des charges électriques afin de mettre en œuvre des équipements avancés tels que la climatisation, la direction assistée, les vitres électriques, les freins, etc., pour la sécurité et le confort du conducteur [102].

Par conséquent, la technologie des convertisseurs joue un rôle viable dans le flux de courant et de puissance dans le groupe motopropulseur du véhicule, ainsi que dans l'utilisation des fonctionnalités améliorées et des caractéristiques luxueuses des véhicules [103].

Le groupe motopropulseur et les charges alimentées par bus haute puissance dans les voitures à pile à combustible ; en basse tension, le bus sert à alimenter des charges de faible puissance. Les charges de faible puissance sont souvent alimentées par une batterie ou un supercondensateur. Pour charger et décharger la batterie; un convertisseur continu-continu bidirectionnel entre le bus continu et la batterie est une autre option. La tension de sortie de la PàC est faible et empiler plus de cellule PàC n'est pas la solution optimale pour augmenter la tension aux bornes pour satisfaire les exigences du groupe motopropulseur et des charges électriques de luxe [104] . Le système électrique du véhicule devient plus complexe et coûteux en raison de l'augmentation des charges électriques. Dans de tels cas, l'électronique de puissance est la solution fiable pour mettre en œuvre de nombreuses méthodes de contrôle pour contrôler, les entraînements réglables, les freins électromécaniques de puissance et l'électro hydraulique,

etc. Les technologies de convertisseur de puissance sont responsables de la gestion et du contrôle du flux de puissance dans le véhiculaire groupe motopropulseur [103].

Les convertisseurs de puissance ont été classés en quatre types; Convertisseurs continu-continu (DC-DC), continu – alternatif (DC-AC), alternatif- continu (AC-DC) et alternatif- alternatif (AC-AC). Dans les véhicules à PàC, le convertisseur DC-DC utilisé pour augmenter la tension aux bornes de la pile à combustible et obtenir une alimentation en tension vers le convertisseur DC-AC pour entraîner le moteur de traction. Un convertisseur de puissance DC-DC haute tension est nécessaire avec l'application véhiculaire pour alimenter des charges haute tension.

Dans la littérature, divers convertisseurs DC-DC à plusieurs étages unidirectionnels abordent la conversion à gain élevé pour diverses applications, notamment les véhicules hybrides, l'énergie renouvelable, la batterie et les entraînements électriques. Ces convertisseurs conviennent également pour atteindre une demande de tension plus élevée du groupe motopropulseur [105-106].

La Figure 2- 1 montre la classification des convertisseurs d'électronique de puissance pour se concentrer sur le convertisseur DC-DC. Ces convertisseurs sont classés en deux catégories principales (Non isolé et isolé). Un convertisseur non isolé partage une masse commune entre l'entrée et la charge ou avec la charge flottante. Alors que, dans le convertisseur isolé, l'entrée et la borne de charge sont isolées électriquement [105]. Sur la base de la direction du flux d'énergie à travers le convertisseur, les convertisseurs non isolés et isolés sont classés en deux sous-catégories; l'un est unidirectionnel et l'autre est les convertisseurs bidirectionnels.

Pour assurer l'isolement; le transformateur et les inductances couplés utilisés dans le convertisseur de puissance. Ce qui augmente le taux de conversion du convertisseur, mais augmente également le coût, la taille et les pertes. Ainsi, la haute fréquence est l'option supérieure pour réduire la taille du transformateur et de l'inductance couplée.

À l'intérieur des convertisseurs unidirectionnels, le flux de puissance ne circule que dans le sens Entrée vers Sortie. Cependant, dans le cas de convertisseurs bidirectionnels, le flux de puissance sera à la fois la direction Entrée vers Sortie et Sortie vers Entrée [105-107].

En outre, les sous-catégories unidirectionnelles et bidirectionnelles des convertisseurs DC-DC non isolés sont classées en deux sous-catégories; une catégorie est un convertisseur unidirectionnel / bidirectionnel et un convertisseur unidirectionnel / bidirectionnel à sortie flottant. En outre, le convertisseur unidirectionnel / bidirectionnel et un convertisseur unidirectionnel / bidirectionnel sont classés en un seul étage, des convertisseurs DC-DC à plusieurs étages et entrelacé.

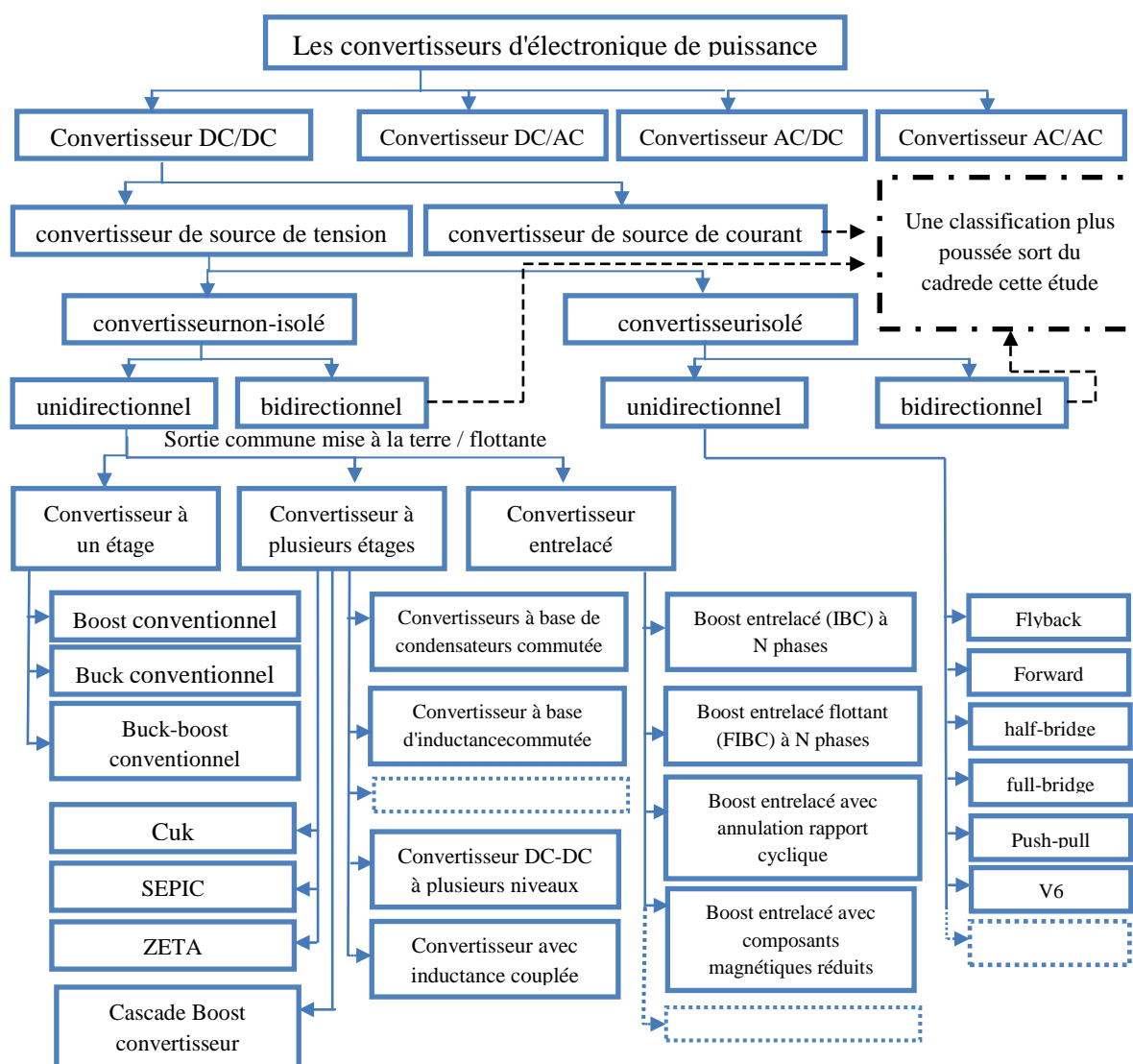


Figure 2- 1 : Classification des convertisseurs avec plus d'attention sur le convertisseur DC-DC unidirectionnel

2.3 Convertisseur d'Interface pour Pile à Combustible

L'interface électronique de puissance est conçue pour convertir la basse tension de PàC en une tension de bus DC-DC fixe [108-109]. Il est également nécessaire de maintenir l'ondulation du courant de la PàC aussi faible que possible afin de prolonger la durée de vie du PàC [110]. Pour les architectures PEMFC pour groupes motopropulseurs, les spécifications de conception du convertisseur de puissance sont bien connues [105] [111] :

- rendement énergétique élevé.
- performances de réglage rapide en évitant les gros composants de stockage passifs.
- Ondulation à faible courant évitant les dommages et le vieillissement de PàC.
- Compacité.
- Modularité.
- fiabilité et redondance permettant la continuité des services.

Différentes topologies concurrentes peuvent donc convenir pour une interface PàC. Les prochains paragraphes seront consacrés à l'analyse, des avantages et inconvénients des différentes topologies possibles.

2.3.1 Convertisseurs continu-continu non isolés

Les trois principaux types de convertisseurs conventionnels sont respectivement appelés abaisseurs, élévateur, et abaisseur-élévateur ou "buck", "boost" et "buck-boost" en anglais. Souvent, des topologies élévatrices sont observées à la sortie de la pile à combustible. Les convertisseurs bidirectionnels des éléments de stockage qui les relient au bus DC permettent aux trois structures fondamentales de converger.

- La première topologie considérée est le convertisseur Buck (Figure 22-2(a)), qui a une tension d'entrée supérieure à sa tension de sortie. Le gain de tension est le suivant :

$$\frac{V_s}{V_e} = D \tag{2- 1}$$

D est le rapport cyclique.

- Les positions de l'interrupteur et de l'inductance sont interchangeables dans une conception similaire connue sous le nom de convertisseur élévateur (Figure 2-3(a)).

Le convertisseur génère une tension de sortie supérieure à sa tension d'entrée. De plus amples informations sur ce convertisseur seront fournies dans le paragraphe suivant.

- Le convertisseur Buck-Boost (Figure 2-2 (b)) inverse la polarité de la tension d'entrée et peut augmenter ou diminuer la tension de sortie en fonction de la valeur de D . Le gain de tension est défini par :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-D}{1-D} \tag{2- 2}$$

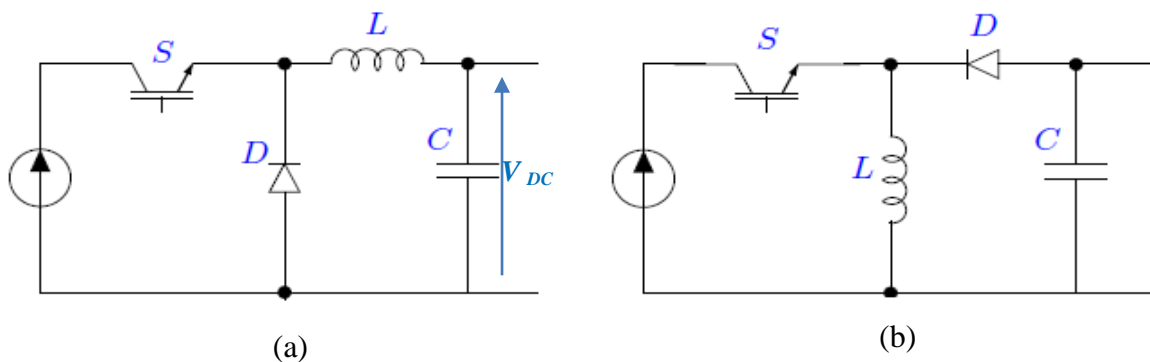
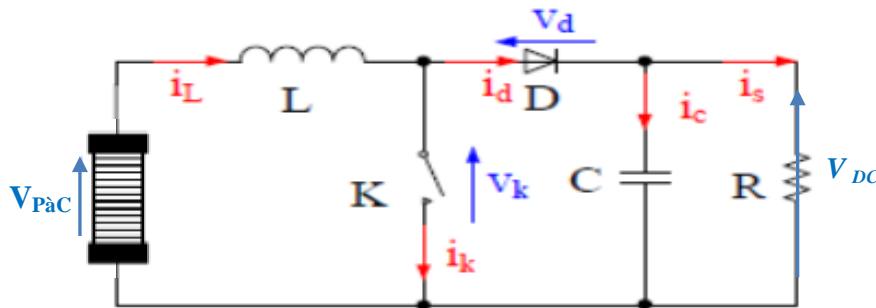


Figure 2- 2 : convertisseurs DC/DC conventionnels (a) Buck, (b) Buck-Boost

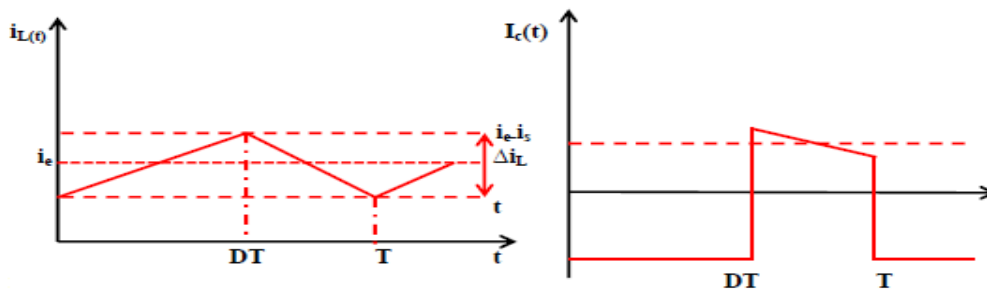
2.3.1.1 Convertisseur boost conventionnel

Le convertisseur DC-DC boost est un convertisseur de puissance qui augmente la tension d'entrée tout en réduisant le courant d'entrée. Il s'agit d'une classe d'alimentation à découpage ayant au moins un élément de stockage d'énergie (un condensateur, une inductance ou les deux en combinaison) et au moins deux semi-conducteurs (une diode et un interrupteur) comme le montre la Figure 2- 3 (a) [111]. Dans le convertisseur DC-DC boost, une inductance connectée en série avec la source DC d'entrée aide à réduire les ondulations du courant d'entrée et un filtre à condensateur est utilisé du côté sortie pour éliminer les ondulations de tension de sortie. Les convertisseurs Boost DC-DC présentent divers avantages. Un gain de tension de sortie modéré peut être obtenu ($< 4\%$), l'interrupteur peut être facilement piloté par rapport à la masse, le courant d'entrée est continu et le filtrage et la satisfaction des exigences interférence électromagnétique sont simples pour ce convertisseur [105] . Pour la conception illustrée à la Figure 2- 3 (a), une efficacité modérée peut être obtenue (83 ~ 85% à pleine charge) [111]. La tension de sortie est à polarité unique et les circuits sont plutôt simples, le coût est donc inférieur, ce qui en fait une option appropriée pour les groupes motopulseurs PàC.

La Figure 2- 3 montre le convertisseur DC/DC boost conventionnel et ses formes d'onde de tension et courant en mode de conduction continue.



(a) Convertisseur DC/DC Boost conventionnel



(b) Courant d'inductance

(c) Courant de capacité

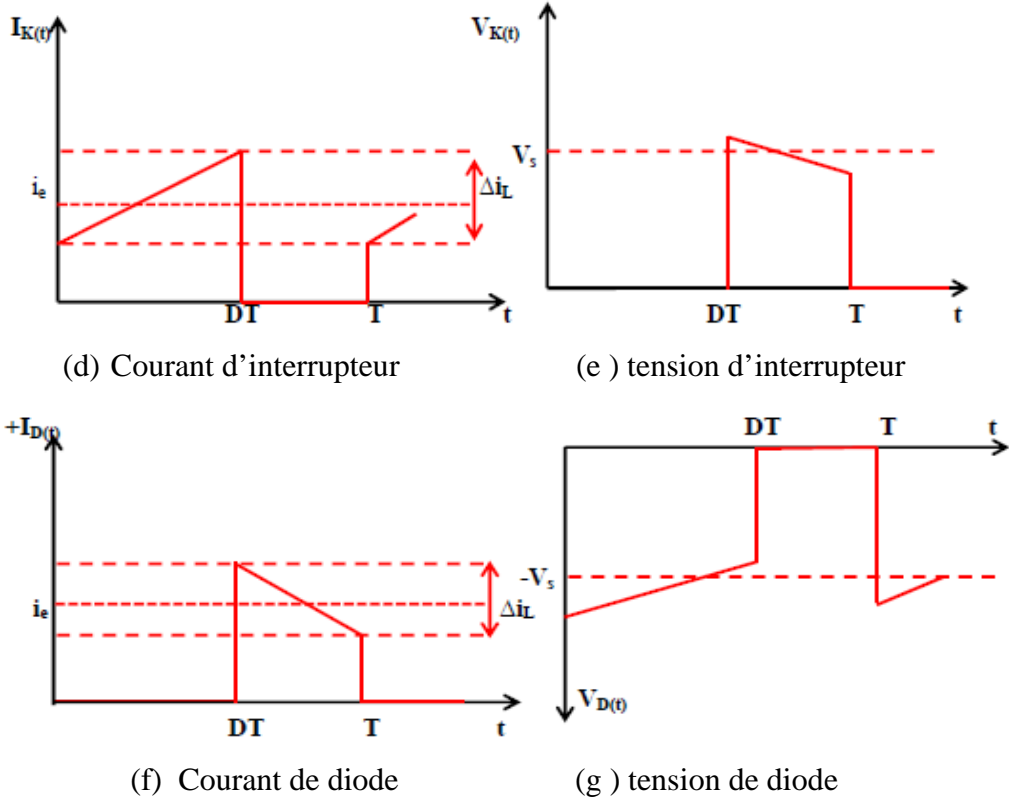


Figure 2- 3 : convertisseur Boost et formes d'ondes courant/ tension

Le gain de tension du convertisseur boost est défini par :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-D} \quad (2-3)$$

La réduction de l'ondulation de courant est une caractéristique cruciale pour les convertisseurs DC/DC afin de minimiser leurs effets négatifs sur le PàC au fil du temps [112].

L'équation suivante décrit l'ondulation du courant pour cette structure:

$$\Delta i_{PàC} = \frac{D.V_e}{L.f} = \frac{D.(1-D).V_s}{L.f} \quad (2-4)$$

The following equation defines the output voltage ripple:

$$\Delta V_s = \frac{D.V_e}{(1-D).R.C.f} \quad (2-5)$$

Où D est le rapport cyclique, R représente l'ensemble des charges et f est la fréquence de commutation du convertisseur.

Les équations suivantes peuvent être utilisées pour calculer les contraintes de courant et de tension sur l'interrupteur et la diode :

$$V_{k,max} = V_{D,max} = \frac{V_e}{(1-D)} + \frac{\Delta V_s}{2} \quad (2-6)$$

$$I_{k,max} = I_{D,max} = I_{k,max} = \frac{I_s}{1-D} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2-7)$$

Cependant, le convertisseur DC-DC boost présente également certains inconvénients. Comme l'exigence d'un grand condensateur pour réduire l'ondulation à la tension de sortie, ce qui rend le volume assez important et le poids modérément lourd, le gain de tension élevé ($> 4\%$) ne convient pas à ce convertisseur, la disposition en parallèle des dispositifs de commutation de puissance est nécessaire pour gérer une puissance élevée et il nécessite des étapes supplémentaires pour le rendre résistant aux court-circuit [113].

En raison de l'absence de redondance statique [114], le fonctionnement continu du convertisseur boost ne peut être assuré en cas de panne de l'interrupteur de puissance. En raison de ce problème, la voiture peut s'arrêter complètement.

2.3.1.2 Convertisseur Boost en cascade

En utilisant une structure en cascade, le gain de tension d'un convertisseur Boost classique peut être amplifié pour répondre aux critères de gain de haute tension. La figure 22-4 illustre le convertisseur élévateur en cascade. Il s'ensuit que le nombre d'étages de suralimentation en série, n , est le nombre total d'étages.

Comme il y a peu de limites sur la tension dans laquelle le premier étage doit fonctionner, il peut commuter à une fréquence élevée pour augmenter la densité de puissance. Maintenir la fréquence de commutation basse dans le deuxième étage permet de réduire les pertes de commutation [115].

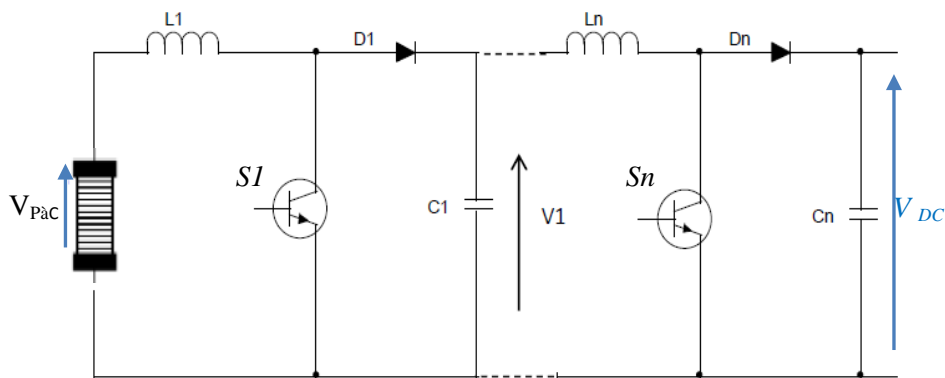


Figure 2- 4 : Convertisseur Boost en cascade

Le gain en tension du convertisseur est égal à la somme des gains des N Boosts standards. Par conséquent, le gain de tension peut être assez important. Pourtant, l'ordre du système, le coût, le volume et la difficulté de le réguler augmentent à mesure que le nombre de convertisseurs dans la cascade augmente..

2.3.1.3 Convertisseur Boost à trois niveaux

Cette configuration se compose de deux convertisseurs boost classiques ayant les points milieux des interrupteurs de puissance et des condensateurs de filtrage, attachés à la sortie

(Figure 2-5). Les contraintes de tension sur les interrupteurs sont réduites de moitié avec cette structure [116]. Lorsque l'on compare cette configuration au boost classique, c'est l'un des aspects les plus intrigants. Le gain de tension et les contraintes de courant sur les commutateurs et les diodes sont les mêmes que dans un boost conventionnel.

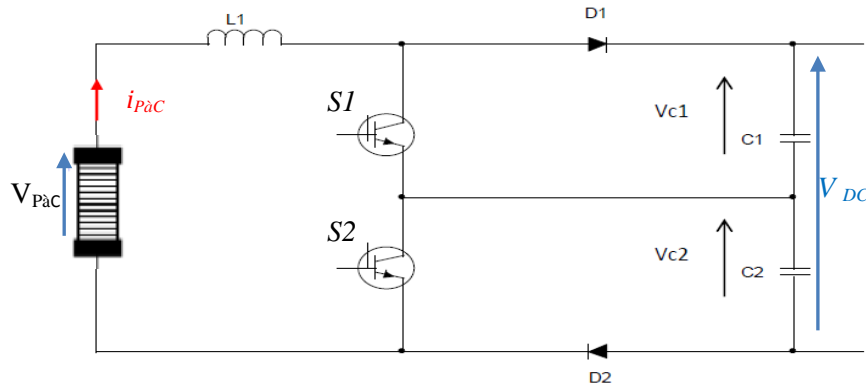


Figure 2- 5 : Convertisseur Boost à trois niveaux

Compte tenu des limitations du convertisseur DC/DC boost conventionnel, des efforts ont été faits pour trouver des conceptions alternatives qui peuvent répondre aux besoins des applications PàC dans les véhicules électriques [114].

2.3.1.4 Topologies boost entrelacé

La première topologie est un convertisseur élévateur DC/DC entrelacé, souvent appelé en anglais "Interleaved Boost Converter (IBC)", qui est simplement N convertisseurs élévateurs connectés en parallèle à un seul bus DC (Figure 2-6) [117]. Le nombre de phases est déterminé par des compromis entre plusieurs facteurs, notamment la taille des inducteurs, l'efficacité, la redondance, l'ondulation du courant d'entrée, et le coût. Pour un convertisseur donné, le nombre des phases détermine le décalage des signaux de commande de commutation, qui est égal à T/n , où T est la période de commutation du convertisseur.

Par rapport aux autres topologies de convertisseurs DC/DC utilisées dans les applications de PàC [117- 119], les convertisseurs DC/DC IBC présentent divers avantages, notamment leur petite taille, leur rendement élevé, leur fiabilité et leur faible courant d'ondulation. Les semi-conducteurs ont des caractéristiques de courant plus faibles et sont susceptibles de fonctionner en mode dégradé. En fait, si un défaut survient sur une phase, les autres phases peuvent être employées comme système de compensation pour continuer à fournir de l'énergie sans interruption grâce à leurs conceptions redondantes [119].

Des convertisseurs IBC à 2 phases [120-121], 3 phases [122-123] et 4 phases [124-125] peuvent être trouvés dans la littérature. La figure 2-6 illustre les architectures de ces convertisseurs :

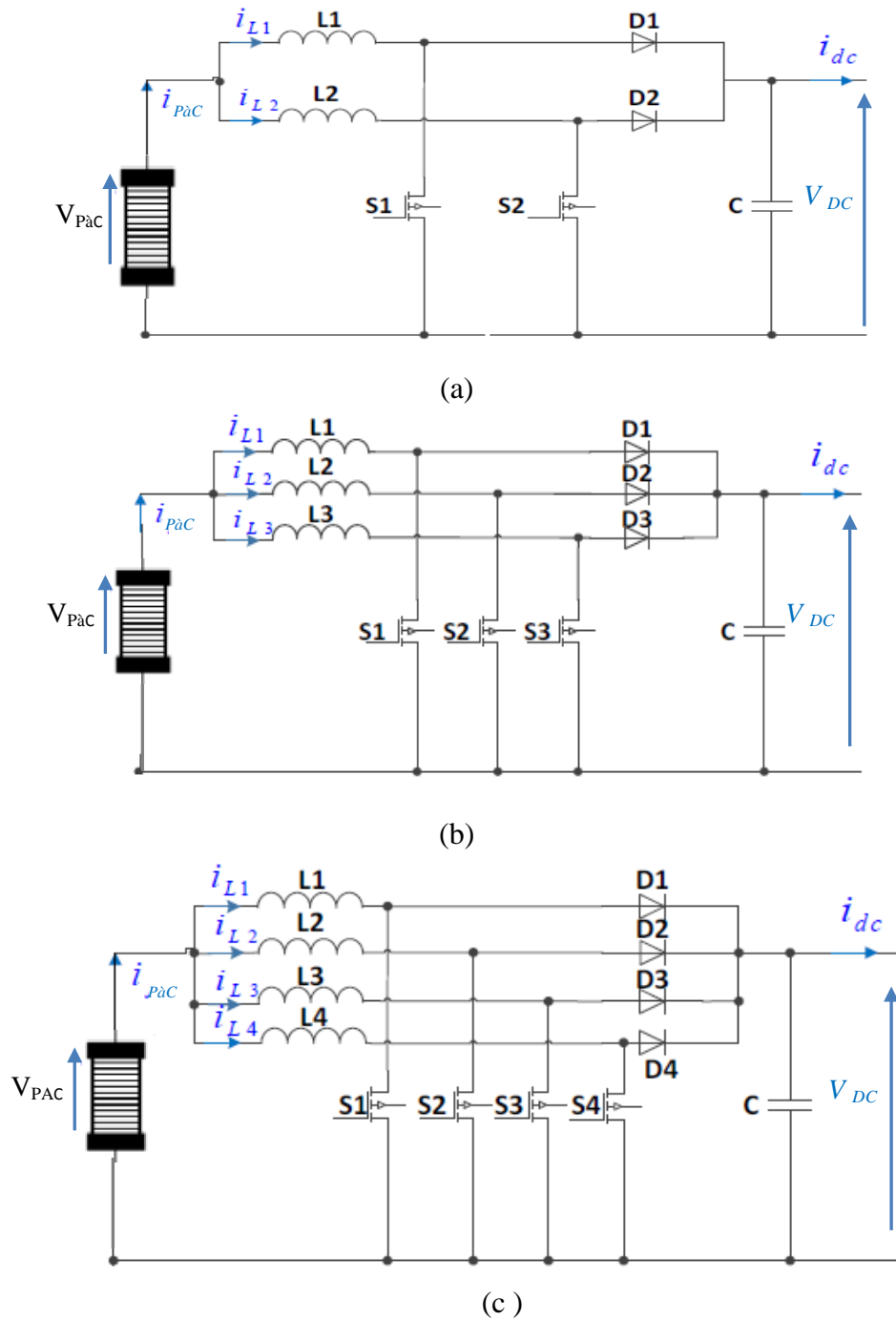


Figure 2- 6 : Architectures des convertisseurs IBC : (a) 2 phases, (b) 3 phases, (c) 4 phases.

Les formules (2-8), (2-9) et (2-10) indiquent l'ondulation du courant d'entrée sur le rapport d'ondulation du courant d'inductance pour les topologies entrelacées à 2 phases, 3 phases et 4 phases, respectivement.:

$$\frac{\Delta i_{fc}}{\Delta i_{Lx}} = \begin{cases} \frac{(1-2D)}{(1-D)} & \text{pour } 0 < D < \frac{1}{2} \\ \frac{(2D-1)}{D} & \text{pour } \frac{1}{2} < D < 1 \end{cases} \quad (2- 8)$$

$$\frac{\Delta i_{fc}}{\Delta i_{Lx}} = \begin{cases} \frac{(1-3D)}{(1-D)} & \text{pour } 0 < D < 1/3 \\ \frac{(3D-1)(2-3D)}{3D(1-D)} & \text{pour } 1/3 < D < 2/3 \\ \frac{(3D-2)}{D} & \text{pour } 2/3 < D < 1 \end{cases} \quad (2-9)$$

$$\frac{\Delta i_{fc}}{\Delta i_{Lx}} = \begin{cases} \frac{(1-4D)}{(1-D)} & \text{pour } 0 < D < 1/4 \\ \frac{(4D-1)(2-4D)}{4D(1-D)} & \text{pour } 1/4 < D < 1/2 \\ \frac{(4D-3)(2-4D)}{4D(1-D)} & \text{pour } 1/2 < D < 3/4 \\ \frac{(4D-3)}{D} & \text{pour } 3/4 < D < 1 \end{cases} \quad (2-10)$$

Pour un rapport cyclique de $D = 0,5$, l'ondulation du courant d'entrée d'un convertisseur IBC à 2 phases s'annule; pour un IBC à 3 phases, cela se produit à deux valeurs de rapport cyclique (0,33 et 0,66); et pour un IBC à 4 phases, l'ondulation s'annule à trois valeurs de rapport cyclique (0,25, 0,5, 0,75). On peut voir sur la Figure 2-7 que lorsque le rapport cyclique change, le rapport de l'ondulation du courant de PàC ($\Delta i_{PàC}$) à l'ondulation du courant d'inductance (i_{Lx}) varie.

$$\frac{\Delta i_{PàC}}{\Delta i_{Lx}}$$

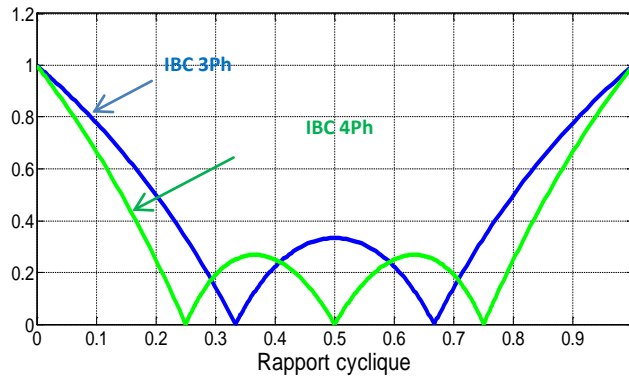


Figure 2- 7 : Rapport entre l'ondulation du courant de PàC et l'ondulation du courant suivant le rapport cyclique.

Malgré les avantages de l'entrelacement, l'efficacité énergétique du convertisseur est toujours contrainte par les pertes de commutation car les contraintes de tension sur les semi-conducteurs sont les mêmes que dans un convertisseur DC/DC élévateur conventionnel. De plus, le gain en tension de ces topologies est limité, tout comme un convertisseur élévateur DC/DC conventionnel (équation (2-3)).

La deuxième topologie est un convertisseur DC/DC élévateur à entrelacement flottant (Figure 2- 8), souvent connu sous le nom de Floating-Interleaving Boost Converter (FIBC) [126]. Ce dernier offre certains avantages, notamment l'entrelacement et le gain en haute tension. Les

entrelacements de ces topologies doivent toujours être un nombre pair pour maintenir l'équilibre du bus flottant. L'ondulation du courant d'entrée, la taille des inductances et l'efficacité énergétique ont tous un rôle dans la détermination du nombre de phases utilisées dans ces convertisseurs. En utilisant le composant supérieur non flottant d'un convertisseur élévateur et la partie inférieure flottante, comme illustré à la Figure 2.4, un convertisseur DC/DC élévateur flottant entrelacé à 2 phases peut être construit [114].

La mise en parallèle de la version flottante et non flottante en entrée et la commande déphasée des deux interrupteurs (S1, S2) assurent la notion d'entrelacement de cette topologie. L'ondulation du courant d'entrée peut être minimisée en utilisant l'entrelacement. De plus, cette conception permet aux semi-conducteurs de puissance d'avoir moins de contraintes électriques (c'est-à-dire la tension et le courant).

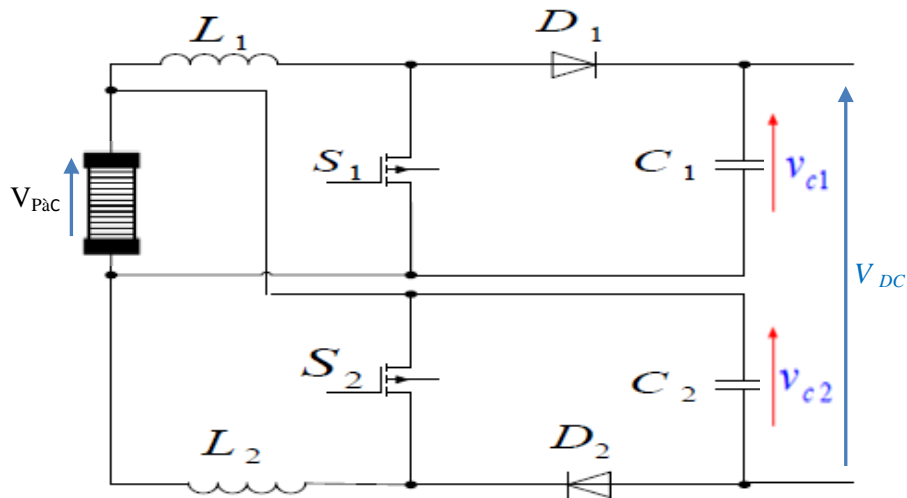


Figure 2- 8 : FIBC à 2 phases.

L'équation suivante décrit le gain de tension de cette topologie:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1+D}{1-D} \quad (2- 11)$$

Où D est le rapport cycliques de tous les interrupteurs de puissance.

De nombreuses topologies peuvent être dérivées du convertisseur FIBC

De nombreuses topologies différentes peuvent être dérivées du convertisseur DC/DC boost flottant entrelacé (FIBC). Les figures 2-9 et 2-10 présentent deux topologies [127], la première étant une topologie boost entrelacée flottante à quatre phases (FIBC 4Ph), et la seconde étant une topologie boost entrelacée flottante à deux étages installée en cascade (FIBCADE). En sortie, la connexion en série des parties flottantes et non flottantes permet un gain de tension élevé et une ondulation de tension de sortie minimisée [128]. Comme démontré en relation (2.12), le gain de tension d'une topologie FIBC à 4 phases est le même que le gain de tension d'un FIBC à 2 phases.

Le gain de tension pour la topologie FIBCDE (Figure 2-10) est :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{2}{(1-D_1).(1-D_2)} - 1 \quad (2-12)$$

Où D_1, D_2 sont respectivement le rapport cyclique du premier et du deuxième étage.

L'entrelacement est utilisé dans les deux topologies, réduisant l'ondulation du courant d'entrée et la taille des inducteurs associés. Le courant traversant l'inductance de la partie flottante et non flottante est le courant d'entrée divisé par quatre, ce qui est un avantage de la topologie FIBC à 4 phases par rapport à la conception FIBCDE. Il en résulte moins de chute de tension à travers la résistance des inducteurs et, par conséquent, une efficacité améliorée. L'utilisation du concept d'entrelacement dans la première étage de la topologie FIBCDE peut améliorer son efficacité, mais cela augmente également le nombre de composants requis, ce qui augmente à son tour le coût et la complexité de l'ensemble de la topologie.

Les topologies FIBC 2 phases et FIBC 4 phases partagent les mêmes rapports d'ondulation du courant d'entrée sur ondulation du courant d'inductance que les topologies entrelacées 2 phases et 4 phases, respectivement (voir les équations (2-8.) et (2-10)) . L'ondulation de courant d'entrée dans FIBC à 2 phases s'annule à un rapport cyclique de 0,5, tandis que dans un FIBC à 4 phases, elle s'annule pour trois valeurs de rapport cyclique (0,25, 0,5, 0,75).

De plus, l'architecture du convertisseur FIBC à 4 phases est plus fiable que l'architecture du convertisseur FIBC à 2 phases. Cela est dû au fait que la perte d'une phase d'un convertisseur FIBC 2 phases entraînerait un déséquilibre entre les bus flottants et non-flottants. Par contre, pour un convertisseur FIBC 4 phases, La perte d'une phase d'une des parties (qu'elle soit flottante ou non flottante) pourrait être compensée par l'autre phase placée sur la partie endommagée. Cependant, le maintien de l'équilibre du convertisseur entraîne la surcharge d'une phase, ce qui entraîne une augmentation des contraintes électriques, notamment sur les composants magnétiques.

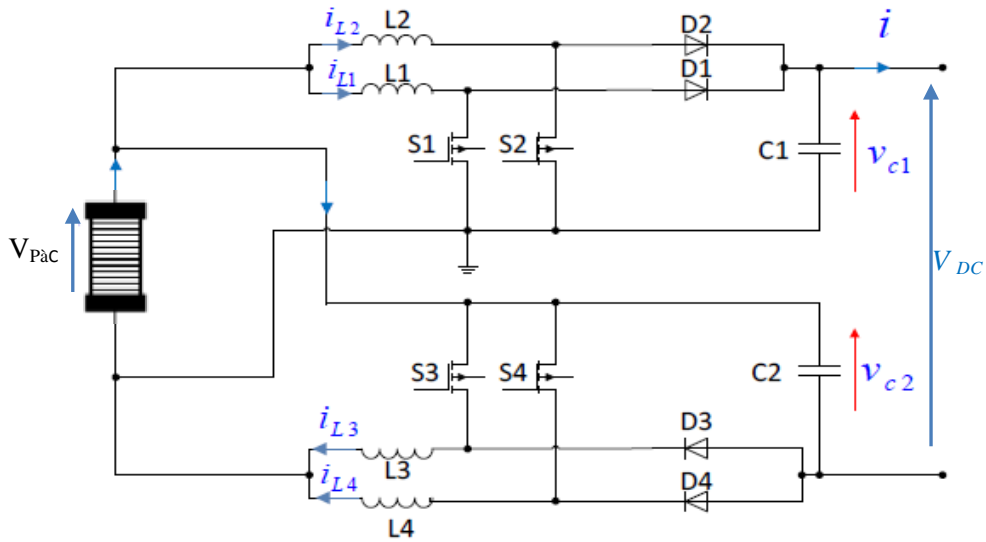


Figure 2- 9 : FIBC à 4 phases

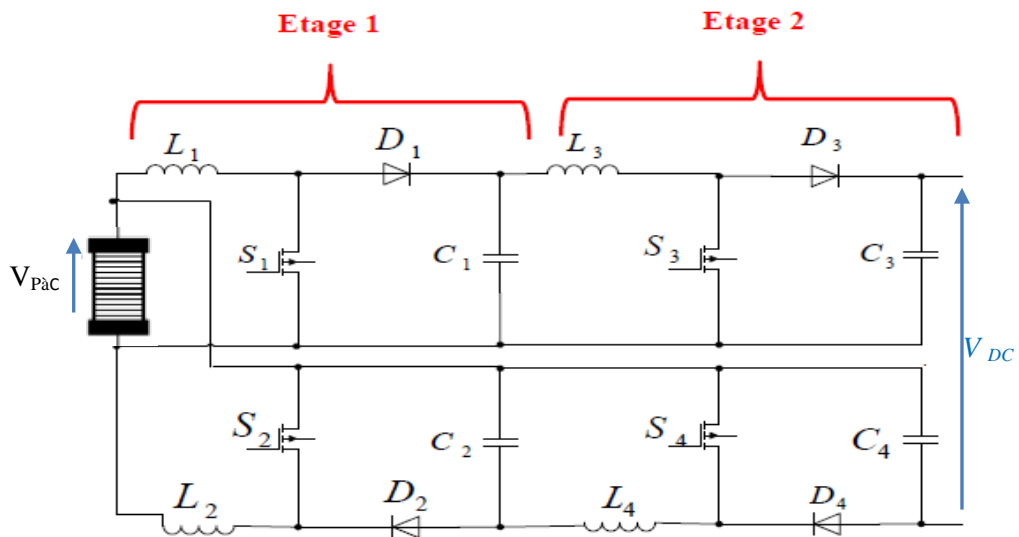


Figure 2- 10 : FIBC double étages en cascade.

2.3.1.5 Convertisseur DC/DC boost flottant entrelacé à 3 phases

Le schéma de circuit du convertisseur boost flottant entrelacé à 3 phases (FIBC à 3 phases) est représenté sur la Figure 2- 11. Le convertisseur proposé est un convertisseur amplificateur entrelacé triphasé avec un condensateur intermédiaire et deux condensateurs de sortie qui forment la sortie flottante. Le convertisseur proposé peut atteindre un gain de tension très élevé ainsi que réduire la tension au borne des interrupteurs, ce qui aide à utiliser des dispositifs de commutation de faible puissance qui peuvent réduire la taille globale et le coût du convertisseur.

L'équation suivante décrit le gain de tension de cette structure.:

$$\frac{V_{DC}}{V_{PaC}} = \frac{(2+D)}{(1-D)} \quad (2- 13)$$

Les interrupteurs S1, S2 et S3 sont retournés et désactivés par deux signaux PWM qui sont déphasés de 180 degrés. Un signal PWM est appliqué à la porte de S2 et un autre signal PWM

déphasé de 180 degrés depuis le premier est appliqué aux portes de S_1 et S_3 . Il n'y a pas de déphasage entre la phase n°1 et la phase 3 et Ces deux phases sont au déphasage de 180 degrés avec la phase n°2.

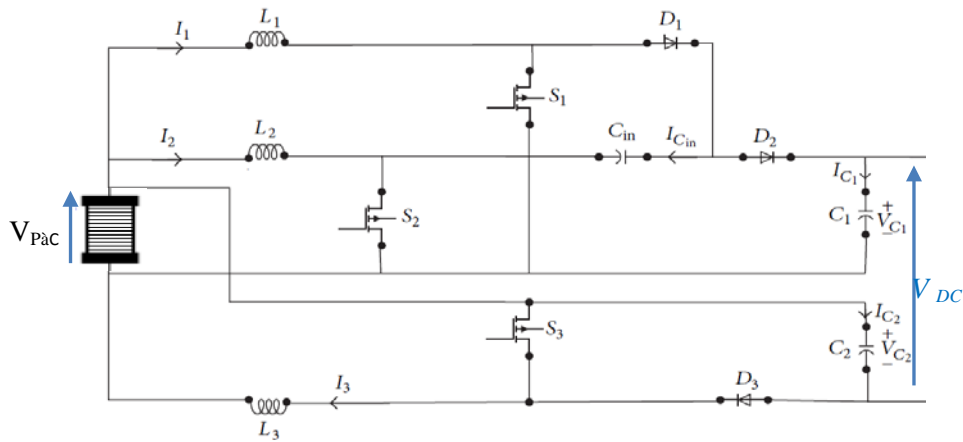


Figure 2- 11 : FIBC à 3 phases

Bien que cette topologie offre divers avantages, malgré la présence d'une redondance statique, mais les avantages de cette structure en termes de gain de tension, d'ondulation du courant d'entrée, et de tension aux bornes des interrupteurs de puissance seraient perdus en cas de défaut sur l'une des phases du convertisseur.

2.3.1.6 Boost entrelacé avec annulation du rapport cyclique

Dans la littérature, une autre topologie supplémentaire pour un convertisseur DC/DC élévateur entrelacé a été présentée. [129] ,Cette topologie combine deux principes: 1) À la l'entrée du convertisseur, deux inductances sont intercalées pour Annulation de l'ondulation du courant d'entrée, et 2) au niveau Sortie du convertisseur, un multiplicateur de tension SC est utilisé Pour augmenter le gain de tension. La topologie proposée est illustrée à la Figure 2- 12, il contient deux inductances sont entrelacées Pour annuler l'ondulation du courant d'entrée, deux interrupteurs de puissance (S_1 et S_2) commutent complémentaires, c'est-à-dire lorsque S_1 est fermé, S_2 est ouvert et vice versa, trois diodes, trois condensateurs et une petite inductance (L_3) Pour la limitation de courant à travers diode d_3 . En pratique mise en œuvre, L_3 est environ 100 fois plus petite que L_2 et 50 fois plus petite que L_1 [129].

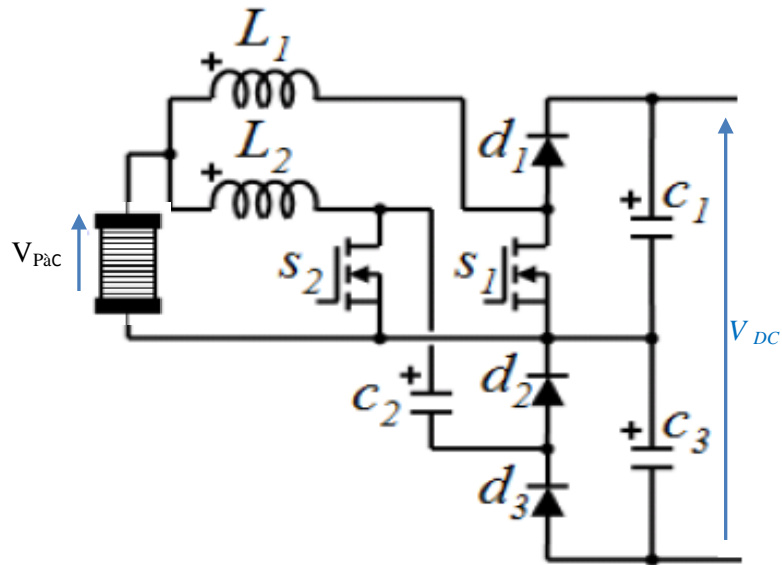


Figure 2- 12 : IBC avec annulation du rapport cyclique

Le principal avantage de cette conception est qu'elle peut annuler l'ondulation du courant d'entrée à n'importe quelle valeur de rapport cyclique sans avoir besoin de pièces supplémentaires. Le fait qu'une inductance se charge pendant que l'autre se décharge garantit que cela se produira. Ainsi, l'ondulation de courant d'entrée est nulle si le module des ondulations de courant dans les deux inductances est également identique. Le gain de tension qu'il fournit est également supérieur à celui des convertisseurs élévateurs DC/DC entrelacés classiques.

La relation suivante décrit le gain de tension [129] :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{D.(1-D)} \quad (2- 14)$$

Bien qu'il existe une redondance statique, cette architecture présente une faiblesse dans la manière dont elle gère les pannes. Les avantages de ce topologie en termes d'annulation du rapport cyclique et de gain d'élévation seraient annulés en cas de dysfonctionnement sur l'une des phases du convertisseur.

Des multiplicateurs de tension, constitués d'une diode et d'un condensateur, peuvent être utilisés pour augmenter le gain de tension [130]. La figure 2-13 illustre la situation.

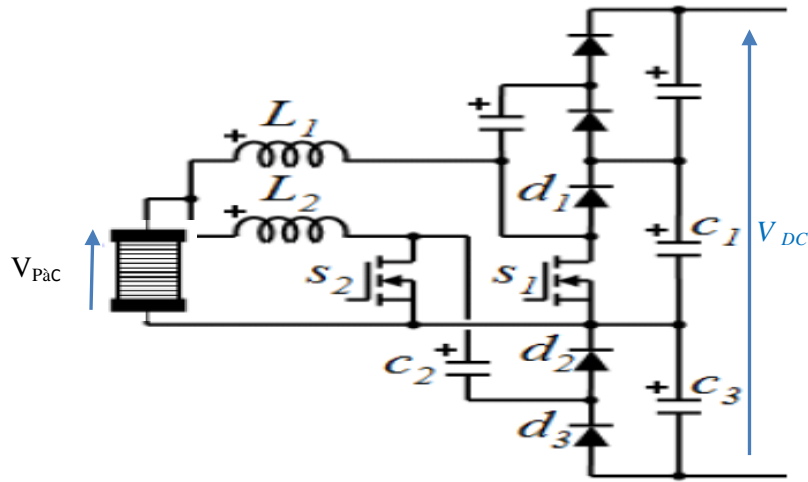


Figure 2- 13 : IBC avec annulation du rapport cyclique et extension du multiplicateur de tension

2.3.1.7 Convertisseur DC/DC boost entrelacé avec composants magnétiques réduits

La structure de cette topologie se compose de deux phases entrelacées avec deux interrupteurs et deux diodes connectées en parallèle par phase [131]. La Figure 2- 14 montre l'architecture de cette topologie. Par rapport à une topologie entrelacée à 4 phases, cette architecture réduit considérablement la quantité de composants magnétiques nécessaires. Cependant, les composants magnétiques sont soumis à des contraintes de courant électrique plus importantes, conduisant à un volume accru. De plus, l'ondulation du courant d'entrée est toujours perceptible [114]. Par rapport à une conception traditionnelle entrelacée à 4 phases, les contraintes électriques exercées sur les semi-conducteurs de sont nettement plus élevées dans ces derniers.

En conséquence, les pertes associées à la conduction et à la commutation sont nettement plus élevées. Les pertes joules et les pertes dans le noyau magnétique peuvent être réduites en réduisant le nombre d'inducteurs.

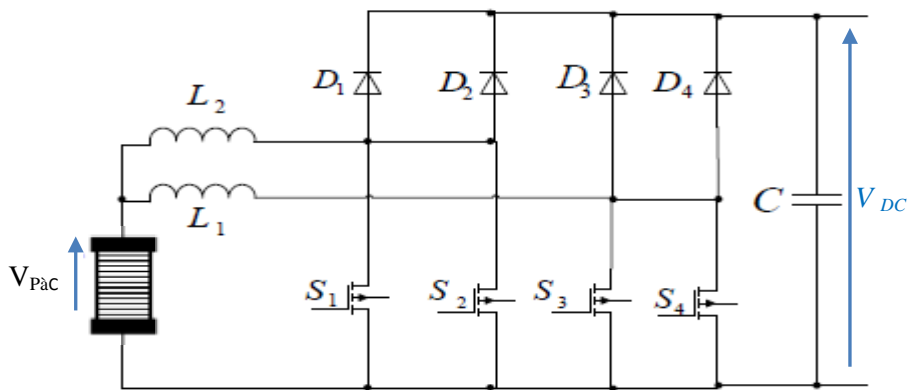


Figure 2- 14 : IBC à composants magnétiques réduits.

2.3.1.8 Convertisseur DC/DC boost avec inductance couplée

L'inductance couplée est utilisée comme transformateur pour atteindre une haute tension à la sortie du convertisseur. La Figure 2-15 illustre le circuit de puissance du convertisseur spécifié dans [132]. La haute tension obtenue en ajustant le nombre de spires de l'inductance couplée. L'enroulement du côté primaire agit comme un filtre, tandis que l'enroulement du côté secondaire fonctionne comme une source de tension en série.

Le circuit de puissance du convertisseur divisé en trois étages; Inductance commutée et condensateur commuté avec inductance couplée, étage de commutation et filtre C. Il est possible d'intégrrer les deux inducteurs couplés avec le noyau magnétique unique pour réduire la taille du convertisseur.

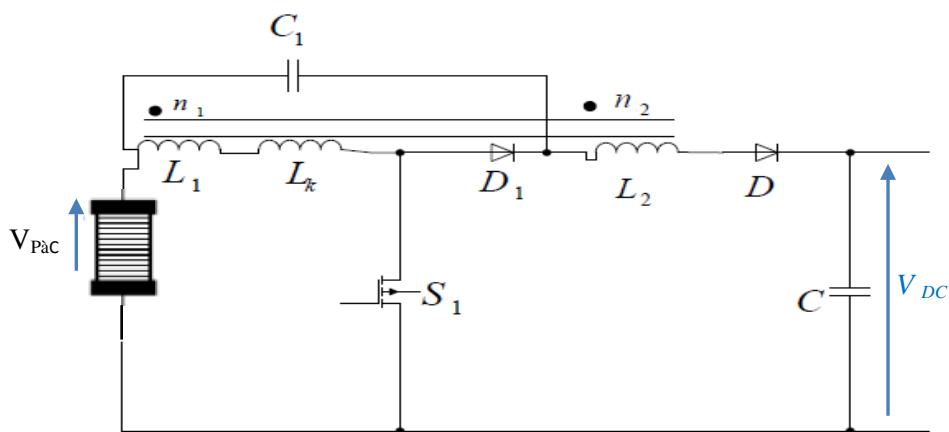


Figure 2- 15 : Convertisseur DC/DC boost avec inductance couplée [114].

En incorporant un circuit supplémentaire, la conception susmentionnée peut tirer parti des avantages associés aux procédés de commutation douce. Pendant les étapes de commutation, le circuit permet à la fois à la tension et au courant d'être nuls. La Figure 2-16(a) montre l'architecture repensée [133].

Pour que le circuit de commutation douce ait des pertes supplémentaires minimales, le temps mis par les deux interrupteurs auxiliaires S_{a1} et S_{a2} pour passer à l'état passant est très court [133]. Dans [134], un circuit auxiliaire supplémentaire est utilisé pour garantir une tension nulle à la borne d'interrupteur S_1 pendant toutes les phases de commutation. La figure 2-16 (b) illustre la nouvelle architecture. Afin d'empêcher toute tension d'apparaître entre l'interrupteur principal et celui du circuit de commutation douce, l'inductance de résonance L_s est utilisée.

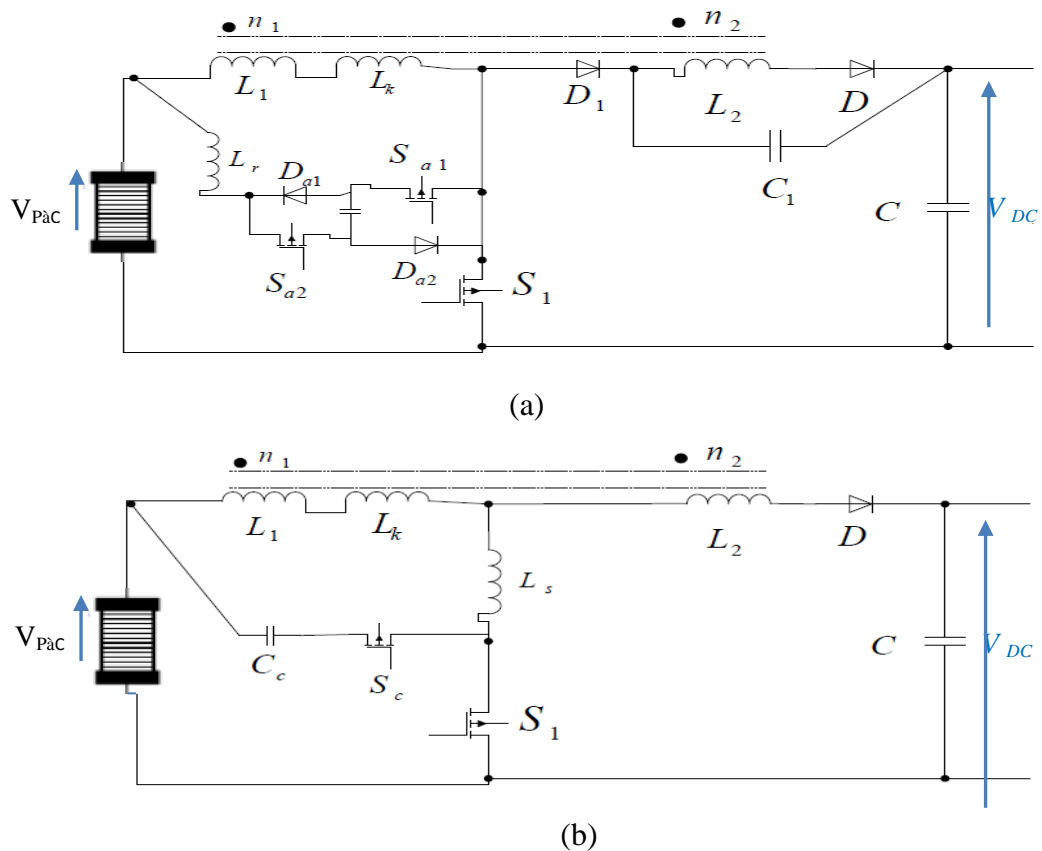


Figure 2- 16 : Convertisseur élévateur DC/DC avec circuit de commutation douce et inductance couplée

Les figures 2-15 et 2-16 illustrent des topologies qui minimisent considérablement les pertes de commutation et contribuent ainsi à une meilleure efficacité énergétique, mais au prix d'une augmentation de la complexité du circuit de commande. Les importantes pertes de conduction qui résultent des contraintes de tension et de courant des semi-conducteurs de puissance pour les applications à haute puissance persistent. De plus, ces topologies ne peuvent pas être utilisées dans les voitures en raison de l'ondulation de courant de forte amplitude et du degré de liberté limité en cas de défaut.

Les techniques de commutation douce sont également utilisées dans les topologies DC/DC isolées décrites dans ce chapitre. Dans les topologies isolées, ces procédés contribuent à diminuer les pertes de commutation des interrupteurs de puissance et à diminuer l'apparition de phénomènes de recouvrement inverse dans les diodes. La commutation douce présente certains avantages, mais ils sont encore assez modestes, notamment lorsqu'il s'agit d'optimiser le rendement énergétique du convertisseur [114].

2.3.2 Convertisseurs continu-continu isolés

Afin de créer une isolation électrique entre l'entrée et la sortie du convertisseur, un transformateur est généralement utilisé. L'isolation électrique fournie par le transformateur est principalement nécessaire pour protéger les PàCs en cas de surcharge [135]. Les convertisseurs

DC / DC isolés ont un étage AC intermédiaire composé d'un onduleur monophasé et d'un transformateur (Figure 2- 17). En général, ce dernier est un transformateur planaire fonctionnant à haute fréquence [136]. Le transformateur permet d'avoir une basse tension pour le convertisseur d'entrée et de faibles courants pour le convertisseur de sortie. D'autre part, la taille et le poids d'un transformateur changent dans le sens opposé à sa fréquence de fonctionnement, donc en inclure un dans la conception du convertisseur peut apporter des avantages considérables. Étant donné que la fréquence de commutation du convertisseur est de l'ordre de dizaines ou de centaines de kilohertz, le transformateur peut fonctionner à cette fréquence.

La taille réduite des transformateurs est le résultat direct du fonctionnement à haute fréquence [114]. Lorsqu'un rapport de conversion élévateur ou abaisseur important est requis, l'utilisation d'un transformateur peut permettre une meilleure optimisation du convertisseur. Les contraintes de courant ou de tension sur les semi-conducteurs et les diodes peuvent être réduites en sélectionnant un rapport de tours de transformateur approprié, ce qui se traduit par une efficacité accrue et un coût réduit. L'étage AC peut être un demi-pont, un pont complet, ou un entrelacement multi-canal [118]. L'étage DC de sortie est généralement un redresseur à diode, un redresseur combiné diode-condensateur [137] ou un inverseur de source de tension à plusieurs étages [138]. Les convertisseurs DC-DC isolés peuvent avoir une grande variété de conceptions de circuits différentes. Les convertisseurs DC-DC isolés sont illustrés à la Figure 2-17, qui illustre deux conceptions fondamentales [139].

L'inductance de source de courant peut être positionnée du côté basse ou haute tension. Il doit y avoir un composant magnétique porteur de courant important pour que l'inductance soit placée du côté basse tension. Le placement de l'inductance dans le côté haute tension de ces convertisseurs nécessite un dispositif semi-conducteur haut tension car la contrainte de tension sur le semi-conducteur est la chute de tension à travers l'inductance plus le côté haute tension. Cette inductance peut être utilisée indépendamment ou être intégrée à l'inductance de fuite du transformateur. Chaque onduleur peut être soit un convertisseur de source de courant avec une inductance connectée en série sur le bus continu, soit un convertisseur de source de tension avec un condensateur connecté en parallèle sur le bus continu. La combinaison de topologies de source de tension et de courant pour une efficacité et des performances optimales est courante dans la pratique [140].

Pour résumer, les différentes fonctionnalités de ces topologies sont énumérées ci-dessous [138] [141-142]:

- haute rapport de tension.
- Isolation galvanique.

- Opération de commutation douce améliorant l'efficacité du convertisseur;
- Réduction de la taille des transformateurs par augmentation de la fréquence de fonctionnement.

Les topologies isolées sont principalement populaires dans les applications à faible et moyenne consommation. Cependant, le transformateur planaire devient moins compacte pour les applications de moyenne puissance. De plus, l'efficacité du convertisseur est relativement faible en raison de l'utilisation de trois conversions en série, ce qui le rend inadapté aux applications de moyenne et grande puissance [143].

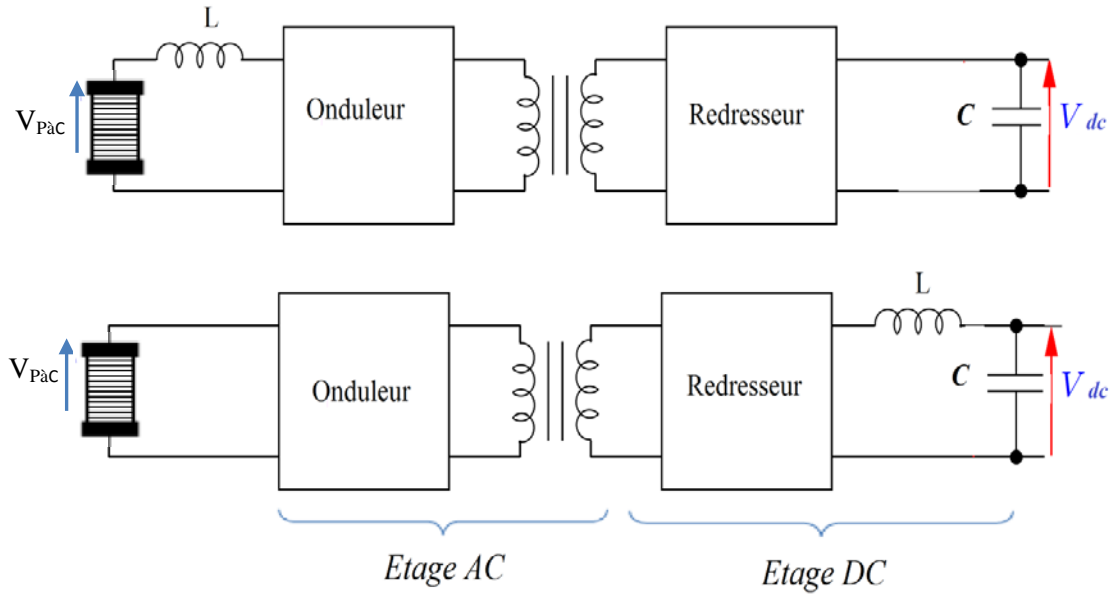


Figure 2- 17 : convertisseur DC / AC / DC isolé.

Il existe de nombreuses configurations de convertisseurs isolés : le Flyback, le Forward, le pont complet , le demi-pont et le push-pull, etc... Un état de l'art révèle que le pont complet et le demi-pont sont les topologies isolées les plus populaires pour la connexion à des piles à combustible [144].

2.3.2.1 Convertisseur isolé avec transformateur asymétrique

Deux topologies de convertisseur DC/DC isolés sont illustrées dans les Figures 2-18 et 2-19.

La première est connue sous le nom de topologie "Flyback", tandis que la seconde est connue sous le nom de topologie "Forward".

Le convertisseur Flyback:

Le convertisseur Flyback, dérivé du Buck-Boost, ne comporte que quelques composants et une structure simple, constituée d'un transformateur de gain $m=n_2/n_1$, d'un interrupteur de puissance S et d'une diode D. Le bus DC est connecté au condensateur de sortie (Figure 2-18).

Le rapport de transformation de ce convertisseur s'exprime par :

$$\frac{V_{DC}}{V_{Pac}} = \frac{D}{1-D} \cdot m \quad (2- 15)$$

Ci-dessous les formules d'ondulation de tension de sortie (ΔV_{DC}) et d'ondulation de courant d'entrée (Δi_{PaC}):

$$\Delta i_{PaC} = \frac{D.V_e}{L.f} \quad (2- 16)$$

$$\Delta V_{DC} = \frac{D.i_s}{C.f} \quad (2- 17)$$

Où f étant la fréquence de commutation, L l'inductance primaire et C la capacité de sortie.

Les principaux avantages de ce convertisseur sont les suivants :

- Moins de pièces nécessaires par rapport aux autres convertisseurs isolés.
- Le convertisseur est de taille modeste, surtout lorsqu'il fonctionne en mode discontinu.
- Plusieurs sorties peuvent être connectées au même circuit magnétique.

Les principaux inconvénients et limitations de cette topologie sont les suivants :

- Ondulation excessive du courant d'entrée et de sortie.
- Les semi-conducteurs de puissance sont soumis à de fortes contraintes de courant et de tension.
- En raison du mode de transfert d'énergie discontinu, la puissance de sortie est limitée.

Cette topologie est destinée à des applications à faible puissance [140].

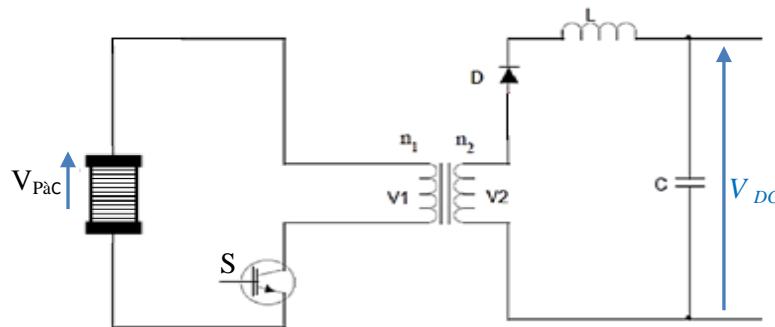


Figure 2- 18 : Convertisseur DC/DC isolé Flyback.

Le convertisseur Forward:

Pour ce type de convertisseur, l'inductance L_1 est positionnée sur le noyau du transformateur (Figure 2-19), permettant la démagnétisation du transformateur due à l'énergie restant dans le noyau magnétique de ce dernier, ce qui peut entraîner des problèmes de saturation [140]. L'assemblage "Buck" a inspiré cette topologie. Cette topologie, comme la topologie Flyback, a peu de composants et une structure simple.

Le rapport de transformation de ce convertisseur s'exprime par :

$$\frac{V_s}{V_e} = D.m \quad (2- 18)$$

Ci-dessous les expressions d'ondulation de tension de sortie (ΔV_{DC}) et d'ondulation de courant d'entrée ($\Delta i_{PàC}$):

$$\Delta i_{PàC} = D(1 - D) \frac{m.V_{PàC}}{L.f} \quad (2- 19)$$

$$\Delta V_{DC} = D(1 - D) \frac{m.V_{PàC}}{8.L.C.f^2} \quad (2- 20)$$

Les principaux avantages de cette topologie sont : 1) Il offre une meilleure utilisation du transformateur. Ce convertisseur transfère l'énergie instantanément à travers le transformateur et ne repose pas sur le stockage d'énergie. Les courants de crête plus faibles qui en résultent dans le primaire ainsi que dans le secondaire signifient des pertes de cuivre inférieures par rapport au convertisseur flyback. 2) L'inductance de sortie et la diode maintiennent le courant de sortie assez constant. Par conséquent, le courant d'ondulation secondaire est considérablement réduit. En conséquence, l'ondulation du tension de sortie est considérablement réduite.

L'inclusion de deux composants magnétiques, des contraintes élevées en courant et en tension sur les semi-conducteurs et une source de courant discontinue sont tous des inconvénients de cette conception. [114]. Ce convertisseur convient également aux applications de faible puissance.

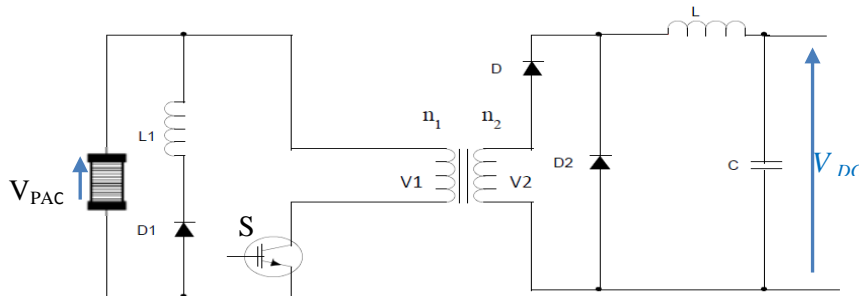


Figure 2- 19 : Convertisseur DC/DC isolé Forward.

De plus, les deux topologies ont une tolérance aux pannes limitée en raison d'un manque de degrés de liberté.

2.3.2.2 *Convertisseur isolé avec transformateur symétrique*

2.3.2.2.1 Convertisseur isolé en demi-pont (half-bridge)

L'étage AC du convertisseur est un boost entrelacé deux phases permettant le partage du courant et le maintien d'une ondulation de courant PàC faible. Le convertisseur est isolé en utilisant un transformateur entre l'onduleur et le redresseur à diode (Figure 2- 20). L'aspect d'entrelacement du convertisseur évite l'utilisation de gros composants passifs et permet un mode de fonctionnement dégradé. Le contrôle de convertisseur est identique à celui IBC. Toutefois, dans Convertisseur isolé en demi-pont, il est impératif de maintenir un facteur de marche supérieur à 50% pour éviter des pointes de tension dommageables pour les commutateurs [145].

Le convertisseur fonctionne en mode de commutation permanente, ce qui entraîne des contraintes de tension importantes sur les dispositifs à semi-conducteurs en raison de l'influence de l'inductance de fuite du transformateur. Pour résoudre ce problème, le convertisseur demi-pont nécessite un circuit de blocage auxiliaire composé généralement d'un condensateur et d'un commutateur ou d'une diode et d'une capacité [146].

L'opération de commutation douce de la topologie demi-pont devient possible en introduisant des composants supplémentaires. Comme indiqué dans [145], deux commutateurs et un condensateur peuvent être utilisés pour appliquer le fonctionnement à commutation de tension nulle (ZVS), tandis qu'un seul condensateur est placé sur le côté secondaire du transformateur pour réaliser le fonctionnement de commutation à courant nul (ZCS) (Figure 2- 20) Il est également possible d'obtenir l'opération ZCS en ajoutant des condensateurs aux dispositifs à semi-conducteurs [147]. Dans les deux cas, l'inductance de fuite du transformateur est utilisée pour construire un circuit résonant. Le fonctionnement du ZCS reste soumis aux limites du cycle de service, tandis que le fonctionnement du ZVS est possible en dessous de 50% du cycle de travail. Cependant, le ZCS demi-pont est plus approprié pour un PàCs en raison de sa simplicité [118].

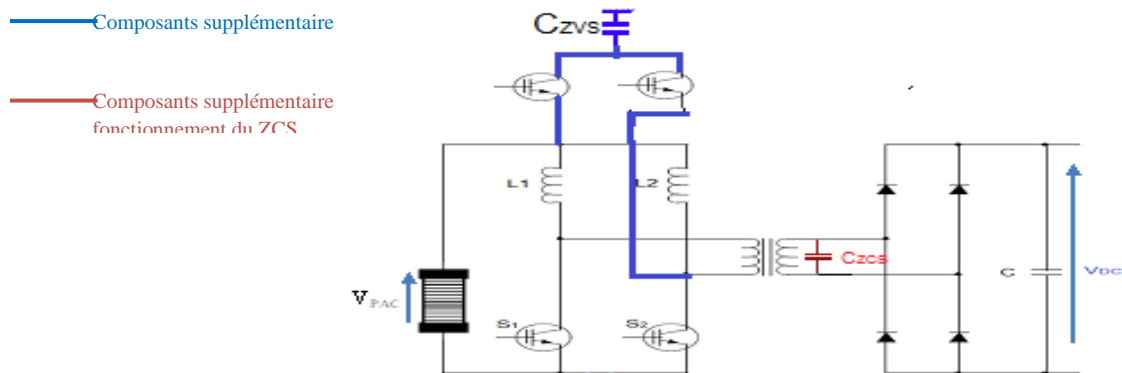


Figure 2- 20 : Convertisseur isolé en demi-pont

Par conséquent, le BOOST en demi-pont isolé a le même contrôle qu'un BOOST entrelacé. Toutes les commandes envoyées aux commutateurs sont identiques, mais elles sont déphasées de π . Son rapport de transformation est égal au BOOST plus le rapport d'élévation du transformateur :

$$V_{DC} = \frac{m}{1-D} \cdot V_{PaC} \quad (2- 21)$$

L'ondulation de courant dans le PàC est le double de la fréquence de commutation du convertisseur. Lorsque le rapport cyclique est de 50 %, l'ondulation de courant est nulle en raison de l'entrelacement.

L'ondulation de courant de ce convertisseur est donnée par :

$$\Delta i_{PaC} = (2D - 1) \frac{V_{PaC}}{L1.f} \quad (2- 22)$$

2.3.2.2.2 Convertisseur isolé en pont complet (full-bridge)

Le convertisseur isolé en pont complet est composé d'un étage en pont complet du côté primaire. Une telle approche a deux variantes: un convertisseur alimenté en tension (Figure 2- 21(a)) avec un condensateur d'entrée à liaison DC [135][148] et un convertisseur alimenté en courant (Figure 2- 21(b)) avec une inductance d'entrée fonctionnant en convertisseur élévateur [149]. Dans le cas alimenté en tension, la commande du convertisseur primaire est identique à celle du VSI monophasé [137]. Pour le convertisseur de courant, la commande est caractérisée par deux étapes: tout d'abord, l'inductance d'entrée est magnétisée en activant les interrupteurs de puissance (S1 et S3) ou (S2 et S4) ou (S1 et S2 et S3 et S4) montré dans (Figure 2- 21(b)) [140]. Comme dans le cas de demi-pont, le facteur de marche doit être supérieur à 50% pour éviter d'endommager les interrupteurs de puissance. Par conséquent, les signaux de porte des deux phases sont identiques et décalés d'une demi-période.

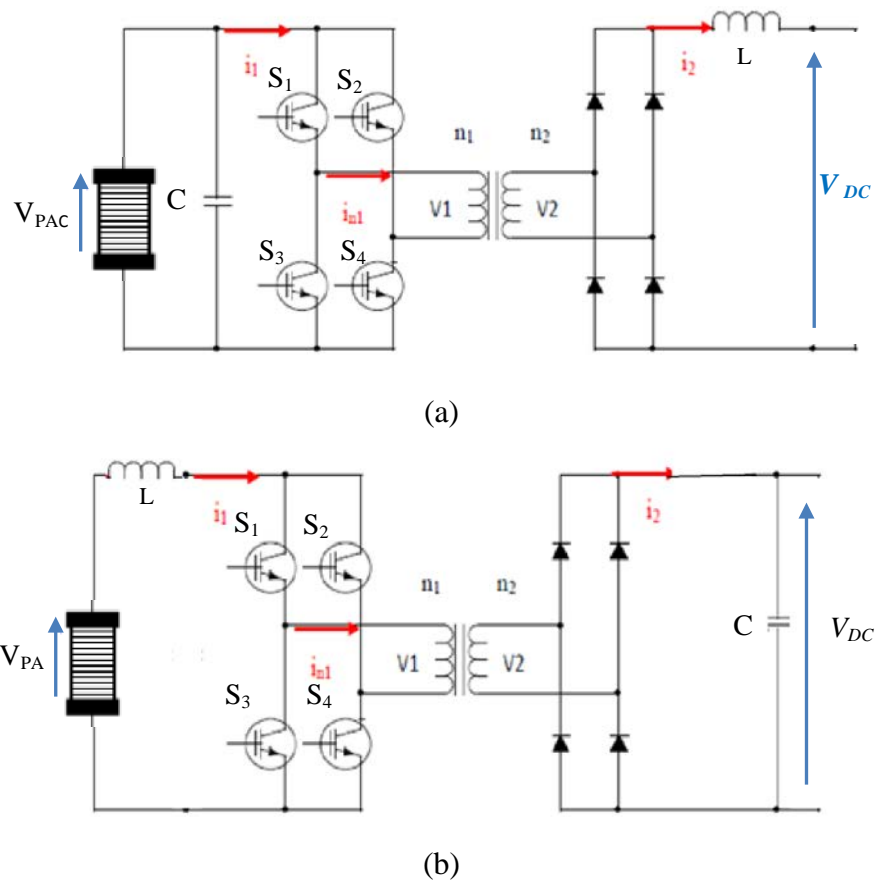


Figure 2- 21 : Convertisseur DC/DC isolé en pont complet .(a) alimenté par tension. (b) alimenté en courant.

Dans les deux cas, le partage de courant PàC n'est pas réalisé; chaque interrupteur de puissance doit supporter le courant PàC global [150]. Pour la topologie de convertisseur alimenté en courant, la contrainte électrique sur les interrupteurs est importante en raison de l'effet de l'inductance de fuite du transformateur. En général, un circuit de d'écrêtage ou clamping passif (résistance, condensateur et diode) ou un circuit d'écrêtage actif (interrupteur de puissance et

condensateur) est ajouté afin de diminuer les pics de tension aux bornes des interrupteurs de puissance [151].

Le rapport de transformation de ce convertisseur est similaire à celui d'un BOOST conventionnel lié à un transformateur:

$$V_{DC} = \frac{m}{1-D} \cdot V_{PàC} \quad (2- 23)$$

L'équation (2-24) donne l'ondulation du courant de la PàC, et sa fréquence d'ondulation est en fait le double de la fréquence de commutation :

$$\Delta i_{PàC} = (2D - 1) \frac{V_{PàC}}{2.L.f} \quad (2- 24)$$

Les topologies pont complet peuvent fonctionner en mode de commutation souple. Pour ce faire, le circuit convertisseur doit être modifié. Le fonctionnement du système ZVS peut être obtenu en ajoutant des condensateurs aux bornes des interrupteurs de puissance de l'étage primaire [148]. Le circuit supplémentaire pour le fonctionnement en ZCS est moins complexe car un seul condensateur est utilisé du côté secondaire du transformateur pour former un circuit résonnant avec l'inductance de fuite (Figure 2- 22) [152]. Le convertisseur ainsi modifié, appelé convertisseur DC/DC isolé à résonance, permet de réduire l'effet inductance de fuite et d'améliorer le rendement du convertisseur [146]. Des études récentes [153- 154] ont évalué la pertinence de l'utilisation de la topologie résonance dans les architectures PEMFC. Pour une application spécifique ($P_{PàC} = 10 \text{ kW}$, $V_{DC} = 540 \text{ V}$, $f = 40 \text{ kHz}$). Frappé et al, a préconisé la topologie résonance pour son efficacité énergétique élevée, la réduction des contraintes liées aux dispositifs de commutation et ses caractéristiques de modularité. Cependant, le convertisseur ne peut pas utiliser de faible puissance, mais convient parfaitement aux applications PàC à forte puissance.

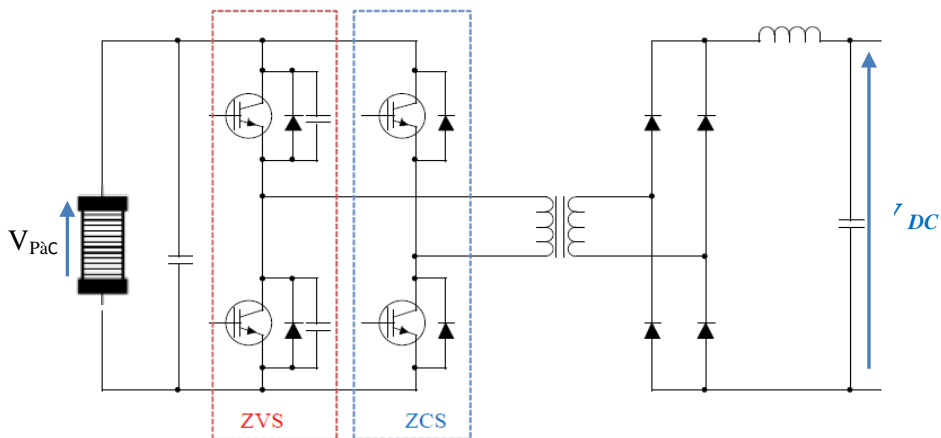


Figure 2- 22 : Convertisseur DC/DC isolé pont complet à résonance

Le Tableau 2- 1 donne une synthèse qualitative des convertisseurs isolés discutés. La topologie isolée à résonance diffère des autres convertisseurs isolés par sa capacité à fonctionner sous ZCS sans circuit de serrage supplémentaire. Cet inconvénient de la topologie réside dans le courant nominal élevé requis pour ses interrupteurs.

	Avantages	Inconvénients
demi-pont	<ul style="list-style-type: none"> - Réduction nombre d'interrupteur. - Haute rapport de tension 	<ul style="list-style-type: none"> - Le circuit de serrage est nécessaire en raison de l'inductance de fuite. - Contrainte de tension élevée du côté de l'onduleur primaire. - Incapable de circuler à basse puissance. - Intensité nominale élevée des interrupteurs.
Pont-complet	<ul style="list-style-type: none"> - basse tension contrainte. - Ne nécessite qu'une seul inductance. - Contrôle facile. - haute rapport de tension 	<ul style="list-style-type: none"> - Le circuit clamping est nécessaire en raison de l'inductance de fuite. - Intensité nominale élevée des interrupteurs.
DC/DC isolé à résonance	<ul style="list-style-type: none"> - Opération ZCS. - Circuit de clamping non nécessaire. - Structure de contrôle similaire à celle adoptée pour le convertisseur boost. - haute rapport de tension. 	<ul style="list-style-type: none"> - Intensité nominale élevée des interrupteurs. - Incapable de circuler à basse puissance

Tableau 2- 1 : Résumé des fonctionnalités des convertisseurs isolés.

Pour les topologies alimentées en tension, en particulier dans le cas des convertisseurs pont-complet et DC/DC isolé à résonance, il est obligatoire de protéger le PàC contre les valeurs négatives de courant en ajoutant une diode en série. Des pertes supplémentaires surviennent dans cette dernière car elle est soumise à la contrainte de courant sévère de la PàC.

2.3.2.2.3 Convertisseur DC/DC isolé Push-Pull

Le convertisseur push-pull illustré à la Figure 2-23 est l'une des topologies acceptables pour les applications de PàC. Ce convertisseur convient aux applications à basse tension et à faible puissance. Son principal inconvénient est que les interrupteurs doivent résister à deux fois la tension d'entrée du convertisseur [108]. Il est impossible de le faire sans un dispositif haute tension comme un MOSFET ou un IGBT. En raison de la chute de tension de conduction importante, des pertes de conduction importantes se produiront, entraînant un faible rendement dans ce cas. Un autre problème du transformateur à prise centrale est que les terminaisons basse tension à courant élevé sont difficiles à réaliser.

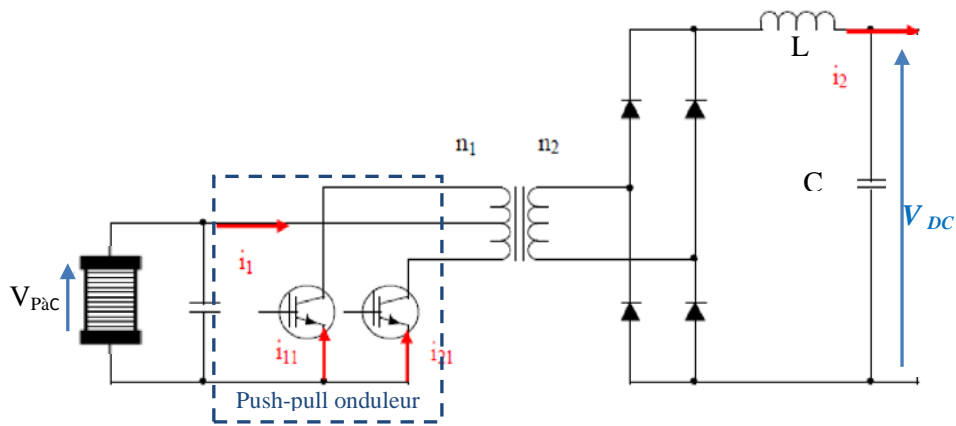


Figure 2- 23 : Convertisseur DC/DC isolé Push-Pull

2.3.2.3 Convertisseur DC/DC isolé V6

Les composants passifs (inductances et condensateurs) sont nécessaires pour réduire les ondulations de tension et de courant. la taille de ces composants présente une barrière importante. L'utilisation de plusieurs phases en parallèle est suggérée pour réduire ce volume tout en maintenant un minimum de ondulations de tension et de courant (ce qui, à son tour, prolongera la durée de vie de la PàC). La topologie la plus efficace pour les convertisseurs haute puissance avec des sources à forte intensité de courant est illustrée à la Figure 2-24 ci-dessous. Ce convertisseur est connu sous le nom de convertisseur V6 [155].

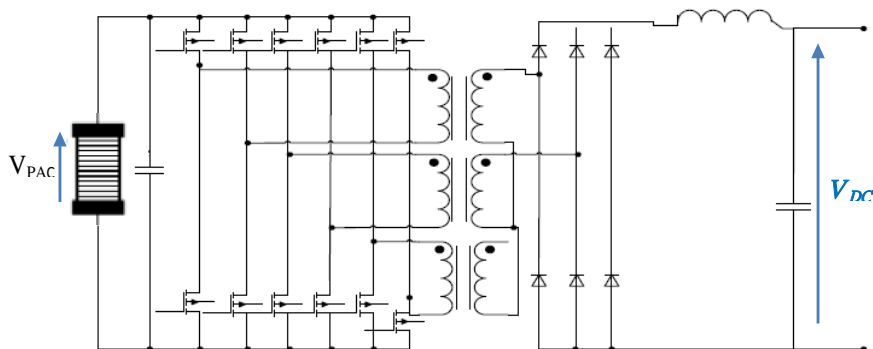


Figure 2- 24 : Convertisseur DC/DC isolé V6

Voici quelques des avantages de cette topologie [155] :

- 1) La connexion Δ / Y double la tension de sortie tout en diminuant l'inductance de fuite associée en n'augmentant pas le nombre de spires du transformateur.
- 2) Courant efficace réduit par phase, entraînant des pertes de conduction plus faibles.
- 3) Élimination du circuit de serrage de tension, qui a réduit le dépassement de tension secondaire et donc le coût et la taille.
- 4) réduction significative des perturbations électromagnétiques.
- 5) Commutation douce sur une large plage de charge.

- 6) Excellente efficacité.
- 7) Réduction des ondulations de courant haute fréquence côté entrée, ce qui réduit le coût et la taille du condensateur haute fréquence.

L'utilisation d'un grand nombre de pièces est l'inconvénient fondamental de cette architecture.

2.3.2.4 Convertisseur DC/DC isolé en demi-pont avec circuit d'écrêtage passif

Le deuxième classe de convertisseur DC-DC isolé est un convertisseur de source de courant, qui comprennent une inductance en série avec le bus continu. La Figure 2- 25 montre le convertisseur DC/DC en demi-pont isolé avec circuit d'écrêtage passif [139]. L'un de ses principaux avantages est qu'il réduit le taille des inductances et permet d'éliminer les ondulations de courant. L'utilisation d'un circuit d'écrêtage passif est nécessaire pour atténuer les contraintes de tension sur les interrupteurs de puissance provoquées par la décharge d'énergie des inductances dans ces interrupteurs lors des phases de commutation. Cela accroître à la complexité ainsi qu'aux pertes. D'autre part, la conception du convertisseur démontre que le volume d'inductance reste prédominant et que l'efficacité du convertisseur est insuffisant [108].

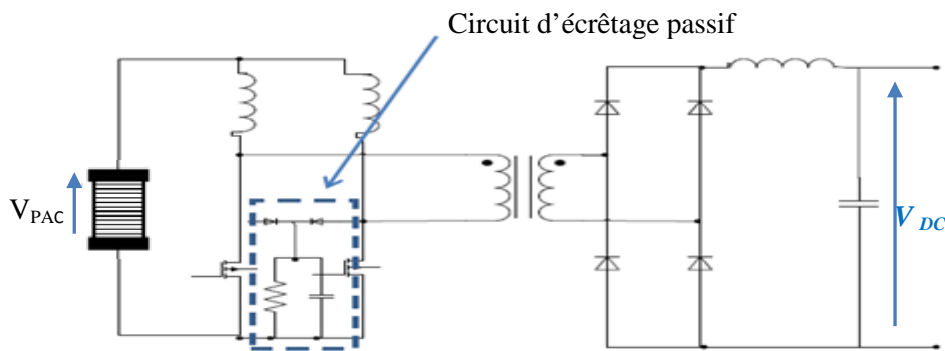


Figure 2- 25 : Convertisseur isolé en demi-pont avec Circuit d'écrêtage passif

2.3.2.5 Convertisseur DC/DC isolé en pont complet avec circuit d'écrêtage actif

Une conception différente qui peut réduire le nombre d'inductances est illustrée à la Figure 2-26, et elle s'appelle un convertisseur DC/DC isolé à pont complet avec une source de courant à l'entrée. Pour réduire les contraintes de tension sur les interrupteurs de puissance causées par la décharge de l'inductance qui se produit pendant les phases de commutation, un circuit d'écrêtage actif est nécessaire, tout comme il l'était dans le convertisseur précédent. La topologie ne nécessite qu'une inductance et un interrupteur pour construire un circuit d'écrêtage actif.

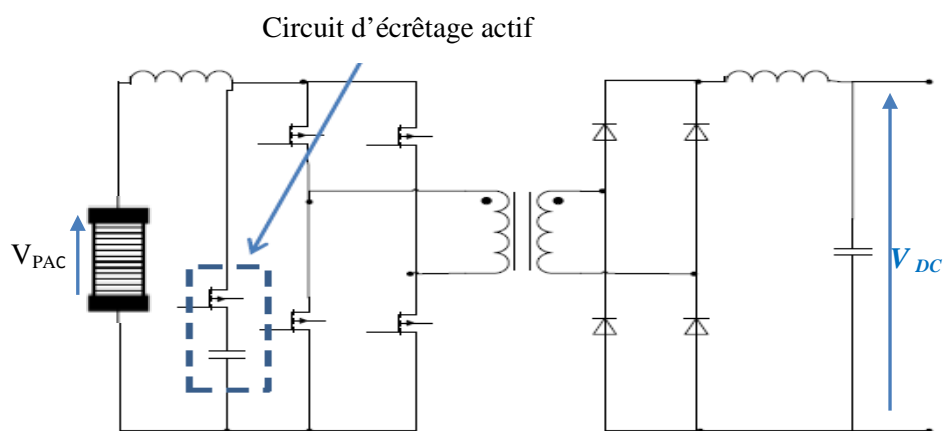


Figure 2- 26 : Convertisseur DC/DC isolé en pont complet avec Circuit d'écrêtage actif

2.4 Comment choisir la bonne topologie pour une application donnée ?

Pour faire un choix d'une topologie parmi les topologies précédemment présentées, les critères décrits dans cette étude doivent être pris en compte. En revanche, pour une application donnée, le choix sera guidé par les critères d'application particulière. Dans ce travail, l'application est un véhicule électrique à PàC. Pour cela, la topologie doit pouvoir fonctionner avec une source de basse tension-haute courant avec des ondulations de tension et de courant élevées. De plus, dans un véhicule électrique, le volume, le poids et le coût du convertisseur sont des critères très importants. En effet, concevoir un convertisseur à haut rendement, hautes performances, bonne fiabilité, faible courant d'ondulation, haute compacité et à faible coût est un grand défi. Compte tenu de ce défi, nous choisirons la topologie selon certains critères qui sont donnés dans le Tableau 2- 2.

Convertisseur	Complexité	Efficacité	Taille	Ondulation de courant	Gain de tension	Tolérance aux pannes
Boost	Faible	Faible	Moyenne	Elevée	Faible	Non
Boost en cascade	Moyen	Faible	Elevée	Elevée	Elevée	Non
Boost à trois niveaux	Moyen	Moyen	Moyen	Elevée	Faible	Non
boost entrelacé	Moyen	Elevée	Moyen	Faible	Faible	Oui
Boost flottant entrelacé	Moyen	Elevée	Moyen	Faible	Elevée	Oui
Boost flottant entrelacé en cascade	Elevée	Moyen	Moyen	Moyen	Elevée	Oui
boost flottant entrelacé à 3 Phases	Moyen	Elevée	Moyen	Elevée	Elevée	Oui
Boost entrelacé avec annulation du rapport cyclique	Moyen	Elevée	Moyen	Faible	Elevée	Oui
boost entrelacé	Moyen	Elevée	faible	Moyen	Faible	Oui

avec composants magnétiques réduits						
boost avec inductance couplée	Moyen	Moyen	Moyen	Faible	Elevée	Non
boost avec inductance couplée et circuit de commutation douce	Elevée	Elevée	Elevée	Faible	Elevée	Non
Boost isolé half-bridge	Moyen	Moyen	Moyen	Moyen	Elevée	Non
Boost isolé full-bridge	Moyen	Moyen	Elevée	Moyen	Elevée	Non
Boost isolé à résonance	Elevée	Moyen	Elevée	Moyen	Elevée	Non
Boost isolé Push-Pull	Moyen	Faible	Moyen	Moyen	Moyen	Non
Boost isolé V6	Tréselevée	Elevée	Tréselevée	Faible	Elevée	Non
Boost isolé en demi pont avec circuit d'écrêtage	Elevée	Moyen	Moyen	Faible	Elevée	Non

Tableau 2- 2 : Comparaison des topologies de convertisseur DC/DC souvent utilisées dans les systèmes PàC.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes topologies de convertisseurs DC-DC isolés et non isolés adaptés aux applications de PàC ont été présentées. Leurs avantages et inconvénients ont été discutés. Les différents critères et leurs topologies associées ont également été présentés.

Enfin, ce chapitre fournit quelques conseils pour aider le concepteur à sélectionner les meilleures topologies de convertisseurs pour une application donnée en termes d'efficacité, de complexité, de taille, d'ondulation de courant, de gain de tension et de fiabilité.

Parmi ces topologies, on distinguera deux topologies de convertisseurs DC/DC non isolés qui sont candidates à une utilisation dans les systèmes embarqués, qui seront utilisées et étudiées dans le chapitre suivant pour déterminer la topologie la plus appropriée dans ce travail.

Chapitre III

L'association multi-piles à combustible
convertisseurs DC-DC pour applications
embarquées

Sommaire du chapitre 3

3. 1 Introduction	74
3. 2 Architectures multi-PàCs pour la modularité et la fiabilité des groupes motopulseurs embarqués.....	75
3.2. 1 Adoptassions de multi-piles à combustible dans les domaines embarqués.....	76
3.2. 2 Différentes architectures d'association multi-piles à combustible	76
3.2.2. 1 Architecture fluide	77
3.2.2. 2 Architectures thermiques	79
3.2.2. 3 Architecture électrique.....	80
3.2.2.3. 1 Association en série et en parallèle sans convertisseurs	81
3.2.2.3. 2 Association de piles à combustible via des convertisseurs DC-DC.....	83
3.2.2.3. 3 Association de piles à combustible avec des transformateurs.....	86
3. 3 Choix l'architectures d'association multi-PàCs et convertisseur DC/DC d'interface	89
3.3. 1 Topologies de convertisseurs DC/DC entrelacés	89
3.3.2 Comparaison entre les deux topologies dans chaque architecteur d'association	91
3.3.2.1 L'ondulation du courant d'entrée.....	92
3.3.2.2. Valeur d'inductance :	93
3.3.2.3. Fiabilité de convertisseur :	94
3.3.2.4 Optimisation de l'efficacité énergétique :	94
3.3.2.1 Les pertes dans les convertisseurs DC/DC.....	94
3.3.2. 2 Les pertes des convertisseurs dans chaque architecture d'association.....	102
3.4 Conclusion.....	111

3. 1 Introduction

Les piles à combustible à membrane échangeuse de protons (PEMFC) fonctionnent à des températures relativement basses, autour de 80 ° C. Par conséquent, le fonctionnement à basse température leur permet de démarrer rapidement (c'est-à-dire moins de temps de préchauffage) et entraîne moins de contraintes thermiques sur les composants du système, permettant une meilleure durabilité [156]. D'une manière générale, les systèmes de PàC doivent répondre à des exigences techniques sévères concernant la température de fonctionnement, l'efficacité énergétique, le poids / volume et la fiabilité [157]. Une fois toutes ces conditions réunies, le marché des PàCs sera certainement promu et contribuera à passer d'une très petite industrie à une fabrication de masse.

Une façon d'améliorer au moins une partie de ces exigences consiste à envisager des architectures de Multi-Piles à Combustible (Multi-PàCs). En effet, ces architectures peuvent améliorer l'efficacité, la fiabilité et le coût [158], bien que des efforts sur la conception de Multi-PàCs doivent encore être faits. En fait, la conception de l'architecture de Multi-PàCs doit être optimisée dans son ensemble plutôt que d'optimiser individuellement chaque sous-système spécifique. C'est dans cette perspective que la PàC et son convertisseur de puissance de sortie doivent être conçus conjointement pour créer un module de puissance dit optimiser. Ainsi, cela conduit à répondre aux trois exigences suivantes d'une intégration gagnant-gagnant, à savoir:

1) une compatibilité thermique entre la PàC et le convertisseur de puissance; 2) un convertisseur compact en améliorant le rendement énergétique et en augmentant la fréquence de commutation; et 3) une capacité thermique étendue du module « PàC- convertisseur » à couvrir des environnements sévères.

Dans ce chapitre, une revue des différentes études menées sur les systèmes d'association de Multi-PàCs et leurs composants seront présentée en premier. Les travaux cités ont été menés sur les PEMFC et les SOFC. Cependant, les principes présentés dans ce paragraphe pourraient être adaptés à tout type de PàC. Néanmoins, les résultats peuvent différer selon la technologie. Où les architectures Multi-PàCs proposées, à la fois électriques, fluidiques et thermique, sera présentées avec leur impact sur les performances du système. Dans la deuxième section, les architectures Multi-PàCs et les convertisseurs d'interface seront choisies, Dans lequel, deux topologies de convertisseur DC/DC non isolé seront mises en évidence qui est candidates à une utilisation dans les systèmes embarqués. En plus, une étude approfondie sera menée pour sélectionner la topologie de convertisseur et l'architecture d'association les plus appropriées pour les applications multi-piles à combustible, et cela du point de vue de la minimisation l'ondulation du

courant d'entrée, volume des inductances, l'optimisation de l'efficacité énergétique et de la fiabilité.

3. 2 Architectures multi-PàCs pour la modularité et la fiabilité des groupes motopropulseurs embarqués

Le système de pile à combustible est avant tout un système multi-physique; il combine des sous-systèmes électrochimiques, fluidiques, électriques et thermiques. La partie électrochimique (cellules) fournit l'énergie électrique, tandis que l'eau et la chaleur sont obtenues à partir de la réaction chimique entre l'hydrogène et l'oxygène. Le sous-système fluidique est dédié à l'alimentation des cellules par les réactifs (O₂ et H₂ dans le cas du PEMFC) [159]. Le convertisseur de puissance assure la connexion de la pile à combustible au bus DC. Le refroidissement est destiné à l'évacuation de la chaleur due à la réaction électrochimique et aux pertes du convertisseur de puissance. Si la découverte des piles à combustible remonte à près de 150 ans, l'intérêt pour les architectures de Multi-PàCs est nouveau. Ces derniers sont l'association de plusieurs piles à combustible. Les architectures de Multi-PàCs ont été proposées afin d'améliorer le rendement et d'augmenter la puissance [160]. En effet, de longues empilements des cellules et une augmentation de la surface active sont utilisées pour augmenter la puissance des PàCs. Cependant, les contraintes de tenue mécanique et l'étanchéité des PàCs limitent l'augmentation du nombre des cellules [161]. Le contrôle fluidique de la PàC devient difficile lorsqu'il y a trop de cellules ou que la surface active est trop grande, entraînant des inégalités d'approvisionnement en gaz à la fois au sein et entre les cellules [156] [162 - 164]. Cela provoque une non-uniformité entre les tensions des cellules [165] et des problèmes d'inondation ou d'assèchement peuvent apparaître [166]. En conséquence, combiner plusieurs PàC augmente la puissance tout en utilisant des PàCs de taille standard plus faciles à associer et à manipuler.

En 1968, Liebafsky et Cairns ont proposé une nouvelle disposition pour augmenter la puissance de sortie de 5% par rapport à une configuration classique [118]. Depuis lors, les architectures de multi-PàCs ont évolué régulièrement pour être améliorées grâce à des efforts concentrés sur la conception et la distribution de circuits fluidiques, le fractionnement de la pile et la gestion thermique [118].

Aujourd'hui, l'approche multi-PàCs est une solution intéressante couvrant les problématiques de fiabilité et de modularité pour l'association des piles à combustible avec les convertisseurs de puissance [167]. En effet, dans un PEM PàC classique, si une ou plusieurs cellules sont défectueuses, l'ensemble du système devient inutilisable. Inversement, dans le cas d'une architecture de Multi-PàCs, la continuité de service est assurée en isolant le PàC incriminée et le

système d'alimentation continue de fonctionner avec les PàCs saines restantes [168]. Cette fonction est également valable en cas de défauts du convertisseur de puissance électrique comme le défaut de l'interrupteur de puissance par exemple .

Avant de discuter des différentes architectures d'association multi- piles à combustible, un bref aperçu de l'adoption de multi piles à combustible dans les domaines embarqués sera présenté dans la sous-section suivant.

3.2. 1 Adoptations de multi-piles à combustible dans les domaines embarqués

L'approche Multi- pile à combustible a été adoptée dans les domaines embarqués. Par exemple, dans l'environnement automobile, le Multi-PàCs est utilisé comme principale source d'énergie pour la propulsion des véhicules dans les applications rail-route et véhicules [169]. Classiquement, des applications de puissance relativement élevée sont considérées, comme dans [170 - 172] où des architectures Multi-PàCs avec des puissances totales de 60 kW et 80 kW ont été proposées. Dans ces applications, plusieurs modules PàCs présentant une puissance allant jusqu'à 30 kW ont été développés et testés. Dans [170], trois modules de 20 kW ont été développés afin d'alimenter un groupe motopropulseur de véhicule électrique de 60 kW. Dans [171], un PEMFC modulaire de 80 kW (2 piles d'une puissance électrique nominale d'environ 40 kW) a été conçu et testé dans deux environnements distincts; la première est une application ferroviaire où le PàC est intégré dans une locomotive de manœuvre hybride de la Société nationale des chemins de fer (SNCF). Le second est un banc d'essai mobile robuste [172]. Récemment, des systèmes Multi-PàCs pour applications ferroviaires ont également été brevetés [173], où deux modules PEMFC de 150 kW basés sur Ballard Power System Mk903 ont été utilisés pour la traction de locomotives.

Dans les applications aéronautiques, des architectures PàCs modulaires sont utilisées pour répondre aux besoins de fiabilité et de redondance [174]. Par exemple, dans [175], trois modules PàC sont incorporés dans la chaîne d'approvisionnement d'un avion. L'architecture Multi-PàC a également été utilisée pour des applications marines [176] et sous-marines [177]. Dans ce domaine, l'application Multi-PàCs la plus connue a été développée par le chantier naval allemand Howaldtswerke-Deutsche Werft et Siemens AG Company pour une propulsion sous-marine [178]. L'alimentation de 306 kW est équipée de différents modules de puissance PàC, chacun d'une puissance unitaire de 34 kW.

3.2. 2 Différentes architectures d'association multi-piles à combustible

Les systèmes de piles à combustible sont composés de plusieurs accessoires. Le système d'alimentation en réactif traite et fournit les deux réactifs pour alimenter la réaction.

Le convertisseur de puissance adapte la tension de sortie de la pile à combustible à la tension de bus DC requise. Enfin, le système de gestion thermique régule la température. Tout comme les systèmes à PàC, les systèmes Multi-Piles à Combustible nécessitent les mêmes accessoires. Cependant, l'augmentation du nombre de piles à combustible dans le système permet l'utilisation d'architectures différentes [179]. Les configurations disponibles dépendent de la composition du système Multi-PàCs. Les systèmes de Multi-PàCs peuvent être composés de plusieurs empilements PàC ou de parties d'un empilement segmenté [158], comme illustré à la figure 3- 1. Si le système est composé de plusieurs PàCs (Figure 3- 1 (a)), le système électrique, l'alimentation en réactif et les structures thermiques des empilements peuvent être connectées via différentes architectures. Cependant, les systèmes créés en utilisant des empilements segmentés (Figure 3- 1 (b)) ne sont sujets à des changements dans leur architecture électrique que parce que la conception de l'empilement dicte l'architecture fluïdique et thermique. Le niveau de contrôle atteint sur le système est étroitement lié aux architectures fluïdique, thermique et électrique et aux accessoires qui le composent (convertisseurs, compresseurs et autres accessoires). La première sous-section est dédiée aux architectures d'alimentation en réactifs, la seconde sous-section est centrée sur l'architecture thermique tandis que la troisième sous-section se concentre sur l'architecture électrique.

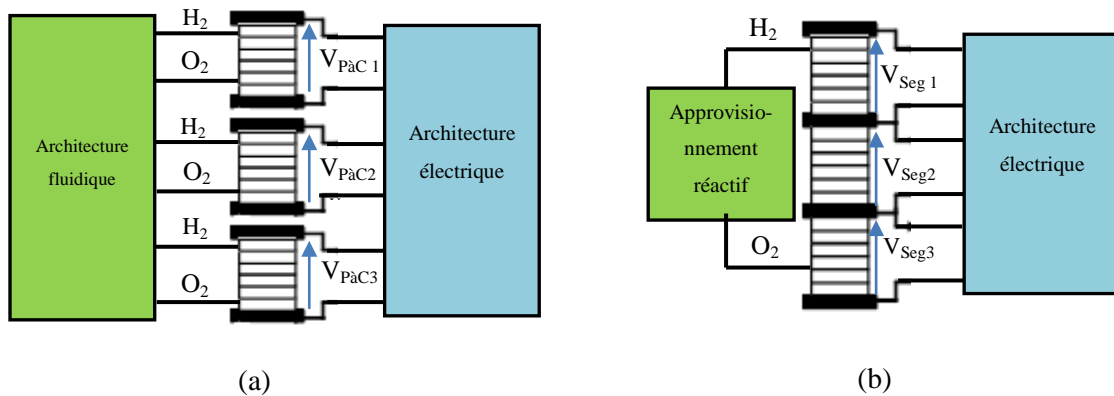


Figure 3- 1: Systèmes M-PàCs composés de: (a) 3 empilements PàC , (b) une pile segmentée en 3 parties.

3.2.2. 1 Architecture fluïdique

L'alimentation en réactifs est assurée par l'architecture fluïdique. Cette sous-section présente les configurations proposées pour l'architecture fluïdique dans le Réf. [180] et leur effet sur les performances du système et sa fiabilité. Des simulations de ces différentes architectures ont été réalisées pour les SOFC (pile à combustible à oxyde solide) et cette architecture peut également être utilisée pour le PEMFC [180]. Plusieurs architectures fluïdiques (série, parallèles ou indépendantes) pourraient être proposées.

Le système peut comprendre un compresseur en amont des piles pour l'alimentation en oxygène ou un compresseur peut être dédié pour chaque pile (connexion série ou parallèle). L'hydrogène est fourni avec un réservoir et des vannes de régulation de pression sont incluses dans le système. La configuration parallèle est présentée sur la Figure 3- 2 (a). Le système comprend un compresseur en amont des piles à combustible pour l'alimentation en oxygène. De même, une vanne régule le débit d'hydrogène envoyé à l'anode des piles à combustible. Dans ces conditions, les débits imposés à chaque empilement PàC sont les mêmes (en supposant que tous les empilements sont identiques en termes d'architecture fluidique - géométrie de canal par exemple). Si les courants sont égaux (en fonction de la disposition électrique), la tension aux bornes de chaque cellule est la même. Par la présence de vannes en amont de chaque pile à combustible, la configuration à deux conduites équilibrées [158] permet un contrôle indépendant du débit envoyé à chaque empilement. A la condition que tous les empilements reçoivent des débits égaux, l'avantage de ces configurations est alors que la pression est la même sur tous les empilements PàC.

Deux variantes de la configuration en série sont présentées. Le premier, représenté sur la Figure 3- 2 (b), possède un ensemble de compresseurs installés à l'entrée du premier empilement PàC. Ainsi, il est nécessaire d'appliquer une forte pression en amont du système pour surmonter les différentes chutes de pression présentes dans chaque pile. Ce phénomène augmente avec le nombre de piles en série [180]. Le second, représenté sur la Figure 3- 2 (c), possède un ensemble de compresseurs installés à l'entrée de chaque pile. Ainsi, chaque compresseur compense la chute de pression de l'empilement amont.

La puissance générée augmente avec une augmentation du débit de réactif fourni aux cellules jusqu'à une certaine limite. La chute de pression en bout d'empilement augmente avec le débit et le courant de fonctionnement [181]. Les résultats de simulation pour différentes architectures ont été comparés en fonction de l'effet de la chute de pression sur la puissance générée. Ces comparaisons indiquent que la puissance maximale générée est obtenue grâce aux architectures en série. Ces deux configurations (Figure 3- 2) ont présenté des résultats similaires, mais la configuration présentée sur la Figure 3- 2 (b) s'est avérée fournir une puissance de sortie plus élevée.

Cependant, lorsque l'on considère la puissance nette produite par le système, la consommation d'énergie des compresseurs doit être soustraite de la puissance générée. Les résultats ont indiqué que l'architecture parallèle est la meilleure configuration pour la production d'énergie nette. En raison des débits plus élevés qui se traduisent par une chute de pression plus élevée, en plus, l'architecture parallèle simplifie le circuit fluidique en utilisant un compresseur commun, et

améliore considérablement la compacité et le coût du système [158]. Les compresseurs des architectures série nécessitent plus de puissance, conduisant ainsi à une puissance nette plus faible.

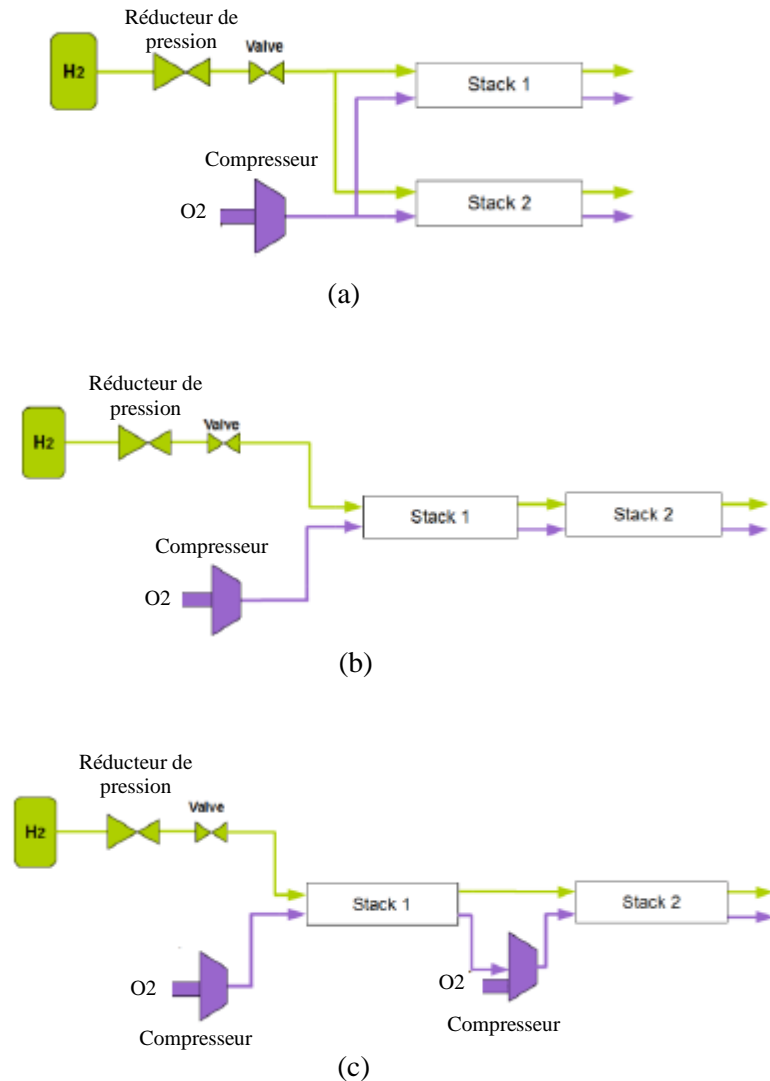


Figure 3- 2 : Architectures d'alimentation en fluide des multi-PàCs [3.26]

3.2.2. 2 Architectures thermiques

Dans le cadre d'une application véhicule, le système de refroidissement thermique est généralement constitué de deux pièces fluidiques. Le circuit primaire fermé est le système d'eau de refroidissement en contact avec les plaques bipolaires et le radiateur. Le circuit secondaire ouvert est composé du radiateur et de la ventilation [182].

Lorsque l'architecture du circuit primaire est de type série (monotube) Figure 3- 3(a), le fluide refroidit séquentiellement chaque empilement tandis que sa température augmente progressivement. Pour que les températures de la première et du dernier empilement PàC restent dans les limites, le système de refroidissement secondaire doit maintenir l'élévation de la

température du liquide de refroidissement en dessous d'un certain niveau. Un compromis doit être trouvé entre l'élévation de la température de l'eau, la température de fonctionnement PàC et la consommation des accessoires (pompe et ventilateur).

Une distribution équilibrée à deux tuyaux (Figure 3- 3(b)) permet de contrôler le débit d'eau dans chaque cheminée et d'avoir la même température d'eau dans chaque cheminée. De plus, l'élévation de température est la même dans chaque pile (dans l'hypothèse où toutes les générateurs PàC sont identiques et fonctionnent dans les mêmes conditions). Un manque d'irrigation peut alors être facilement diagnostiqué en mesurant la différence de température.

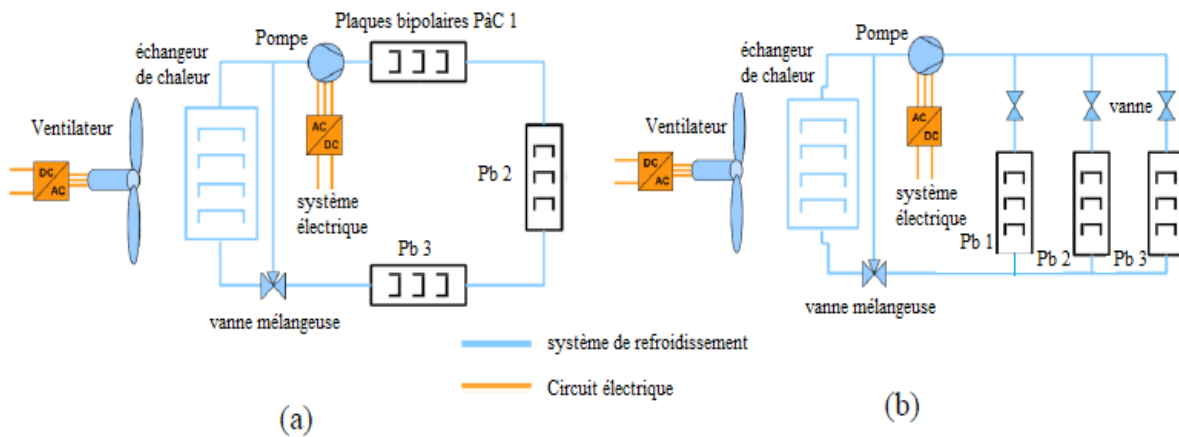


Figure 3- 3 : architecture de système de refroidissement multi-PàCs

3.2.2. 3 Architecture électrique

Plusieurs architectures possibles pour le couplage de générateurs à pile à combustible à un bus DC embarqué utilisé dans les applications de transport peuvent être envisagées. A titre d'exemple, les premiers bus à pile à combustible en Europe utilisent un couplage direct du générateur à pile à combustible à la liaison DC qui alimente les moteurs de traction via leurs onduleurs [167]. Cette solution conduit à une grande quantité de cellules individuelles connectées en série afin d'atteindre l'amplitude de la tension du bus continu. Une autre possibilité est de coupler des piles à combustible entre elles (connectées en modules) ou via des convertisseurs de puissance statiques. Quatre modes peuvent être envisagés pour l'association électrique des piles à combustible: association en série, association modulaire parallèle et association avec des convertisseurs de puissance DC-DC ou couplage magnétique via un transformateur.

3.2.2.3. 1 Association en série et en parallèle sans convertisseurs

a) Architecture en série :

L'association en série de piles à combustible apparaît comme le moyen le plus simple d'intégrer plusieurs modules de piles à combustible afin d'atteindre le niveau de puissance requis. Il permet d'augmenter naturellement la tension d'entrée. Deux architectures peuvent être envisagées pour l'association en série de modules de pile à combustible: l'association de pile à combustible en série directe et l'association modulaire [167].

L'association directe des piles à combustible (Figure 3- 4 (a)) permet de connecter directement les piles à combustible en série. Une diode D_{FC} évite un retour de courant inverse vers les piles. Dans ce cas, le générateur de puissance à pile à combustible multi-empilements reste sans travail lorsque l'un des empilements est en panne ou atteint une valeur de tension basse critique et doit être inhibé. Ensuite, les performances de l'ensemble du générateur sont limitées par le module le plus faible.

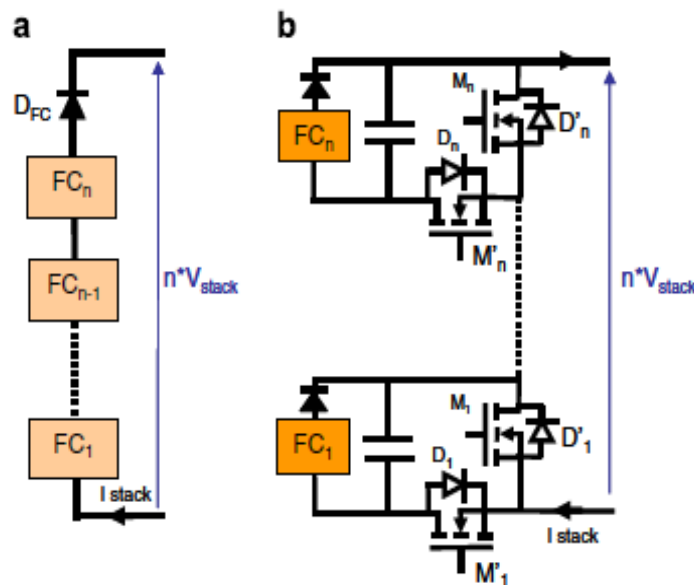


Figure 3- 4 : Architecture en série sans convertisseur

L'association modulaire représentée sur la Figure 3- 4(b) comprend deux ensembles des interrupteurs pour chaque module PàC, qui permettent le partage de puissance et l'isolation de la PàC en cas de panne [158]. Le couplage d'un empilement supplémentaire de piles à combustible si nécessaire pour maintenir et contrôler la tension d'entrée totale dépend de l'état de l'interrupteur (M'_i), tandis que inhibition et l'isolation électrique d'un empilement PàC en cas de panne dépend de l'état de l'interrupteur (M_i). Ces interrupteurs permettent également de contrôler l'amplitude de tension à travers chaque empilement PàC et de l'isoler (lorsque l'interrupteur est allumé) pour une amplitude de basse tension qui peut causer des dommages irréversibles à

l'ensemble d'électrode à membrane de pile à combustible. Cette technique peut être proposée pour des applications stationnaires comme une alimentation électrique pour les bâtiments, les hôpitaux, où la charge varie relativement lentement tout au long de la journée. Cependant, cette architecture modulaire pourrait également être appliquée aux applications de transport afin de faire face à des modes de fonctionnement dégradés. Néanmoins, une interface convertisseur de puissance est nécessaire entre l'association des modules de pile à combustible et le bus continu pour adapter la tension et contrôler les variations de charge rapides.

b) Association modulaire parallèle :

Afin d'augmenter la puissance nominale; une autre solution consiste à connecter des empilements PàC en parallèle ou en couplages mixtes série-parallèle. Dans ce cas, une approche modulaire devrait être envisagée en utilisant des composants semi-conducteurs [183].

L'association modulaire parallèle des piles à combustible est présentée sur la Figure 3- 5. Chaque empilement PàC en parallèle possède une diode (D_i) connectée en série et un interrupteur (M'_i). La diode empêche le retour de courant de circuler dans la PàC et l'interrupteur isole (inhibe) la pile à combustible si nécessaire. Un nombre différent des PàCs peut être inhibé afin de contrôler la tension de sortie (V_{stack}) lorsque la charge varie. L'association parallèle apparaît comme plus complexe en matière de gestion de tension que celle en série. En effet, la tension de pile (V_{stack}) doit être maintenue uniforme afin d'éviter tout déséquilibre de tension. En cas de baisse de tension en dessous d'une valeur seuil minimale, l'interrupteur S permet de connecter chaque pile à combustible, de partager le courant entre les différents modules de pile à combustible en fonctionnement et, ainsi, d'augmenter la tension globale. L'association modulaire parallèle de plusieurs piles à combustible conduit à une limitation de tension dans une plage donnée. Cependant, la tension globale reste faible car elle n'est imposée que par un seul empilement de piles à combustible.

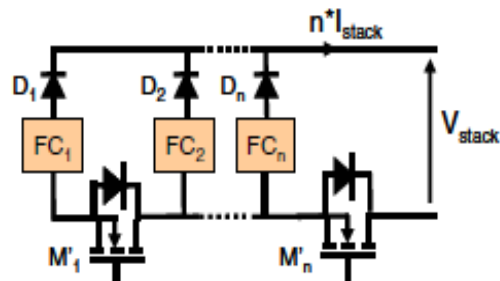


Figure 3- 5 : Association modulaire parallèle des multi-PàCs

3.2.2.3. 2 Association de piles à combustible via des convertisseurs DC-DC

Différents couplages des piles à combustible via des convertisseurs DC-DC peuvent être envisagés, qui peuvent être utilisés comme source d'énergie pour des applications de transport. Ces différentes associations présentent différents avantages et inconvénients, qui sont présentés dans les sous-sections suivantes.

a) **Association naturelle :**

Une première solution d'association dite « naturelle » des PàC consiste à les connecter soit en série ou en parallèle.

✓ La mise en série des PàCs :

Comme le montre la Figure 3- 6 (a), l'architecture en série est la même que celle présentée sur la Figure 3- 4(a), avec un convertisseur de puissance reliant les multiples piles à combustible au bus DC. La tension globale de la pile à combustible peut alors être adaptée pour correspondre à la tension du bus DC. Cette structure utilise un convertisseur à faible gain qui génère moins de contraintes sur les interrupteurs du convertisseur mais présente un point faible lorsqu'un ou plusieurs générateurs de pile à combustible sont en panne et restent sans travail [158]. Ainsi, dans une telle structure (Figure 3- 6 (b)), il est recommandé d'ajouter un circuit by-pass à chaque pile à combustible afin d'isoler l'empilement défectueux et d'assurer la circulation du courant et la délivrance d'un pourcentage de la puissance totale [184]. En outre, cette association électrique est pour avantage d'être simple à mettre en œuvre.

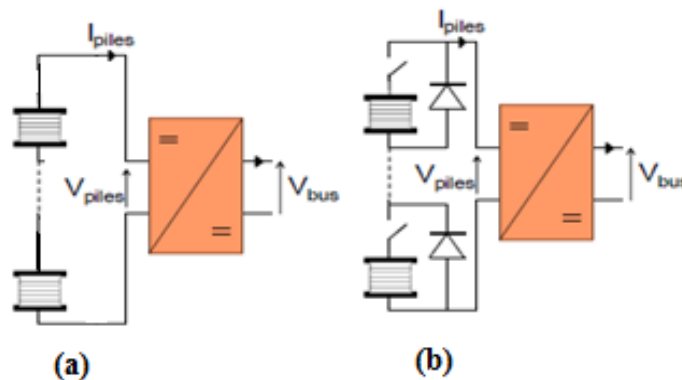


Figure 3- 6: La mise en série des PàCs

✓ La mise en parallèle des PàCs :

Les PàCs sont connectées en série avec un interrupteur et une diode (Figure 3-7). Le rôle de l'interrupteur est de déconnecter la PàC défectueuse. Parce qu'un PàC ne soit pas un système réversible, une diode est incluse pour bloquer tout courant inverse potentiel [185].

La difficulté à réguler la puissance fournie par les PàCs est un inconvénient de cette association. Ainsi, pour éviter les déséquilibres de tension, il est essentiel que toutes les piles soient parfaitement homogènes (car le courant débité dépend fortement de l'état de chaque PàC).

Cette connexion nécessite l'utilisation d'un convertisseur à rapport d'élévation élevé.

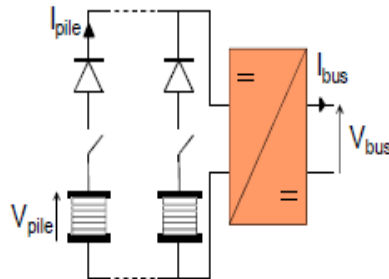


Figure 3- 7: La mise en parallèle des PàCs

b) Association chaque pile par un convertisseur :

✓ Architecture parallèle :

Comme la montre la Figure 3- 8, chaque module de piles à combustible est connecté au bus DC via un convertisseur de puissance. Cette architecture assure la redondance, le contrôle individuel de chaque module PàC et permet au système de fonctionner en modes dégradés. En raison du comportement basse tension / courant élevé des piles à combustible, les convertisseurs DC-DC doivent présenter un rapport tension-élévation élevé, ce qui entraîne une contrainte plus élevée sur les interrupteurs de puissance [186] et des composants de stockage d'énergie passifs plus importants. En conséquence, cette architecture est la solution la plus coûteuse [158].

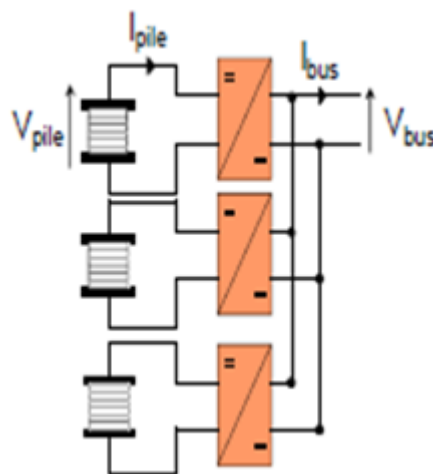


Figure 3- 8: Associations en parallèle multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC

✓ Architecture en cascade :

L'association de convertisseur DC-DC/Pile à combustible en cascade comme le montre sur la Figure 3- 9 permet de partager la puissance entre différentes piles à combustible [185]. La tension de sortie DC globale est répartie entre les différents modules de pile à combustible, et cette structure n'utilise que des convertisseurs DC – DC basse tension, qui sont moins contraignants pour les interrupteurs de puissance et pourrait conduire à des solutions moins coûteuses. Il permet également de contrôler le niveau de tension à travers chaque module de pile à combustible et d'isoler électriquement une pile en cas de panne. Cette structure peut également être appliquée aux applications de transport afin de faire face à des modes de travail dégradés.

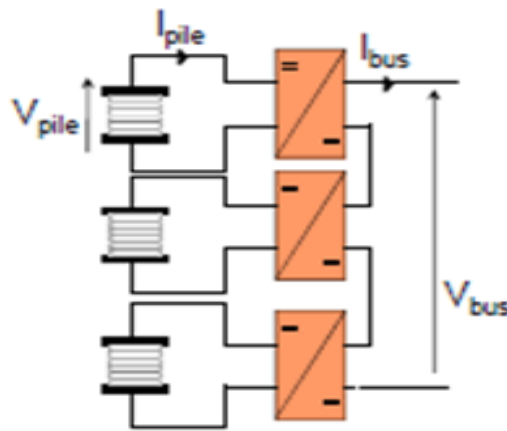


Figure 3- 9: Associations en cascade multi- PàCs/ convertisseurs DC-DC

✓ Architecture série-parallèle :

Comme le montre la figure 3-10, la architecture série-parallèle combine à la fois des configurations en parallèle et en série. Cette configuration équilibre à la fois les avantages et les inconvénients de chaque configuration. Le rapport tension-élévation est plus petit que celui de l'association parallèle. Cette configuration permet le partage de puissance entre les différentes associations en série et apporte plus de redondance grâce à l'association parallèle. Cette architecture peut simplifier également l'architecture du système fluïdique et thermique.

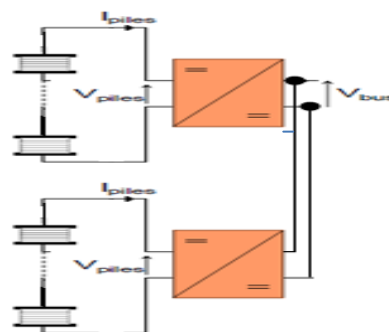


Figure 3- 10: Associations série-parallèle multi- PàCs/ convertisseurs DC-DC

3.2.2.3. 3 Association piles à combustible avec des transformateurs

L'association de piles à combustible par couplage magnétique apparaît comme l'un des modes d'association les plus flexibles [187]. C'est une solution technologique intéressante face aux problèmes de couplage de sources basse tension (comme les piles à combustible) à haute tension à bord des réseaux électriques. Le transformateur joue le rôle d'un élévateur de tension et d'interface entre des sources de courant basse tension-haute et des charges de courant haute tension-faible pour une puissance transmise donnée. L'utilisation de transformateurs permet d'augmenter naturellement, grâce au rapport des transformateurs, la tension de sortie des empilements. Ils permettent également une isolation galvanique entre les piles à combustible, le bus DC et les charges électriques. De plus, le couplage magnétique des empilements au travers de transformateurs autorise le fonctionnement des piles à combustible dans des modes de fonctionnement dégradés lorsqu'un, ou plusieurs, empilements sont sans travail.

Enfin, l'interconnexion des piles à combustible par couplage magnétique conduit à la modularité du système. Chaque pile à combustible avec son convertisseur de puissance peut fonctionner comme une source d'énergie élémentaire indépendante (Figure 3- 11).

Sur la Figure 3- 11, les piles à combustible sont connectées en parallèle au bus DC via des convertisseurs DC – AC – DC. Chaque générateur de pile à combustible peut être considéré comme une source de tension indépendante. Les architectures fluide et thermique peuvent également être indépendantes voire communes avec deux générateurs à pile à combustible. Une telle architecture, utilisant plusieurs transformateurs, peut assurer redondance et modularité mais peut augmenter le volume et le poids du système électrique. Cependant, pour les applications à faible puissance (plage de 1 à 5 kW), l'utilisation de transformateurs planaires haute fréquence (HF) permet de réduire considérablement le poids et le volume du système électrique et de minimiser les pertes.

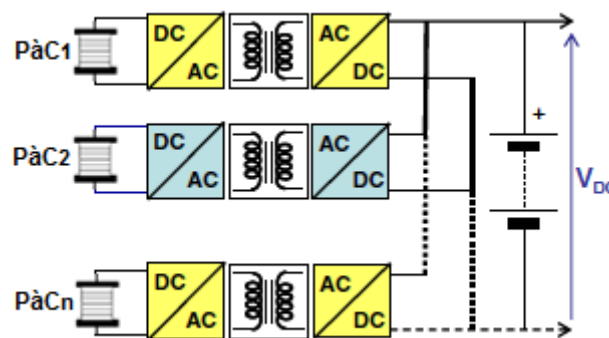


Figure 3- 11: Association parallèle des multi-PàCs avec couplage magnétique indépendant.

Les Figure 3- 12 (a–c) illustre une solution technique dans laquelle les générateurs à pile à combustible sont connectés via leurs convertisseurs DC–AC aux enroulements d'entrée primaires du transformateur. Cette solution permet de réduire le nombre de transformateurs impliqués et assure un couplage magnétique pour les générateurs de piles à combustible. Les piles à combustible peuvent être connectées en «pseudo-parallèle» ou en «série-pseudo-parallèle» mixte.

La Figure 3- 12 (a) montre un mode de connexion «pseudo-parallèle» où chaque pile à combustible est connectée à des enroulements primaires séparés du transformateur. La Figure 3- 12 (b) montre une architecture possible dans laquelle les piles à combustible sont connectées en série et alimentent un enroulement primaire de transformateur. La Figure 3- 12(c) montre un mode de connexion mixte «série-pseudo-parallèle» où chaque module de pile à combustible est composé de deux piles à combustible en série et connectées à des enroulements primaires séparés du transformateur.

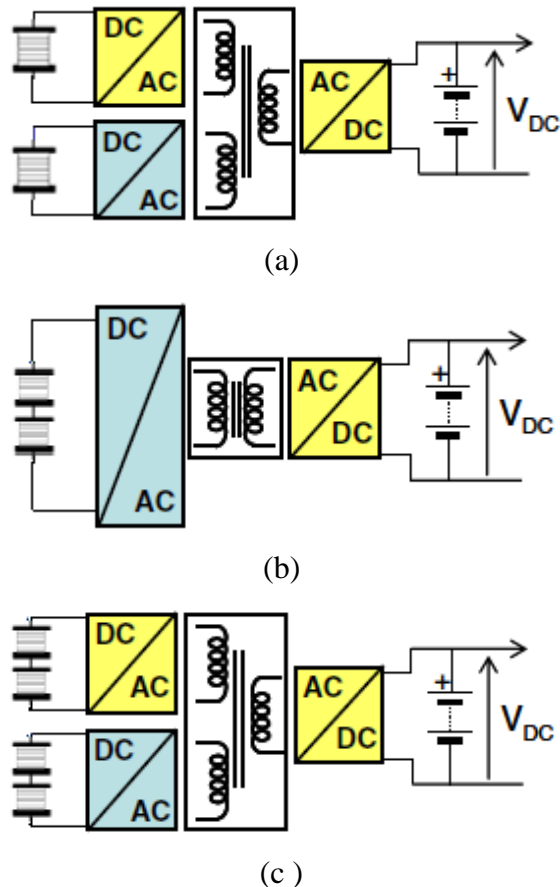


Figure 3- 12 : Exemples d'architectures pour deux et quatre PàC avec couplage de transformateur. (a) Architecture pseudo-parallèle pour deux PàC, (b) architecture en série pour deux PàC, (c) architecture mixte série-pseudo-parallèle pour quatre PàC, (d) architecture en série pour quatre PàC .

Malgré ses atouts et ses potentiels pour ces applications rapportées, les architectures de piles à combustible multi-empilements restent encore à un stade de développement primitif. Par ailleurs, pour faire passer les piles à combustible d'une très petite industrie à une fabrication en série, l'une des perspectives intéressantes consiste en une standardisation du module de puissance «Système de pile à combustible» pour répondre à différentes spécifications d'application:

automobile (véhicules poids léger et poids lourds), des chemins de fer, des aéronefs ou même de petites applications fixes (par exemple des unités de micro-cogénération). Pour de tels environnements, le niveau de puissance installé est:

- 20 à 100 kW pour les véhicules électriques hybrides (HEV) et les voitures urbaines [188- 189].
- 40–700 kW pour les aéronefs [190].
- 100 à 200 kW pour les véhicules lourds tels que les bus, les tramways légers ou même les locomotives [171-172].

Compte tenu de ces exemples, un module de puissance unitaire à pile à combustible de 20 kW semble être un choix judicieux. En effet, une telle unité pourrait être utilisée comme module de puissance de base pour atteindre des niveaux de puissance plus élevés grâce à des architectures de piles à combustible multi-empilements dans ces différents domaines d'application. Par exemple, le module commercialisé PEMFC proposé par Ballard Compagnie, est un candidat potentiel. Les caractéristiques de cette pile sont décrites dans le Tableau 3- 1.

paramètre	Valeur
Puissance nominale	21 KW
Courant nominal	300 A
Tension nominale à 300 A	70 V

Tableau 3- 1: Caractéristiques électriques Ballard PEM PàC

De même, le convertisseur de puissance en interface avec le module de pile à combustible doit avoir le même niveau de puissance. Dans le cas particulier d'un véhicule électrique à PàC, le courant de la pile à combustible est généralement élevé alors que la tension d'entrée est assez faible. De plus, la tension de sortie doit être ajustée à une valeur de bus continu fixe indépendamment des variations de tension de la pile à combustible. Cette tension de bus continu peut atteindre jusqu'à dix fois la valeur de la tension de la PàC; il varie en fonction de chaque environnement spécifique :

270–350 V pour les aéronefs [192].

270–540 V pour les véhicules électriques hybrides (HEV) [193].

350–750 V pour les véhicules ferroviaires et les poids lourds [194].

48–480 V pour les réseaux autonomes [195].

Ainsi, la topologie du convertisseur de puissance est soumise à de fortes contraintes en termes de courant (côté PàC) et de tension (côté bus continu). Par conséquent, les dispositifs à semi-

conducteurs requis devraient être capables de supporter ces contraintes électriques. D'une manière générale, la sélection intelligente de la topologie du convertisseur de puissance est une clé pour réduire ces contraintes critiques, mais aussi pour obtenir un rendement satisfaisant. De plus, dans les applications véhicule électrique à PàC, les convertisseurs DC/DC doivent gérer de nombreux problèmes, notamment le volume, l'ondulation du courant d'entrée/tension de sortie et la tolérance aux pannes. Dans ce but, la section suivante passe en revue deux topologies de convertisseur de puissance non isolé candidates à une utilisation dans les architectures de piles à combustible multi-empilements, ainsi que leurs pertes seront également comparées dans différents architecteurs d'association via des convertisseurs DC-DC, afin de sélectionner la topologie et la structure les plus appropriées.

3.3 Choix l'architectures d'association multi-PàCs et convertisseur DC/DC d'interface

Dans cette section, deux topologies de convertisseur DC/DC non isolé seront mises en évidence qui est candidates à une utilisation dans les systèmes embarqués. Nous nous concentrerons ici sur la comparaison de ces deux topologies dans les différents architecteurs d'association via des convertisseurs DC-DC en termes de minimisation de l'ondulation du courant d'entrée, des valeurs des inductances, de l'efficacité énergétique et de la fiabilité, Ceci afin de déterminer quelle topologie est la mieux adaptée dans différents architecteurs d'association via des convertisseurs DC-DC et afin de choisir la topologie et la architecteurs d'association la plus appropriée pour notre application.

3.3.1 Topologies de convertisseurs DC/DC entrelacés

Les topologies entrelacées sont très appropriées pour l'amélioration de l'efficacité du cycle [118] car leur possibilité de fragmenter la demande de puissance en fonction du niveau requis. Cette stratégie, appelée opération à charge partielle, est réalisable par un délestage de phase approprié (chute de phase) de la topologie entrelacées. Dans des conditions de pleine charge, toutes les phases du convertisseur sont activées, par conséquent les différentes pertes du convertisseur de puissance (commutation, récupération inverse, pertes de noyau d'inductance, etc.) existent toujours dans chaque phase. Dans des conditions de faible charge, le nombre de phases actives est réduit en fonction de la demande de puissance; cela diminue les pertes de puissance du convertisseur et améliore le rendement, mais augmente l'ondulation du courant d'entrée, ce qui réduit la durée de vie des piles à combustible .

En particulier, les topologies FIBC et IBC sont les convertisseurs les plus attrayants en raison de leur capacité à [108][119]:

- ✓ Réduire l'ondulation du courant de la pile à combustible.
- ✓ Gérer le courant élevé de la PàC par un partage pertinent entre les phases.
- ✓ Réduire les contraintes électriques appliquées sur les dispositifs à semi-conducteurs.
- ✓ Commutation douce par technique de quasi-résonance.
- ✓ Fonctionner en mode à charge partielle pour améliorer l'efficacité.
- ✓ Capable de tolérance aux pannes en cas de défaut de l'interrupteur de puissance.

Dans cette étude, sera utilisé les deux topologies avec 4 phases dans chaque topologie. Pour les topologies entrelacées flottantes, Kabalo et al. [197] a proposé un examen des topologies entrelacées flottantes à 2, 4 et 6 phases pour découvrir la topologie optimale pour réduire le volume des composants magnétiques et l'ondulation du courant tout en optimisant l'efficacité énergétique. A travers cette étude, il est montré que la topologie entrelacée flottante à 4 phases est l'option la plus prometteuse. La figure 3-13 (a) illustre la construction de cette topologie, tandis que l'architecture de la topologie entrelacée à 4 phases (IBC 4 Ph) est donnée sur la Figure 3- 13 (b).

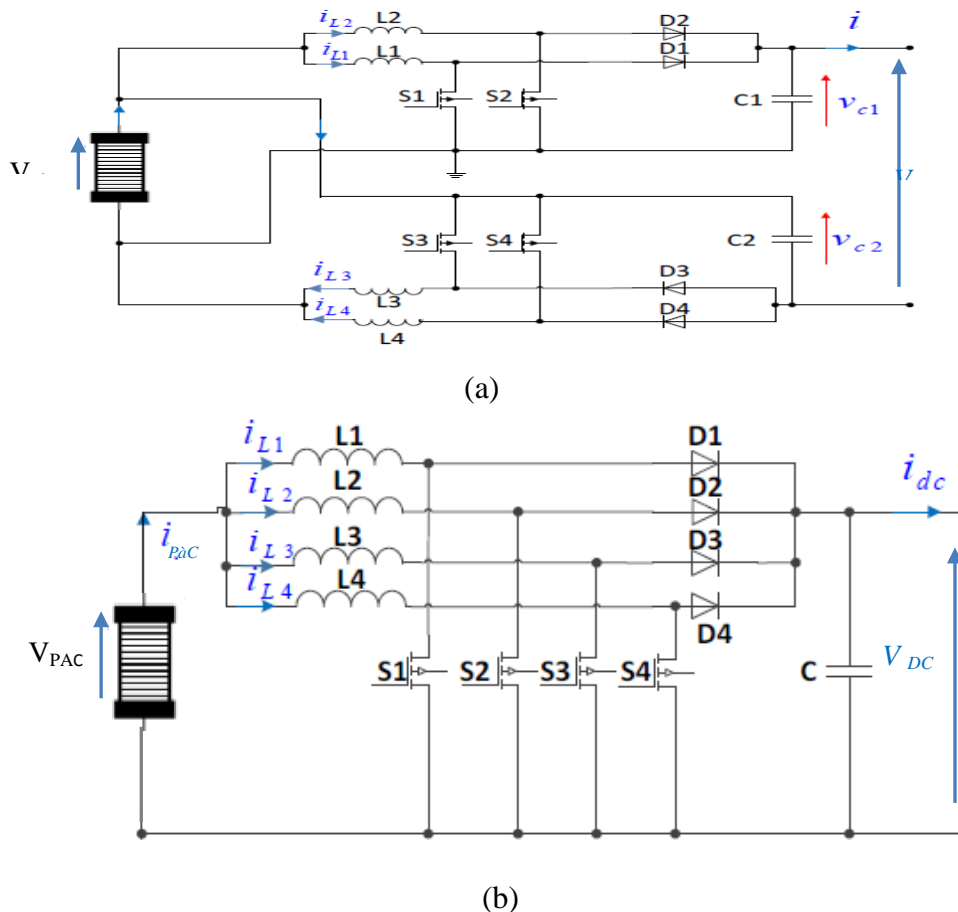


Figure 3- 13: Architecture les deux topologies entrelacées. (a) FIBC 4 Ph (b) IBC 4 Ph

Comme la montre la Figure 3- 13, les deux convertisseurs nécessitent plusieurs branches en parallèle pour gérer des courants élevés. De plus, ils permettent de réduire l'ondulation du courant de la PàC grâce à la technique d'entrelacement.

Structurellement, les deux convertisseurs sont similaires, à l'exception du condensateur de liaison DC segmenté en deux parties pour le second (C1 et C2 sur la Figure 3- 13(a)). Les branches d'entrée entrelacées sont placées en parallèle tandis que les condensateurs de liaison DC sont connectés en série. Cependant, cette connexion en série de la sortie impose d'utiliser un nombre pair de branches d'entrée.

En ce qui concerne le rapport de tension, pour le même rapport cyclique, le FIBC atteint un rapport de tension plus élevé que les topologies. Les contraintes électriques appliquées aux dispositifs de commutation par les structures FIBC et IBC sont différentes (voir Tableau 3- 2). En effet, afin d'obtenir la même tension de bus DC, la contrainte de tension est réduite de 60% pour le FIBC par rapport à l'IBC, tandis que la contrainte de courant est de 120% supérieure à celle de l'IBC, cette dernière conduit à utiliser des semi-conducteurs à fort courant.

Topologie	Contrainte de tension	Contrainte de courant
IBC	V_{DC}	$\frac{I_{PàC}}{N} + \Delta I$
FIBC	$\frac{V_{DC}}{1+d}$	$\frac{2I_{PàC}}{N(1+d)} + \Delta I$

Tableau 3- 2: Contraintes électriques appliquées aux semi-conducteurs dans les deux topologies

3.3.2 Comparaison entre les deux topologies dans chaque architecteur d'association

Comme mentionné ci-dessus, la comparaison qui sera discutée ci-dessous sera effectuée en terme de la volume d'inductance, du réduction de l'ondulation du courant d'entrée, de la fiabilité et de l'efficacité énergétique.

Dans cette étude trois piles à combustible avec les caractéristiques indiquées dans le tableau 3-3 qui montrent les caractéristiques du système étudié seront utilisées:

Les paramètres du système	Valeur
Puissance nominale de la PàC	21 [kW]
Tension nominale de la PàC	70 [V]
Courant nominal de la PàC	300 [A]
Tension du bus DC	360 [V]
Fréquence de découpage	10 [kHz]

Tableau 3-3 : Caractéristique du système

3.3.2.1 L'ondulation du courant d'entrée

Il existe des recherches sur les PàCs qui examinent comment les ondulations de courant à basse et haute fréquence les affectent [112][198-199]. Un effet plus important sur la durée de vie, l'efficacité, la consommation d'hydrogène et la capacité de puissance de sortie est observé pour l'ondulation de courant à basse fréquence (c'est-à-dire environ 100-120 z) causée par les convertisseurs DC/AC que pour l'ondulation de courant à haute fréquence (c'est-à-dire > 1 kHz). Il n'y a cependant aucune discussion sur les mécanismes de dégradation de PàC par ces auteurs.

De plus, l'effet sur le PàC dépend fortement de l'amplitude de l'ondulation de courant. Une amplitude d'ondulation de courant trop élevée est particulièrement préjudiciable à la longévité des catalyseurs au platine [198]. Il a été conseillé dans [98] que le courant d'ondulation ne dépasse pas 10 % du courant nominal du PàC.

Dans la suite, une comparaison entre les deux convertisseurs sera faite pour déterminer la topologie optimale pour réduire l'ondulation du courant d'entrée dans chaque architecture d'association PàCs via de convertisseur.

Les expressions décrivant la relation entre l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation du courant dans une inductance pour les deux topologies entrelacées (Figure 3-13) ont été présentées au chapitre II. Les formules de l'ondulation du courant d'entrée du convertisseur peuvent être déduites de ces expressions et de l'expression de l'ondulation du courant dans un convertisseur élévateur normal. Pour les deux topologies, nous pouvons décrire l'ondulation du courant d'entrée comme :

$$\Delta i_{PàC} = \begin{cases} \frac{V_{dc}(1-4D)D}{L.f} & \text{pour } 0 < D < 1/4 \\ \frac{V_{dc}(4D-1)(2-4D)}{4L.f} & \text{pour } 1/4 < D < 1/2 \\ \frac{V_{dc}(4D-3)(2-4D)}{4L.f} & \text{pour } 1/2 < D < 3/4 \\ \frac{V_{dc}(4D-3)(1-D)}{L.f} & \text{pour } 3/4 < D < 1 \end{cases} \quad (3-1)$$

Où D est le rapport cyclique, V_{dc} est la tension du bus DC, f est la fréquence de commutation, et enfin, $\Delta i_{PàC}$ est l'ondulation du courant de la PàC.

Pour calculer l'ondulation du courant d'entrée pour les deux topologies dans chaque architecture d'association, nous devons d'abord définir le rapport cyclique de chaque convertisseur, qui est donné par le rapport de tension (V_{dc} / V_e) de chaque convertisseur et représenté dans les deux relations suivantes :

$$D_{IBC} = \frac{\frac{V_{dc}}{V_e} - 1}{\frac{V_{dc}}{V_e}} \quad (3-2)$$

$$D_{FIBC} = \frac{\frac{V_{dc}}{V_e} - 1}{\frac{V_{dc}}{V_e} + 1} \quad (3-3)$$

Pour les deux cas d'association en série, soit pour piles à combustible ou pour convertisseurs (PàC en série avec un seul convertisseur ou l'associations en cascade multi- PàCs/ convertisseurs), les valeurs du rapport cyclique à puissance nominale des piles à combustible sont de 0,41 pour la topologie IBC et de 0,26 pour la topologie FIBC, et pour les deux cas d'association en parallèle, les valeurs du rapport cyclique sont de 0,8 pour la topologie IBC et de 0,67 pour la topologie FIBC.

Afin de comparer les valeurs d'ondulation du courant d'entrée pour les deux topologies, la relation de calcul de la valeur d'inductance pour chaque topologie est déduite de la relation (3-1) listée ci-dessus puis en les égalisant après substitution les valeurs du rapport cyclique de chaque topologie.

Dans le cas d'association en série, on obtient que la valeur de l'ondulation du courant d'entrée de la topologie IBC est environ 5 fois plus grande que l'ondulation du courant d'entrée de la topologie FIBC, tandis que dans le cas d'association en parallèle, on obtient que la valeur de l'ondulation du courant d'entrée de la topologie FIBC est environ une fois et demie supérieure à l'ondulation du courant d'entrée de la topologie IBC.

3.3.2.2. Valeur d'inductance :

Comme nous l'avons mentionné précédemment, la notion d'entrelacement permet de réduire le courant moyen dans les inductances de chaque phase, d'où une baisse de la valeur de l'inductance. L'abaissement à la fois de la valeur de l'inductance et du courant qui le traverse réduit le poids, la taille, et le coût de l'inductance.

La valeur des inductances pour chaque topologie sera déterminée dans ce qui suit en considérant que l'ondulation du courant d'entrée ne dépasse pas 4% du courant nominal de la PàC utilisé dans cette étude, où ces valeurs sont déterminées par l'utilisation de l'expression (3-1) ci-dessus. Les valeurs des inductances pour chaque topologie sont indiquées dans les tableaux des composants sélectionnés pour chaque architecture d'association PàCs au sous-paragraphe 3.3.2. 2 ci-dessous.

3.3.2.3. Fiabilité de convertisseur :

Comme mentionné précédemment, Les topologies entrelacées présentent plusieurs avantages, dont l'un est la fiabilité, car ils ont la capacité de tolérantes aux pannes naturellement. Cela est dû à la présence d'une redondance statique, ce dernier consiste à mettre en parallèle plusieurs topologies boost classiques, permettant d'utiliser les phases saines restantes comme système de compensation en cas d'occurrence défaut des interrupteurs dans chaque phase, évitant par conséquent toute interruption de fourniture d'énergie à la charge. Les deux convertisseurs " IBC - 4 Phases et FIBC - 4 Phases" ont une tolérance aux pannes, mais ce dernier a moins de liberté en ce qu'il doit fonctionner avec un nombre pair de phases. Cette contrainte limite sa capacité à fonctionner en mode dégradé. Par comparaison, le convertisseur IBC - 4 phases est tolérant aux pannes même avec une seule phase, ce qui en fait un candidat plus adapté pour travailler en mode dégradée.

3.3.2.4 Optimisation de l'efficacité énergétique :

L'analyse des pertes dans chaque composant des différentes topologies de convertisseurs DC/DC boost entrelacés illustrées à la Figure 3-13 permet de déterminer la topologie la mieux adaptée en termes d'optimisation de l'efficacité énergétique dans chaque architecture d'association PàCs. Les différentes catégories de pertes sont détaillées ci-dessous.

3.3.2.1 Les pertes dans les convertisseurs DC/DC

Les pertes dans les composants du convertisseur sont depuis longtemps une préoccupation majeure pour les concepteurs pendant la phase de dimensionnement, car elles ont un impact direct sur l'efficacité du système. Ces pertes influencent non seulement l'efficacité, mais également la taille et du poids; Parce qu'une augmentation de ceux-ci conduit à l'installation d'un système de refroidissement plus grand [200]. Donc, le choix entre les deux topologies dans chaque architecte d'association peut entraîner un changement de technologie des semi-conducteurs, permettant de réduire les pertes dans le convertisseur en réduisant les pertes dans les semi-conducteurs. Les MOSFET et les IGBT sont actuellement les commutateurs les plus utilisés en raison de leur rapidité et de leur facilité de contrôle [201].

Les l'interrupteurs de type MOSFET sont généralement souvent réservés aux applications basse tension (généralement une tenue en tension inférieur à 250 V) [202] en raison de sa chute de tension minimale à l'état passant. L'IGBT, quant à lui, est utilisé dans les applications à haute tension (supérieure à 250 V). Sans oublier que les transistors sont sélectionnés en fonction des propriétés qui offrent une faible résistance RDS (on), des temps de commutation courts et des coûts réduits [203].

Quant aux diodes, Les diodes à "Schottky" ou "récupérations libres" de puissance sont particulièrement bien adaptées à nos besoins. Les diodes Schottky sont utilisées lorsque la tension maximale admissible est inférieure à 200 V et que le courant nominal est supérieur à 100 A. Tandis que, les diodes à recouvrements libre sont préférées lorsque la tension maximale autorisée est supérieure à 200 V , en raison de leur faible chute de tension à l'état passant sur leurs bornes et des pertes de commutation négligeables [90].

Les circuits magnétiques Metglas POWERLITE C-Cores déterminent en général les dimensions des inductances. Ce circuit est constitué d'un alliage de fer, qui présente les caractéristiques d'une densité de saturation élevée (1,56 T), d'une faible augmentation de température, d'un poids et d'un volume réduits jusqu'à 50%, d'une faible perte et d'une fréquence de fonctionnement élevée (jusqu'à 100 kHz au moins). De plus, il est plus performant que les matériaux ferromagnétiques conventionnels (ferrites) [204].

- **Pertes dans les inductances :**

Les pertes Joule (P_{cop}) et les pertes de circuit magnétique (P_{core}) sont deux formes de perte d'inductance.

Les pertes Joule sont exprimées par la relation suivante [114] :

$$P_{cop} = R_L \left(\int_t^{t+T} (I_L^2)(t) dt \right) \quad (3-4)$$

Où R_L représente la résistance équivalente série de l'inductance, i_L est le courant traversant l'inductance.

L'évaluation des pertes du circuit magnétique est cruciale pour déterminer la taille appropriée du circuit [205]. Les pertes considérées ici sont celles causées par l'hystérésis et celles causées par les courants de Foucault. Ils sont déterminés par la fréquence du courant, le poids du circuit magnétique et l'amplitude de l'ondulation d'induction [202].

$$P_{core} (mW) = a(f)^b \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^c . m \quad (3-5)$$

Où a est une constante qui varie avec le matériau du noyau magnétique ($a = 6.5$), b est l'exposant de la fréquence de commutation f ($b = 1.51$), c est l'exposant de l'induction magnétique (ΔB) ($c = 1.74$), et m est la masse du circuit magnétique en kg.

- **Les pertes dans les interrupteurs:**

Dans les interrupteurs de puissance, la perte totale est la somme des pertes de conduction (P_{sw_cond}) et des pertes de commutation (P_{sw_com}).

- Les pertes en conduction sont définies par l'expression suivante [205] :

$$P_{sw_cond} = \left(\frac{1}{T} \int_t^{t+T} (I_{sw})^2(t) dt\right) R_{sw} + \left(\frac{1}{T} \int_t^{t+T} (I_{sw})(t) dt\right) V_{sw} \quad (3-6)$$

Où V_{sw} et R_{sw} sont respectivement la chute de tension et la résistance interne de l'interrupteur et I_{sw} représente le courant circulant dans l'interrupteur pendant les phases de commutation.

- Les pertes de commutation se rapportent à la puissance perdue à la suite de la transition de l'état passant à l'état bloqué et vice-versa.

Pour déterminer les pertes de commutation des interrupteurs, les formes de tension et de courant pendant l'intervalle de commutation doivent être connues. Les figures 3-14 et 3-15 illustrent un exemple des formes d'onde de tension et de courant pour un IGBT et un MOSFET pendant la commutation, respectivement.

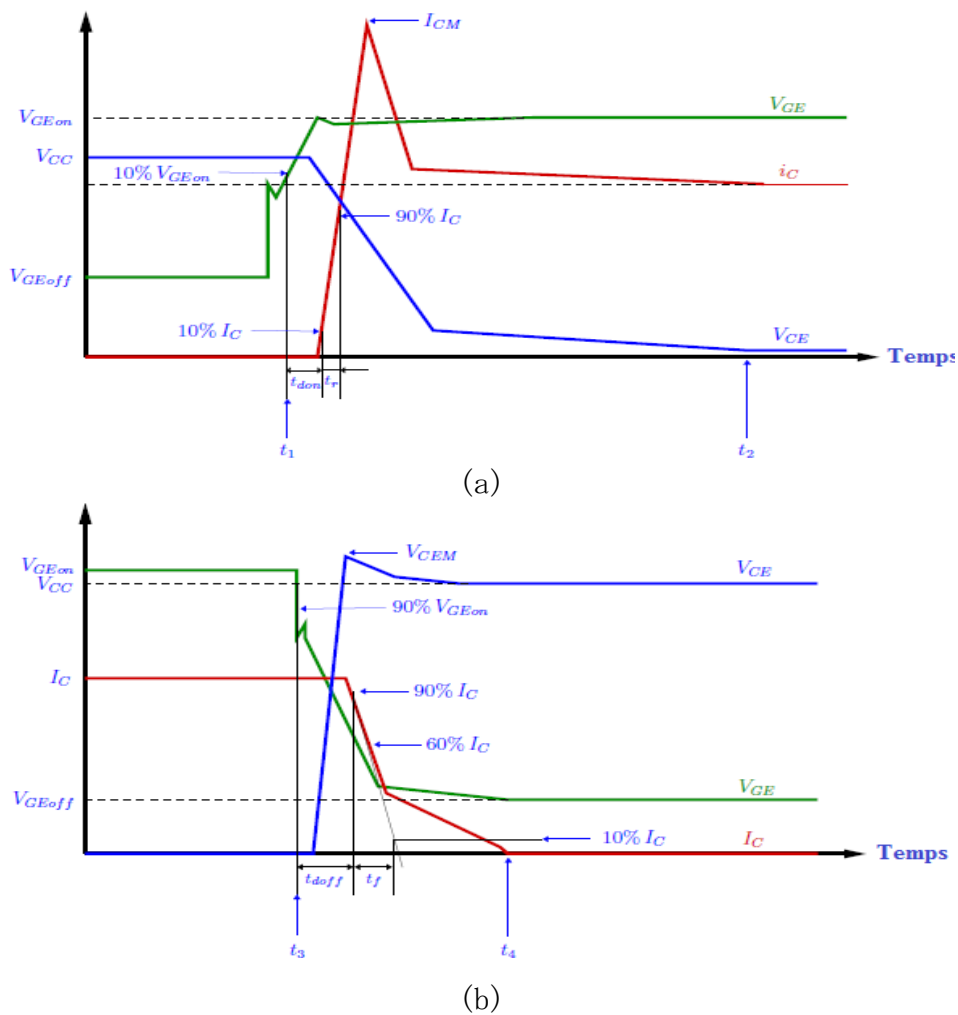


Figure 3- 14: Commutation de IGBT, (a) passage à l'état fermé. (b) passage à l'état ouvert. [114]

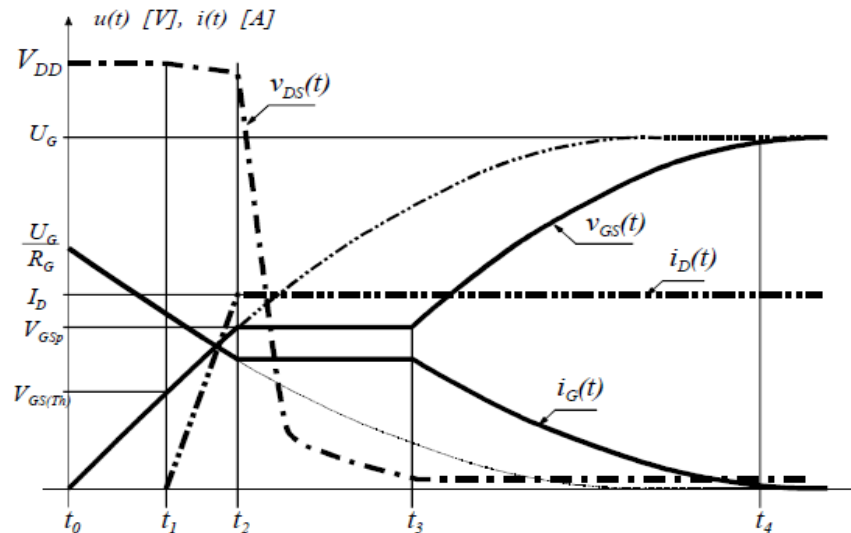


Figure 3- 15: Commutation de MOSFET [90]

- ✓ Les pertes par commutation dans les IGBT peuvent être déterminées à l'aide de la relation suivante [3.57]:

$$P_{sw_com-IGBT} = \frac{1}{2} I_{sw} \cdot V_{sw} (t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f) \cdot f \quad (3-7)$$

Où I_{sw} est le courant traversant l'interrupteur et V_{sw} est la tension à ses bornes durant la commutation. $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$ et t_f représente respectivement le temps de retard de transition de l'état bloqué à passant, le temps de montée, le temps de retard de la transition de l'état passant à bloquer, et le temps de descente. Ces valeurs se trouvent sur la fiche technique du fabricant.

- ✓ Les pertes de commutation du MOSFET :

Les pertes globale dans un MOSFET pendant les phases de commutation sont définies par la relation suivante :

$$P_{sw_com-MOSFET} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f \quad (3-8)$$

Où E_{off} et E_{on} représente respectivement les énergies d'ouverture et de fermeture sont déterminés à l'aide des expressions suivantes :

$$E_{on} = \frac{V_{DS}^2 \cdot I_D^2}{2 \cdot V_{DS.test} \cdot I_{D.test}} (t_1 + t_2) \quad (3-9)$$

$$E_{off} = \frac{V_{DS}^2 \cdot I_D^2}{2 \cdot V_{DS.test} \cdot I_{D.test}} (t_3 + t_4) \quad (3-10)$$

Où I_D et V_{DS} : sont respectivement le courant et la tension drain-source

$V_{DS-test}$ et I_{D-test} : ce sont les tests de tension et de courant drain-source effectués sur l'interrupteur pour déterminer sa fiche technique.

t_1 et t_3 : représente respectivement la durée de la croissance du courant I_D à l'état passant et bloqué

t_2 et t_4 : correspond la durée de décroissance de la tension V_{DS} à l'état bloqué et passant respectivement.

- **Les pertes dans les diodes :**

- ✓ Pertes en Conduction dans la Diode :

Les pertes de conduction de diode sont déterminées par la formule :

$$P_{d_cond} = \left(\frac{1}{T} \int_t^{t+T} (I_d^2)(t) dt\right) R_d + \left(\frac{1}{T} \int_t^{t+T} (I_d)(t) dt\right) V_f \quad (3-11)$$

Où R_d est la résistance interne de la diode et V_f est sa tension de seuil.

- ✓ Pertes en Commutation dans la Diode :

Les pertes au blocage représentent l'essentiel des pertes de commutation, qui varient selon le type de diode. Toutes ces pertes sont insignifiantes pour les diodes Schottky.

En ce qui concerne les diodes à à recouvrement, l'énergie de commutation dissipée est déterminée par la relation suivant [197] :

$$P_{d_com} = Q_{rr} \cdot V_d \cdot f \quad (3-12)$$

Où V_d est la tension appliquée à la diode lors de la commutation et Q_{rr} est la charge de récupération inverse, les deux pouvant être trouvées dans la fiche technique du fabricant.

- **Les Pertes dans les condensateurs :**

Dans notre application utilise des condensateurs de type filtrage pour réduire l'ondulation de tension. Il est possible de déterminer les pertes de condensateur par la formule suivant:

$$P_{condensateur} = R_{eq} \cdot I_{eff}^2 \quad (3-13)$$

Où R_{eq} est la résistance équivalente du schéma équivalent d'un condensateur illustré à la Figure 3- 16

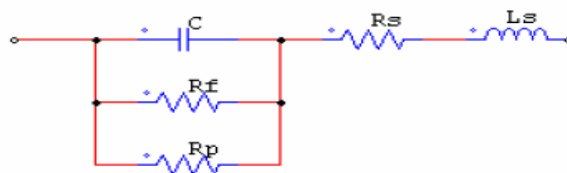


Figure 3- 16: Schéma équivalent série – parallèle de condensateur.

Les composants L_s , R_s , R_f , R_p sont dûs aux imperfections du condensateur

Avec :

C : capacité propre

R_f : résistance de fuite

R_p : résistance équivalente aux pertes diélectriques lorsque l'on fait varier la tension.

L_s et R_s : inductance et résistance série des connexions et armatures.

Tout d'abord, les équations qui combinent les différentes pertes dans un convertisseur élévateur DC/DC classique seront détaillées. Ces équations sont ensuite modifiées pour s'adapter aux topologies IBC et FIBC à N phase . Toutes les pertes sont données en fonction du courant de la pile à combustible $i_{PàC}$.

3.3.2.1. 1 Pertes dans le convertisseur DC/DC BOOST classique

➤ Pertes dans l'inductance :

Les pertes Joule (P_{cop}) et les pertes du circuit magnétique (P_{core}) sont :

$$P_{cop} = R_L \left(I_{PàC}^2 + \frac{\Delta I_{PàC}^2}{12} \right) \quad (3-14)$$

$$P_{core} = 6.5(f)^{1.51} \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{1.74} \cdot m \quad (3-15)$$

➤ Les pertes dans les interrupteurs :

Les pertes de conduction (P_{sw_cond}) et des pertes de commutation (P_{sw_com}) dans les interrupteurs sont :

$$P_{sw_cond} = D \left(R_{sw} \left(I_{PàC}^2 + \frac{\Delta I_{PàC}^2}{12} \right) + V_{sw} \cdot I_{PàC} \right) \quad (3-16)$$

$$P_{sw-com-Mosfet} = \frac{I_{PàC}^2 V_{dc}^2 t f}{2 I_{test} V_{test}} \quad (3-17)$$

Avec

$$t = t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f \quad (3-19)$$

➤ Pertes dans les diodes:

Les pertes par conduction (P_{d_cond}) sont définies par :

$$P_{d_cond} = (1 - D) \left(R_d \left(I_{PàC}^2 + \frac{\Delta I_{PàC}^2}{12} \right) + V_f \cdot I_{PàC} \right) \quad (3-18)$$

Les pertes de commutations (P_{d_com}) sont définies par :

$$P_{d_com} = \frac{I_{P\grave{a}C} V_{dc}^2 t_{rr} I_{RM} f}{2 I_{test} V_{test}} \quad (3-19)$$

I_{RM} et t_{rr} sont respectivement le courant et le temps de recouvrement inverse. Toutes ces données peuvent être obtenues à partir de la fiche technique du fabricant.

➤ Pertes dans les condensateurs :

$$P_{cap} = R_{eq} \cdot \left(I_{P\grave{a}C}^2 + \frac{\Delta I_{P\grave{a}C}^2}{12} \right) \quad (3-20)$$

R_{eq} est donnée par le constructeur

3.3.2.1. 2Pertes dans le convertisseur DC/DC BOOST entrelacé IBC

➤ Pertes dans les inductances (IBC):

Chaque inductance dans un convertisseur élévateur entrelacé à N phases (IBC) contribue aux pertes totales, qui sont ensuite calculées en fonction du nombre de phases:

$$P_{cop} = R_L \left(\frac{I_{P\grave{a}C}^2}{N} + \frac{N \Delta I_L^2}{12} \right) \quad (3-21)$$

$$P_{core} = N 6.5(f)^{1.51} \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{1.74} . m \quad (3-22)$$

➤ Les pertes dans les interrupteurs (IBC):

Ces pertes sont la somme des pertes de chaque interrupteur d'un convertisseur IBC à N phases:

$$P_{sw_cond} = D \left(R_{sw} \left(\frac{I_{P\grave{a}C}^2}{N} + \frac{N \Delta I_L^2}{12} \right) + V_{sw} \cdot I_{P\grave{a}C} \right) \quad (3-23)$$

$$P_{sw_com} = \frac{I_{P\grave{a}C}^2 V_{dc}^2 t f}{2 N \cdot I_{test} \cdot V_{test}} \quad (3-24)$$

$$t = t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f$$

➤ Pertes dans les diodes (IBC):

Ces pertes représentent la somme des pertes de chaque diode dans ce convertisseur:

$$P_{d_cond} = (1 - D) \left(R_d \left(\frac{I_{P\grave{a}C}^2}{N} + \frac{N \Delta I_L^2}{12} \right) + V_f \cdot I_{P\grave{a}C} \right) \quad (3-25)$$

$$P_{d_com} = \frac{I_{P\grave{a}C} V_{dc}^2 t_{rr} I_{RM} f}{2 \cdot N \cdot I_{test} \cdot V_{test}} \quad (3-26)$$

➤ Pertes dans les condensateurs (IBC):

$$P_{cap} = R_{eq} \cdot \left(\frac{I_{P\grave{a}C}^2}{N} + \frac{N \cdot \Delta I_L^2}{12} \right) \quad (3-27)$$

3.3.2.1.3 Pertes dans le convertisseur DC/DC BOOST entrelacé flottant (FIBC)

➤ Pertes dans les inductances (FIBC):

Les pertes dans les inductances de ce convertisseur en fonction nombre de phase sont données par:

$$P_{cop} = R_L \left(\frac{4 \cdot I_{P\grave{a}C}^2}{N(1+D)^2} + \frac{N \cdot \Delta I_L^2}{12} \right) \quad (3-28)$$

$$P_{core} = N \cdot 6.5(f)^{1.51} \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{1.74} \cdot m \quad (3-29)$$

➤ Les pertes dans les interrupteurs (FIBC):

$$P_{sw_cond} = D \left(R_{sw} \left(\frac{4 \cdot I_{P\grave{a}C}^2}{N(1+D)^2} + \frac{N \cdot \Delta I_L^2}{12} \right) + V_{sw} \cdot \frac{2 \cdot I_{P\grave{a}C}}{(1+D)} \right) \quad (3-30)$$

$$P_{sw_com} = \frac{2 \cdot I_{P\grave{a}C}^2 V_{dc}^2 t f}{N(1+D)^4 \cdot I_{test} \cdot V_{test}} \quad (3-31)$$

$$t = t_{d(on)} + t_r + t_{d(off)} + t_f$$

➤ Pertes dans les diodes: (FIBC)

$$P_{d_cond} = (1 - D) \left(R_d \left(\frac{4 \cdot I_{P\grave{a}C}^2}{N(1+D)^2} + \frac{N \cdot \Delta I_L^2}{12} \right) + V_f \cdot \frac{2 \cdot I_{P\grave{a}C}}{(1+D)} \right) \quad (3-32)$$

$$P_{d_com} = \frac{2 \cdot I_{P\grave{a}C} V_{dc}^2 t_{rr} I_{RM} f}{N(1+D)^4 \cdot I_{test} \cdot V_{test}} \quad (3-33)$$

➤ Pertes dans les condensateurs (FIBC):

$$P_{cap} = R_{eq} \cdot \left(\frac{4 \cdot I_{P\grave{a}C}^2}{N(1+D)^2} + \frac{N \cdot \Delta I_{P\grave{a}C}^2}{12} \right) \quad (3-34)$$

Les pertes totales et le rendement du convertisseur sont donnés par les relations suivantes:

$$P_{conv_total} = P_{cop} + P_{core} + P_{sw_con} + P_{sw_com} + P_{d_con} + P_{d_com} + P_{cap} \quad (3-35)$$

$$\eta_{conv} = \frac{P_{PàC} - P_{conv_total}}{P_{PàC}} \quad (3-36)$$

Où $P_{PàC}$ représente la puissance électrique délivrée par la PàC.

3.3.2.2 Les pertes des convertisseurs dans chaque architecture d'association

Dans la suite, nous pouvons décomposer les pertes totales des deux convertisseurs que nous allons calculer en deux catégories : les pertes de composants semi-conducteurs et les pertes d'inductance. Les pertes de capacité qui sont principalement attribuables à des résistances série équivalentes ne sont pas prises en compte. En fait, les condensateurs électrolytiques ou à film sont couramment utilisés dans les dispositifs de puissance à courant élevé. Le polypropylène est couramment utilisé en raison de ses caractéristiques diélectriques supérieures [202]. De ce fait, la résistance série équivalente à ce type de condensateur est très faible, ce qui conduit à des pertes négligeables par rapport aux pertes dans les inductances et les semi-conducteurs.

Comme nous l'avons vu le convertisseur peut être soit centralisé (Figure 3- 6 et Figure 3- 7), soit réparti (Figure 3- 8 et Figure 3- 9).

Comme mentionné ci-dessus, la diminution du courant dans chaque phase dans les deux convertisseurs offre plus de flexibilité dans les semi-conducteurs et réduit la taille des inductances. Cependant, ces composants peuvent être soumis à plus de contraintes notamment dans un mode de fonctionnement dégradé en cas de perte d'une ou plusieurs phases. Par conséquent, ces composants (les semi-conducteurs) ont été dimensionnés pour assurer la fiabilité des deux convertisseurs en cas de défaut en deux phases (c'est-à-dire lorsque le convertisseur IBC- 4 phases devient IBC -2 phases et le convertisseur FIBC- 4 phases devient FIBC - 2 phases). Les valeurs des inducteurs sont déterminées de sorte que le rapport d'ondulation du courant de la PàC ne dépasse pas 4 % du courant nominal de la PàC utilisé dans cette étude. Considérant que, comme nous l'avons mentionné ci-dessus, trois piles à combustible seront utilisées dans cette étude avec les caractéristiques indiquées dans le tableau 3-3 ci-dessus, qui montre les caractéristiques du système étudié.

3.3.2.2.1 Un convertisseur pour chaque générateur PàC

Cette architecture associe chaque générateur PàC avec un convertisseur, nous distinguons deux cas, le premier est que les PàC/Convertisseur sont connectées en parallèle (Figure 3- 7) et le

second cas les PàC/Convertisseur sont connectées en cascade. Ces architectures permettent de contrôler chaque générateur PàC indépendamment.

a. Associations en parallèle multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC

Dans cette architecture d'association, la tension d'entrée des convertisseurs est égale à 70 V et la tension de sortie de chaque convertisseur est égale à 360 V. Les inductances ont été dimensionnées lors que l'ondulation du courant d'entrée fixée à 4 % du courant nominal de la PàC , qui signifie ($\Delta i_{PàC} = 12 \text{ A}$). Pour déterminé les valeurs des inductances, nous utilisons l'équation (3-1) ci-dessus, par contre les semi-conducteurs sont sélectionnés en considérant le mode dégradé du convertisseur (défaut de deux interrupteurs de puissance). Le tableau 3-4 montre les composants qui ont été choisis.

Structure	Interrupteur	Diode	inductance
IBC 4Ph	IGBT (600,400A) (IXGN400N60B3)	Diode à recouvrement rapide (600V,300A) (DSEK300-06A)	$L_x=120\mu\text{H}$ (AMCC50) ($r_{Lx}=1.2 \text{ m}\Omega$)
FIBC 4Ph	IGBT (300V,400A) (IXGK400N30A3)	Diode à recouvrement rapide (400V, 240A) (DSEC240-04A)	$L_x=163 \mu\text{H}$ (AMCC63) ($r_{Lx}=1.8 \text{ m}\Omega$)

Tableau 3- 4: composants des deux structures pour l'association en parallèle multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC

Les Figure 3- 17 et Figure 3- 18 donne l'évolution des pertes et des efficacités énergétique de chaque structure en fonction du courant d'entrée lorsque d'association en parallèle multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC

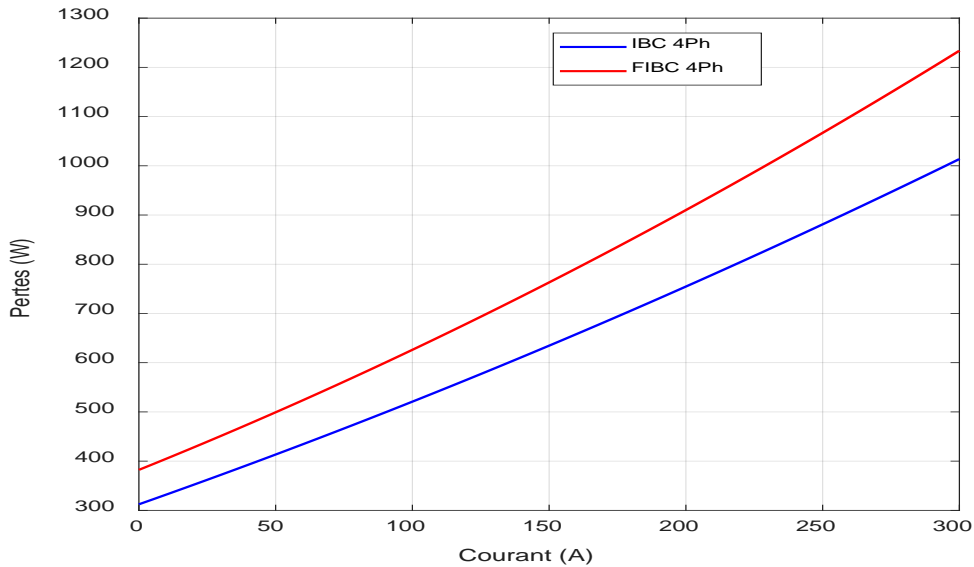


Figure 3- 17: Pertes des convertisseurs pour l'association en parallèle multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC

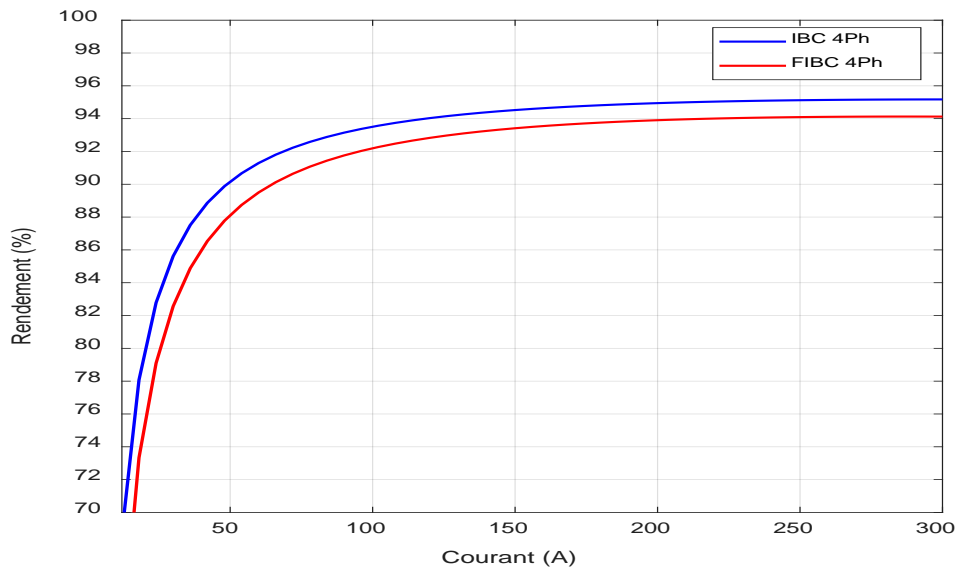


Figure 3- 18: rendement des convertisseurs pour l'association en parallèle multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC

En se basant sur la Figure 3- 17, nous observons que les pertes de la structure FIBC sont légèrement supérieures à la structure IBC 4Ph, où la différence augmente lorsque le courant augmente. Ainsi, comme la montre la Figure 3- 18, le rendement global de cette architecture d'association avec l'utilisation convertisseur IBC est meilleur que lors de l'utilisation du convertisseur FIBC.

b. Associations en cascade multi- PàCs/ convertisseurs DC-DC :

Dans le cas de la mise en cascade multi- PàCs/ convertisseurs DC-DC (Figure 3- 9), le rapport de tension est faible, car la tension de sortie de chaque convertisseur est de 120 V dans ce cas d'association, ce qui permet une réduction de la valeur et la taille des inductances de chaque

convertisseur, ainsi qu'une diminution des contraintes sur les semi-conducteurs, mais ces inductances et semi-conducteurs doivent être choisis en tenant compte du fonctionnement en mode dégradé ou en cas de charge partielle (c'est à dire le fonctionnement d'un certain nombre de PàC suivant la puissance demandée) afin d'éviter d'endommager le semi-conducteur ainsi que d'éviter une ondulation élevée du courant d'entrée. En conséquence, les composants des convertisseurs seront les mêmes que ceux indiqués dans le tableau 3- 4 dessus.

Les pertes de cette association dans chaque convertisseur en fonction du courant débité par les PàCs sont montrées dans la Figure 3- 19, et le rendement des convertisseurs sont représentés dans la Figure 3-20 suivants :

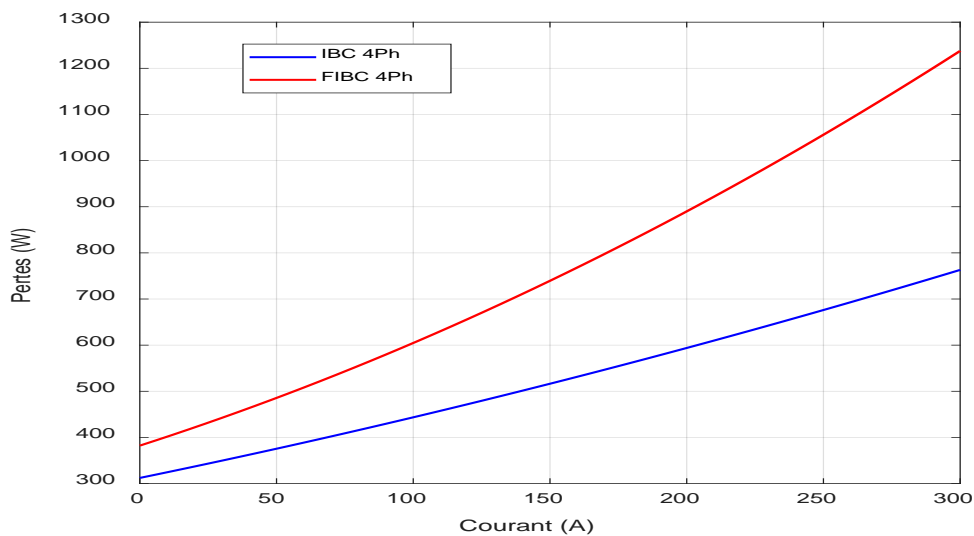


Figure 3- 19: Pertes des convertisseurs pour l'association en cascade multi- PàCs/ convertisseurs DC-DC

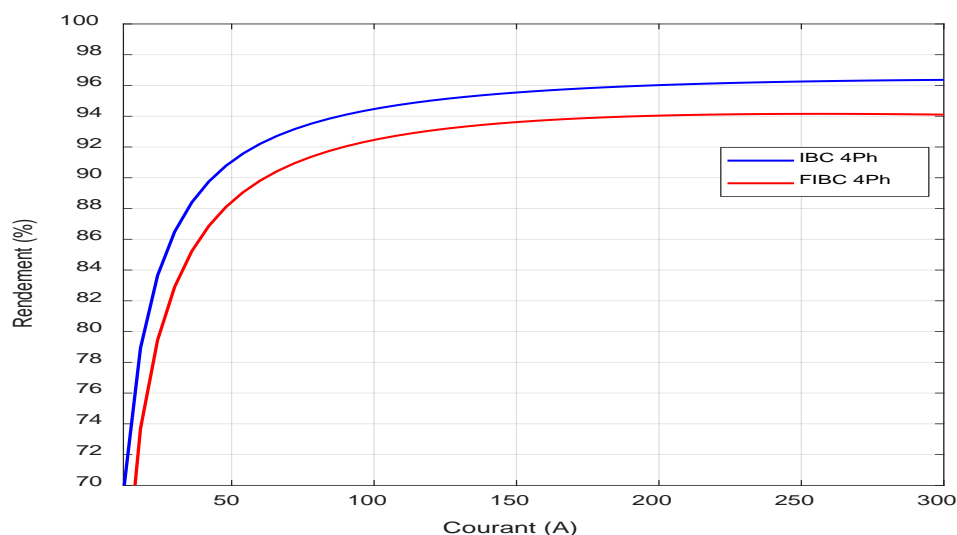


Figure 3- 20: Rendement des convertisseurs pour l'association en cascade multi-PàCs/ convertisseurs DC-DC

D'après les courbes de cette association, Nous observons également que la structure IBC 4 phases possède le moins des pertes que la structure FIBC 4 phases (Figure 3-19). En plus, une augmentation de la différence entre les pertes des deux convertisseurs peut être observée par rapport à l'association en parallèle comme illustré à la figure 3-17 ci-dessus, où les pertes du convertisseur IBC 4 Ph ont diminué et les pertes du convertisseur FIBC 4 Ph sont presque les mêmes. Ainsi, comme la montre la Figure 3- 20, l'efficacité énergétique de la structure IBC pour cette architecture d'association est supérieure à celui de la structure FIBC.

3.3.2.2. 1 Un convertisseur pour plusieurs générateurs PàCs

À cet architecture d'association, nous distinguons deux cas, le premier est que les PàCs sont connectées en série avec un convertisseur (Figure 3- 6) et le second cas les PàCs sont connectées en parallèle (Figure 3- 7).

a. Association PàC en série avec un convertisseur

Dans ce cas et lorsque les trois piles à combustible fonctionnent, la tension d'entrée est la somme de la tension de chaque PàC et est égale à 210V et la tension de sortie est égale à 360 V. En conséquence, le rapport cyclique est faible, ce qui permet de réduire la taille des inductances du convertisseur. Mais compte tenu du mode dégradé ou de la demande partielle de puissance, les inductances et les semi-conducteurs qui devraient être utilisés dans ce cas sont les mêmes lors de l'association d'une seule pile à combustible avec le convertisseur et ce sont les mêmes composants indiqués dans le tableau 3- 4 ci-dessus, donc la perte dans ce convertisseur sera la même que dans le cas d'une association multi-PàCs/convertisseur en parallèle lorsqu'une pile à combustible fonctionne dans cette association en série, mais cette perte peut diminuer lorsque toutes les piles à combustible fonctionnent à leur puissance nominale.

Les courbes de simulation des pertes et l'efficacité énergétique des deux convertisseurs lorsque les trois piles à combustible fonctionneront sont représentées dans les Figure 3- 21 et Figure 3- 22.

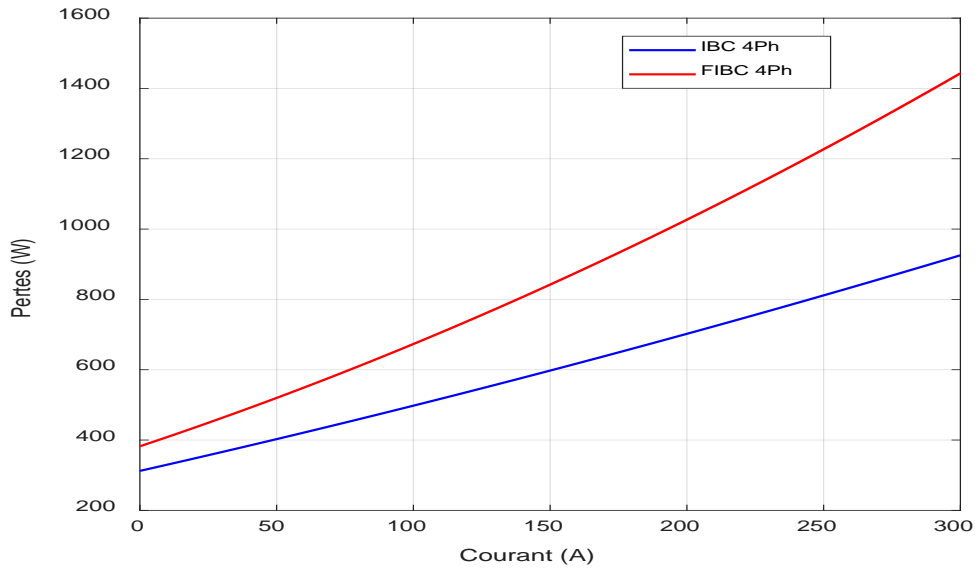


Figure 3- 21: Pertes des convertisseurs pour l'association des PàCs en série

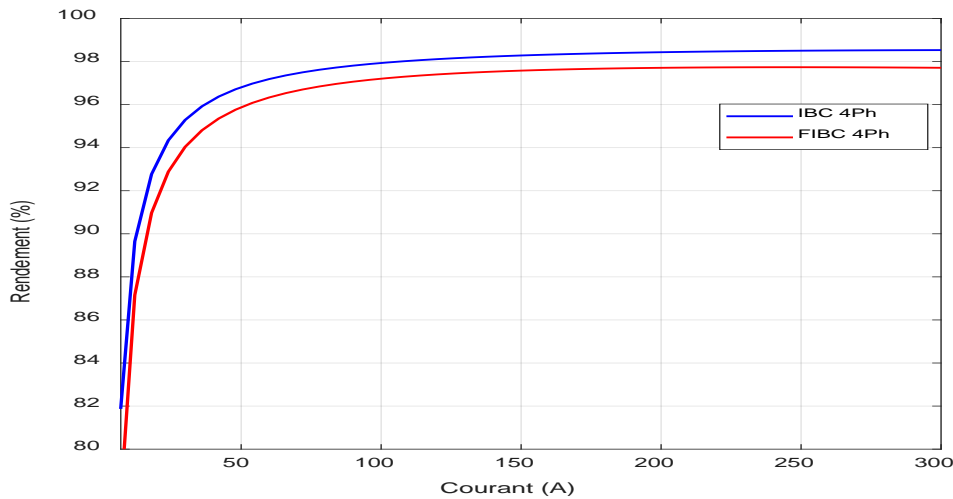


Figure 3- 22: Rendement des convertisseurs pour l'association des PàCs en série

A partir des courbes de cette architecture d'association, on note que les pertes du convertisseur FIBC augmentent par rapport aux deux cas d'association multi-PàC/Convertisseur présentés ci-dessus, tandis que les pertes du convertisseur IBC sont limitées entre les deux cas d'association précédents. Cependant, à partir de la figure 3-22, une augmentation du rendement des deux convertisseurs a été obtenue due à la présence d'un seul convertisseur dans cette architecture d'association, donc le pourcentage des pertes est faible par rapport à la puissance totale des piles à combustible. Le rendement du convertisseur IBC 4Ph est également meilleur que celui du convertisseur FIBC 4Ph même dans cette association.

b. Association PàC en parallèle avec un convertisseur

Ici, la tension d'entrée de convertisseur sont la même que celle d'une seule pile à combustible ($V_e = 70 \text{ V}$) et la tension de sortie est égale à 360 V , mais le courant d'entrée est la somme du courant de chaque PàC, ce dernier conduisant à l'utilisation de semi-conducteurs à fort courant, ce qui entraîne des pertes importantes. Les composants utilisés sont donnés dans le tableau 3-5 ci-dessous :

Structure	Interrupteur	Diode	inductance
IBC 4Ph	IGBT (600V,600A) (MG06600WB-BN)	Diode à recouvrement rapide (800V,826A) (F1000LC080)	$L_x=120\mu\text{H}$ (AMCC500)
FIBC 4Ph	IGBT (600V,600A) (MG06600WB-BN)	Diode à recouvrement rapide (800V,826A) (F1000LC080)	$L_x=163 \mu\text{H}$ (AMCC630)

Tableau 3- 5: composants des deux structures pour association PàC en parallèle

Les Figure 3-23 et Figure 3- 24 représentent respectivement les pertes et le rendement dans chaque structure en fonction du courant d'entrée.

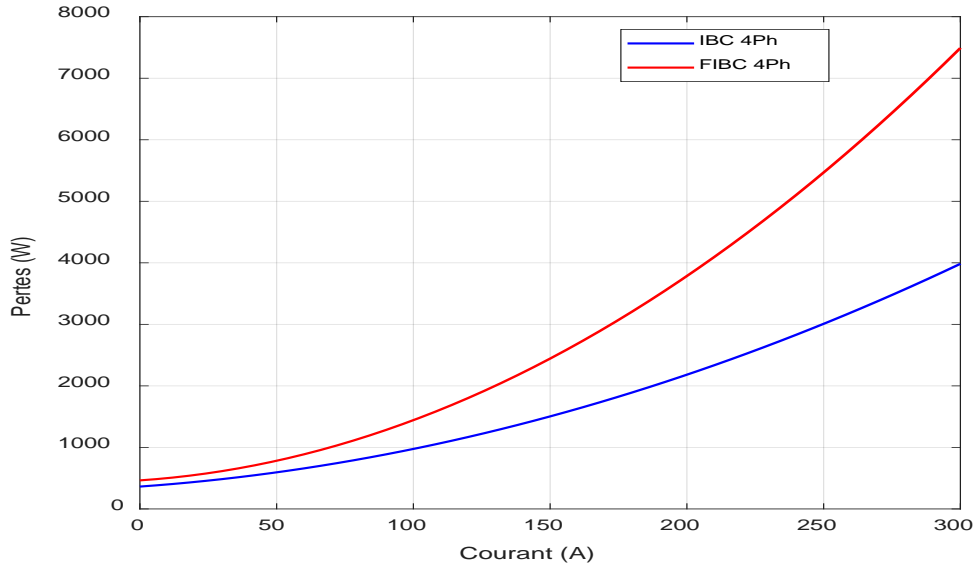


Figure 3- 23: Pertes des convertisseurs pour l'association des PàCs en parallèle

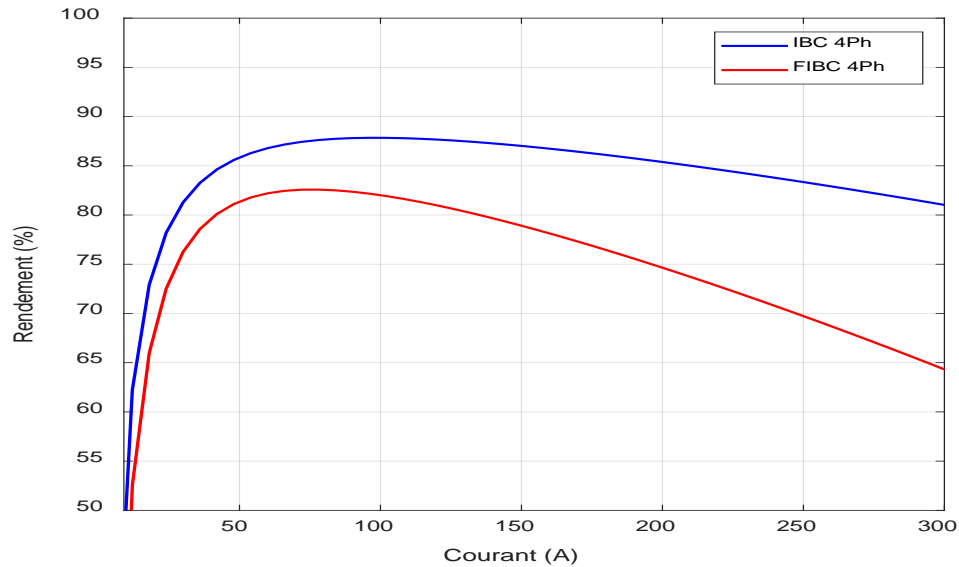


Figure 3- 24: rendement des convertisseurs pour l'association des PàCs en parallèle.

En analysant les courbes ci-dessus, on peut observer que les pertes dans la structure FIBC 4Ph lorsque le convertisseur fonctionne à pleine puissance sont proches du double de celles obtenues avec la structure IBC 4Ph (figure 3-23), d'où cette dernière structure a le meilleur rendement dans cette architecture d'association. Cependant, comme indiqué précédemment et illustré sur la figure 3-24, les pertes dans cette association sont très élevées, ce qui la rend inadaptée aux applications automobiles.

Analyse et discussion :

Selon l'étude de comparaison décrite ci-dessus, ainsi que les résultats de comparaison obtenus dans nos travaux précédents dans [206], nous constatons que la structure IBC a des pertes plus faibles et une meilleure efficacité énergétique que la structure FIBC dans toutes les architectures d'association étudiées. En plus de la faible valeur des inductances de ce convertisseur (IBC 4 Ph), ainsi que de sa haute fiabilité.

En ce qui concerne la sélection de l'architecture d'association, la meilleure efficacité énergétique des architectures d'association étudiées a été enregistrée dans l'association PàC en série avec un seul convertisseur, où l'efficacité énergétique de cette association dépassant 98%, ce qui est considéré comme un bon pourcentage dans les applications automobile.

En effet, bien que l'architecture d'association PàC en série avec un seul convertisseur (figure 3- 18) soit moins coûteuse et simple à contrôler que les architectures d'association de chaque PàC avec un convertisseur, elle présente certains inconvénients qui affectent la durée de vie du piles à combustible, surtout lors de la reconnexion d'une pile à combustible récupérable défectueuse, ou si elle est connectée en fonction de la charge requise, un redémarrage brutal (couplage de la pile à combustible au système en fermant son interrupteur S_n correspondant pendant le

fonctionnement) pourrait conduire à des pics de courant qui endommageraient la pile à combustible récupérée .

Un redémarrage progressif (reconnexion de la pile à combustible au système après l'arrêt de l'alimentation électrique) est alors nécessaire pour reconnecter la pile à combustible récupérée. L'exécution d'un redémarrage progressif à l'aide des systèmes de contournement de diodes nécessite une interruption de l'alimentation électrique, ce qui peut ne pas être acceptable dans les applications embarquées. De plus, cette architecture est moins fiable, car plusieurs piles à combustible sont connectées à un seul convertisseur, ce qui peut provoquer l'arrêt complet du système lorsqu'un défaut survient dans ce convertisseur.

Pour éviter un redémarrage brutal, il est recommandé d'utiliser les architectures d'association de chaque PàC avec un convertisseur. Les architectures d'association de chaque PàC avec un convertisseur permettent de contrôler chaque générateur PàC indépendamment, ce qui augmente les degrés de liberté et offre une plus grande adaptation au fonctionnement en mode dégradé. Après avoir récupéré les piles à combustible dégradées, la reprise du fonctionnement à pleine puissance peut être effectuée progressivement car ces architectures d'association permettent une commande de courant individuelle.

D'autre part, lors de la comparaison entre les deux architectures d'association de chaque PàC avec un convertisseur en termes d'efficacité énergétique, on constate qu'il y a une très légère différence entre les deux architectures lors de l'utilisation du convertisseur IBC 4 Ph, on peut donc choisir l'architecture d'association multi-PàCs/Convertisseur en parallèle, car l'architecture d'association en cascade plus chère, puisqu'un condensateur est utilisé pour chaque convertisseur, tandis qu'un seul condensateur commun à tous les convertisseurs peut être utilisé dans l'association en parallèle. En outre, le contrôle de l'architecture d'association en cascade peut être complexe et moins stable par rapport à l'architecture d'association en parallèle d'une part. D'autre part, cette architecture d'association récemment mentionnée est plus fiable et ne nécessite pas de composants supplémentaires en cas de fonctionnement en mode dégradé

De plus, comme mentionné précédemment, la valeur de l'ondulation de courant d'entrée et la taille d'inductance de la topologie IBC dans cette dernière architecture (en parallèle) sont inférieurs à la topologie FIBC.

En conclusion, à la fois du point de vue de l'efficacité énergétique, l'ondulation de courant d'entrée, la taille d'inductance et la fiabilité. La topologie entrelacée IBC et l'architecture d'association en parallèle multi-PàCs/convertisseurs DC-DC sont les meilleurs choix pour cette étude.

3.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté une revue de la littérature sur différentes études menées sur les systèmes d'association de multi-PàCs et leurs composants, créés en couplant multi-stack PàCs ou en segmentant une seule PàC, les systèmes Multi-PàCs sont très prometteurs. En effet, à travers différentes architectures (i.e. fluïdique et électrique) leur fiabilité en mode dégradé a été prouvée par de multiples travaux. L'architecture affecte également les différentes performances du système et peut conduire à une puissance de sortie plus élevée grâce au contrôle individuel de chaque pile.

Également dans ce chapitre, deux convertisseur DC/DC entrelacés non isolés (IBC 4Ph et FIBC 4Ph) sont mis en évidence, lesquels présentent plusieurs avantages qui les rendent adaptés à une utilisation dans des systèmes embarqués.

Une étude approfondie a également été présentée du point de vue de la minimisation de l'ondulation du courant d'entrée, la taille des inductances, l'amélioration le rendement et la fiabilité, afin de déterminer l'architecture d'association appropriée parmi les différentes architectures d'association électrique des multi-PàCs, ainsi que la topologie de convertisseur appropriée dans chaque architecture d'association. finalement, le choix s'est fait après analyse des résultats de cette étude sur l'architecture d'association en parallèle multi-PàCs/convertisseurs DC-DC et la topologie IBC.

Chapitre IV

Détection des défauts et amélioration de la fiabilité d'un convertisseur DC-DC

Sommaire du chapitre 4

4. 1 Introduction	113
4. 2 Taux de défaillance de divers composants dans les convertisseurs DC/DC	113
4. 3 Méthode de détection des défauts et les actions correctives	115
4.3.1 État de l'art des méthodes de détection de défauts d'interrupteur de puissance et les actions de correction pour les convertisseurs DC/DC	116
4.3.2 Matériel et méthodes	122
4.3.2.1 Convertisseur boost DC / DC entrelacé quatre phases et PàC "PEM"	122
4.3.2.2 Modélisation et commande du convertisseur utilisée	124
4.3.2.2.1 Modélisation du convertisseur	124
4.3.2.2.2 Modèle de petit signal et conception de contrôleur.....	126
4.3.2.2.3 Stratégie de contrôle du convertisseur	128
4.3.2.3 Méthode de détection des défauts	132
4.3.2.4 La stratégie corrective.....	135
4. 4 RÉSULTATS ET DISCUSSION.....	138
4.4. 1. Effets des défauts en circuit ouvert sans appliquer la stratégie corrective	138
4.4. 2. Effets des défauts en circuit ouvert avec l'application de la stratégie corrective	141
4.4 CONCLUSION	144

4. 1 Introduction

Aujourd'hui, les convertisseurs DC-DC sont largement utilisés dans de nombreuses applications industrielles telles que l'aérospatiale, les navires, les véhicules électriques et les systèmes d'énergie renouvelable [207]. De plus, la fiabilité de ces systèmes embarqués et des applications critiques pour la sécurité a été améliorée avec l'intégration du diagnostic des pannes et des architectures tolérantes aux pannes. La tolérance aux pannes dans un convertisseur de puissance nécessite trois étapes : la détection des pannes, l'identification des pannes (également appelée « diagnostic des défauts ») et les actions correctives [208]. Les deux premières étapes permettent d'identifier la localisation et la nature du défaut. Les actions correctives consistent à isoler d'abord l'élément défectueux, si nécessaire, puis à reconfigurer le convertisseur pour garantir la continuité de service.

Ces dernières années, la détection de défauts dans les convertisseurs DC/DC est devenue un sujet de recherche émergent. Le diagnostic rapide des défauts est également un aspect important de la conception des convertisseurs DC/DC. Il peut empêcher d'autres dommages aux convertisseurs DC/DC et également préparer des actions correctives. Dans ce chapitre, une méthode de détection de défaut d'interrupteur de puissance peu coûteuse, générale et rapide est proposée pour les convertisseurs DC/DC combinés à une stratégie corrective. Une étude bibliographique a également été présentée sur les méthodes de détection des défauts et les actions correctives avant d'expliquer et de simuler la méthode et la stratégie corrective proposées pour prouver leur efficacité et leur pertinence.

4. 2 Taux de défaillance de divers composants dans les convertisseurs DC/DC

La fiabilité de l'électronique de puissance est un enjeu important depuis les premières applications de l'électronique de puissance. Ces dernières années, la fiabilité des appareils électriques a été considérablement améliorée. Par exemple, le taux de défaillance moyen des modules de puissance en traction est passé de 1 000 FIT en 1995 à 20 FIT en 2000 [209], où 1 FIT = 1 défaillance pour 10^9 heures d'appareil. Parallèlement, la connaissance des mécanismes de défaillance des dispositifs d'alimentation a été examinée de près ces dernières années. Les méthodes de décollement du fil de connexion et de fissuration de la soudure ont été considérablement améliorées [210], en utilisant des tests de défaillance accélérés pour démontrer ces améliorations [211].

Récemment, il y a eu un intérêt pour le développement de meilleurs outils de conception pour prendre en compte la fiabilité des dispositifs pendant la phase de conception du convertisseur [212]. Il y a eu également un intérêt pour le développement de méthodes pour détecter une défaillance imminente des appareils, c'est-à-dire la surveillance de l'état des convertisseurs, qui

offrent les moyens de réduire les coûts de défaillance en remplaçant les appareils avant qu'un dommage ne se produise ou qu'une maintenance ne soit requise.

La plupart des dysfonctionnements du convertisseur sont causés par des contraintes introduites dans les dispositifs d'alimentation dans certaines conditions extrêmes (par exemple, surcharge électrique, température, humidité et choc physique) [213].

Dans [209], une étude a été menée sur les problèmes de fiabilité des convertisseurs rencontrés dans l'industrie où les composants fragiles des convertisseurs étaient répartis et disposés, dans laquelle il a été constaté que l'interrupteur de puissance était le composant le plus sujet aux pannes, ce qui représente 31 % de défauts de l'ensemble des appareils du convertisseur. De plus, les défauts liés aux interrupteurs peuvent augmenter jusqu'à 45% si la défaillance des portes de commande est incluse

Le condensateur électrique est le deuxième composant fragile où les défauts surviennent principalement à la suite d'un phénomène de vieillissement [214]

Les résultats obtenus dans cette étude sont illustrés à la (Figure 4- 1) qui montre le taux de défaillance de divers composants dans les circuits électroniques de puissance des convertisseurs. Il est clair dans cette étude que les défaillances liées aux « résistances » et aux « inductances » sont très rares et ne sont observées que dans quelques applications.

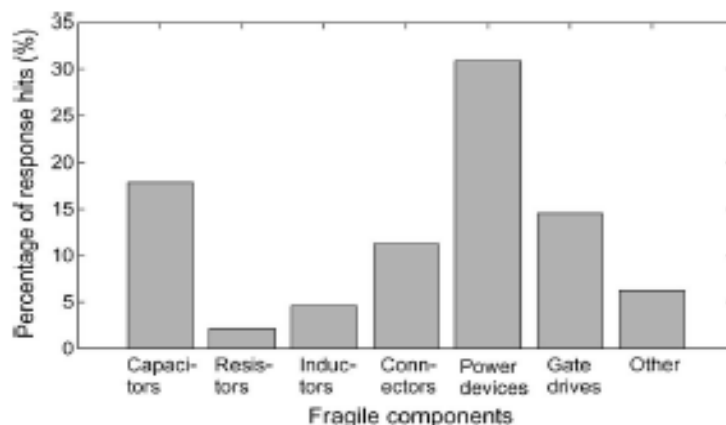


Figure 4- 1: Analyse statistique de la probabilité de défaillance des composants électroniques de puissance du convertisseur. [209].

Les deux composants critiques dans les convertisseurs DC/DC (l'interrupteur de puissance et Le condensateur) jouent un rôle important dans les convertisseurs de puissance, y compris les convertisseurs DC-DC. Plusieurs études sur les méthodes de diagnostic des défauts des condensateurs électriques et les conséquences de la dégradation des condensateurs dans les convertisseurs ont été publiées dans la littérature au cours des dernières décennies [214 - 217].

Par conséquent, ce chapitre examinera les conséquences et les méthodes d'identification des problèmes de circuit ouvert dans les interrupteurs de puissance. La sous-section suivante de ce chapitre fournira un aperçu de l'état de l'art des techniques d'identification des défauts des interrupteurs et les stratégies de correction de ces défauts au niveau des convertisseurs DC/DC

4. 3 Méthode de détection des défauts et les actions correctives

En raison de la tension faible et non régulée générée par les PàC, des systèmes de conditionnement électroniques de puissance tels qu'un convertisseur DC/DC sont nécessaires dans les systèmes de piles à combustible. Ces systèmes (PàC) sont utilisés dans différentes applications avec des charges critiques telles que les applications automobiles, les équipements de manutention et l'alimentation de secours. Dans ces applications, il est crucial de garantir la fiabilité et la disponibilité. L'une des causes les plus courantes de défaillance dans les systèmes PàC est les convertisseurs DC/DC. Le composant le plus fragile de ces convertisseurs est les interrupteurs.

Les défauts dans les interrupteurs de puissance dans les convertisseurs peuvent être généralement classés comme des défauts Court-Circuit (CC) et Circuit Ouvert (CO) [218]. En général, un défaut de court-circuit se produit en raison de dommages thermiques, qui sont causés par une grande dissipation de puissance en fonction de la surtension ou de la surintensité, et détruit l'interrupteur. Le défaut de circuit ouvert est causé par le phénomène de décollement des fils de liaison. Parce que les coefficients de dilatation thermique des composés dans un semi-conducteur différent, le commutateur est sollicité par la fatigue accumulée par l'oscillation de température. Au fur et à mesure que la contrainte élargit la section sacrée du point de contact entre le fil de liaison et la puce, le fil est enchevêtré dans l'espace [219].

D'un autre côté, La détection des défauts dans les convertisseurs est nécessaire dans les applications embarquées et critiques pour la sécurité afin d'éviter d'autres dommages, où le défaut des interrupteurs de puissance dans les convertisseurs peut entraîner de graves conséquences, telles que l'arrêt ou la baisse des performances du véhicule à PàC par rapport aux automobiles conventionnelles. Pour cette raison et comme première étape donc pour assurer la fiabilité d'un convertisseur, une méthode de diagnostic des défauts interrupteur simple et rapide est nécessaire pour résoudre les défauts le plus rapidement possibles. Cela se fait en appliquant les actions correctives appropriées. De plus, il doit y avoir une précision dans la méthode de détection des défauts, et la détection de tels défauts se fait à la fois en circuits fermés et en régime transitoire [209].

4.3.1 État de l'art des techniques d'identification des défauts des interrupteurs et les actions de correction pour les convertisseurs DC/DC

Plusieurs articles ont suggéré des méthodes de détection de défaut d'interrupteur pour les convertisseurs DC / DC isolés et les convertisseurs DC / DC non isolés à interrupteur de puissance unique. Dans le cas des convertisseurs DC / DC isolés, la plupart des recherches ont appliqué ces méthodes au convertisseur à demi-pont (half-bridge) et à pont complet (full-bridge) comme dans [220 - 223].

Dans [220], proposent une conception de convertisseur DC/ DC à demi pont (Half-Bridge) tolérant aux pannes représentée sur la (Figure 4- 2). La tolérance aux pannes a été obtenue en utilisant une topologie de convertisseur multi-niveaux en combinaison avec une stratégie de commande de modulation de largeur d'impulsion permettant à un grand ensemble d'états de commutation de convertisseur de produire des flux de puissance bidirectionnels à n'importe quelle tension de sortie requise. Pour un défaut de CO ou de CC du convertisseur donné, toutes les combinaisons d'interrupteur de puissance de potentiel sont comparées en termes de pertes de convertisseur et d'harmoniques de tension de sortie afin d'identifier les combinaisons de commutation les plus appropriées pour atteindre le niveau de tension de sortie de pré-défaut.

Afin d'identifier les défauts de CO, 9 capteurs de courant et un contrôleur "Dspic" sont utilisés. Si le capteur n'envoie pas de signal, le contrôleur suppose qu'il y a un défaut CO et détermine quels interrupteurs doivent être actionnés pour obtenir la tension requise à la sortie du convertisseur.

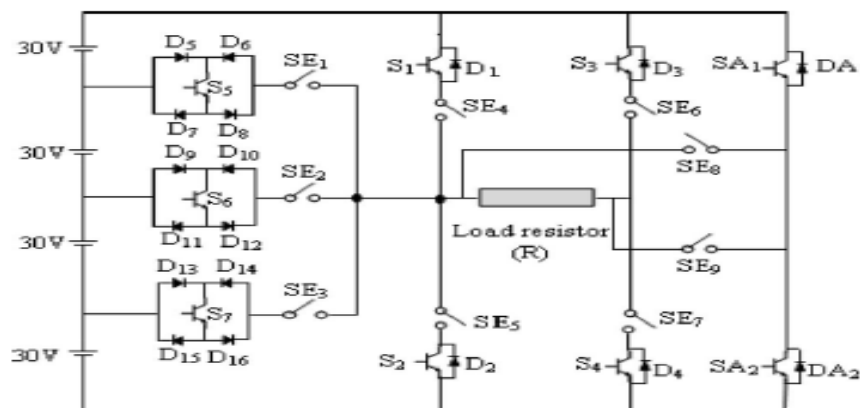


Figure 4- 2 : Convertisseur demi-pont (Half-Bridge) multi-niveau tolérant aux pannes

Les défauts de CC de diode, en revanche, sont détectés à l'aide des capteurs de tension (18 au total), tandis que les défauts d'interrupteur sont détectés à l'aide des cartes de commande d'interrupteur. Après détection du défaut, l'interrupteur ou la diode défectueux est isolé en désactivant le sélecteur correspondant.

Les défauts sont détectés par la méthode de détection en 50 μ s et la commande tolérante aux défauts est mise en œuvre en 70 μ s après que le défaut s'est produit. En raison de son prix élevé et de son principe de fonctionnement compliqué, ce convertisseur et cette méthode de détection est rarement utilisé pour les applications de faible et moyenne puissance.

Dans [221], proposent un diagnostic de défaut d'interrupteur de puissance en CO en quatre étapes et un schéma de tolérance aux pannes pour les convertisseurs DC-DC à pont complet déphasé (phase-shifted full-bridge "PSFB") isolés pour améliorer la fiabilité. La tension primaire du transformateur est utilisée pour diagnostiquer les défauts. ce qui peut être obtenu facilement en ajoutant un enroulement auxiliaire . Lorsqu'un défaut de CO se produit dans n'importe quel interrupteur de puissance du convertisseur PSFB, le procédé de détection de défaut proposé peut générer une indication de l'état anormal et déclencher un déphasage actif dans le système de commande. Dans l'état Active phase-shifted (APS), il est assez simple de localiser l'interrupteur défectueux puisque la forme d'onde de tension de l'enroulement primaire dépend fortement de l'emplacement de l'interrupteur défectueux. Après avoir localisé la position de l'interrupteur défectueux, le convertisseur PSFB est converti en un convertisseur asymétrique en demi-pont en allumant l'interrupteur normal dans le bras défectueux et en insérant un enroulement redondant sur le côté secondaire. Par conséquent et après un défaut de circuit ouvert, le convertisseur reconstruit (demi-pont) maintient une tension de sortie stable à une puissance nominale inférieure.

Cette recherche propose une méthode de diagnostic qui présente un certain nombre d'avantages, notamment une haute fiabilité, un faible coût, et une architecture de circuit simple. La détection se fait avec un seul capteur de tension. Quatre fusibles (interrupteurs principaux), un enroulement secondaire supplémentaire et deux relais de commutation sont tout ce qui a été ajouté à la configuration d'origine du convertisseur pour le rendre redondant, le défaut est trouvé en 23 ms.

Dans [222], une méthode de détection des défauts de circuit ouvert dans les interrupteurs de puissance et une stratégie de commande tolérante aux pannes sont proposées pour un convertisseur à pont actif unique connecté en parallèle (Parallel-Connected Single Active Bridge. "PCSAB"). Les caractéristiques structurelles et opérationnelles du convertisseur PCSAB présentent plusieurs avantages, en particulier pour les applications à haute puissance. En mettant en parallèle des convertisseurs modulaires, la puissance et le courant nominaux de chaque convertisseur peuvent être abaissés et l'entrelacement des schémas de commutation réduit les ondulations de courant d'entrée et de sortie sans augmenter les pertes de commutation ou les

contraintes des composants électriques. En dehors de ceux-ci, le convertisseur PCSAB possède également une meilleure fiabilité dans certaines conditions de défaut de circuit ouvert.

Avec un seul capteur de courant à la sortie, la méthode de détection proposée peut identifier l'emplacement et le type du défaut en deux périodes de commutation au maximum. La stratégie de tolérance aux pannes proposé peut transférer la pleine puissance nominale même en cas de défaut lorsque le défaut de circuit ouvert de type 1 s'est produit. Dans le cas du défaut en circuit ouvert de type 2, il améliore encore la qualité des courants d'entrée et de sortie en ajustant le déphasage.

Dans [223], une méthode de diagnostic à faible coût pour les défauts des interrupteurs de puissance dans un convertisseur DC-DC full-bridge ZVS (Zero-voltage switching). La méthode proposée utilise des échantillons du courant du bus DC comme signatures des défauts des interrupteurs. Un circuit de traitement du pré signal est constitué d'un détecteur de crête et d'un circuit intégrateur. Le rapport des valeurs de crête aux valeurs intégrales, qui est similaire au facteur de crête, est utile pour le diagnostic.

De même, de nombreuses méthodes de détection du défaut d'interrupteur dans les convertisseurs DC / DC non isolé à interrupteur unique ont été rapportées dans la littérature, certains d'entre eux sont mentionnés ci-dessous :

Dans [213], proposent un algorithme de diagnostic pour détecter les défauts CO et CC qui se produisent dans un interrupteur de puissance de convertisseur boost. En cas de dysfonctionnement de l'interrupteur, la tension de l'inductance restera anormalement élevée (positive dans le cas d'un court-circuit) ou faible (négative dans le cas d'un circuit ouvert) jusqu'à ce que le courant d'inductance atteigne zéro. En utilisant ces propriétés anormales dans des conditions de défaut, la tension de l'inductance est comparée à la fonction de commutation pour détecter chaque type de défaut en générant des alarmes de défaut lorsqu'un défaut se produit. En conséquence, à partir de l'alarme de défaut, une décision est prise en réponse à l'occurrence du défaut et au type de défaut en moins de deux périodes de temps de commutation.

Dans [224], il est montré comment utiliser les filtres de Kalman dans un diagnostic de défaut basé sur un modèle d'un convertisseur élévateur DC-DC. Un modèle de moyenne temporelle a été utilisé avec les filtres de Kalman pour générer des signaux résiduels. Des défauts de signature multiples ont été développés dans des scénarios de défauts pour identifier les variations critiques dans les éléments d'un convertisseur de puissance en utilisant la technique d'estimation adaptative. Cette méthode n'a été vérifiée que par simulation, et elle était trop compliquée à mettre en œuvre.

Dans [225], une technique de diagnostic de défaut basée sur le modèle de Markov caché pour le convertisseur DC-DC boost est développée. Quatre modèles de Markov cachés sont entraînés pour modéliser les fluctuations des paramètres dans ce convertisseur. Chaque modèle de Markov caché a été généré à l'aide de 14 états visibles, et la probabilité que chaque pas de temps corresponde à un modèle de défaut de signature a été calculée. Les résultats de la simulation montrent que les modèles de Markov cachés fournissent des performances de diagnostic fiables.

Dans [226], proposent un système d'identification des défauts pour un convertisseur DC / DC boost agissant comme un traqueur de point de puissance maximum (MPPT) dans les systèmes photovoltaïques (PV). Les défauts des interrupteurs sont modélisés en utilisant une représentation de défaut additive et le système d'identification des défauts est synthétisé à partir d'un observateur de Luenberger. Par conséquent, un signal d'identification de défaut est obtenu, insensible aux variations d'irradiance et de courant de charge, mais affecté par les défauts d'interrupteur CC et en CO. À des fins d'identification des défauts, seuls les capteurs utilisés dans le système de commande sont nécessaires. Le temps de détection des défauts est d'environ 500 μ s, ce qui équivaut à 8 périodes de commutation.

Dans [227] et [228], une méthode rapide et robuste pour le diagnostic des défauts dans les convertisseurs DC-DC non isolés est étudiée, Une méthode hybride est proposée, basée sur deux algorithmes, l'un pour la détection robuste des défauts (FD2) et l'autre pour la détection rapide des défauts (FD1). La détection de défaut dans FD2 est basée sur le fait que, en fonctionnement normal, le courant d'inductance ne peut pas toujours augmenter ou diminuer pendant une période de commutation avec un cycle de service spécifié. FD1 compare immédiatement les valeurs estimées et mesurées du signe du courant d'inductance au cours du temps pour la détection de défaut.

La technique proposée est évaluée à l'aide de simulations et d'expériences de ce convertisseur. Le temps de détection maximal de FD2 est de deux périodes de commutation, tandis que les performances de FD1 peuvent dépendre de la vitesse du contrôleur. Dans [228], une stratégie de reconfiguration est donnée avec ce méthode de diagnostic.

Dans [229], le courant d'inductance est utilisé comme critère de détection de défaut de la même manière que dans [227- 228]. Dans lesquels deux algorithmes de détection d'erreurs ont été utilisés comme mentionné ci-dessus. Dans [229] par rapport aux travaux précédents, le premier algorithme de détection de fautes est amélioré en appliquant quelques modifications, et le deuxième algorithme de détection de fautes est éliminé.

En pratique, la pente actuelle ne change pas immédiatement avec le signal de commande. En effet, à cause du comportement non idéal des interrupteurs de puissance, des retards et des temps

morts, le changement de la pente du courant est retardé. Par rapport aux méthodes de diagnostic précédentes, la compensation de temporisation permet de réduire le temps de détection. Ensuite, il est préférable de considérer ce retard dans l'algorithme de détection afin d'éviter une fausse déclaration de faute. Enfin, l'algorithme de détection ne comparera pas le signe acquis de la pente courante avec le signal de commande, mais avec le signal de commande retardé. Il en résulte que le seuil (N) de l'algorithme de détection peut être réduit de plusieurs périodes d'échantillonnage correspondant aux retards, puis la rapidité de détection de défaut est augmentée. Les défauts de commutation peuvent être détectés en moins d'une période de commutation. Ensuite, une topologie tolérante aux pannes basée sur la redondance est également proposée. Un interrupteur supplémentaire est envisagé pour la redondance. Une fois qu'un défaut est détecté, deux possibilités sont envisagées pour la reconfiguration du système :

En cas de défaut de type CO, le système peut être reconfiguré immédiatement après la détection du défaut.

Dans le cas d'un défaut de type CO, la reconfiguration doit être effectuée après l'isolement de l'interrupteur défectueux (environ 500 μ s). qui nécessite un fusible très rapide en série avec l'interrupteur principal.

Dans [230], les auteurs proposent une méthode de diagnostic peu coûteuse et rapide basée sur la tension du composant magnétique. Grâce à la combinaison de la forme d'onde de tension du composant magnétique en temps réel et des signaux de commande des interrupteurs, le diagnostic de défaut de CO ou de CC d'interrupteurs peut être facilement détectés. Un enroulement auxiliaire dans le noyau magnétique peut mesurer la tension du composant magnétique. De plus, la détection de défaut peut être mise en œuvre par un circuit logique à faible coût qui est intégré au circuit de commande. Un défaut peut être identifié en moins de 20 μ s, c'est-à-dire dans environ un cycle de commutation.

Cependant, peu d'articles ont proposé des méthodes de détection de défaut d'interrupteur dans les convertisseurs boost DC / DC entrelacé.

Dans [231], une méthode de détection de défaut CO des interrupteurs a été développée. La procédure de diagnostic de défaut comprend deux étapes : l'étape de détection de défaut, où l'erreur de courant de référence « e » est traitée et son évolution dans le temps est analysée ; et l'étape d'identification du défaut, où l'interrupteur défaillant est identifié, en recourant à une analyse de la forme d'onde du courant d'entrée I_{in} . Pour prendre en charge le processus d'identification des défauts. La méthode proposée a été simulée dans un convertisseur élévateur DC-DC entrelacé à trois phases. Dans cette étude, le temps d'identification du défaut a atteint

165 μ s. Pour le même convertisseur, une méthode de détection de défaut d'interrupteur en CO a été développée dans [232], cette méthode basée sur les caractéristiques du signe dérivé du courant d'entrée. La dérivée de ce courant est étudiée de manière approfondie pour les modes sains et défectueux. Sa variation de signe au cours de différents intervalles de temps définis par le nombre des interrupteurs de puissance en mode conduction contient des informations importantes pour la détection des défauts en circuit ouvert. Cette méthode a été appliquée dans cette étude au système photovoltaïque. Bien que cette méthode ne nécessite pas de capteurs supplémentaires, mais la période de détection de défaut nécessite trois périodes de commutation.

Cependant, aucune stratégie corrective n'a été rapportée après avoir localisé des défauts dans les deux derniers articles précédents.

Dans [23], une méthode de détection de défaut CO d'interrupteur en basée sur les vecteurs de Park combinée à un contrôle tolérant aux pannes pour un convertisseur élévateur entrelacé à trois phases (Figure 4-3) est proposée.

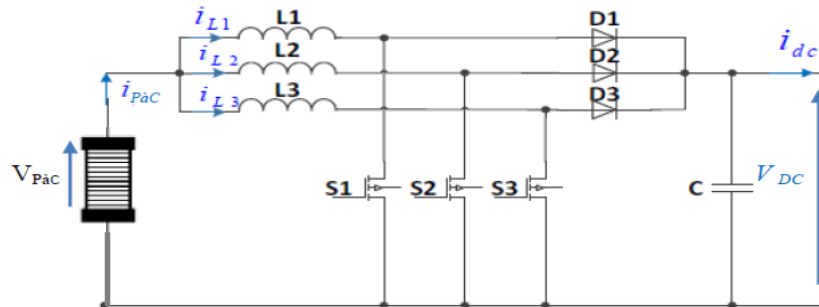


Figure 4- 3 : Convertisseur élévateur entrelacé à trois phases

Dans [233] , une méthode de détection avec une stratégie de reconfiguration du mode de fonctionnement dégradé pour un convertisseur élévateur entrelacé flottant à 4 phases (FIBC 4-Ph) est développée, où la méthode de détection est basée sur le vecteur de Park, où chaque défaut d'interrupteur a été caractérisée au moyen de simulations avec les courants du Parc alors que la stratégie de reconfiguration a été mise en œuvre en éliminant une autre phase saine située dans la partie non défectueuse (flottante ou non flottante) du convertisseur . Ainsi, le minimum de tolérance aux pannes dans ce convertisseur (FIBC 4-Ph) est de deux phases.

Bien que les méthodes de détection de défauts dans certains de ces études soient rapides et peu coûteuses dans d'autres, la plupart de ces méthodes sont utilisées dans des types spécifiques de convertisseurs ou varient selon le type de convertisseur ou selon le nombre de phases dans le cas de topologies de convertisseurs entrelacés. De plus, la plupart des méthodes de détection de défaut rapportées dans les articles précédents ne peuvent pas détecter plus d'un défaut

d'interrupteur dans le convertisseur, et les stratégies correctives présentées dans certains de ces articles ne peuvent pas traiter plus d'une phase défectueuse.

Par conséquent, une méthode rapide général et peu coûteuse pour détecter les défauts circuit ouvert de plusieurs interrupteurs dans le convertisseur boost DC/DC entrelacé sera proposée dans le paragraphe suivant. Cette méthode peut être adaptée à diverses topologies de convertisseurs DC/DC, où cette méthode est simulée sur un convertisseur élévateur DC/DC entrelacé à 4 phases (IBC 4 Ph), qui a été choisi pour sa fiabilité car il a la capacité de tolérer plusieurs défauts circuit ouvert et tolérant aux pannes même avec une phase, contrairement aux convertisseurs élévateurs DC/DC entrelacés flottants, sont tolérants aux pannes avec un minimum de deux phases [233].

En plus, une stratégie corrective sera présentée qui sera activée après détection d'un défaut circuit ouvert en une ou deux phases pour améliorer les performances de la pile à combustible tout en réduisant la consommation d'hydrogène et en augmentant son vieillissement ainsi qu'en améliorant la fiabilité du convertisseur, où cette stratégie réduit les augmentations dans les ondulations du courant pile à combustible et de la tension du bus DC qui ont été observées lorsque des défauts circuit ouvert se produisent dans ce convertisseur.

4.3.2 Matériel et méthodes

4.3.2.1 Convertisseur boost DC / DC entrelacé quatre phases et PàC "PEM"

Dans cette étude, un convertisseur DC/DC Boost entrelacé à 4 phases a été utilisé pour l'interfaçage entre la pile à combustible et la charge afin d'augmenter et de réguler la tension basse et variable générée par la PàC à une tension de bus DC plus élevée et fixe.

Ce convertisseur composé de quatre phases reliées en parallèle avec un condensateur de filtrage (C); chaque phase comprend une inductance (Li), une diode (Di) et un interrupteur (Si), où nous avons utilisé des interrupteurs de puissance à transistor bipolaire à grille isolée (IGBT).

Pour éviter les risques du défaut CC d'interrupteur, un fusible (Fi) peut être ajouté avec chaque interrupteur de puissance pour isoler la phase en défaut lorsque ce défaut se produit. On peut aussi ajouter un fusible (F) en série avec la PàC pour protéger cette dernière de ces défauts potentiels. De plus, pour protéger cet empilement de PàC contre les courants de retour, on connecte cet empilement en série avec une diode (D). Afin de faciliter l'étude, nous considérons le reste du groupe motopropulseur du véhicule électrique à pile à combustible comme une charge résistive.

La Figure 4-4 illustre le convertisseur DC/DC Boost entrelacé à 4 phases et la PàC, associée au contrôleur de courant et de tension de ce convertisseur, ainsi que la méthode de détection de

défaut et la stratégie corrective proposées dans cette étude et qui seront détaillées dans le paragraphe suivant.

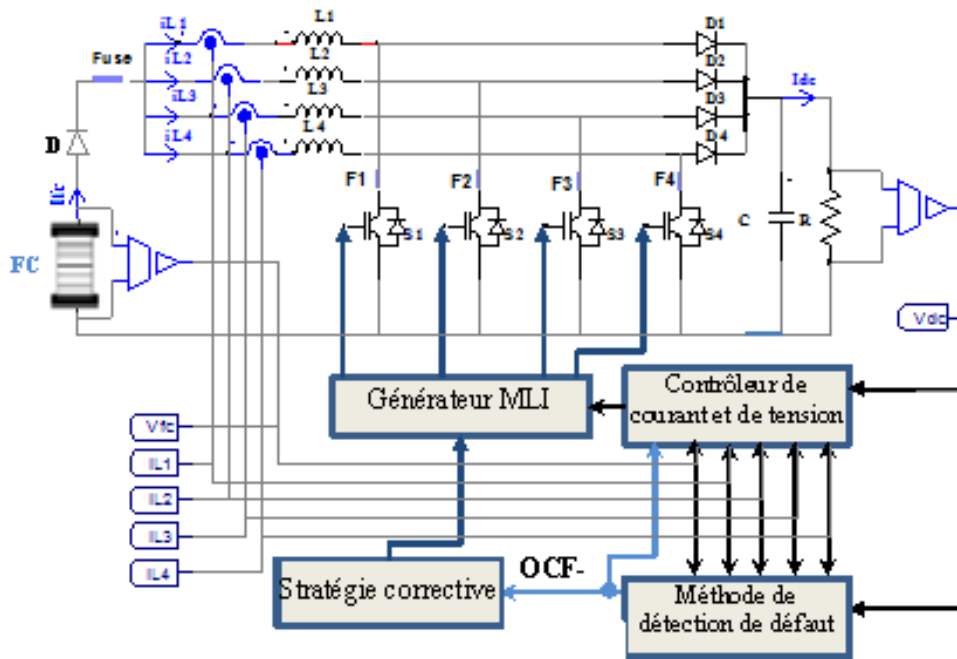


Figure 4- 4 : le convertisseur DC/DC boost entrelacé à 4 phases et la PaC, associée au contrôleur de ce convertisseur, la méthode de détection de défaut et la stratégie corrective.

Le convertisseur Boost entrelacé à 4 phases et son contrôle ont été mis en œuvre dans l'environnement Simulink / Matlab. Dans ce convertisseur et afin de garantir le concept d'entrelacement et minimiser l'ondulation du courant de la pile à combustible, les quatre signaux de commande des interrupteurs (S_1 , S_2 , S_3 et S_4) doivent être décalés les uns par rapport aux autres. Dans le convertisseur étudié, chaque signal de commande de ces interrupteurs (MLI : modulation de la largeur d'impulsion ; en anglais : Pulse Width Modulation, soit PWM) est décalé l'un de l'autre avec un retard temporel de $T_s/4$, où T_s est la période de commutation.

Le courant livré par la pile à combustible est partagé de manière uniformément entre chaque phase, ce qui permet de réduire la taille des inductances de quatre fois par rapport au convertisseur de boost conventionnel, fournit une taille plus petite aux semi-conducteurs et réduit les contraintes électriques qui leur sont appliquées, ce qui minimise les pertes de puissance dans ce convertisseur et augmente ainsi son efficacité énergétique.

De plus, l'utilisation de quatre phases parallèles a augmenté la fiabilité de ce convertisseur lorsque des défauts de circuit ouverts sont survenus, où les phases saines restantes permettent de compenser les phases défectueuses pour éviter toute interruption de puissance à la charge [118].

Comme mentionné ci-dessus, la diminution du courant dans chaque phase de ce convertisseur offre plus de flexibilité dans les semi-conducteurs et a réduit la taille des inductances. Cependant, ces composants peuvent être soumis à des contraintes plus importantes, notamment dans un mode de fonctionnement dégradé provoqué par la perte d'une ou plusieurs phases. Par conséquent, ces composants ont été dimensionnés en fonction de la fiabilité du convertisseur en cas de défaillances en deux phases (c'est-à-dire lorsque le convertisseur devient IBC 2-phases).

Les inductances sont déterminées afin que le rapport d'ondulation du courant de la PàC ne dépasse pas 10% du courant PàC noté utilisé dans cette étude.

En outre, un modèle électrique de la PàC de type PEM a été implémenté dans l'environnement SIMULINK / MATLAB et connecté à ce convertisseur pour une utilisation en tant que source d'alimentation. Les spécifications du système sont résumées dans le Tableau 4. 1.

Paramètres	Valeurs
Puissance nominale PàC, $P_{PàC}$	21 KW
Tension nominale PàC, $V_{PàC}$	70 V
Courant nominale, $I_{PàC}$	300 A
Tension de bus DC, V_{dc}	360 V
Fréquence de commutation, F_s	10 KHz
Inductance, L	120 μ H
Condensateur, C	514 μ F

Tableau 4-1:Spécifications des systèmes

4.3.2.2 Modélisation et commande du convertisseur utilisée

4.3.2.2.1 Modélisation du convertisseur

Des modèles dynamiques appropriés sont nécessaires pour la conception de la commande du convertisseur choisi et pour l'évaluation des performances.

Les modèles instantanés, les modèles moyens et les modèles de "petit signal moyen" sont les trois niveaux de complexité de la modélisation électrique pour les convertisseurs [112].

Comme le modèle "Moyenne en petits signaux" est le plus populaire dans la littérature, nous avons décidé de l'utiliser pour notre travail.

Les schémas électriques correspondants du convertisseur élévateur DC/DC entrelacé à 4 phases sont illustrés à la Figure 4-5 pour les deux périodes de fonctionnement (i.e. pour $0 < t < DT_s$ et $DT_s < t < T$) [4-31].

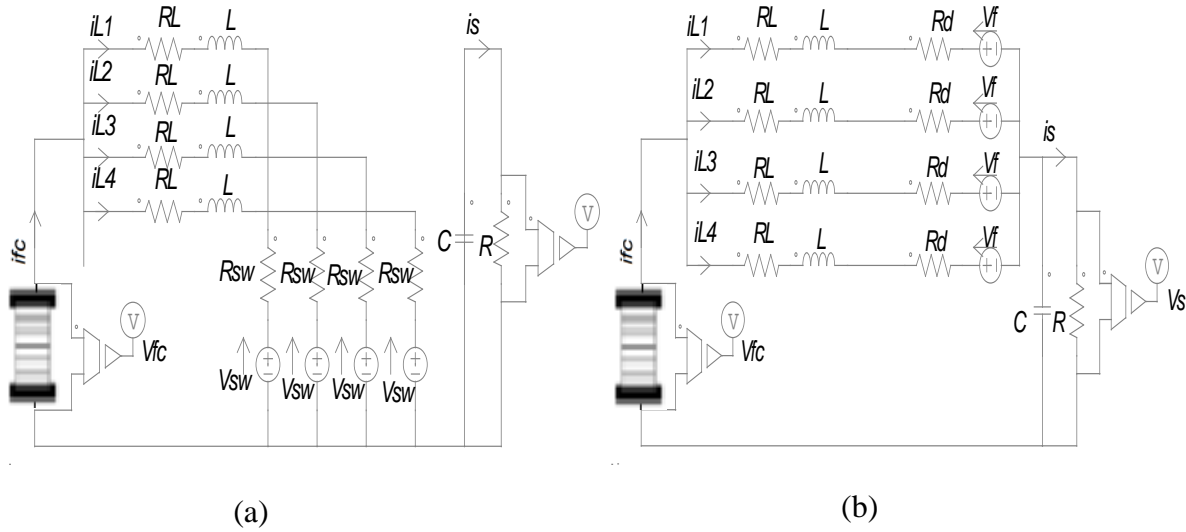


Figure 4-5 : schéma équivalent électrique de convertisseur boost entrelacé à 4 phases : (a) $0 < t < DT_s$, (b) $DT_s < t < T_s$.

Où R_L représente la résistance parasite de l'inductance L .

- A l'état passant, chaque interrupteur de puissance équivaut à une résistance interne (R_{sw}) et un tension de seuil (V_{sw}).
- A l'état passant, chaque diode équivaut à une résistance interne (R_d) et un tension de seuil (V_f)
- La résistance de chaque interrupteur ou diode non conducteur sont infinie.

Dans un premier temps, nous fournissons les équations du convertisseur (Figure 4-5) pour les deux intervalles de temps indiqués ($0 < t < DT_s$ et $DT_s < t < T$).

Notre analyse est simplifiée en se concentrant uniquement sur la résistance parasite de l'inductance, notée R_L . Les équations pour la séquence de fonctionnement ($0 < t < DT$) sont les suivantes :

$$\begin{cases} L \frac{di_{L1}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L1}(t) \\ L \frac{di_{L2}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L2}(t) \\ L \frac{di_{L3}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L3}(t) \\ L \frac{di_{L4}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L4}(t) \\ C \frac{dV_s(t)}{dt} = -i_s(t) \end{cases} \quad (4-1)$$

Les équations suivantes concernent la séquence de fonctionnement ($DT_s < t < T_s$):

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_{L1}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L1}(t) - V_s(t) \\ L \frac{di_{L2}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L2}(t) - V_s(t) \\ L \frac{di_{L3}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L3}(t) - V_s(t) \\ L \frac{di_{L4}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L4}(t) - V_s(t) \\ C \frac{dV_s(t)}{dt} = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t) + i_{L4}(t) - i_s(t) \end{array} \right. \quad (4-2)$$

Le modèle moyen de convertisseur étudié est donné ci-dessous :

$$L \frac{di_{L1}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L1}(t) - (1-D1)V_s(t) \quad (4-3)$$

$$L \frac{di_{L2}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L2}(t) - (1-D2)V_s(t) \quad (4-4)$$

$$L \frac{di_{L3}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L3}(t) - (1-D3)V_s(t) \quad (4-5)$$

$$L \frac{di_{L4}}{dt}(t) = V_{fc}(t) - R_L i_{L4}(t) - (1-D4)V_s(t) \quad (4-6)$$

$$C \frac{dV_s(t)}{dt} = (1-D1)i_{L1}(t) + (1-D2)i_{L2}(t) + (1-D3)i_{L3}(t) + (1-D4)i_{L4}(t) - i_s(t) \quad (4-7)$$

4.3.2.2 Modèle de petit signal et conception de contrôleur

Dans le modèle à petit signal du convertisseur, l'objectif principal est de déterminer la fonction de transfert régissant le fonctionnement du convertisseur. Le convertisseur est considéré comme un système non linéaire dépendant du temps. Elle est linéaire selon une méthode moyenne concernant le point de fonctionnement choisi [198]. A partir de la modélisation moyenne donnée par les équations ci-dessus, les modèles en petits signaux ont été déduits, Ce qui est communément appelé *averaged small signal model* [98]. Cette modélisation permet de considérer les modes permanents et transitoires du système. C'est pourquoi nous écrivons :

$$x(t) = X(t) + \widetilde{x}(t) \quad (4-8)$$

Où x représente la variable à perturber, \widetilde{x} est la petite perturbation appliquée à la variable et enfin X la valeur DC de la variable au point de linéarisation.

Le modèle dynamique de petits signaux du convertisseur boost entrelacé étudiée est obtenu comme :

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{d\tilde{i}_{L1}(t)}{dt} = \tilde{V}_{fc}(t) - R_L \tilde{i}_{L1}(t) - (1-D1)\tilde{V}_s(t) + V_s \tilde{d}_1(t) \\ L \frac{d\tilde{i}_{L2}(t)}{dt} = \tilde{V}_{fc}(t) - R_L \tilde{i}_{L2}(t) - (1-D2)\tilde{V}_s(t) + V_s \tilde{d}_2(t) \\ L \frac{d\tilde{i}_{L3}(t)}{dt} = \tilde{V}_{fc}(t) - R_L \tilde{i}_{L3}(t) - (1-D1)\tilde{V}_s(t) + V_s \tilde{d}_3(t) \\ L \frac{d\tilde{i}_{L4}(t)}{dt} = \tilde{V}_{fc}(t) - R_L \tilde{i}_{L4}(t) - (1-D1)\tilde{V}_s(t) + V_s \tilde{d}_4(t) \\ C \frac{d\tilde{V}_s(t)}{dt} = (1-D1)\tilde{i}_{L1}(t) - \tilde{i}_{L1}\tilde{d}_1(t) + (1-D2)\tilde{i}_{L2}(t) - \tilde{i}_{L2}\tilde{d}_2(t) + (1-D3)\tilde{i}_{L3}(t) - \\ \tilde{i}_{L3}\tilde{d}_3(t) + (1-D4)\tilde{i}_{L4}(t) - \tilde{i}_{L4}\tilde{d}_4(t) - \tilde{i}_s(t) \end{array} \right. \quad (4-9)$$

En supposant que les rapports cycliques ($D1$, $D2$, $D3$ et $D4$) soient identiques, les fonctions de transfert dans le domaine de Laplace de ce convertisseur sont données ci-dessous :

- La tension de sortie / Rapport cyclique :

$$G_{vd}(S) = \frac{\tilde{V}_s(s)}{\tilde{d}(s)} = K_{vd} \frac{(1 + \frac{S}{w_{zI}})}{(\frac{S}{w_n})^2 + \frac{S}{Qw_n} + 1} \quad (4-3)$$

Le courant d'inductance / Rapport cyclique :

$$G_{id}(S) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = K_{id} \frac{(1 + \frac{S}{w_z})}{(\frac{S}{w_n})^2 + \frac{S}{Qw_n} + 1} \quad (4-4)$$

La tension de sortie / Courant d'inductance :

$$G_{vi}(S) = \frac{\tilde{V}_s(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{\tilde{V}_s(s)}{\tilde{d}(s)} \cdot \left(\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} \right)^{-1} = \frac{K_{vd}(1 - S/w_{zI})}{K_{id}(1 + S/w_z)} \quad (4-5)$$

Avec :

$$K_{vd} = \frac{V_s}{(1-D)} \left(\frac{4R(1-D)^2 - R_L}{4R(1-D)^2 + R_L} \right) \cong \frac{V_s}{(1-D)} \quad (4-6)$$

$$w_{zI} = \frac{4R(1-D) - R_L}{L} \quad (4-7)$$

$$w_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{4R(1-D)^2 + R_L}{R}} \quad (4-8)$$

$$Q = 1/2\xi \quad (4-9)$$

$$\xi = w_n \frac{L + RR_L C}{2(R_L + R(1-D)^2)} \quad (4-10)$$

$$K_{id} = \frac{2V_s}{2R(1-D)^2 + R_L} \quad (4-11)$$

$$w_z = \frac{2}{RC} \quad (4-12)$$

Les systèmes représentés par les fonctions de transfert $G_{vd}(S)$ et $G_{id}(S)$ sont du second ordre, avec deux pôles à pulsation de coupure (4- 15), et avec un zéro (4- 14), (4- 19). Les zéros ainsi que la fréquence de coupure sont dépendent du rapport cyclique D. Lorsque le rapport cyclique change dans un système en boucle fermée, les éléments du système changent, ce qui signifie que la fonction de transfert change également. Par conséquent, la conception du contrôleur de ce convertisseur est complexe en termes de stabilité et de bande passante.

4.3.2.2.3 Stratégie de contrôle du convertisseur

Étant donné que les paramètres de la fonction de transfert fluctuent fortement avec la charge R, la conception optimale d'un correcteur est un défi difficile. Pour bien sélectionner et développer des correcteurs, des objectifs de contrôle [235] doivent être définis. Ces objectifs pourraient être énoncés comme suit :

- En cas de changement de charge ou de conditions de fonctionnement de la pile à combustible impactant la courbe de polarisation, la tension de sortie du convertisseur doit être ajustée à tout moment.
- le courant d'entrée de ce convertisseur doit être réparti uniformément sur toutes les phases. Pour éviter une surcharge dans l'une des phases afin d'éviter une surcharge dans l'une des phases, notamment avec des niveaux de charge élevés. De plus, les courants de phase doivent être convenablement décalés les uns des autres pour réduire l'ondulation du courant d'entrée, ce qui n'est pas souhaité dans les applications de PàC [235].
- Maintenir la stabilité du système et les performances dynamiques lorsque le système est en boucle fermée.

De plus, pour des conditions de fonctionnement en mode dégradé, ces objectifs de contrôle doivent être atteints. Cela signifie que même en cas des défauts, le courant doit être réparti équitablement entre les phases et la régulation de la tension de sortie doivent être assurées.

Le contrôle avec deux boucles :

Le convertisseur boost entrelacé à 4 phases alimenté par pile à combustible souffre d'une variation de tension d'entrée et d'un changement de courant de charge. Par conséquent, pour réguler une tension de sortie constante afin de mieux alimenter la charge, un contrôleur à double boucle de régulation illustré sur la figure 4-6 est requis.

Le contrôleur de tension de boucle externe génère le courant de référence total ($i_{P\grave{a}C_{ref}}$) pour les boucles internes, en traitant la tension de référence et la tension mesurée, ce courant de références est ensuite divisé de manière égale entre les phases du convertisseur pour obtenir le courant de référence ($i_{L_{ref}}$). Ensuite, les boucles internes produisent les rapports cycliques D_i ($i = 1, 2, 3, 4$) en conséquence. Le signal de rapport cyclique est envoyé au bloc de modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour produire les signaux ON-OFF de commande des interrupteurs de puissance (S_1, S_2, S_3, S_4). Il convient de souligner que généralement les porteuses dans quatre blocs MLI sont déphasées uniformément de $T_s/4$, afin de réduire l'ondulation du courant d'entrée basée sur la technologie d'entrelacement.

Dans la boucle externe (ou boucle de tension), un régulateur linéaire de type proportionnel intégrateur PI a été utilisé. Quant à la boucle interne (ou boucle de courant), un régulateur de type intelligente proportionnel-intégrateur (IPI) a été utilisé.

Le schéma fonctionnel de contrôle intégrant les deux boucles de contrôle en boucle fermée est illustré à la Figure 4-6.

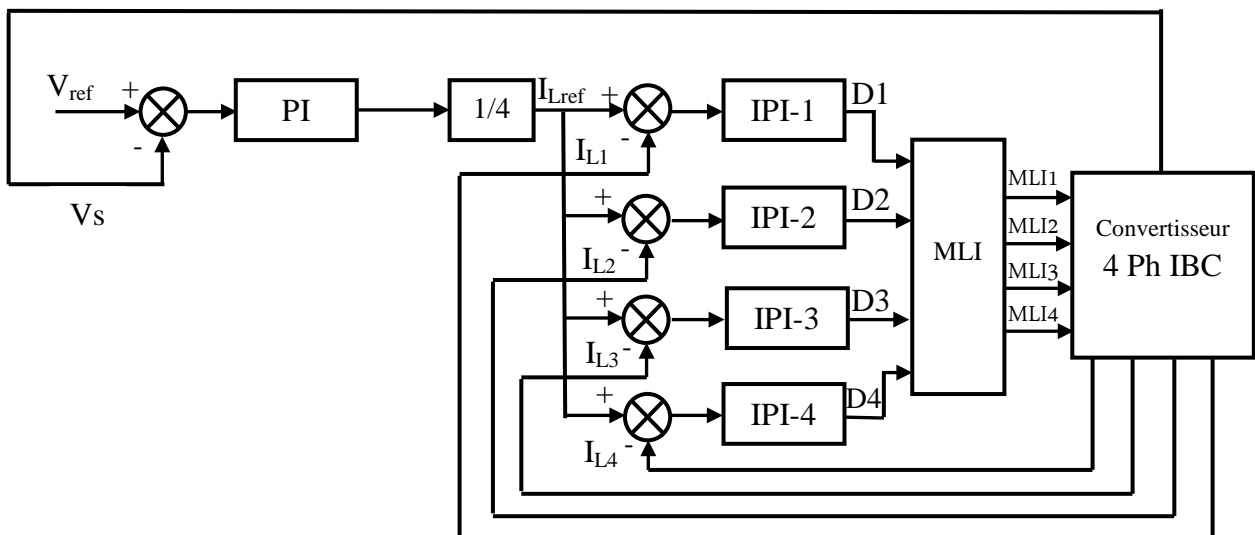


Figure 4-6: Structure du contrôle avec deux boucles de régulation.

Les paramètres du régulateur PI sont calculés à l'aide du placement graphique des pôles de la fonction de transfert $G_{vi}(s)$ sous l'outil Sisotool® disponible dans Matlab/Simulink. La marge de gain (MG), la marge de phase (MP) et le temps de stabilisation de ces paramètres du contrôleur PI ont été réglés pour répondre aux exigences de conception.

Voici la fonction de transfert pour un régulateur PI :

$$PI = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (4- 13)$$

Les paramètres du régulateur PI de la boucle de tension est :

$$K_p = 1.27 \text{ et } T_i = 720.$$

Régulateur de courant:

Pour contrôler le courant inductif de chaque phase de convertisseur, un régulateur que l'on peut appeler régulateur proportionnel-intégral intelligent est utilisé. Selon le signal d'entrée $u(t)$ et le signal de sortie $y(t)$ du convertisseur (Figure 4-7), certaines installations contrôlées complexes et non linéaires peuvent être démontrées par un modèle ultra-local [236-238], et qui admet la représentation en (4- 21):

$$y^{(n)} = \varphi \left(y, \dot{y}, \dots, y^{(l)}, u(t) \right) = 0; \quad n = 1, 2 \quad (4- 14)$$

Pour la conception de ce contrôleur, Une équation différentielle du premier ordre étudiée est présentée comme suit [236-237] :

$$\begin{cases} \dot{x} = -k + \alpha \cdot u_s \\ y = x \end{cases} \quad (4- 22)$$

Où $x \in \mathbb{R}$ est l'état du système, $k \in \mathbb{R}$ est la partie inconnue de la dynamique du système et peut également inclure des perturbations limitées, le paramètre $\alpha \in \mathbb{R}$ est un gain d'entrée constant non physique non nul connu, u est l'entrée de contrôle et y est la sortie du système.

Pour simplifier, supposons que le réseau à contrôler est un système linéaire. On propose la loi de commande via le contrôleur intelligent comme suit [238]:

$$u_c = u_{ref} + u_r + \frac{\hat{k}}{\alpha} \quad (4- 15)$$

Où u_c est la variable de contrôle d'estimation ; \hat{k} est l'estimation du terme inconnu défini, et u_r terme de rétroaction.

- le terme inconnu \hat{k}/α est défini à partir de (4- 22):

$$\hat{k} = -\dot{y} + \alpha \cdot u_s \quad (4- 16)$$

- Le terme u_{ref} on peut défini a partir l'équation (4-22) avec $u_{ref} = u_s$ et $k = 0$ comme suit:

$$u_{ref} = x' / \alpha \quad (4-25)$$

En considérant un signal de référence y_d variant dans le temps, l'erreur entre le courant de référence et le courant mesuré pour chaque phase de ce convertisseur peut être proposée comme :

$$e = y_d - y \quad (4-26)$$

L'objectif de suivi est défini comme faisant converger e vers zéro, lorsque le temps tend vers l'infini. De plus, nous définissons une fonction de coût conjointe:

$$\beta = e + \int edt \quad (4-17)$$

En accompagnant l'erreur de poursuite avec son intégrale temporelle, l'erreur en régime permanent peut être éliminée [237].

Alors, on défini u_f comme suit :

$$u_f = K_p e + K_i \int edt \quad (4-28)$$

Où K_p et K_i sont les gains du contrôleur.

- A partir de (4-22), et qui on fixe alors $u_s = u_c$, avec $k = \hat{k}$ on obtient :

$$0 = K_p e + K_i \int edt \quad (4-29)$$

La sélection optimale des paramètres de régulation K_p et K_i est établie en faisant correspondre le polynôme caractéristique à un polynôme caractéristique souhaité $p(s)$ [238]:

$$p(s) = \ddot{e} + aK_p \dot{e} + aK_i e = s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2 \quad (4-18)$$

$$K_p = 2\xi w_n / a \quad (4-19)$$

$$K_i = w_n^2 / a \quad (4-20)$$

Où w_n est la fréquence naturelle désirée (rad/s) et ξ est le rapport d'amortissement désiré (pu.). Il est évident que le système de contrôle de rétroaction est stable pour $K_p, K_i > 0$ ($\xi, w_n > 0$) avec une valeur positive du paramètre a .

Reportez-vous à (4-22) et les équations différentielles de modèle moyen de convertisseur étudié de (5-3) à (4-6), les variables de sortie souhaitées y , les termes inconnus k et les variables de contrôle u peuvent être écrites sous la forme :

$$\dot{y}_x = \dot{I}_{Lx} = \frac{V_{Pa}C}{Lx} + \frac{RL}{Lx} + \frac{1}{Lx} V_S + \frac{V_S}{Lx} + D_x ; (x = 1 \text{ à } 4) \quad (4-33)$$

Où :

$$-k_x = \frac{V_{Pa}C}{Lx} + \frac{RL}{Lx} + \frac{1}{Lx} \quad (4-21)$$

$$\alpha_x = \frac{V_S}{Lx} \quad (4-22)$$

$$u_x = D_x \quad (4-23)$$

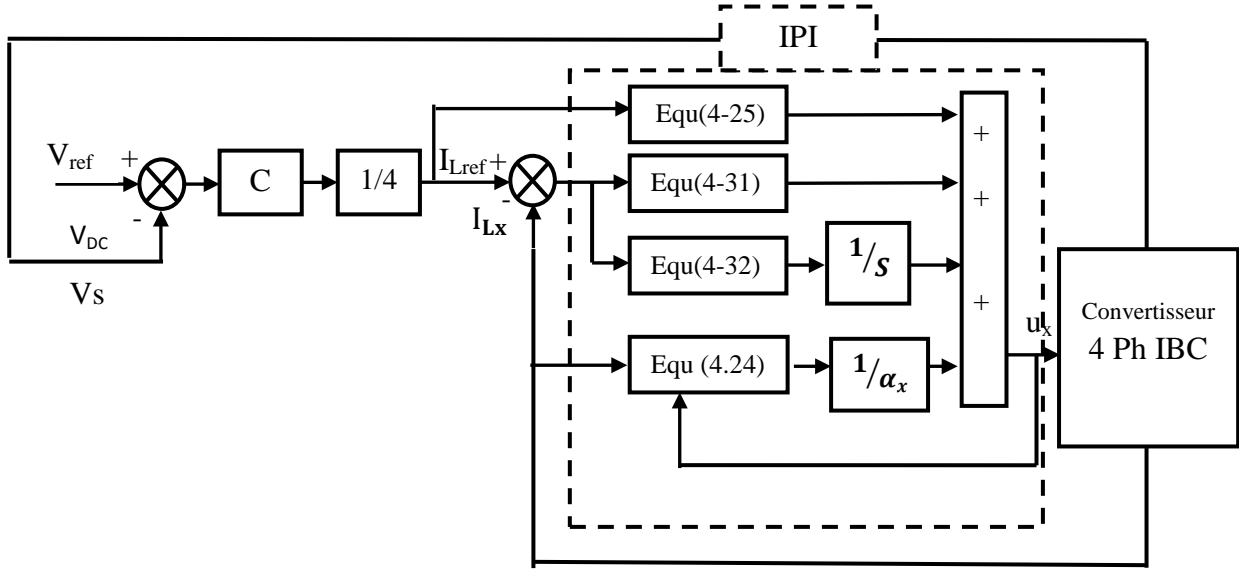


Figure 4-7 : L'architecture de la stratégie de commande.

4.3.2.3 Méthode de détection des défauts

Dans ce paragraphe, nous présenterons une méthode rapide et peu coûteuse pour détecter le défaut en circuit ouvert des interrupteurs de puissance dans les convertisseurs boost DC / DC, qui ont été publiés dans notre travail en [239]. La méthode de détection de défaut proposée dans cet étude peut détecter le défaut de circuit ouvert de plusieurs interrupteurs de puissance dans la topologie de convertisseur boost DC / DC entrelacé lorsque le défaut de CO de ces interrupteurs se produit simultanément ou à des moments différents pendant que le convertisseur fonctionne.

Cette méthode ne nécessite aucun capteur supplémentaire; il utilise uniquement les capteurs qui ont été utilisés pour contrôler le convertisseur, tels que le courant d'inductance (i_L) et la tension du bus DC (V_{dc}). En outre, cette méthode de détection de défaut peut être adaptée à diverses topologies de convertisseur DC / DC.

Le principe de la méthode de détection est donné dans la Figure 4- 8, cette méthode est principalement basée sur la comparaison entre le courant d'inductance mesuré (i_L) pour chaque phase et le seuil de détection de défaut.

Ce seuil est déterminé par la référence du courant de l'inductance (iL_{ref}), le nombre de phases saines ($N.Phs-saines$) de ce convertisseur et l'ondulation du courant de l'inductance (ΔiL), où la référence du courant de l'inductance (iL_{ref}) est obtenu en divisant la référence de courant total de la source (i_{PaCref}) par le nombre de phases saines ($N.Phs-saines$) dans ce convertisseur, où le référence de courant de la source (i_{PaCref}) est obtenue à partir de la boucle externe de la contrôle du convertisseur, tandis que les phases saines sont calculées en soustrayant le nombre total de phases du convertisseur en mode sain ($N.Ph_{con-mode\ sain} = 4$) du nombre de phases en défaut ($N.Phs-en\ défaut$), que ce dernier est obtenu grâce à la somme des signaux de détection des défauts des interrupteurs en CO pour chaque phase, qui est de " 0 " en l'absence de défaut et de " 1 " en le cas de la détection de défaut. Où le nombre de phases saines ($N.Phs-saines$) de ce convertisseur est exprimé par l'expression suivante :

$$N.Phs-saine = N.Ph_{con-mode\ sain} - \sum OCF_x \quad (4- 37)$$

Quant à la valeur de l'ondulation du courant de l'inductance, elle est déterminée par l'expression suivante:

$$\Delta i_L = \frac{D*(1-D)*V_{dc}}{L*F_s} \quad (4- 38)$$

Où V_{dc} la tension du bus DC, D est le rapport cyclique, F_s est la fréquence de commutation et L est la valeur de l'inductance.

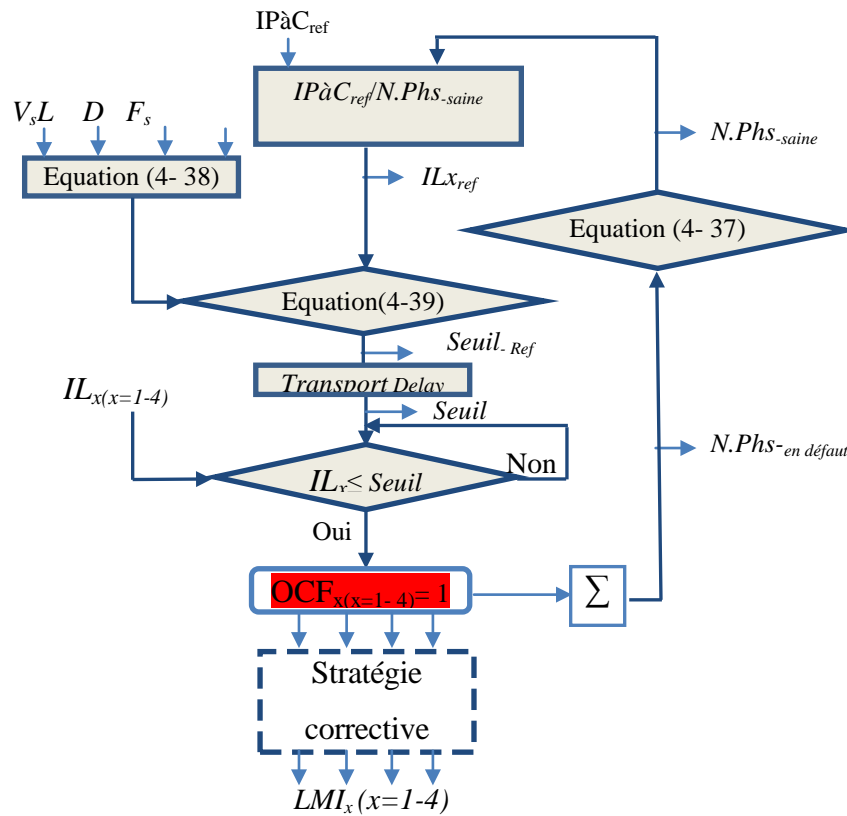


Figure 4- 8 : Schéma de principe de la méthode de détection de défaut d'interrupteur de puissance proposée et de la stratégie de correction

En fait, après avoir effectué plusieurs simulations, 58% de l'ondulation du courant d'inductance (Δi_L) a été adopté pour déterminer le seuil de détection de défaut de référence ($Seuil_{-Ref}$) afin d'éviter le problème de diagnostic erroné des défauts en circuit ouvert ; où le seuil de détection de défaut de référence est déterminé par l'expression suivante :

$$Seuil_{-Ref} = \frac{iPàC_{ref}}{N.Phs_{-saine}} - 58\% \Delta i_L. \quad (4- 39)$$

Le seuil de détection de défaut de référence a été lié au délai de transport pour éviter le même problème récemment mentionné (le problème de diagnostic erroné), en particulier lors du ajustage du nombre de phases saines après la détection de défauts de circuit ouvert qui provoquent le changement rapide le courant de référence de chaque phase ($IL_{x_{ref}}$) et le seuil de référence de détection de défaut .

Enfin, les défauts de circuit ouvert sont détectés lorsque la valeur du courant d'inductance provenant des capteurs de mesure pour chaque phase est égale ou inférieure au seuil de détection de défaut.

Comme mentionné ci-dessus, cette méthode peut être généralisée pour le diagnostic des défauts dans la plupart des convertisseurs de puissance DC/DC (les convertisseurs qui ont la forme du courant similaire à la forme du courant de convertisseur étudiée), Dans cette étude, nous avons utilisé un convertisseur élévateur DC/DC à quatre phases comme exemple pour montrer les résultats.

À la fin, les signaux de détection de défaut en CO pour chaque phase (OCFx) sont liés à la stratégie corrective, qui modifie le déphasage correct des signaux de commande des interrupteurs de puissance entre les phases saines restantes en fonction des phases défectueuses détectées par cette méthode, où dans le prochain paragraphe cette stratégie de correction sera détaillée

4.3.2.4 La stratégie corrective

Dans le cadre de cette étude, les défauts de circuit ouvert ont été étudiés comme montré dans le paragraphe suivant. La perte d'une ou deux phases dans le convertisseur boost entrelacé à 4 phases entraîne une augmentation des ondulations du courant d'entrée (PàC) et de la tension du bus continu par rapport au mode sain (figure 4- 11 (a)). Ces augmentations sont dues à un déphasage inapproprié entre les phases saines restantes car les signaux de commande des interrupteurs sains restants continuent à être décalés les uns des autres avec le même retard du mode sain ($T_s / 4$), cela est évident dans les images agrandies des courants mesurés des phases du convertisseur de la figure 4- 11 (b), où ces augmentations provoquent des pertes de puissance supplémentaires et réduisent la fiabilité du convertisseur. De plus, la forte augmentation de l'ondulation du courant de la PàC raccourcit le vieillissement de la pile à combustible et entraîne une consommation excessive d'hydrogène dans les applications des piles à combustible [112] [198]. Pour cela, une stratégie corrective a été présentée dans cette étude sans ajouter de composants supplémentaires à ce convertisseur pour réduire ces augmentations. Cette stratégie est basée sur le déphasage correct des signaux de commande des interrupteurs entre les phases saines restantes en fonction des phases défectueuses détectées par la méthode de détection de défaut proposé qui peut être une ou deux phases, où cette méthode envoie-t-elle le «1» logique à la stratégie corrective si l'un des interrupteurs de puissance est défectueux. Par conséquent, le signal de commande approprié est remplacé par le nouveau signal de commande en tenant compte du déphasage approprié dans le tableau précédent, tandis que la méthode de détection de défaut envoie le «0» logique à la stratégie corrective lorsque le convertisseur fonctionne dans l'état sain. En conséquence, le déphasage normal est appliqué aux signaux de commande des interrupteurs

En effet, pour réaliser cette stratégie qui permet de gérer le défaut d'un ou deux interrupteurs de puissance, les signaux de détection de phase défaillante ont été reliés à des portes et circuits logiques pour assurer le bon déphasage entre les signaux de commande des interrupteurs des phases saines restantes, et afin de déduire ces circuits logiques, toutes les possibilités de défauts en circuit ouvert pour les interrupteurs de puissance de ce convertisseur sont données, qui sont indiquées dans les quatre colonnes à gauche de la table de vérité donnée ci-dessous (Tableau 4. 2), en plus du déphasage nécessaire requis pour les signaux de commande des interrupteurs saines restantes, cela est également indiqué dans les quatre colonnes à droite du même tableau.

phases défectueuses détectées				déphasage nécessaire des phases			
OCF1	OCF2	OCF3	OCF4	DPh1	DPh2	DPh3	DPh4
0	0	0	0	0	T/4	T/2	3T/4
0	0	0	1	0	T/3	2T/3	-
0	0	1	0	0	T/3	-	2T/3
0	0	1	1	0	T/2	-	-
0	1	0	0	0	-	T/3	2T/3
0	1	0	1	0	-	T/2	-
0	1	1	0	0	-	-	T/2
0	1	1	1	0	-	-	-
1	0	0	0	-	T/4	7T/12	11T/12
1	0	0	1	-	T/2	T	-
1	0	1	0	-	T/2	-	T
1	0	1	1	-	T/4	-	-
1	1	0	0	-	-	T	T/2
1	1	0	1	-	-	0	-
1	1	1	0	-	-	-	0
1	1	1	1	-	-	-	-

Tableau 4. 2: Table de vérité de déphasage nécessaire des phases en fonction des phases défaillantes

Ainsi, à partir de la table de vérité ci-dessous, il est possible de déduire tous les circuits logiques de commande et de déterminer le déphasage nécessaire pour chaque modulation de la largeur d'impulsion (MLI) de chaque phase de ce convertisseur. Et dans la suite et à titre d'exemple, la construction de la modulation de largeur d'impulsion de la phase 2 liée aux signaux de détection de défaut en circuit ouvert envoyés par l'algorithme de détection de défaut proposé, ainsi que la durée de décalage requise pour chaque défaut du interrupteurs de puissance, est illustré à la figure 4- 10.

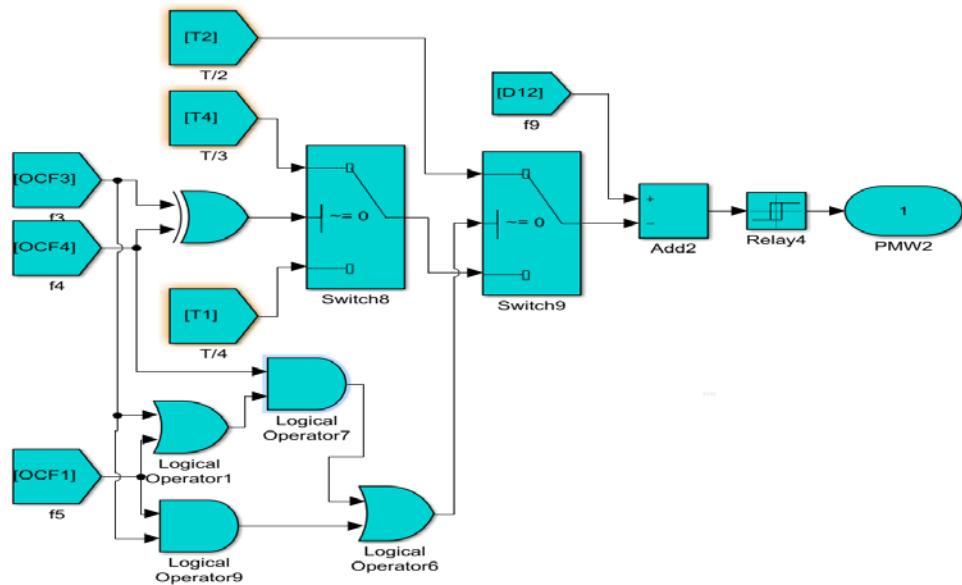


Figure 4- 9: La modulation de largeur d'impulsion de la phase 2 (PMW2)

Pour illustrer et compiler comment traiter tous les cas de défauts en circuit ouvert des interrupteurs de puissance de ce convertisseur, Le Tableau 4-3 donne la stratégie corrective qui doit être appliquée au convertisseur boost entrelacé 4 phases (4-Phases IBC) en fonction des phases défectueuses fournies par la méthode de détection.

Phases défectueuses	stratégie corrective à appliquer
Phase 1	1) Reconfigurer le déphasage de la phase 3 ($T_s/2 \rightarrow 7T_s/12$). 2) Reconfigurer le déphasage de la phase 4 ($3T_s/4 \rightarrow 11T_s/12$).
Phase 2	1) Reconfigurer le déphasage de la phase 3 ($T/2 \rightarrow T/3$). 2) Reconfigurer le déphasage de la phase 4 ($3T/4 \rightarrow 2T/3$).
Phase 3	1) Reconfigurer le déphasage de la phase 2 ($T/4 \rightarrow T/3$). 2) Reconfigurer le déphasage de la phase 4 ($3T/4 \rightarrow 2T/3$).
Phase 4	1) Reconfigurer le déphasage de la phase 2 ($T/4 \rightarrow T/3$). 2) Reconfigurer le déphasage de la phase 3 ($T/2 \rightarrow 2T/3$).
Phases (1 et 2)	1) Reconfigurer le déphasage de la phase 3 (T). 2) Reconfigurer le déphasage de la phase 4 (T/2).
Phases (1 et 3)	1) Reconfigurer le déphasage de la phase 2 (T/2). 2) Reconfigurer le déphasage de la phase 4 (T).
Phases (1 et 4)	1) Reconfigurer le déphasage de la phase 2 (T/2). 2) Reconfigurer le déphasage de la phase 3 (T).
Phases (2 et 3)	Reconfigurer le déphasage de la phase 4 ($2T/3 \rightarrow T/2$).
Phases (2 et 4)	Reconfigurer le déphasage de la phase 3 (T/2).
Phases (3 et 4)	Reconfigurer le déphasage de la phase 2 ($T/3 \rightarrow T/2$).

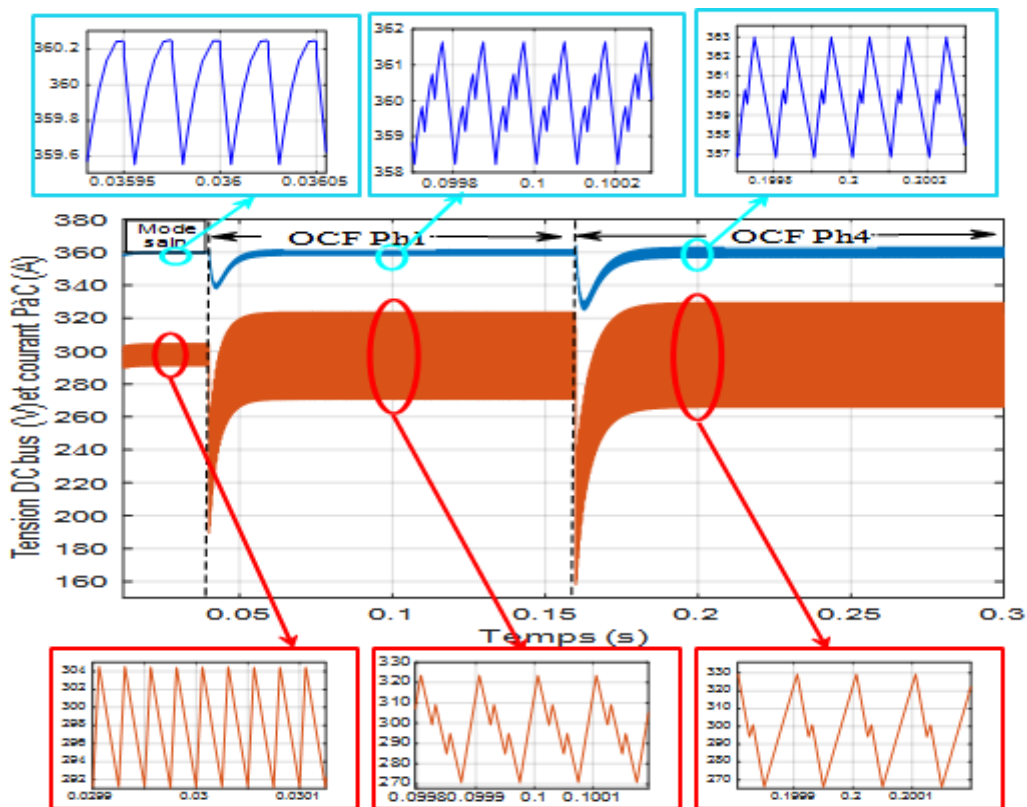
Tableau 4-3: La stratégie corrective à appliquer en fonction des phases défailtantes.

4. 4 Résultats et discussion

Pour valider les performances de la méthode de détection de défaut proposée et démontrer l'efficacité de la stratégie de correction en cas de défaut en circuit ouvert, des simulations numériques ont été effectuées avec et sans application de cette stratégie en utilisant les spécifications du système fournies dans le Tableau 4-1, où cela méthode, la stratégie corrective, le modèle électrique de la pile PEMFC, le convertisseur boost entrelacé 4 phases et son contrôle ont été implémentés dans l'environnement Matlab / Simulink.

4.4. 1. Effets des défauts en circuit ouvert sans appliquer la stratégie corrective

Afin d'identifier les effets des défauts de circuit ouvert à la fois pour le convertisseur boost entrelacé 4 phases et la PàC, des défauts de circuit ouvert ont été simulés aux instants suivants ($t_1 = 40$ ms, $t_2 = 160$ ms) dans les interrupteurs de puissance S1 et S4, respectivement. De plus, la même simulation a été réalisée mais avec un ajustement du nombre de phases saines après détection des défauts par la méthode de détection des défauts proposée, où ces simulations ont été réalisées lorsque la pile à combustible fonctionne à sa puissance nominale, alors que celles-ci les défauts ont été simulés en plaçant les interrupteurs de puissance en série avec un interrupteur idéal initialement fermé, qui est ouvert au moment où l'on veut créer le défaut. Les résultats obtenus sont donnés dans les Figure 4- 10 et Figure 4- 11.



(a)

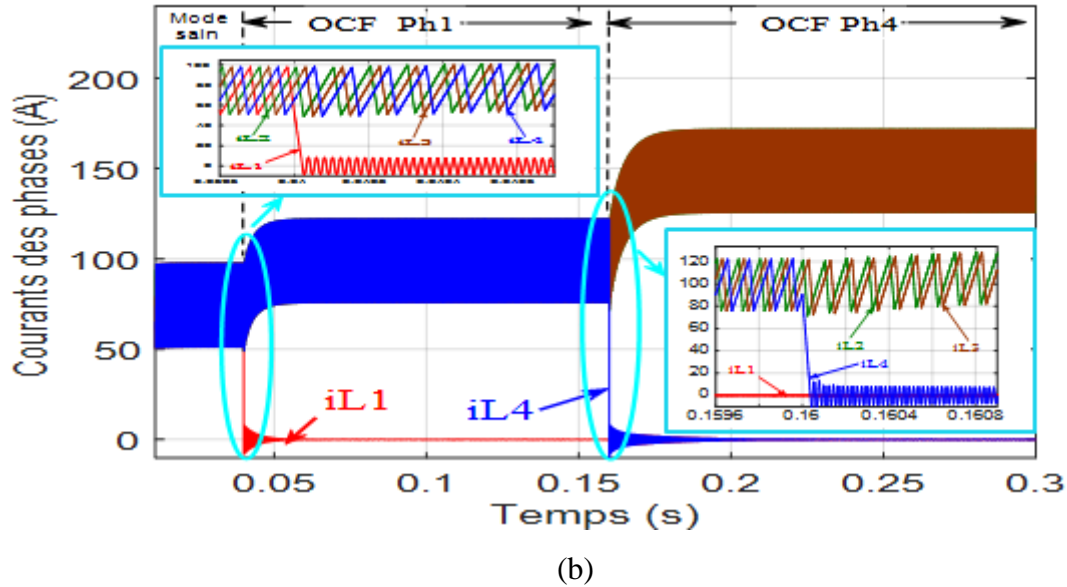
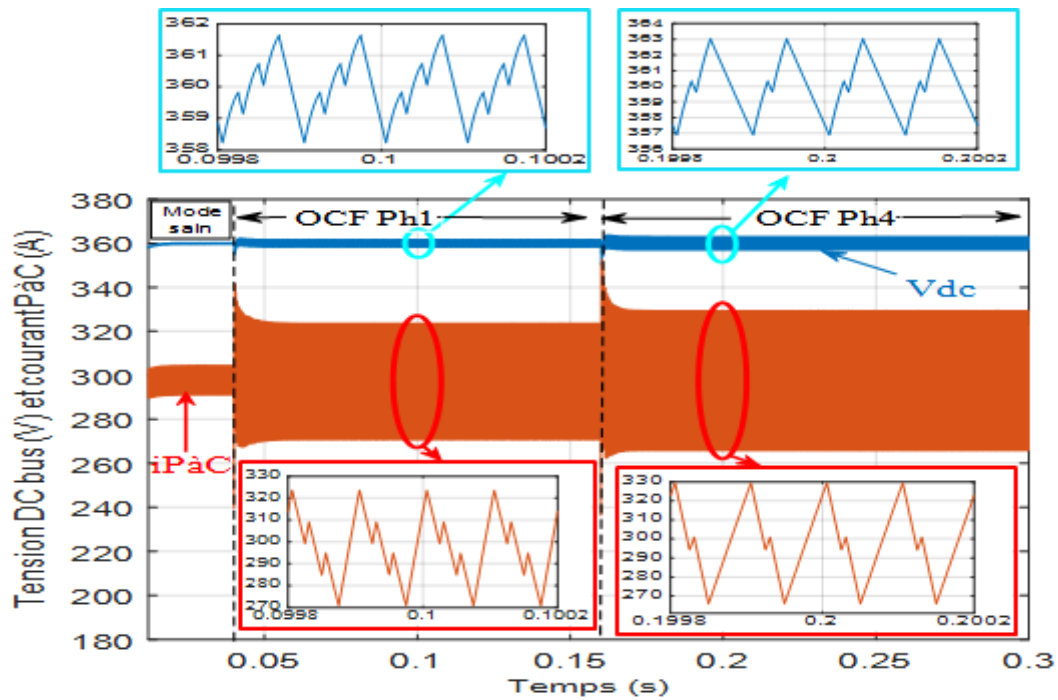


Figure 4- 10 : Effets des défauts de circuit ouvert sans appliquer la stratégie **corrective**: (a) tension du bus DC (V) et courant PàC (A), (b) courant des phases (A).

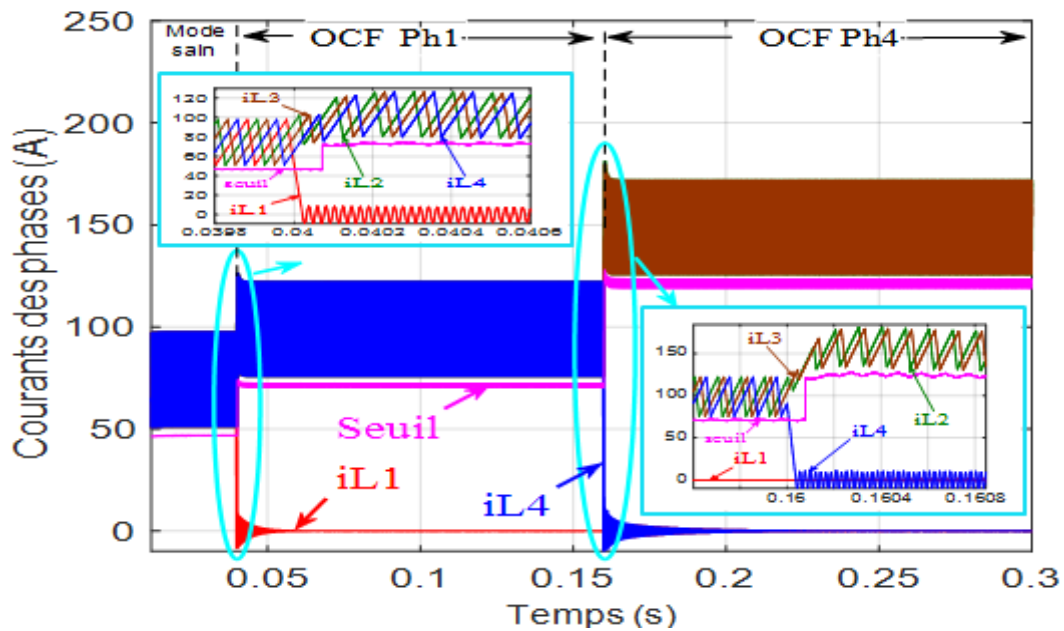
Comme on peut l'observer sur les Figure 4- 10 (b) et Figure 4-11 (b), lorsque les défauts en circuit ouvert se produisent en une ou deux phases, les phases saines restantes sont utilisées comme système de secours permettant au convertisseur de continuer à alimenter le charge sans aucune interruption. Cependant, ces défauts augmentent le courant d'inductance des phases saines, ce qui conduit à créer des contraintes électriques supplémentaires, notamment sur les interrupteurs de puissance. Par conséquent, ces interrupteurs de puissance doivent être choisis dans une taille appropriée qui leur permet de résister à ces contraintes supplémentaires (c'est-à-dire le courant) pour éviter leur défaillance. De plus, comme on peut le remarquer à partir des mêmes Figures (Figure 4- 10 (b) et Figure 4- 11 (b)), un décalage inapproprié entre les phases saines restantes après les défauts de circuit ouvert se sont produits, où les signaux de commande des interrupteurs saines restantes continuent à se déphasés les uns des autres avec le même retard ($T_s / 4$).

En outre, on peut voir d'après les figures (Figure 4- 10 (a) et Figure 4- 11 (a)) que les défauts en circuit ouvert dans un ou deux interrupteurs de puissance ont un effet considérable sur le courant de la pile à combustible, où ces défauts ont provoqué une augmentation significative de l'ondulation de ce courant par rapport au mode sain, où cette augmentation est la même dans les deux cas (c'est-à-dire avec et sans ajustement du nombre de phases saines). Comme le montrent les images agrandies de ce courant, à la suite d'un défaut de circuit ouvert sur S1, l'ondulation de courant crête à crête de la PàC ($\Delta i_{PàC}$) atteint environ 53 A (soit 41 A de plus que $\Delta i_{PàC}$ du mode sain), ce qui équivaut à environ 18 % du courant nominal de la PàC utilisé dans cette étude, alors que le rapport de cette ondulation de courant atteint 22 % après l'apparition du second défaut

(ie. OCF en S4). Ces augmentations ont un effet négatif sur le vieillissement du PàC et conduisent à une consommation excessive d'hydrogène, où l'ondulation du courant de la PàC ne doit pas dépasser 10% du courant nominal de la PàC [98].



(a)



(b)

Figure 4- 11 : Effets des défauts de circuit ouvert lors du ajustement nombre de phases saines sans appliquer la stratégie corrective: (a) tension du bus DC (V) et courant PàC (A), (b) courant des phases (A).

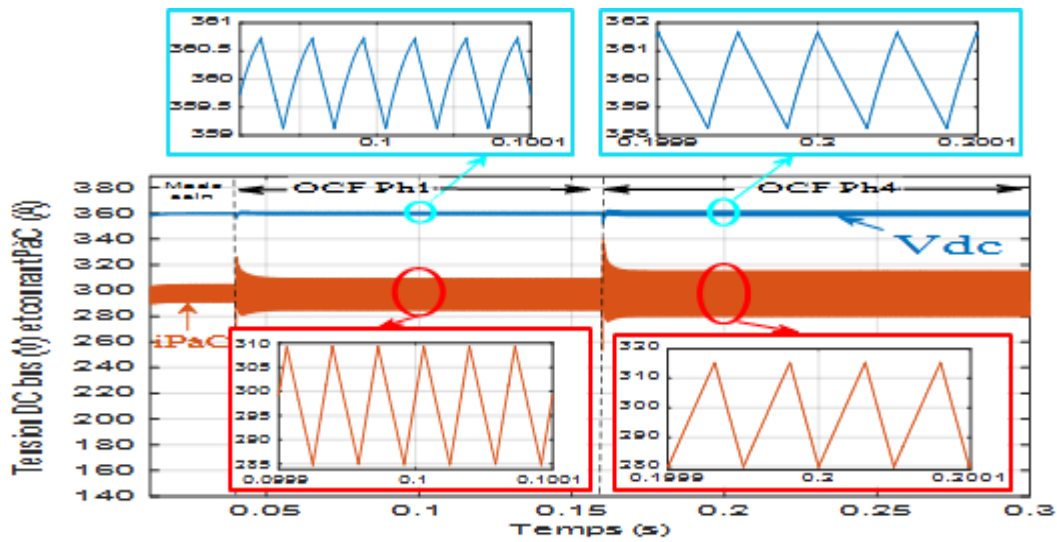
Par ailleurs, on peut distinguer sur les deux mêmes figures (Figure 4-10 (a) et Figure 4-11 (a)), que les défauts de circuit ouvert augmentent également l'ondulation de la tension du bus DC, où cette ondulation a augmenté trois fois plus que l'ondulation de la tension en mode sain après le premier défaut (OCF en S1), alors que cette ondulation a atteint six fois lorsque la deuxième défaut s'est produite (OCF en S4), c'est-à-dire après avoir perdu deux phases dans ce convertisseur. Selon la littérature [235], une augmentation de l'ondulation de la tension du bus DC entraîne des pertes de puissances supplémentaires dans le condensateur, une augmentation de sa température et une réduction de sa durée de vie, réduisant ainsi la fiabilité du convertisseur.

De plus, comme on peut le voir sur la Figure 4- 11, l'ajustement du nombre de phases saines qui sont utilisées dans la stratégie de commande du convertisseur pour obtenir le courant d'inductance de référence ($i_{L_{ref}}$) conduit à une réponse temporelle rapide et à un dépassement inférieur, par rapport à la Figure 4- 10.

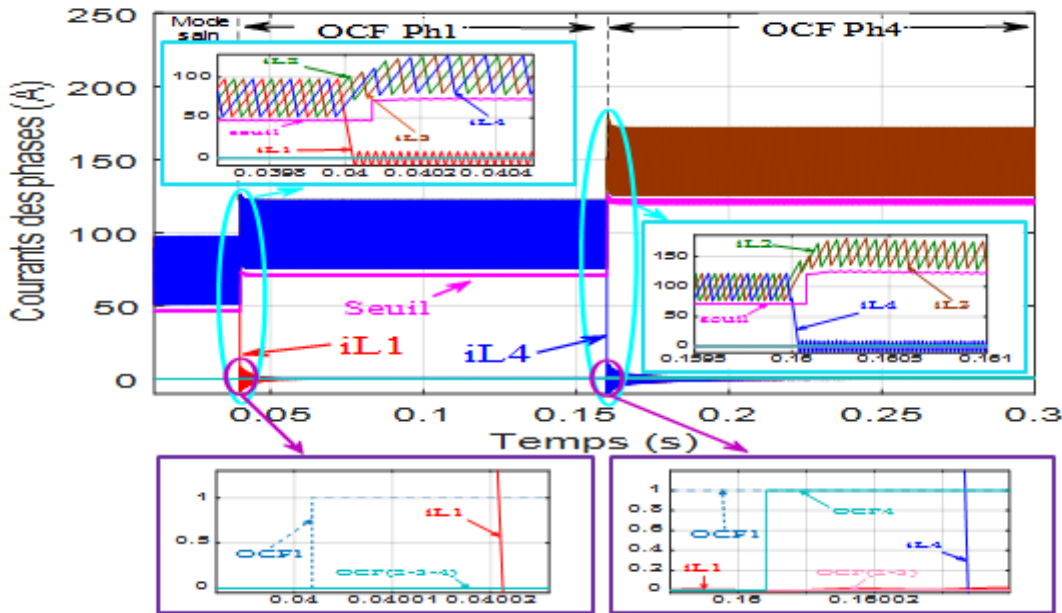
En fait, l'ondulation du courant de la PàC peut être réduite en augmentant la taille des inductances ; tandis que l'ondulation de la tension du bus DC peut être diminuée en augmentant la taille du condensateur, mais cela entraînera un volume, un prix et un poids supplémentaires qui ne sont pas appropriés pour les applications de véhicule à PàC. Pour toutes ces raisons, une stratégie corrective a été appliquée sans ajouter de composants et de taille supplémentaires à ce convertisseur pour réduire ces ondulations.

4.4. 2. Effets des défauts en circuit ouvert avec l'application de la stratégie corrective

Afin de démontrer la précision et la rapidité de la méthode de détection de défaut qui a été développée dans ce travail de recherche, ainsi que de montrer et d'analyser les effets sur l'ondulation du courant de la pile à combustible et la tension du bus DC en appliquant la stratégie corrective proposée. Des défauts circuit ouvert ont été simulés pour deux cas différents, dans le premier cas ces défauts ont été simulés sur les interrupteurs de puissance S1 et S4 à des périodes de temps différentes, tandis que dans le second cas, les défauts de circuit ouvert ont été simulés sur les interrupteurs S2 et S3 simultanément à $t = 150$ ms. Les résultats obtenus sont présentés sur le Figure 4- 12 et Figure 4- 13.



(a)

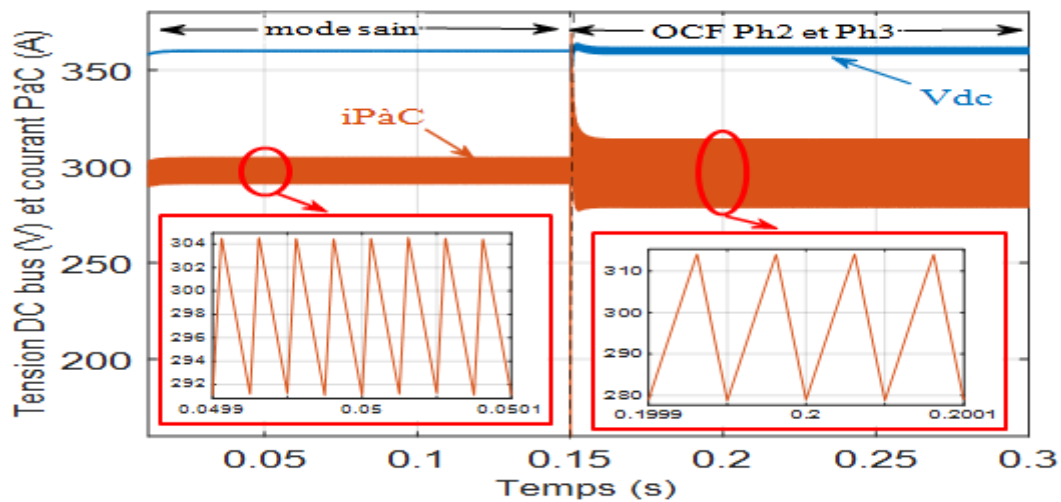


(b)

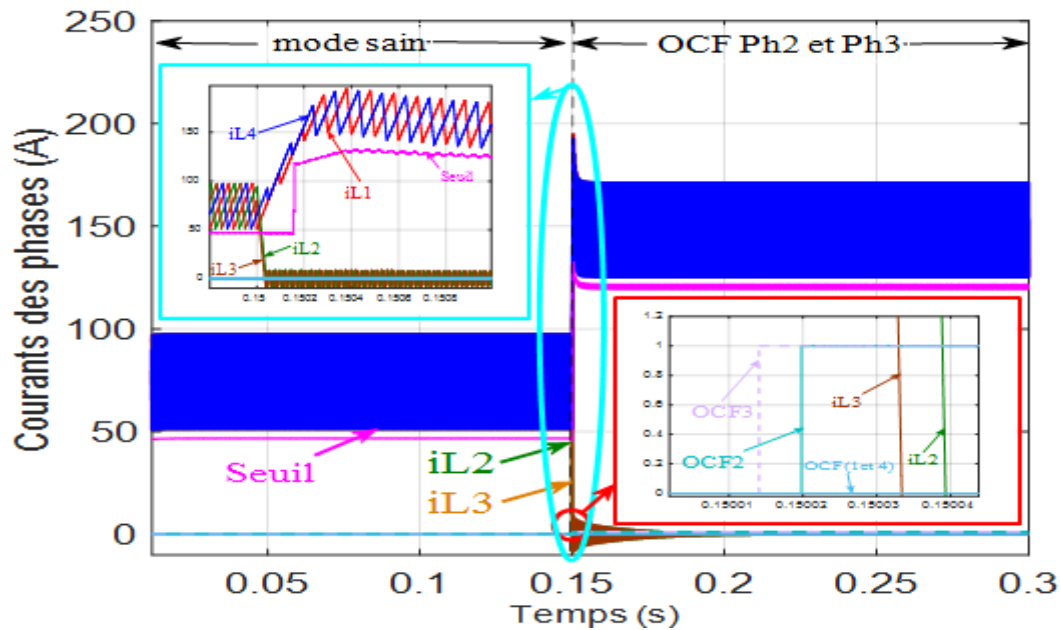
Figure 4- 12: Effets de la stratégie corrective et de la détection des défauts en circuit ouvert dans les phases 1 et 4: (a) tension du bus DC (V) et courant PàC (A), (b) courant des phases (A) et détection des défauts.

Comme on peut l'observer sur le Figure 4- 12 (a) , l'application de la stratégie corrective proposée dans cet étude a contribué de manière significative à réduire l'ondulation du courant de la PàC par rapport aux modes de fonctionnement dégradés sans appliquer cette stratégie, où l'ondulation de ce courant a diminué de 18% dans le cas du mode dégradé (Figure 4- 10) à 8 % ($\Delta i_{PàC} = 24 A$) du courant nominal du PàC lors de l'application de la stratégie corrective après une perte de phase dans ce convertisseur (c.-à-d. OCF en S1), alors qu'elle a diminué de 22% à 11% après la application de cette stratégie lorsque la deuxième phase a été perdue (c.-à-d. OCF en S1 et S4).

De plus, cette stratégie a également contribué à réduire l'ondulation de la tension du DC bus par rapport à l'ondulation de la tension du DC bus sans appliquer la stratégie corrective, où nous pouvons voir sur la Figure 4- 12 (a), que l'ondulation de cette tension après un défaut de circuit ouvert dans l'interrupteur de puissance "S1" après l'application de la stratégie corrective est presque le même que par rapport au mode sain. De plus, par rapport au mode dégradé sans appliquer cette stratégie, l'ondulation de la tension du bus DC est réduite de moitié après l'application de cette stratégie lorsqu'un défaut de circuit ouvert se produit dans le deuxième interrupteur de puissance S 4.



(a)



(b)

Figure 4- 5 : Effets de la stratégie de correction et de la détection des défauts en circuit ouvert dans les phases 2 et 3: (a) tension du bus DC (V) et courant P&C (A), (b) courants des phases (A) et détection des défauts

Comme on peut le voir sur les images agrandies des courants des phases d'inductance des Figure 4- 12(b) et Figure 4- 13 (b), la stratégie de correction proposée dans ce travail fait un déphasage approprié entre les phases saines restantes de ce convertisseur une fois le défaut d'interrupteurs de puissance ont été identifiés par la méthode de détection de défaut en circuit ouvert proposée.

De plus, comme on peut l'observer à partir des mêmes figures (Figure 4- 12 (b) et Figure 4- 13 (b), les défauts d'un interrupteur à circuit ouvert peuvent être détectés et identifiés avec précision et rapidité par méthode de détection de défaut proposé dans ce travail de recherche. Sur la base des résultats de simulation obtenus, cette méthode peut détecter le défaut en moins d'un cycle de commutation, où la vitesse de cette méthode de détection atteint jusqu'à $1,7 \mu\text{s}$. Par ailleurs, les résultats obtenus montrent la capacité de cette méthode à détecter les défauts de circuit ouvert de nombreux interrupteurs de puissance lorsqu'ils surviennent en même temps (Figure 4- 13) ou à des moments différents pendant le fonctionnement du convertisseur. Ces résultats ont également confirmé l'excellente performance de la stratégie corrective dans le cas de l'occurrence d'un ou deux défauts.

4.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, une méthode de détection de défaut de circuit ouvert rapide et peu coûteuse pour les convertisseurs élévateurs DC/DC entrelacés est proposée, cette méthode peut détecter les défauts de circuit ouvert de plusieurs interrupteurs de puissance dans cette topologie de convertisseur lorsque ces défauts sont produits simultanément ou à des moments différents pendant que le convertisseur fonctionne. La méthode dépend de la comparaison entre le courant mesuré d'inductance pour chaque phase du convertisseur et le seuil de détection de défaut. Il utilise uniquement les capteurs qui ont déjà été utilisés pour contrôler le convertisseur. De plus, cette méthode de détection de défauts peut être adaptée à différentes topologies de convertisseurs DC/DC.

La méthode proposée a été simulée dans un convertisseur élévateur DC-DC à quatre phases, qui présente plusieurs avantages, dont le plus important est l'efficacité énergétique élevée, une ondulation de courant d'entrée réduite et sa capacité à tolérer plus d'un défaut. Bien que ce convertisseur continue de fournir de l'énergie à la charge sans interruption lorsqu'il fonctionne en mode dégradé, mais la perte d'une phase ou plus en cas de défauts de circuit ouvert entraîne une augmentation significative de l'ondulation du courant de la PàC et de l'augmentation de l'ondulation de la tension du bus, qui a été observée lors de l'étude de ces défauts dans le cadre de ce travail de recherche, où ces augmentations provoquent des pertes de puissance

supplémentaires et réduisent la fiabilité du convertisseur, en plus du fait que la forte augmentation de l'ondulation du courant de la PàC raccourcit le vieillissement de la pile à combustible et provoque une consommation excessive d'hydrogène dans les applications de véhicules électriques à PàC .

Par conséquent, une stratégie corrective a été proposée sans ajouter de composants supplémentaires à ce convertisseur pour réduire ces augmentations, où cette stratégie permet d'obtenir un déphasage approprié entre les phases saines restantes en fonction des phases défaillantes qui ont été détectées par la méthode de détection de défauts.

Les résultats obtenus ont montré la contribution effective de cette stratégie à la réduction de ces augmentations en cas de survenue d'un ou deux défauts. Ces résultats ont également démontré la rapidité et les performances de la méthode de détection de défauts et sa capacité à détecter les défauts de circuit ouvert de plusieurs interrupteurs de puissance dans le convertisseur

Chapitre V

*Contrôle et la gestion de l'énergie d'une
source hybride Multi-PàCs/SC*

Sommaire du chapitre 5

5. 1 Introduction	147
5. 2 Hybridation Multi-Piles à Combustible (Multi-PàCs).....	147
5.2. 1 Structure et dimensionnement du système hybride proposée	149
5. 3 Défaillances des PàCs PEM et techniques de diagnostic	152
5.3. 1 Défaillances de la pile PEM.....	152
5.3. 2. Techniques de diagnostic de dysfonctionnement des piles à combustible	153
5.3. 3. Méthode de détection et la stratégie du soulagement	156
➤ 5.3.3.1 Méthode de détection.....	156
➤ 5.3.3.1 Stratégie du soulagement.....	157
5.4 Stratégie de gestion de l'énergie :	158
5.4.1 Principe de la théorie platitude différentielle.....	161
5.4.2 Loi de contrôle :.....	163
5.4.2.1 Asservissement de la sortie plate à sa référence	165
➤ Régulation de l'énergie du bus continu :.....	165
➤ Régulation de l'énergie totale :.....	167
5.4.2.2 Résultats et discussion.....	169
➤ Mode sain.....	169
➤ Mode dégradée :.....	173
5. 5 CONCLUSION	179

5.1 Introduction

Du point de vue d'un constructeur véhicule, les piles à combustible ont évolué, au cours de la dernière décennie, d'une expérience de laboratoire à l'un des successeurs les plus probables du moteur à combustion interne. Maintenant que l'intégration du véhicule a été démontrée et que les performances augmentent, les problèmes de fiabilité, de contrôle et de gestion de l'énergie ainsi que la détection et la correction des défauts prennent plus d'importance aujourd'hui.

Dans ce chapitre, une nouvelle stratégie de configuration et de contrôle du système de puissance hybride sont développées pour la gestion de l'énergie dans les véhicules électriques à pile à combustible qui sont optimisés simultanément pour obtenir une bonne économie de carburant et la durabilité des PàCs, ainsi que pour améliorer la fiabilité du véhicule.

Notre contribution est basée sur le développement d'une stratégie de contrôle tolérante aux défauts (défaut de pile à combustible et défaut de convertisseur) pour un système hybride composé de trois piles à combustible qui fournissent la puissance moyenne à la charge (source primaire) et chargent le dispositif de stockage Supercondensateur SC (source d'énergie auxiliaire). Le rôle de la source auxiliaire est de gérer les pics de puissance de la charge lors des variations transitoires dynamiques et de récupérer l'énergie par freinage récupératif.

Dans cette stratégie développée et pour atteindre les objectifs souhaités, notamment en termes de fiabilité et de durabilité, nous avons utilisé les signaux de détection de défaut des interrupteurs de puissance dans les convertisseurs, qui ont été obtenus à partir de la méthode de détection de ces défauts qui a été expliquée en détail dans le chapitre 4. Nous avons également utilisé dans cette stratégie proposée les signaux de détection des défauts de pile à combustible qui obtenus à partir de la technique de diagnostic des défauts de PàC qui a été sélectionnée et adoptée dans ce chapitre. Ceci après avoir identifié les défauts les plus courants dans les piles à combustible, ainsi que l'identification et la discussion de diverses techniques de diagnostic des défauts des piles à combustible et des stratégies de soulagement dans la littérature.

5.2 Hybridation Multi-Piles à Combustible (Multi-PàCs)

Le principe d'hybridation consiste à combiner deux sources ou plus (énergie spécifique élevée pour la principale source, forte densité de puissance et disponible sur des durées adaptées, pour la secondaire source) [240]. Comme le montre le diagramme de Ragone mentionné précédemment dans le premier chapitre, les piles à combustible ont une densité d'énergie élevée mais une faible densité de puissance, et leur non-réversibilité en courant empêche la récupération d'énergie. Par conséquent, ils doivent être hybridées avec un dispositif de stockage à densité de

puissance plus élevée, comme un supercondensateur (SC) ou une batterie (BAT). Où ces dispositifs de stockage sont principalement destinés à fournir une puissance supplémentaire lors des fortes accélérations et à récupérer l'énergie de freinage.

Des recherches dans la littérature ont également montré que l'hybridation des véhicules à pile à combustible avec des supercondensateurs [241 - 243], des batteries [244 - 246], et des batteries/supercapacités [247 - 249], offre des améliorations en termes de coût, de performances et d'exploitation, ainsi que des avantages en matière d'économie d'hydrogène qui sont attrayants et doivent être pris en compte.

Comme mentionné dans le premier chapitre et comme indiqué dans [250 - 251], une source hybride PàC/supercapaciteur a de meilleures performances qu'une source PàC/batterie, car le supercondensateur peut aider plus efficacement la pile à combustible à répondre à la demande de puissance transitoire et fournir des cycles de charge/décharge de courant très rapides en raison de leur faible résistance de série équivalente. Par contre, les charges/décharges à courant élevé des batteries seront également une durée de vie réduite. De plus, une comparaison entre les configurations hybrides de piles à combustible et les technologies du système de stockage d'énergie utilisées dans un véhicule a été faite dans le cadre du travail de [251]. Parmi les configurations disponibles, il a été constaté que la connexion de la pile à combustible et du supercondensateur via des convertisseurs DC/DC fournit la meilleure solution en termes de réduction du stress sur la pile à combustible et d'atteindre une économie d'hydrogène élevée en raison du fonctionnement optimal de la pile à combustible. Cependant, tous ces systèmes hybrides visaient à hybrider une seule pile à combustible, ce qui nécessitait de nombreux auxiliaires pour fonctionner, où l'échec de l'un d'eux entraînera l'échec de l'ensemble du système.

Pour obtenir une efficacité plus élevée, une meilleure modularité, une plus grande fiabilité, plus de redondance et réduire le temps d'activité de la pile à combustible, une configuration de multi-PàCs est suggérée pour fournir la puissance d'un véhicule hybride à PàC.

Peu d'études dans la littérature ont traité de l'hybridation de multi-piles à combustible et ses avantages [252- 253]. En plus de ces avantages d'un système multi-piles, récemment dans [253], une étude a été menée pour évaluer la durée de vie et le coût d'un système multi-piles contenant trois empilement PàC et le comparer à un système ne contenant qu'un seul empilement, les résultats ont montré que le système multi-PàCs améliore la durée de vie de 18,93 % et réduit les coûts d'environ 14 % par rapport à un système à PàC unique de même puissance.

La configuration du système hybride proposé sera expliquée dans le paragraphe suivant

5.2. 1 Structure et dimensionnement du système hybride proposée

Comme mentionné précédemment, un système de PàC a besoin d'un convertisseur DC/DC boost pour adapter la basse tension de sortie de PàC au niveau de tension élevé souhaité, par contre un dispositif de stockage a besoin d'un convertisseur DC/DC bidirectionnel en courant [248], pour permettre à la fois le stockage et la restitution de l'énergie.

La structure du système hybride étudié dans cette étude est illustrée à la Figure.5-1. Les éléments de source du système hybride proposé sont connectés en parallèle et indépendamment au bus continu par leur propre convertisseur DC/DC, cette association présente certains avantages :

- Augmente la fiabilité et la disponibilité du système (cas de défaut sur la source ou sur le convertisseur).
- Contrôle indépendant des courants de chaque source.

Le système hybride étudié se compose de trois PàC et d'un organe de stockage à supercondensateur. Chaque PàC est connecté avec un convertisseur DC/DC boost entrelacé à 4 phases, dont les composants ont été dimensionnés et détaillés dans le chapitre trois et présentées dans le tableau 5-1 ci-dessous. L'organe de stockage à supercondensateur est connecté à un convertisseur DC/DC abaisseur- élévateur (Buck-Boost) entrelacé à 4 phases, qui se compose 8 interrupteurs de puissance, 4 allumés à l'état boost et indiqué par (Sc1, Sc2, Sc3, Sc4), et 4 allumés à l'état de buck et indiqué par (Sc1n, Sc2n, Sc3n, Sc4n), ce convertisseur se compose également 4 inductances . La dimension des composants de ce convertisseur sont déterminées tout d'abord par le calcul de l'organe de stockage.

Un organe de stockage à supercondensateur est dimensionné en fonction de la puissance demandée (P) et de la période (t_d) pendant laquelle il doit fournir cette puissance .

La méthode de dimensionnement consiste à déterminer la tension de la plage de fonctionnement, l'énergie maximale transférée « $E_{\max\text{transf}}$ », le nombre d'éléments à mettre en série « N_S » et en parallèle « N_P » .

Les paramètres suivants sont définis :

N_{ele} : Le nombre total d'éléments du supercondensateur.

V_{elemax} : Tension maximale de l'élément supercondensateur.

$U_{\text{SuperCmax}}$: tension maximale du supercondensateur.

$U_{\text{SuperCmin}}$: tension minimale du supercondensateur.

Généralement, $U_{SuperCmin} = U_{SuperCmax} / 2$ car lorsque le supercondensateur se décharge entre $U_{SuperCmax}$ et $U_{SuperCmax} / 2$, 75% de l'énergie électrique stockée est consommée [254].

L'énergie maximale transférée ($E_{maxtransf}$) est donnée par :

$$E_{maxtransf} = P_{SuperCmax} \cdot t_d = \frac{1}{2} N_{ele} \cdot C_{ele} \left(V_{elemax}^2 - \frac{V_{elemax}^2}{4} \right) \quad (5-1)$$

À l'aide de l'équation (5-1), le nombre d'éléments supercondensateurs nécessaires pour fournir l'énergie requise est exprimé comme suit :

$$N_{ele} = N_S \cdot N_P = \frac{8 E_{maxtransf}}{3 C_{ele} \cdot V_{elemax}^2} \quad (5-2)$$

Pour une cellule supercondensateur montée sur le véhicule électrique, nous avons $C_{ele} = 1500$ F avec $V_{elemax} = 2,55$ V (la tension maximale est fixée à cette valeur pour garantir une meilleure longévité).

Après avoir calculé l'organe de stockage. De ce fait, il est possible de déterminer la valeur maximale du courant supercapacitif iSC et ainsi de dimensionner les composants du convertisseur d'interface (les inductances d'entrée et les interrupteurs de puissance). Le tableau 5.1 résume les paramètres du système.

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
<i>Puissance nominale PàC, $P_{PàC}$</i>	<i>21 KW</i>
<i>Tension nominale PàC, $V_{PàC}$</i>	<i>70 V</i>
<i>Courant nominale, $I_{PàC}$</i>	<i>300 A</i>
<i>Tension de bus continu, V_{dc}</i>	<i>360 V</i>
<i>Fréquence de commutation, F_s</i>	<i>10 KHz</i>
<i>Inductance conv PàC, L</i>	<i>120 μH</i>
<i>Inductance conv SC, L</i>	<i>420 μH</i>
<i>Csc</i>	<i>42 μF</i>
<i>La tension initial SC</i>	<i>150 V</i>
<i>Condensateur, C</i>	<i>514 μF</i>

Tableau 5. 1: Spécifications des systèmes

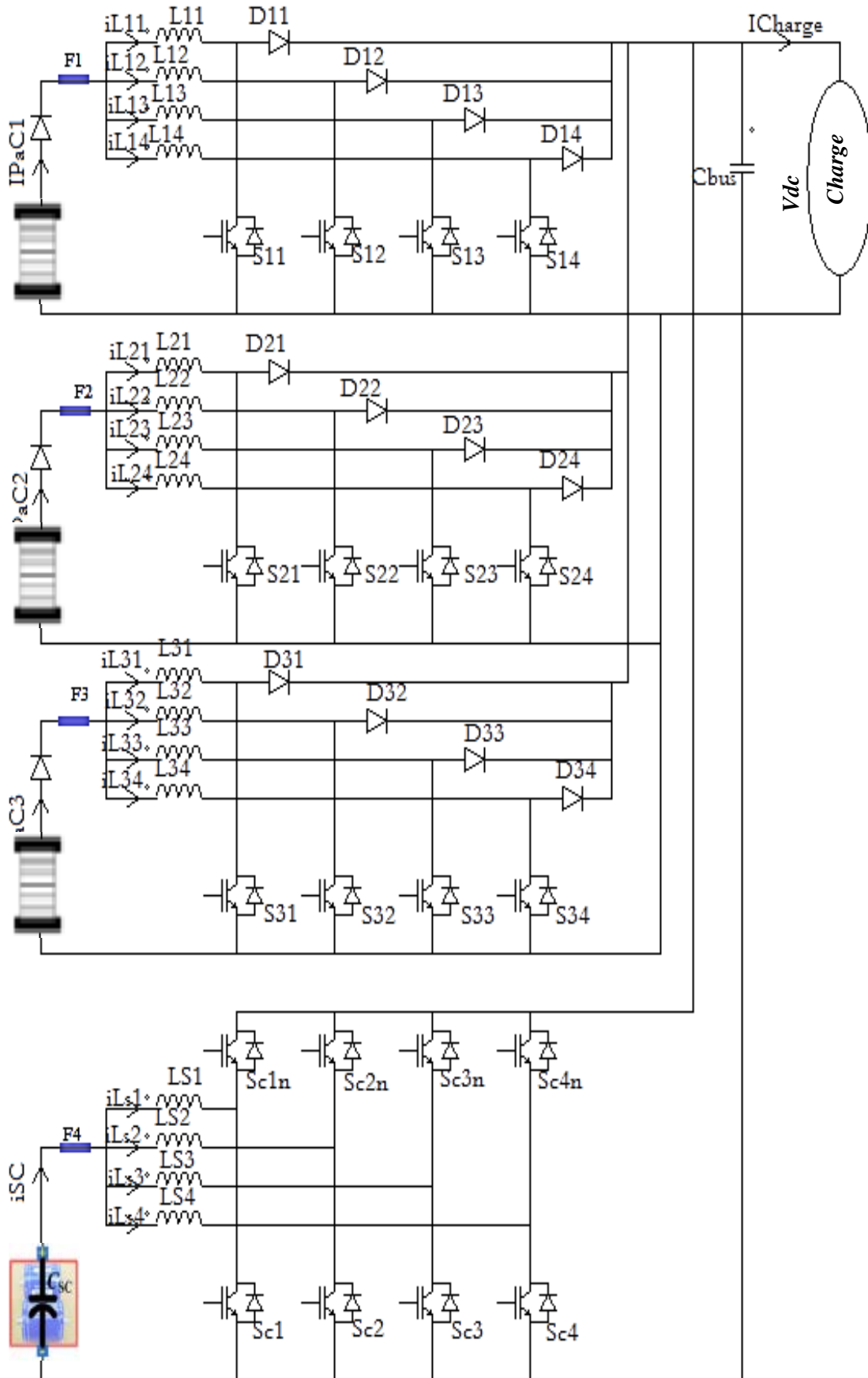


Figure 5- 1 : Structure du système hybride étudié

Dans ce qui suit, nous proposerons une stratégie de contrôle et de gestion de l'énergie tolérante aux défauts (défaut PàC ou convertisseur), mais avant cela, nous discuterons dans le paragraphe suivant les défauts potentielles de piles à combustible et quelques méthodes de détection de ces défauts dans la littérature, surtout les défauts de noyage et de séchage. Après cela, la méthode la plus efficace et simple de détecter ces défauts sera utilisée. De plus, une stratégie de soulagement sera utilisée et intégrée à la méthode de contrôle et de gestion de l'énergie proposée.

5.3 Défaillances des PàCs PEM et techniques de diagnostic

5.3.1 Défaillances de la pile PEM

Pour obtenir ses meilleures performances, la pile à combustible PEM doit fonctionner à un point de fonctionnement très précis mais difficile à maintenir. En raison de phénomènes complexes se produisant au cœur de la pile à combustible PEM, le comportement dynamique n'est pas bien compris ce qui entraîne l'apparition de défauts qu'il faut éviter. Par conséquent, la fiabilité et l'opérabilité de la pile à combustible PEM sont affectées et devraient être renforcées.

Les défauts les plus courants sont le noyage des cellules, le séchage des membranes et l'empoisonnement des zones des catalyseurs.

L'électrolyte d'une pile à combustible PEM est une membrane polymère qui permet la conductivité protonique entre l'anode et la cathode tout en étant isolée électriquement. Les protons ne peuvent traverser la membrane que s'ils sont attachés aux molécules d'eau. Ainsi, il est primordial d'assurer à tout moment une teneur en eau minimale constante dans l'électrolyte.

Pour ce faire, de la vapeur d'eau est généralement ajoutée au flux d'alimentation, ce qui peut être une tâche assez délicate à réaliser correctement, pour les raisons suivantes :

- les capteurs d'humidité relative ne mesurent que la teneur en eau entrée/sortie des gaz, qui ne sont pas directement liées à l'état d'hydratation de l'ensemble membrane-électrode.
- les actionneurs, parmi lesquels on peut citer les roues enthalpiques, les humidificateurs à membrane gaz/gaz ou eau/gaz sont souvent lents et/ou imprécis.

Ces insuffisances techniques peuvent conduire à une injection trop ou trop faible d'eau dans la pile à combustible, ce qui provoque à son tour un noyage ou un dessèchement. Un fonctionnement prolongé dans l'un ou l'autre de ces deux états peut être très nocif, ou même fatal, pour la pile [255].

Le noyage, due à un excès d'eau dans les cellules, inhibe le transport des gaz vers les sites de réaction et réduit la surface des catalyseurs [256]. Au contraire, une situation de séchage entraîne

une augmentation de la résistivité membranaire [153]. Avec le séchage de la membrane, la résistance interne augmente et des dommages irréversibles à la membrane peuvent se produire.

L'empoisonnement est dû à la qualité de l'hydrogène gazeux (H₂) ou de l'air. Si des contaminants sont présents dans le gaz, ils provoquent une dégradation des performances de la pile à combustible. Par exemple, le monoxyde de carbone (CO) se lie fortement au catalyseur au platine et réduit la surface active disponible pour l'adsorption de H₂. L'adsorption du CO est un phénomène réversible mais la plupart des autres contaminants sont irréversiblement adsorbés sur le catalyseur, bloquent les sites de réaction ou traversent la membrane polymère, réduisent l'activité de conduction protonique [257]. D'autres défauts faisable sont ceux qui ne proviennent pas de la PàC mais qui ont un impact sur son fonctionnement. Ils se produisent dans les circuits auxiliaires du système de PàC ou dans le convertisseur statique

Afin d'avoir une continuité de service, notamment pour les applications véhicules, il est crucial que le défaut soit détecté le plus rapidement possible. Parfois, les conditions de fonctionnement, les variations dynamiques de charge, mais aussi d'éventuels auxiliaires défectueux peuvent induire un défaut dans la pile.

5.3. 2. Techniques de diagnostic de dysfonctionnement des piles à combustible

Beaucoup de recherches sont effectuées sur le diagnostic de défaillance de PàC PEM.

Dans [258] Les auteurs proposent une détection de défaillance grâce à un modèle de diagnostic flou. Il est conçu pour détecter la préférence deux types de défauts: l'accumulation d'azote et / ou d'eau dans l'anode et un séchage important. Ainsi, le modèle n'a besoin que de la tension et du courant comme des entrées afin de détecter une défaillance.

Dans [259] présente une autre détection de défaut basée sur le modèle. La détection est basée sur le calcul des résidus acquis en comparant les entrées et sorties mesurées avec les relations analytiques, qui sont obtenues par modélisation du système.

Dans [260] Une autre approche consiste à créer une base de données d'enregistrements de défaillance, comme un travail préliminaire. Les variables caractéristiques sont ensuite analysées à l'aide d'un réseau bayésien pour le diagnostic de défaut.

Dans [261] Le courant de charge instantané, les pressions de la température et de la source de carburant / gaz de la pile à combustible sont mesurées et constituent les entrées d'un modèle dynamique. Dans ce travail, les auteurs utilisent l'analyse statistique hotelling T² pour détecter une faute. D'autres techniques existent pour la détection et l'identification des défauts comme le diagnostic d'humidification en ligne via le convertisseur de puissance DC-DC en calculant la

résistance interne à partir du courant haute fréquence et des ondulations de tension sur la pile à combustible [262].

Dans [263] La détection des défauts de noyage ou de séchage est proposée, grâce à la mesure de la Spectroscopie d'Impédance Electrochimique (SIE). L'auteur montre que le séchage modifie l'impédance de la pile à combustible sur une grande plage de fréquences, tandis qu'un noyage modifie l'impédance des piles à combustible uniquement dans la bande passante à basse fréquence. Ensuite, mesurer une bande élevée et une bande basse fréquence permet une détection de ces deux défauts. Grâce à deux modèles équivalents de l'impédance des piles à combustible, la SIE s'est également déjà avérée être un outil puissant pour étudier l'empoisonnement de l'anode des piles à combustible par le CO [264], ou pour mieux comprendre l'épaisseur de la membrane ou l'influence de la chargement de Nafion sur les performances de la pile à combustible [265].

Dans [266] les auteurs proposent une détection des défauts de noyage, de séchage et d'empoisonnement du catalyseur. Le premier modèle décrit le comportement du PàC PEM pendant son fonctionnement normal et lors d'un noyage. Le deuxième modèle décrit les deux autres défauts. Dans [267], les auteurs utilisent la chute de pression dans la PàC pour détecter les défauts de noyage.

La plupart de ces techniques, citées ci-dessus, ont été plutôt testées sur des PàCs de faible puissance en environnement de laboratoire. Il est à noter que certaines techniques font intervenir des dispositifs coûteux et parfois volumineux pour effectuer l'identification, et pour le SIE en particulier la stabilisation autour d'un point de travail est nécessaire et n'existe pas en fonctionnement réel. Par conséquent, la recherche reste à trouver des méthodes de détecter et d'identifier les défauts qui incluent des techniques de surveillance en ligne simples et non intrusives.

La mesure de tension est l'une des méthodes les plus simples et les plus intéressantes car elle semble être la seule variable permettant une mesure au niveau de la cellule.

Dans [258], le diagnostic dépend uniquement du traitement des données courant/tension en régime établi. Cela s'avère efficace en ce qui concerne la détection des défauts, mais conduit à une indétermination en ce qui concerne l'isolement des défauts car le noyage et l'assèchement provoquent tous deux une chute de tension, comme le montre la figure 5-2

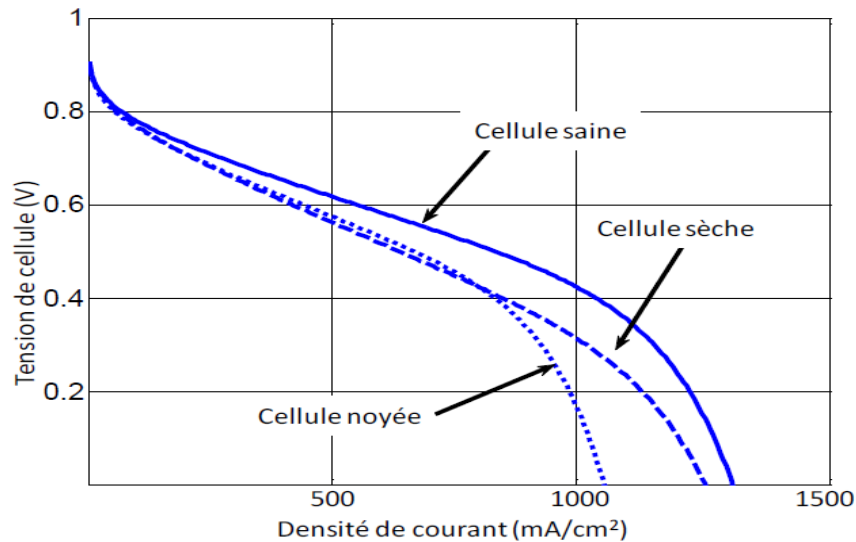


Figure 5-2 : Courbes de polarisation d'une cellule PàC suivant l'état de santé.

Les auteurs de [262] proposent une détection des défauts de noyage avec surveillance des cellules. Dans une faible densité de courant, une pointe de courant d'au moins $0,5 \text{ A/cm}^2$ est effectuée ; ensuite, si les tensions mesurées de la cellule diffèrent de la tension médiane de la cellule, un noyage de l'anode est suspecté. La surveillance de la tension est proposée par [269]. La surveillance de la tension des cellules est une détection de défaut appropriée, mais n'est pas assez précise pour identifier clairement le défaut.

Enfin, dans [270], la détection de défauts basée sur la tension est présentée. Grâce à trois mesures localisées dans PàC (en entrée, au centre et en sortie), le noyage et le séchage n'affectent pas l'ensemble de la pile. Dans PàC, les cellules les plus froides aux extrémités de la PàC s'inondent en premier [271], alors que les cellules les plus chaudes près du milieu de la PàC sèchent en premier [272]. Par conséquent, pendant le fonctionnement, le séchage et le noyage des cellules peuvent être détectés et surveillés grâce à la tension des groupes de cellules à l'entrée, au centre et à la sortie de la pile avec l'utilisation la méthode de mesure différentielle. Dans ce cas, un nombre réduit de capteurs de tension et non intrusifs sont utilisés.

Dans la suite de ce travail, cette dernière méthode sera utilisée pour simuler le défaut de noyage ou de séchage et inclure deux cas de soulagement les PàCs dans la stratégie de contrôle et de gestion de l'énergie proposée dans ce travail.

5.3.3. Méthode de détection et la stratégie du soulagement

5.3.3.1 Méthode de détection

Pour appliquer cette méthode de détection mentionnée ci-dessus, le modèle d'empilement PàC est modifié, où l'empilement est divisé en cinq parties, chaque partie étant constituée d'un modèle électrique contenant 22 cellules de pile à combustible, c'est comme le montre la figure 5-3. La différence de tension entre les extrémités et le milieu de la PàC est surveillée en permanence, la détermination de tension différentielle est la suivante :

$$V_{diff-entrée} = V_{entrée} - V_{centre} \quad (5-3)$$

$$V_{diff-sortie} = V_{sortie} - V_{centre} \quad (5-4)$$

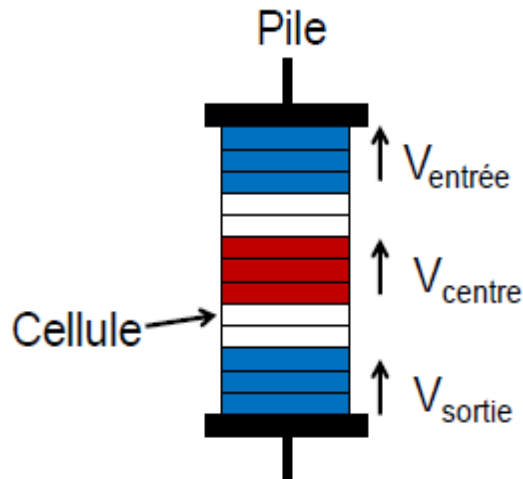


Figure 5-3: . Principe de surveillance des cellules

Pour cette raison, la PàC s'assèche si la tension centrale (V_{centre}) diminue, les mesures différentielle deviennent positives. En revanche, le noyage se produit lorsque la tension d'entrée ou de sortie ($V_{entrée}$ ou V_{sortie}) diminue, ce qui rend la mesure différentielle correspondante négative.

Afin d'éviter une fausse détection de noyage ou de séchage, chaque mesure différentielle est limitée entre deux seuils, l'un positif pour la détection de séchage et l'autre négatif pour la détection de noyage.

Une fois les défauts détectés, les signaux de détection de défauts sont envoyés à la stratégie de contrôle et de gestion de l'énergie proposée pour d'activer la stratégie de soulagement.

5.3.3.1 Stratégie du soulagement

Comme indiqué ci-dessus, Une gestion mauvaise de l'eau dans la PàC peut entraîner des défaillances. Il est possible de remédier à ces défaillances en effectuant à une action sur la PàC. Les auteurs déclarent dans [273] que l'augmentation du débit d'air est la meilleure technique pour éliminer l'eau du PàC. Cependant, la variabilité du débit présente quelques inconvénients :

- La consommation d'énergie du compresseur augmente, car elle représente plus de 30 % de la puissance totale fournie par la PàC. En conséquence, l'augmentation de celle-ci diminuera les performances de la PàC.
- Une différence de pression trop importante entre la cathode et l'anode peut endommager la membrane.

C'est pourquoi, on a utilisé une action électrique sur la PàC, plutôt que d'agir sur les gaz

L'idée est que le courant requis par la PàC est abaissé pour un débit d'air constant. On est alors dans la même situation qu'avec une augmentation du débit d'air, mais sans augmentation de la charge du compresseur ni différence de pression entre l'anode et la cathode [153].

Dans ce travail, lorsque des défauts sont détectés, deux actions de soulagement peuvent être effectués :

- La première action consiste à réduire le courant débité par la PàC défaillante, car la réduction de courant est diminuée la production d'eau. Ainsi, La PàC peut se remettre d'un noyage comme abordé dans [274] [153]. Cette action permet de maintenir le fonctionnement de la PàC et diminue la puissance requise due à l'action de soulagement. En revanche, les auteurs recommandent que lors de l'assèchement, le courant soit augmenté pour augmenter la production d'eau.
- La deuxième action consiste à isoler la PàC, ceci est fait en arrêtant le contrôle des interrupteurs de puissance du convertisseur associé à cette PàC, où cette action permet la purge de l'empilement (noyage) ou la réhydratation de la membrane (séchage) [153]

La stratégie de contrôle et de gestion de l'énergie développée dans la présente étude, qui est détaillée dans le paragraphe suivant, détermine la priorité pour activer ces actions correctives conformément à la puissance demandée afin d'accroître la durabilité des piles à combustible et la fiabilité du système énergétique hybride décrit à la figure 5-1 ci-dessus.

5.4 Stratégie de gestion de l'énergie :

Pour atteindre l'équilibre de puissance entre la puissance de charge et les sources d'énergie dans les véhicules électriques à PàC, la stratégie de gestion de l'énergie joue un rôle important dans le système hybride.

Diverses stratégies de gestion de l'énergie ont été mises de l'avant pour résoudre les problèmes de gestion de l'énergie dans une source d'énergie hybride composée d'une seule pile à combustible pour les applications des véhicules. Par exemple, dans [241], Une stratégie de gestion de l'énergie d'une source hybride PàC/supercondensateur utilisant la prévision de la demande énergétique future à court terme a été développée et testée par simulation et expérimentation. Une stratégie de gestion basée sur la transformation des ondes et le contrôle logique flou est présentée dans [275].

Dans [276], une stratégie de gestion basée sur une carte d'efficacité d'une source hybride à PàC/SC pour les applications des véhicules a été étudiée.

Dans [277], une gestion de la puissance et contrôle non linéaire d'une source hybride PàC /SC avec algorithme de condition de fonctionnement a été proposée.

Dans [278], une stratégie de contrôle du suivi de la charge pour un système de propulsion électrique de petite taille a été utilisée afin de réguler les flux d'énergie entre la PàC, le système de stockage d'énergie et les charges de propulsion.

Dans [279], une stratégie de contrôle basé sur le contrôle adaptatif avec une estimation machine d'état d'une source hybride de PàC/batterie a été étudié. Une stratégie de control basée sur la notion de platitude est présentée dans [280] .

Dans [281], la répartition de la demande de courant entre la PàC et l'organe de stockage à supercondensateur a été formulée dans un cadre de contrôle prédictif modèle. Une stratégie de contrôle basée sur la réduction des changements transitoires de la charge de la PàC a été développée et expérimentée dans [282]. Il a été démontré que le système développé évite la privation de carburant de la pile à combustible tout en utilisant le supercondensateur pour faire face aux changements de puissance transitoires.

Dans [283], ont proposé une stratégie de gestion de l'énergie hybride fondée sur le contrôle. Le concept de contrôle hybride associant des techniques de contrôle constantes et variables a été étudié sur différentes topologies de systèmes basés sur les piles à combustible.

Dans [284], un système de contrôle a été développé pour réguler la tension du bus continu et le suivi du courant de référence du supercondensateur et la stabilité asymptotique du système en

boucle fermée. Dans [285], un modèle de programmation dynamique unifié et son cadre de solution pour les véhicules électriques à PàC ont été proposés.

Par contre et à notre connaissance, peu d'articles portent sur la stratégie de gestion de l'énergie d'un système hybride constitué de multi-piles à combustible. En 2010, les résultats de la première expérience d'utilisation de la configuration multi-PàCs dans un véhicule lourd (application de transport) ont été présentés dans [172]. Par la suite, trois stratégies de gestion de l'énergie différentes, y compris l'équi-distribution, la chaîne de daisy et l'algorithme d'efficacité optimale ont été conçues dans [286] pour montrer la supériorité de la configuration multi-PàCs sur la configuration de pile à combustible unique. Toutefois, ils n'ont pas tenu compte du problème de durabilité des piles à combustible en configuration de multi-PàCs causé par la fluctuation de la puissance pendant le cycle de conduite. Dans [287], une stratégie de gestion de l'énergie pour un véhicule hybride à multi-PàCs/ BAT a été conçue pour réduire le taux de dégradation des piles à combustible et de la batterie en se fondant sur une certaine expérience, comme la limitation de la profondeur de décharge de la batterie et la réduction de la consommation de carburant en fonctionnant principalement sous le rendement maximal.

Il semble que la plupart des stratégies de contrôle existantes examinées ci-dessus soient raisonnablement réalisables pour les véhicules électriques à PàC afin d'atteindre une économie élevée d'hydrogène ou la régulation de la tension de bus continue. Cependant, en plus de l'économie d'hydrogène et la régulation de la tension de bus continue, la durabilité PàC et la fiabilité des composants est un autre enjeu majeur qui doit être pris en compte simultanément dans la mise en œuvre pratique des véhicules électriques à PàC. Pour les piles à combustible PEM, leur durabilité peut être considérablement réduite pour une condition de charge dynamique, comparativement à une opération à charge constante.

De plus, les fluctuations des exigences de charge des piles à combustible PEM peuvent causer une série de problèmes graves, comme une panne d'alimentation en carburant, un noyage, une déshydratation de la membrane et un déséquilibre de pression à travers l'électrolyte de la membrane, ce qui réduira considérablement la durabilité des PàC. Ainsi, les piles à combustible conventionnelles sont excessivement conçues, pour accroître la durabilité, ce qui entraîne une hausse du coût des piles à combustible.

Par conséquent, il est essentiel si la stratégie de contrôle pour la gestion de l'énergie des véhicules électriques à pile à combustible pourrait être optimisée non seulement pour l'économie de combustible ou la régulation de la tension de bus continue, mais aussi pour la durabilité des piles à combustible simultanément pour toute demande de puissance en temps réel variable

de temps des cycles de conduite, de sorte que la performance, la durabilité et le coût des piles à combustible peuvent être équilibrés pour les applications pratiques des véhicules électriques à PàC.

La durabilité des PàCs est limitée par la dégradation de divers composants des piles à combustible, principalement des catalyseurs [288]. La dégradation des composants se produit en raison de la durée de fonctionnement et s'aggrave considérablement pendant le fonctionnement dynamique transitoire [289]. L'approche conventionnelle a été axée sur le développement de matériaux plus durables, en particulier de catalyseurs plus actifs et plus durables [290], mais de tels catalyseurs doivent encore être développés. Par conséquent, l'optimisation et l'intégration au niveau du système ont été envisagées pour des applications pratiques [291]. La présente étude considère à la fois la conception au niveau du système et l'optimisation du contrôle comme une approche unique pour aborder simultanément la durabilité des piles à combustible et la régulation de la tension de bus continue, ainsi que l'amélioration de la fiabilité des véhicules électriques à pile à combustible.

Dans ce qui suit, une stratégie de contrôle tolérant aux défauts (défaut PàC ou convertisseur) basée sur le concept de platitude a été développée pour la gestion de l'énergie du système hybride illustré à la figure 5-1 ci-dessus. Où cette stratégie vise à répartir l'énergie globale du système dans les sources de manière à ce que chaque source soit utilisée de manière optimale, ainsi que de renforcer la fiabilité du système et de ses composants et d'atteindre la meilleure durabilité possible des piles à combustible.

Parmi les tâches de la stratégie de gestion de l'énergie proposée dans ce travail pour atteindre ces objectifs, notamment en termes de fiabilité et de durabilité, sont :

- Prioriser l'approvisionnement en énergie par les piles à combustible et les convertisseurs sains.
- Privilégier l'isolement des piles à combustible défectueuses avant les convertisseurs.

Comme indiqué ci-dessus et recommandé dans [280], il faut faire fonctionner une pile à combustible avec une dynamique lente afin de prévenir le phénomène d'épuisement de carburant et d'améliorer ainsi sa durée de vie. La dynamique lente d'une pile à combustible peut être compensée par une dynamique plus rapide des organes de stockage.

La stratégie de gestion de l'énergie basée sur la classification dynamique vise à répartir la mission énergétique globale du système dans les sources de manière à ce que chaque source soit utilisée de manière optimale. Selon les deux points mentionnés ci-dessus, un empilement à PàC est contrôlé comme source d'énergie dynamique inférieure.

Un supercondensateur est une source d'énergie dynamique supérieure, qui fournit les micro-cycles et la puissance dynamique rapide .

Dans ce type de système, comme le montre la Figure 5-1, il y a des variables à deux tensions ou à deux énergies à réguler :

- Premièrement, la tension du bus continu V_{Bus} est la variable la plus importante.
- Deuxièmement, la tension du supercondensateur V_{SC} doit être régulée.

Par conséquent, le principe de base de la gestion de l'énergie hybride proposée consiste à utiliser les supercondensateurs (la source d'énergie la plus rapide) pour fournir l'énergie nécessaire à la régulation de la tension du bus continu. (ou la régulation de l'énergie du bus continu). Ensuite, les piles à combustible, bien que évidemment la principale source d'énergie du système, fonctionne comme le générateur (avec des limitations dynamiques) qui fournit de l'énergie à la fois pour le condensateur de bus continu C_{Bus} et les supercondensateurs C_{SC} pour les maintenir chargés.

Comme il a été mentionné précédemment, le système hybride proposé comporte deux types de sources d'énergie : l'organe de stockage à supercondensateur et un système de PàC composé de trois piles à combustible PEM distinctes.

5.4.1 Principe de la théorie platitude différentielle

La théorie de la platitude différentielle (contrôle non linéaire) a été introduite pour la première fois par Michel Fliess [292]. Cela a permis une représentation alternative du système où la planification de la trajectoire et la conception du contrôleur non linéaire sont claires. Les avantages de l'approche de platitude différentielle est qu'elle ne nécessite l'intégration d'aucune équation différentielle pour prédire les trajectoires du système à partir des trajectoires d'une sortie plate et de ses dérivées.

Ces dernières années ont vu l'application généralisée de ces idées aux systèmes non linéaires dans de nombreux domaines de l'ingénierie, y compris, mais sans s'y limiter [280]:

- Contrôle de la pression cathodique et du taux d'excès d'oxygène d'un système de pile à combustible PEM.
- Contrôle de la direction du véhicule.
- Contrôle de direction d'un système quantique à deux niveaux.
- Contrôle la tension continue d'un convertisseur.
- Commande d'un robot spatial avec deux roues d'inertie à la base et des axes articulés arbitrairement orientés.

Un système d'équations différentielles ordinaires (5-5) est dit différentiellement plat s'il existe des variables (notées par des sorties plates, y) telles que :

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (5-5)$$

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T ; x \in R^n \quad (5-6)$$

$$u = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T ; x \in R^m \quad (5-7)$$

$$y = [y_1, y_2, \dots, y_m]^T ; x \in R^m \quad (5-8)$$

Où x est le vecteur des variables d'état, u est le vecteur des variables d'entrée (de contrôle) et $(n, m) \in \mathbb{N}$.

Si le système est plat, nous pouvons trouver des sorties y de la forme:

$$y = \phi(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(\alpha)}) \quad (5-9)$$

Où α est un nombre fini de dérivées.

Tous les états et les entrées peuvent être exprimés en termes de sortie plat et leur dérivées par des équations du type :

$$x = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(s)}) \quad (5-10)$$

$$u = \nu(y, \dot{y}, \dots, y^{(s+1)}) \quad (5-11)$$

Où s est un nombre fini de dérivées.

Si l'on peut prouver que les variables de sortie d'intérêt (y) sont des sorties plates, la conception du contrôle de référence y_{ref} devient simple. La dynamique des erreurs linéaire résultantes peut être spécifiée (loi de contrôle) [293]

$$(y_i^{(s+1)} - y_{i,ref}^{(s+1)}) + K_s(y_i^{(s)} - y_{i,ref}^{(s)}) + \dots + K_0(y_i - y_{i,ref}) = 0 \quad (5-12)$$

Où K_s, \dots, K_0 sont l'ensemble des paramètres du contrôleur. Alors, il n'y a pas d'équation différentielle de la forme :

$$\xi(y, \dot{y}, y^{(s+1)}) = 0 \quad (5-13)$$

Comme le montre la figure 5-4, les systèmes plats non linéaires sont équivalents aux systèmes contrôlables linéaires. Afin d'acquérir les profils de tous les états du système et leurs entrées associées, il est possible d'utiliser les sorties plates y et leurs dérivées comme représentation alternative de la dynamique du système, si les profils de sortie plats sont connus en fonction du temps. Cet attribut est employé dans le calcul des trajectoires de sortie plates, qui sont ensuite mappées aux entrées u . Clairement, un avantage de cette approche est que les trajectoires du système, i.e. (x, u) , sont estimées de manière directe par les trajectoires de y et de leurs dérivés sans intégrer d'équations différentielles [280].

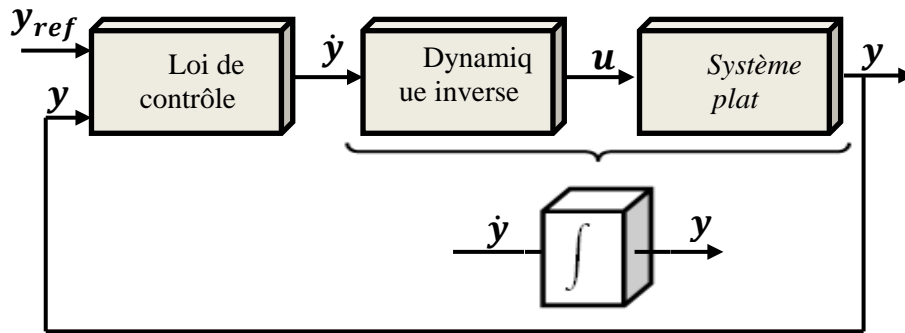


Figure 5-4 : Concept de système de contrôle basé sur le principe de platitude

5.4.2 Loi de contrôle :

On suppose que les courants de la pile à combustible et du supercondensateur suivent parfaitement leurs valeurs de référence. Ainsi,

$$i_{PàC} = i_{PàC_{ref}} = \frac{P_{PàC}}{V_{PàC}} = \frac{P_{PàC_{ref}}}{V_{PàC}} \quad (5-14)$$

$$i_{SC} = i_{SC_{ref}} = \frac{P_{SC}}{V_{SC}} = \frac{P_{SC_{ref}}}{V_{SC}} \quad (5-15)$$

En ce qui concerne les valeurs des inductances et des condensateurs et les courants et tensions correspondants, les énergies stockées dans les inducteurs sont beaucoup moins que dans les condensateurs. Par conséquent, seules les énergies électrostatiques sont stockées dans C_{SC} et C_{Bus} , où l'énergie capacitive du bus continu (y_{Bus}) et l'énergie supercapacitive (y_{SC}) peuvent être écrites comme :

$$y_{Bus} = \frac{1}{2} C_{Bus} V_{Bus}^2 \quad (5-16)$$

$$y_{SC} = \frac{1}{2} C_{SC} V_{SC}^2 \quad (5-17)$$

L'énergie électrostatique totale (y_T) stockée dans le condensateur du bus continu (C_{Bus}) et le supercondensateur (C_{SC}) peut également être écrite comme suit :

$$y_T = \frac{1}{2} C_{Bus} V_{Bus}^2 + \frac{1}{2} C_{SC} V_{SC}^2 \quad (5-18)$$

L'énergie électrostatique (y_{Bus}) stockée dans le condensateur du bus continu est donnée en fonction de $P_{PàCs}$, P_{SCs} et P_{Charge} par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{y}_{Bus} = P_{G_{PàCs}} + P_{SCs} + P_{Charge} ; \quad (5-19)$$

Où P_{SCs} est la puissances de sortie de convertisseurs SC, et $P_{G_{PàCs}}$ sont les puissances globale de sortie des convertisseurs de chaque PàC est peut également être écrite comme suit :

$$P_{G_{PàCs}} = \sum_{i=1}^n P_{PàCs_i} ; \quad (n : \text{nombre des PàC}) \quad (5-20)$$

Les puissances $P_{PàCs_i}$, P_{SCs} et P_{Charge} sont données par les expressions suivantes :

$$P_{PàCs_i} = P_{PàC_i} - r_{PàC_i} \left(\frac{P_{PàC_i}}{V_{PàC_i}} \right)^2 \quad (5-21)$$

$$P_{SCs} = P_{SC} - r_{SC} \left(\frac{P_{SC}}{V_{SC}} \right)^2 \quad (5-22)$$

$$P_{Charge} = V_{Bus} \cdot i_{Charge} \quad (5-23)$$

Comme indiqué ci-dessus, Pour évaluer la platitude de notre système hybride, nous devons nous assurer que toutes les variables d'état et les variables de contrôle du système peuvent être exprimées en termes de sortie plate et d'un nombre fini de dérivées de cette sortie. l'énergie électrostatique y_{Bus} et y_T stockées dans bus continu sont supposées être les composants de sortie plats. Ainsi, on définit le sortie plate du système $y = [y_{Bus}, y_T]^T$, une variable de contrôle du système $u = [P_{scref}, P_{PàCref}]^T$, et la variable d'état du système $x = [V_{Bus}, V_{sc}]^T$.

A partir de (5-16) et (5-18), les variables d'état (x) peuvent s'écrire comme suit :

$$x_1 = V_{Bus} = \sqrt{\frac{2y_{Bus}}{C_{Bus}}} = \varphi_1(y_{Bus}) \quad (5-24)$$

$$x_2 = V_{SC} = \sqrt{\frac{2(y_T - y_{Bus})}{C_{SC}}} = \varphi_2(y_T, y_{Bus}) \quad (5-25)$$

En remplaçant les tensions V_{Bus} par son expression donnée en (5-24), la puissance de charge P_{Charge} s'écrivent :

$$P_{Charge} = V_{Bus} \cdot i_{Charge} = \sqrt{\frac{2y_{Bus}}{C_{Bus}}} \cdot i_{Charge} \quad (5-26)$$

A partir de (5-19), les variables de contrôle (u_1 et u_2) peuvent être écrites par:

$$\begin{cases} u_1 = 2P_{SCmax} \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\dot{y}_{Bus} + P_{Charge} - P_{PàCs}}{P_{PàCmax}} \right)} \right) \\ u_2 = 2PG_{PàCmax} \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\dot{y}_T + P_{Charge}}{PG_{PàCmax}} \right)} \right) \end{cases} \quad (5-27)$$

Où $PG_{PàCmax}$ et P_{SCmax} sont les puissances maximales limitées du PàC et du SC. Ils sont donnés par:

$$\begin{cases} P_{SCmax} = \frac{V_{SC}^2}{4r_{SC}} \\ PG_{PàCmax} = \sum_{i=1}^n P_{PàCi_{max}} = \sum_{i=1}^n \frac{V_{PàCi}^2}{4r_{PàCi}} \end{cases} \quad (5-28)$$

Ensuite, après avoir substitué la puissance de la charge P_{Charge} par son expression donnée en (5-26), les variables de contrôle u_1 et u_2 peuvent être exprimées en termes de sorties plates (y_{Bus} et y_T), et leurs dérivées de temps comme :

$$u_1 = 2P_{SCmax} \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\dot{y}_{Bus} + \sqrt{(2y_{Bus}/C_{Bus})} i_{Charge} - PG_{PàCs}}{P_{SCmax}} \right)} \right) = \psi_1(y_{Bus}, \dot{y}_{Bus}) \quad (5-29)$$

$$u_2 = 2PG_{PàCmax} \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\dot{y}_T + \sqrt{(2y_{Bus}/C_{Bus})} i_{Charge}}{PG_{PàCmax}} \right)} \right) = \psi_2(y_{Bus}, \dot{y}_T) \quad (5-30)$$

Enfin, il apparaît que $x_1 = \varphi_1(y_{Bus})$, $x_2 = \varphi_2(y_T, y_{Bus})$, $u_1 = \psi_1(y_{Bus}, \dot{y}_{Bus})$ et $u_2 = \psi_2(y_{Bus}, \dot{y}_T)$ correspondent à (5-10) et (5-11). Par conséquent, le modèle mathématique du système hybride peut être considéré comme un système plat.

5.4.2.1 Asservissement de la sortie plate à sa référence

➤ Régulation de l'énergie du bus continu :

Pour la régulation de l'énergie du bus continu, une trajectoire de référence souhaitée pour l'énergie du bus continu est représentée par $y_{Bus_{ref}}$, et donnée par l'expression suivante:

$$y_{Bus_{ref}} = \frac{1}{2} C_{Bus} V_{Bus_{ref}}^2 \quad (5-31)$$

Pour asservir la sortie plate y_{Bus} à sa référence $y_{Bus_{ref}}$, on utilise la loi comportementale suivante [5-66] :

$$\left(\dot{y}_{Bus} - \dot{y}_{Bus_{ref}} \right) + K_{11} \left(y_{Bus} - y_{Bus_{ref}} \right) + K_{12} \int_0^t \left(y_{Bus} - y_{Bus_{ref}} \right) dt = 0 \quad (5-32)$$

Où l'ensemble des paramètres du contrôleur K_{11} et K_{12} sont choisis de telle sorte que les pôles du polynôme caractéristique en boucle fermée, dans les variables complexes sont les racines de l'équation suivante :

$$P(s) = S^2 + K_{11}S + K_{12} \quad (5-33)$$

où $P(s)$ est un polynôme de Hurwitz. De toute évidence, l'erreur de suivi e_1 entre y_{bus} et y_{busref} ($e_1 = y_{bus} - y_{busref}$), satisfait :

$$\ddot{e}_1 + K_{11}\dot{e}_1 + K_{12}e_1 = 0 \quad (5-34)$$

Le choix optimal des paramètres du contrôleur de conception est obtenu en faisant correspondre le polynôme caractéristique $P(s)$, à un polynôme caractéristique souhaité, avec des emplacements de racine pré-spécifiés. Il peut être défini comme un polynôme caractéristique souhaité :

$$\begin{cases} P(s) = S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2 \\ K_{11} = 2\zeta\omega_n \\ K_{12} = \omega_n^2 \end{cases} \quad (5-35)$$

Où ζ et ω_n sont respectivement le rapport d'amortissement dominant souhaité et la pulsation naturelle désirés.

La substitution de l'expression de \dot{y}_{Bus} dans (5-29) donne l'équation de P_{SCref} en boucle fermé

$$u_1 = P_{SCref} = 2P_{SCmax} \left(\mathbf{1} - \sqrt{\mathbf{1} - \left(\frac{(\dot{y}_{Bus_{ref}} - K_{11}e_1 - K_{12} \int_0^t e_2 dt) + P_{Ch} - P_{GpàCs}}{P_{SCmax}} \right)^2} \right) \quad (5-36)$$

Les paramètres du contrôleur k_{11} , k_{12} sont tous deux positifs. Ainsi, toutes les racines du système ont des parties réelles négatives, qui garantissant la stabilité du système.

La loi de contrôle de la boucle d'énergie du bus continu détaillée précédemment est représentée sur la figure 5-5 .

La loi de contrôle de l'énergie du bus continu génère la puissance de référence du supercondensateur P_{SCref} . Cette puissance est ensuite divisé par la tension mesurée du supercondensateur V_{SC} , Cela donne le courant de référence i_{SCref} du supercondensateur.

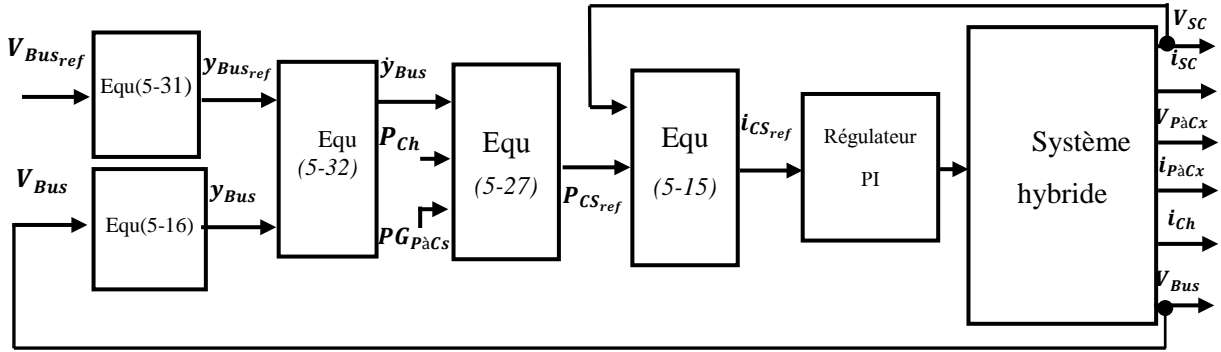


Figure 5-5: Loi de commande de la régulation énergétique du bus continu .

➤ Régulation de l'énergie totale :

Pour la régulation de l'énergie totale, la trajectoire de référence souhaitée pour l'énergie totale est représentée par y_{Tref} , et donnée par l'expression suivante:

$$y_{Tref} = y_{SCref} + y_{Busref} \tag{5-37}$$

$$\text{Où } y_{SCref} = \frac{1}{2} C_{SC} V_{SCref}^2 \tag{5-38}$$

Étant donné que le stockage d'énergie du supercondensateur a une capacité énorme et que l'énergie du supercondensateur est définie comme une variable dynamique plus lente que la variable d'énergie du bus continu, la loi de contrôle de l'énergie totale est définie comme suit :

$$\left(\dot{y}_T - \dot{y}_{Tref} \right) + K_{21} \left(y_T - y_{Tref} \right) = 0 \tag{5-39}$$

La substitution de l'expression de \dot{y}_T dans (5-27) donne l'équation de $PG_{PàCref}$ en boucle fermée

$$u_2 = PG_{PàCref} = 2PG_{PàCmax} \left(\mathbf{1} - \sqrt{\mathbf{1} - \left(\frac{(\dot{y}_{Tref} - K_{21}e_2 + P_{Ch})}{PG_{PàCmax}} \right)^2} \right) \tag{5-40}$$

Où e_2 est l'erreur de suivi entre y_T et y_{Tref} ($e_2 = y_T - y_{Tref}$).

La figure 5-6 représente la boucle de régulation de l'énergie totale. La loi de contrôle de l'énergie totale génère la puissance globale de référence des piles à combustible PGPàCref (ici, trois PàCs). Ensuite, pour déterminer la première puissance de référence du pile à combustible 1 (PPàC1ref), la puissance globale de référence des piles à combustible est doit être limitée en niveau dans un intervalle maximum PPàC1max (correspondant à une puissance nominale de la PàC1) et minimum PPàC1min (réglé à 0W), de la même manière, la puissance de référence de la PàC2 (PPàC2ref) est obtenue, mais après avoir soustrait PPàC1ref à partir de PGPàCref. De même, la puissance de référence de la PàC3 est obtenue, comme illustré à la figure 5-6 ci-dessous. En plus et comme mentionné ci-dessus, la pile à combustible doit fonctionner avec une dynamique lente pour éviter l'épuisement du carburant et ainsi améliorer sa durée de vie. pour cela, un retard de second ordre DPàC(s) est sélectionné ici comme limite dynamique de puissance des piles à combustible.

$$D_{PàC}(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_{n1}}\right)^2 + \frac{2\zeta_1 s}{\omega_{n1}} + 1} \tag{5-41}$$

Où ω_{n1} et ζ_1 sont les paramètres de régulation.

Le courant de référence $I_{PàCxref}$ de chaque PàC est obtenu par l'expression suivante:

$$I_{PàCxref} = \frac{P_{PàCxref}}{V_{PàCx}} \tag{5-42}$$

Où $V_{PàCx}$ représente la tension mesurée de chaque PàC ($x = 1,2,3$)

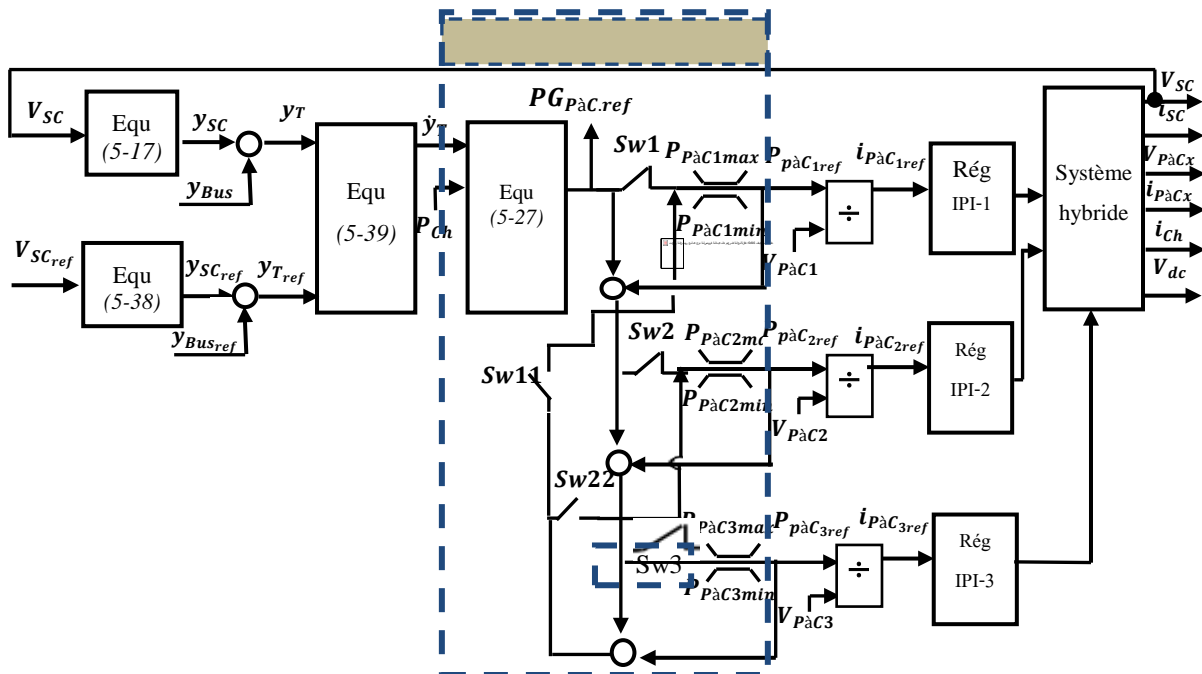


Figure 5-6: Loi de commande de la régulation de l'énergie totale

Des interrupteurs commandés ont également été utilisés pour la gestion de mode dégradée (lorsqu'une pile à combustible ou un convertisseur d'interface a été défectueux),

La gestion de la mode dégradée et la commande de ces interrupteurs sera détaillée après la présentation et l'analyse des résultats de la simulation de la gestion de l'énergie dans le cas de fonctionnement en mode sain du système hybride proposé dans le paragraphe suivant. Il convient également de noter que ces interrupteurs restent dans la même position initiale que celle illustrée à la figure 5-6 ci-dessus pendant le fonctionnement en mode sain.

5.4.2.2 Résultats et discussion

➤ Mode sain

Pour vérifier la performance de la stratégie de contrôle proposée de la source hybride, l'ensemble du système hybride et leur contrôle ont été implémentés dans l'environnement Matlab / Simulink. Afin d'obtenir des résultats plus proches des résultats expérimentaux, les circuits de puissance des convertisseurs ont été implémentés par les composants électroniques disponibles dans l'environnement Matlab/Simulink et avec l'inclusion des caractéristiques électronique de fabrication de chaque composant .

Pour étudier le comportement du système dans différents modes de fonctionnement, une variation de la charge est imposée au système avec le cycle de puissance de charge illustré à la Figure. 5- 7, Où les convertisseurs connectés à la charge sont contrôlés de telle sorte que la tension de sortie du système V bus est de 360 V.

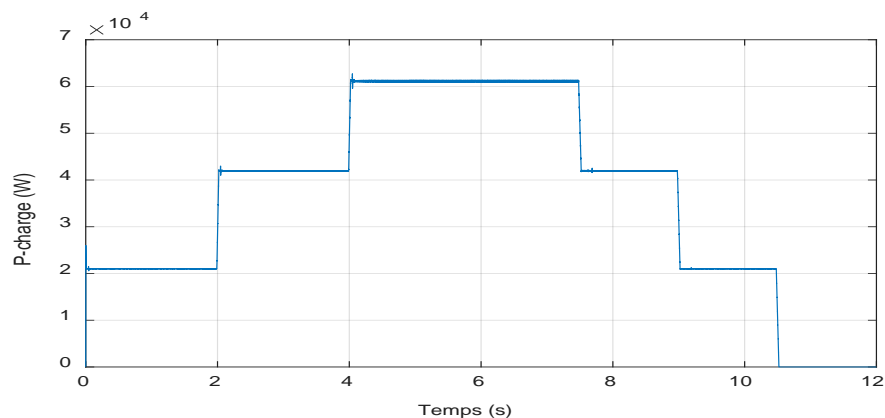


Figure. 5- 7: La puissance de charge

Les figures 5- 8 et 5- 9 présentent des formes d'onde obtenues au cours des cycles de charge. Ils montrent la tension du bus continu, la tension des PàCs et la tension du supercondensateur

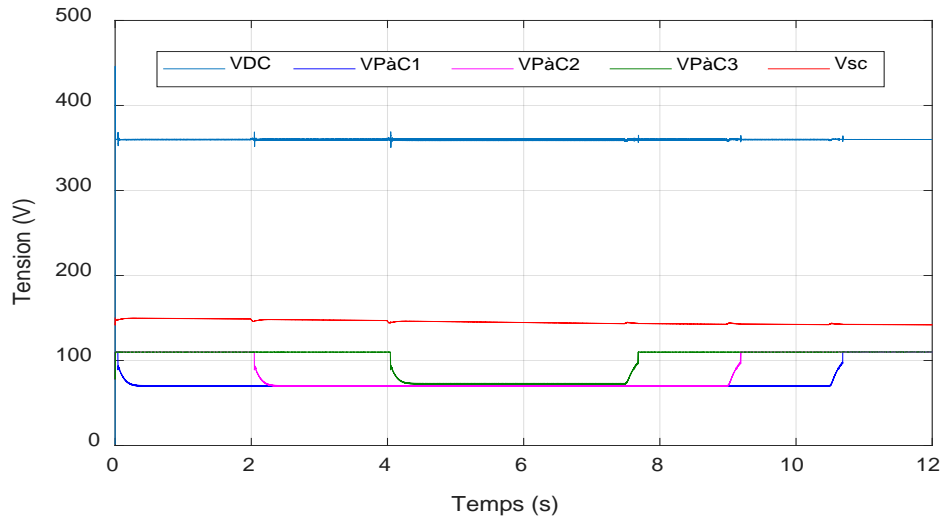


Figure 5-8 : La tension de bus continu et la tension des PàCs et SC

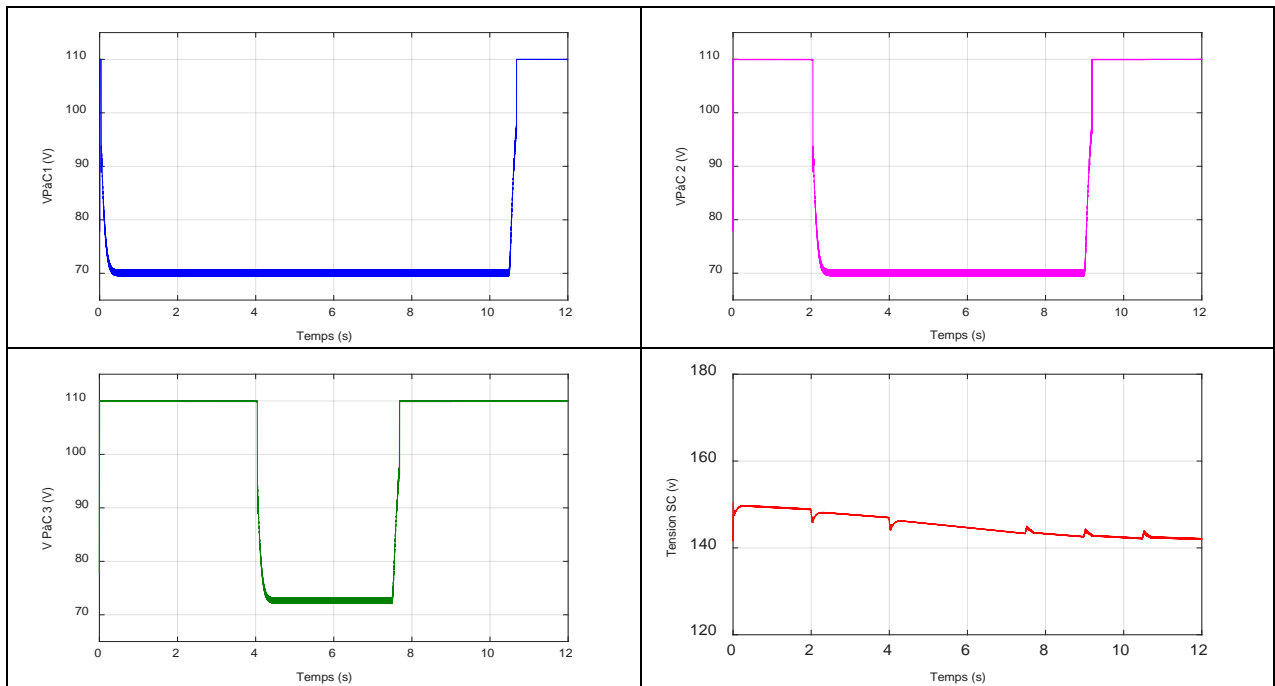


Figure 5-9 : Les tensions des PàCs et SC

Comme le montre la figure. 5-9 , la stratégie de commande proposée garantit la tension de sortie (V_{bus}) dans leurs valeurs constantes désirées dans les différents modes de fonctionnement, qui est d'une importance majeure lors de l'utilisation de supercondensateurs pour améliorer la performance dynamique de l'ensemble du système en utilisant la loi de contrôle différentielle basée sur la platitude.

les Figures 5-10 - 5-13 montrent le bon suivi des courants des piles à combustible et du SC par rapport à leurs références, cela démontre que les régulateurs des courants utilisés fonctionnent favorablement.

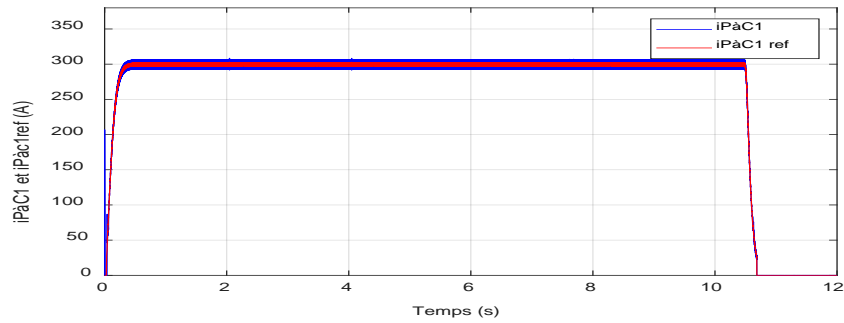


Figure 5-10 : Le courant du PàC1 et sa référence

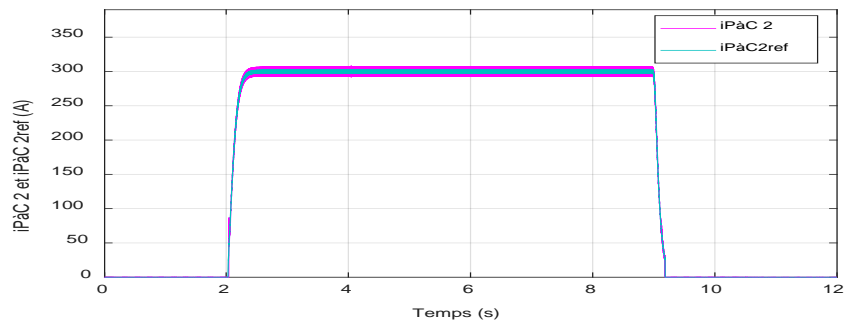


Figure 5-11 : Le courant du PàC2 et sa référence

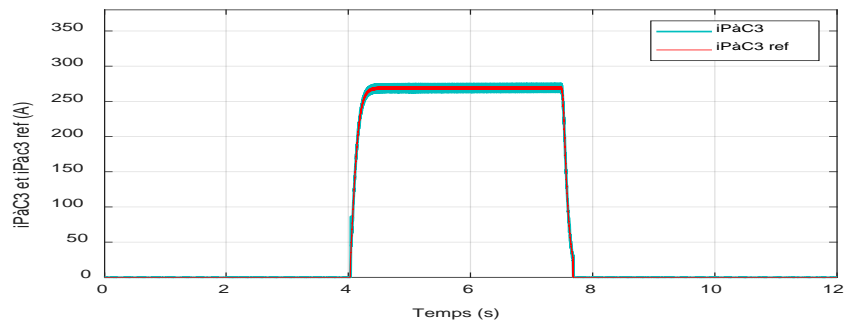


Figure 5-12 : Le courant du PàC3 et sa référence

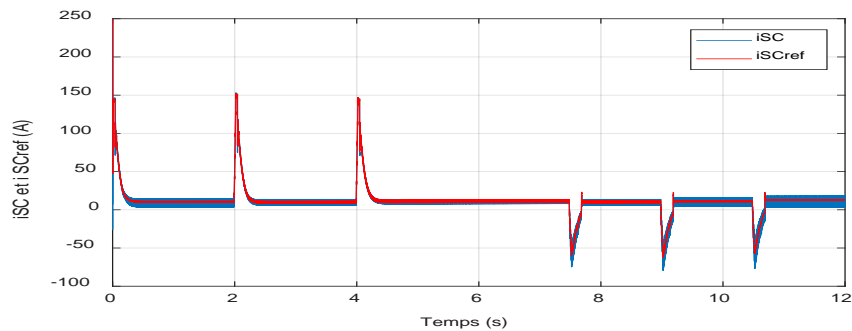


Figure 5-13 : Le courant du SC et sa référence

Pendant les périodes de forte demande de puissance (mode de décharge), la pile à combustible est contrôlée pour générer sa puissance nominale et le SC est déchargé pour satisfaire les exigences de puissance supplémentaires qui dépassent la capacité de la pile à combustible.

La figure 5-14 montre les modes de fonctionnement de base de la source hybride Multi-PàCs/SuperC étudiée. L'état initial a une puissance de charge $P_{ch} = 21 \text{ kW}$, et l'organe de stockage à supercondensateur est plein de charge, c.-à-d., $V_{SC} = 150 \text{ V}$; en conséquence, la puissance SuperC est nulle, et la puissance de la PàC1 est égale à la puissance de charge demandée $P_{ch} = 21 \text{ kW}$. Ensuite, à $t = 2 \text{ s}$, la puissance de charge passe à une valeur constante d'environ 42 kW ; synchroniquement, la puissance de PàC2 augmente avec une pente limitée (*dynamique de second ordre*) pour fournir le reste de la puissance requise, après que la PàC1 atteint sa puissance maximale.

Pendant la puissance transitoire de la charge, le supercondensateur fournit la majeure partie de cette puissance en raison de sa dynamique rapide, puis reculée lorsque la puissance des piles à combustible atteint la puissance requise. Par la suite, à $t = 4 \text{ s}$, la puissance de charge passe de 42 kW à 61 kW ; pendant cette période, nous enregistrons que la puissance de la PàC1 reste à sa valeur maximale, et la puissance de la PàC2 atteint également sa valeur maximale, tandis que le reste de la puissance requise est fournie par la PàC3.

Après cela, à $t = 7.5 \text{ s}$, la puissance de charge diminue de 61 à 42 kW . Au cours de cette période, on constate la régression de la puissance de la PàC3 jusqu'à zéro, mais les puissances de la PàC1 et PàC2 restent à sa valeur maximale.

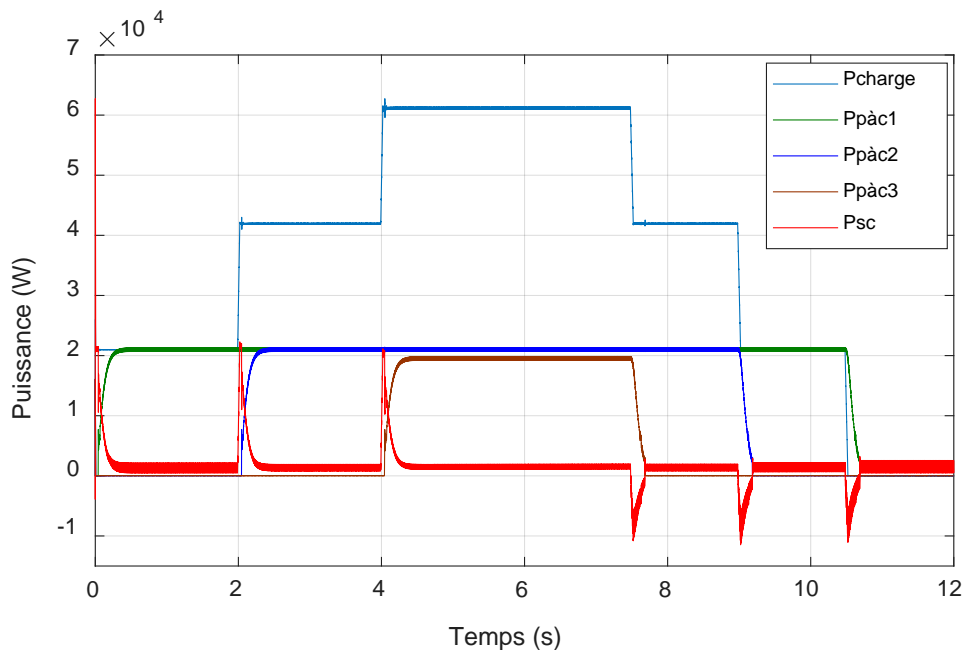


Figure 5-14 : Réponse des puissances du système

Dans les variation diminuant de la charge , le supercondensateur change son état de décharge à charge, démontrant les trois phases. Premièrement, les piles à combustible fournissent sont puissance pour piloter la charge et pour charger le supercondensateur.

Deuxièmement, le supercondensateur est presque complètement chargé, ce qui réduit alors la puissance de charge. Troisièmement, le supercondensateur est complètement chargé et la puissance de charge du supercondensateur est nulle.

➤ Mode dégradée :

Comme mentionné ci-dessus, des interrupteurs contrôlables ont été ajoutées (figures 5-6) pour la gestion de l'énergie en cas de défauts tant au niveau les piles à combustible ou les convertisseurs d'interface, qui sont détectés par les méthodes précédemment expliquées. Où les défauts au niveau les piles à combustible sont détectés par la méthode de mesure de tension différentielle qui détaillé au paragraphe (5.3.3) ci-dessus de ce chapitre, tandis que la méthode de détection les défauts des interrupteurs de puissance dans les convertisseurs est détaillé au chapitre précédent de ce thèse.

Les signaux logiques générés par ces méthodes de détection lors de la détection de défaut sont utilisés pour activer ou désactiver ces interrupteurs commandables (SW1, SW11, SW2 ,SW22, SW3...) afin d'atteindre les objectifs souhaités liés à l'amélioration de la fiabilité et de la durabilité de ce système selon les priorités identifiées, comme indiqué dans ce qui suit:

- Donner la priorité à l'approvisionnement en énergie à partir des piles à combustible et des convertisseurs sain, en tenant compte de la puissance requise.

Dans le cas de défaut de PàC et comme le montre la figure 5-15, lorsqu'un défaut de noyage est détecté au niveau de la PàC1 à $t = 1s$, La tension différentielle est inférieure au seuil

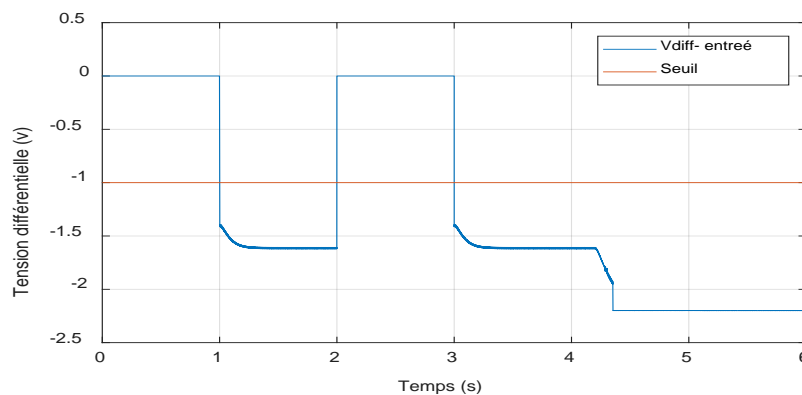


Figure 5-15 : La Tensions différentielle et le seuil de détection

La première action de soulagement est immédiatement activée, ce qui réduit le courant délivré par la PàC défectueuse (Figure 5-16), et la diminution de la puissance de cette PàC est compensée par le supercondensateur comme le montre la figure 5-17. Si le défaut est corrigé par cette première action de soulagement avant le délai établi (défini ici : 1.2 sec), la situation normale est rétablie, où la puissance de la PàC augmente et en même temps la puissance du supercondensateur diminue

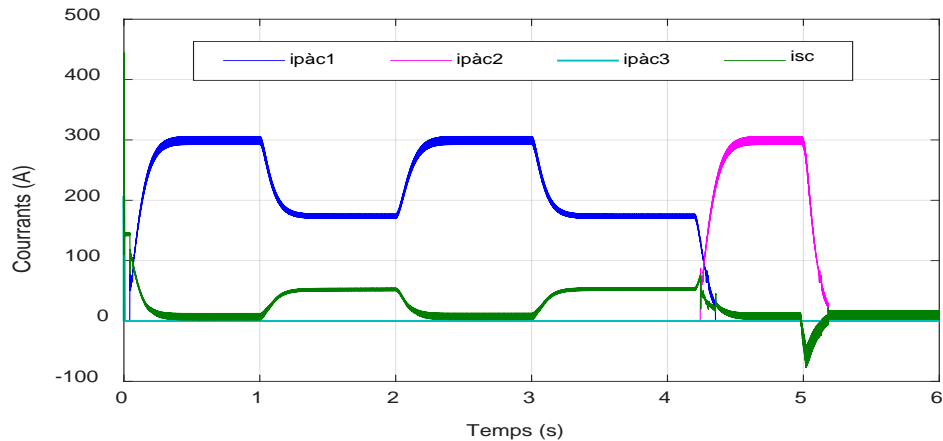


Figure 5-16 : Courants des sources du système

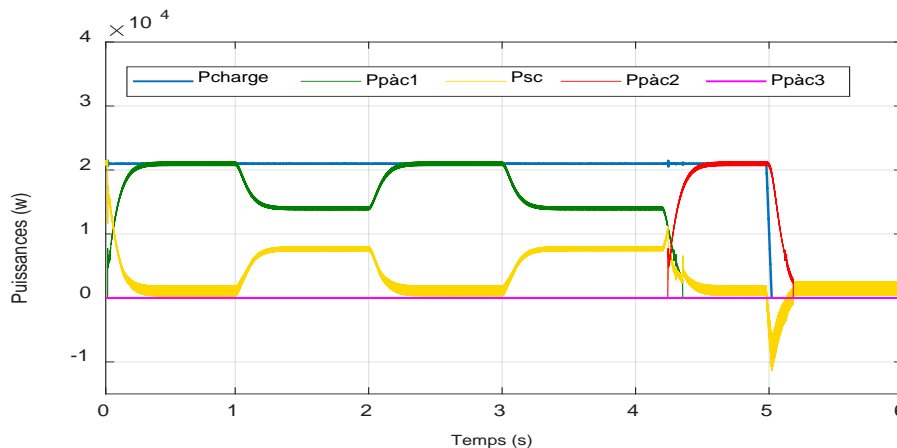


Figure 5-17 : Les puissances de la charge et des sources du système

Cependant, Si le défaut n'est pas résolu de manière satisfaisante dans le délai imparti par cette première action, un soulagement plus conséquent est mis en œuvre. Dans ce cas, la pile à combustible défectueuse est isolée en ouvrant l'interrupteur SW1, puis la puissance est fournie par le reste des piles à combustible saines, comme illustré à la figure 5-17 à $t = 4.2$ s.

Comme on peut le voir sur la Figure 5-18, même après la mise en œuvre de la technique de soulagement, la tension du bus continue reste régulée à 360 V.

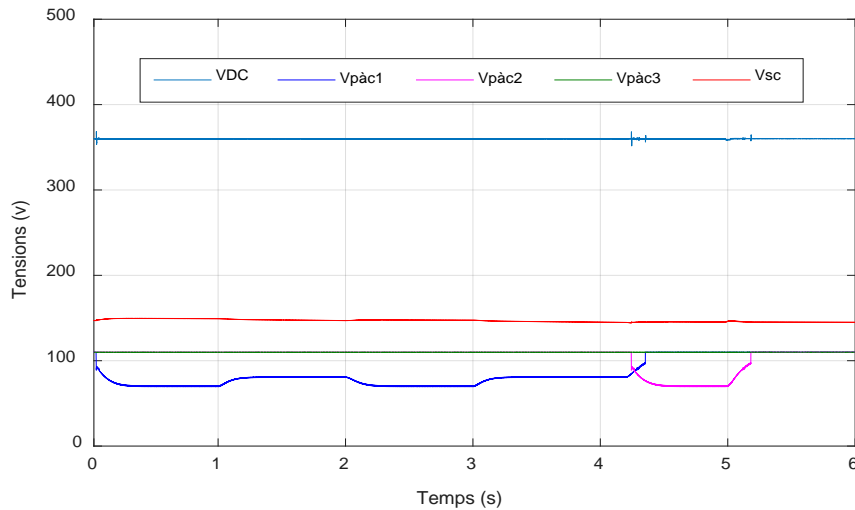


Figure 5-18 : La tension de bus continue et les tensions des source de système hybride

Dans le cas de défaillance d'un interrupteur de puissance dans le convertisseur et comme montre la figure 5-19, lorsqu'un défaut de circuit ouvert d'un interrupteur de puissance détecté à $t = 1.5s$ pour le convertisseur 1 et à $t = 5 s$ pour le convertisseur 2 , la stratégie corrective suggérée dans le chapitre précédent qui réduit l'ondulation du courant des piles à combustible est immédiatement activée, où cette stratégie est basée sur le déphasage correct des signaux de commande des interrupteurs de puissance entre les phases saines restantes comme indiqué dans les figures 5-20 et 5-21.

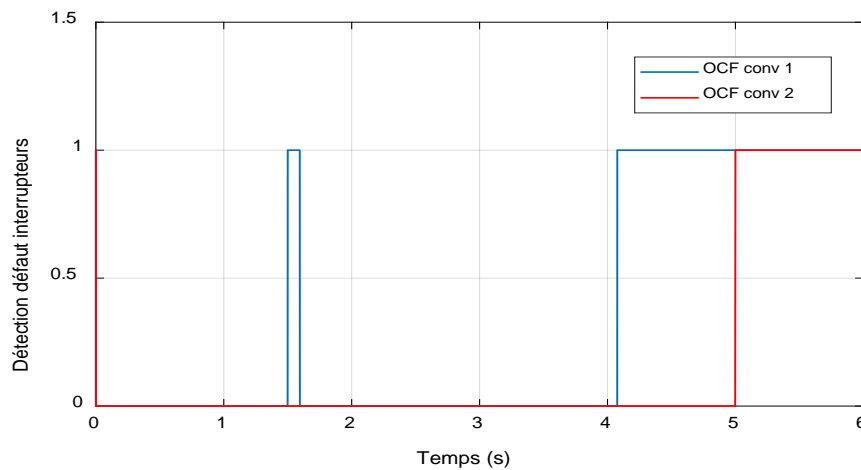


Figure 5-19 : Détection défauts interrupteurs dans les convertisseurs (conv1 et conv2)

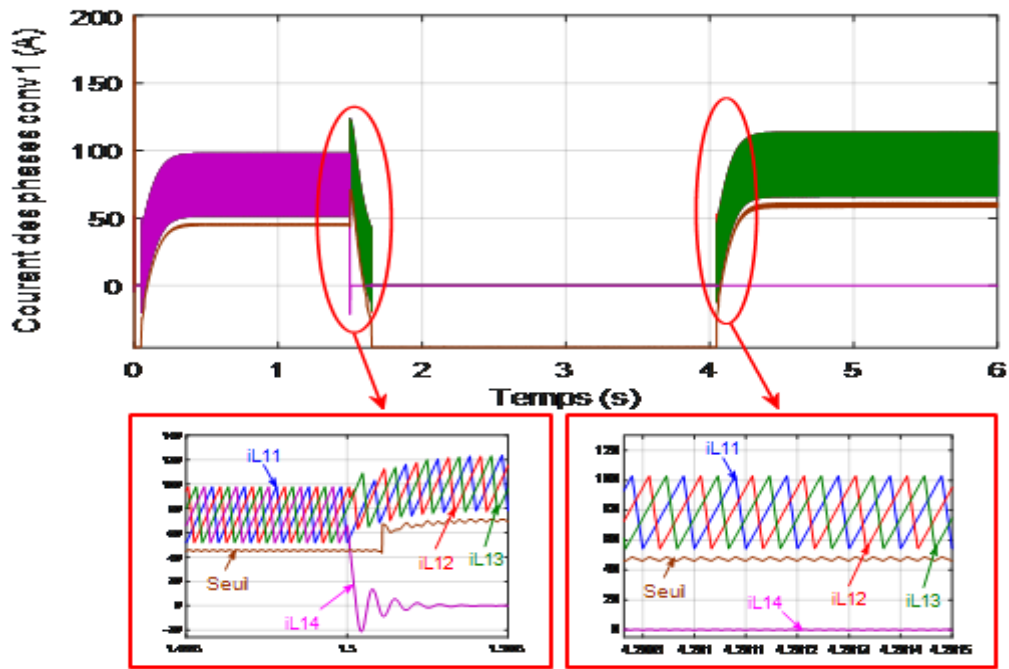


Figure 5-20 : Courant des phases convertisseur 1

En même temps, lors de l'application de cette stratégie de correction, la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de commande (SW1, SW2) illustrés à la figure 5-6 sont commandées pour isoler le convertisseur défectueux, en fonction de la puissance demandée pour faire fonctionner le reste des piles à combustible et les convertisseurs sains, ainsi que pour assurer la stabilité du système

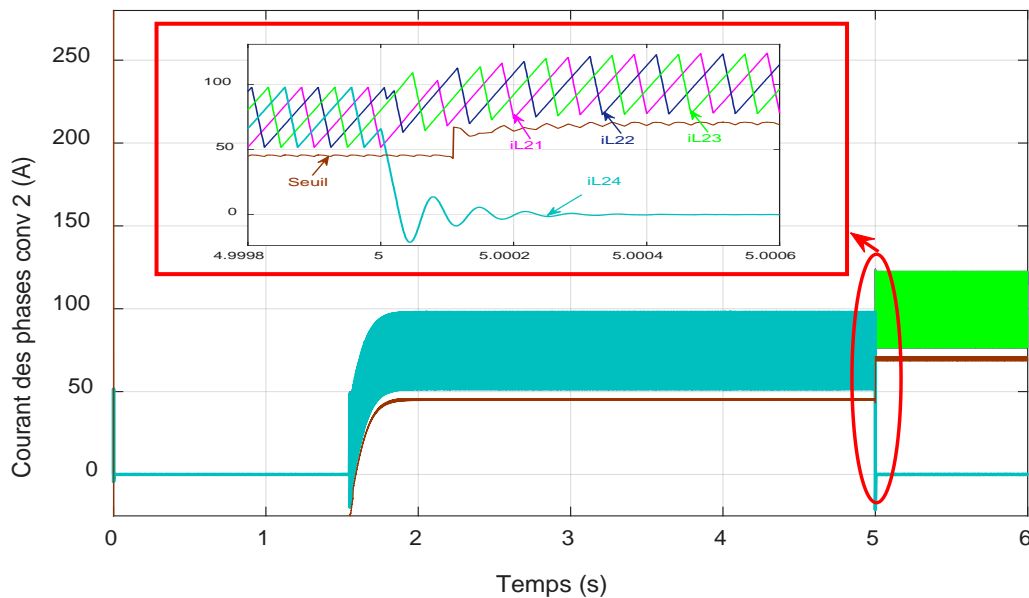


Figure 5-21 : Courant des phases convertisseur 1

Le convertisseur défaillant est isolé par l'ouverture de l'interrupteur (SW1) en cas de dysfonctionnement de l'interrupteur de puissance du convertisseur 1 en gardant à l'esprit que la puissance requise est inférieure aux $2/3$ de la puissance totale des piles à combustible, ceci pour éviter d'isoler puis de faire fonctionner ce convertisseur et la pile à combustible qui lui est reliée, ceci afin d'assurer la stabilité du système. Au même moment où le convertisseur défectueux isolé, l'interrupteur SW11 est fermé pour faire fonctionner ce convertisseur par les phases saines restantes (figure 5-22), mais l'énergie est fournie à la charge par la pile à combustible connectée à ce convertisseur défectueux si la puissance requise dépasse la somme des puissances maximales des piles à combustible connectées aux convertisseurs sains comme le montrent la figure 5-23

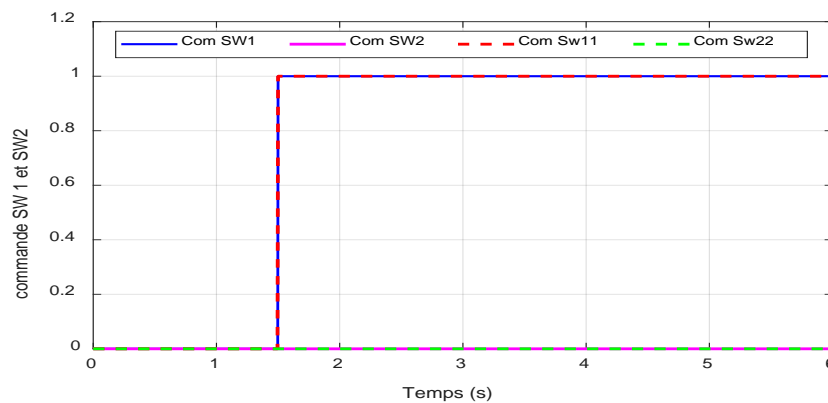


Figure 5-22: commande les interrupteurs de contrôle en mode dégradé

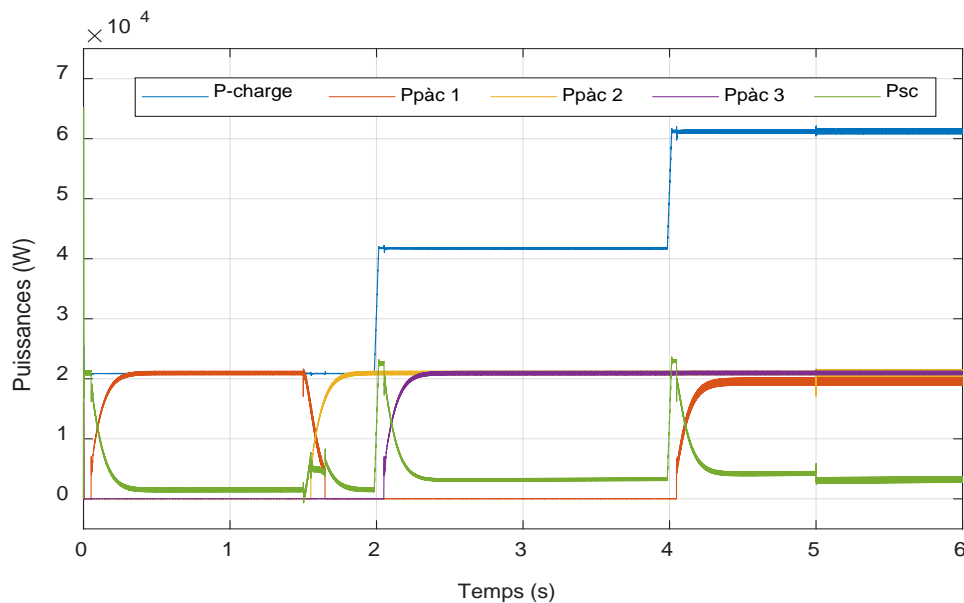


Figure 5- 23 : Réponse des puissances du système en mode dégradé

Mais si la puissance requise dépasse les deux tiers de la puissance totale des piles à combustible, le convertisseur défectueux n'est pas isolé, c'est-à-dire que les interrupteurs SW2 ne s'ouvre pas et les interrupteurs SW22 ne se ferme pas, comme c'est le cas pour le convertisseur n°2 lorsque le défaut de circuit ouvert de l'interrupteur a été détecté à l'instant $t = 5$ s, c'est comme indiqué dans les figures 5- 22 et 5-23.

La figure 5-24 montre le bon suivi des courants des piles à combustible et du SC par rapport à leurs références, la figure 5-25 illustre la tension de bus continue et les tensions des source de système hybride .

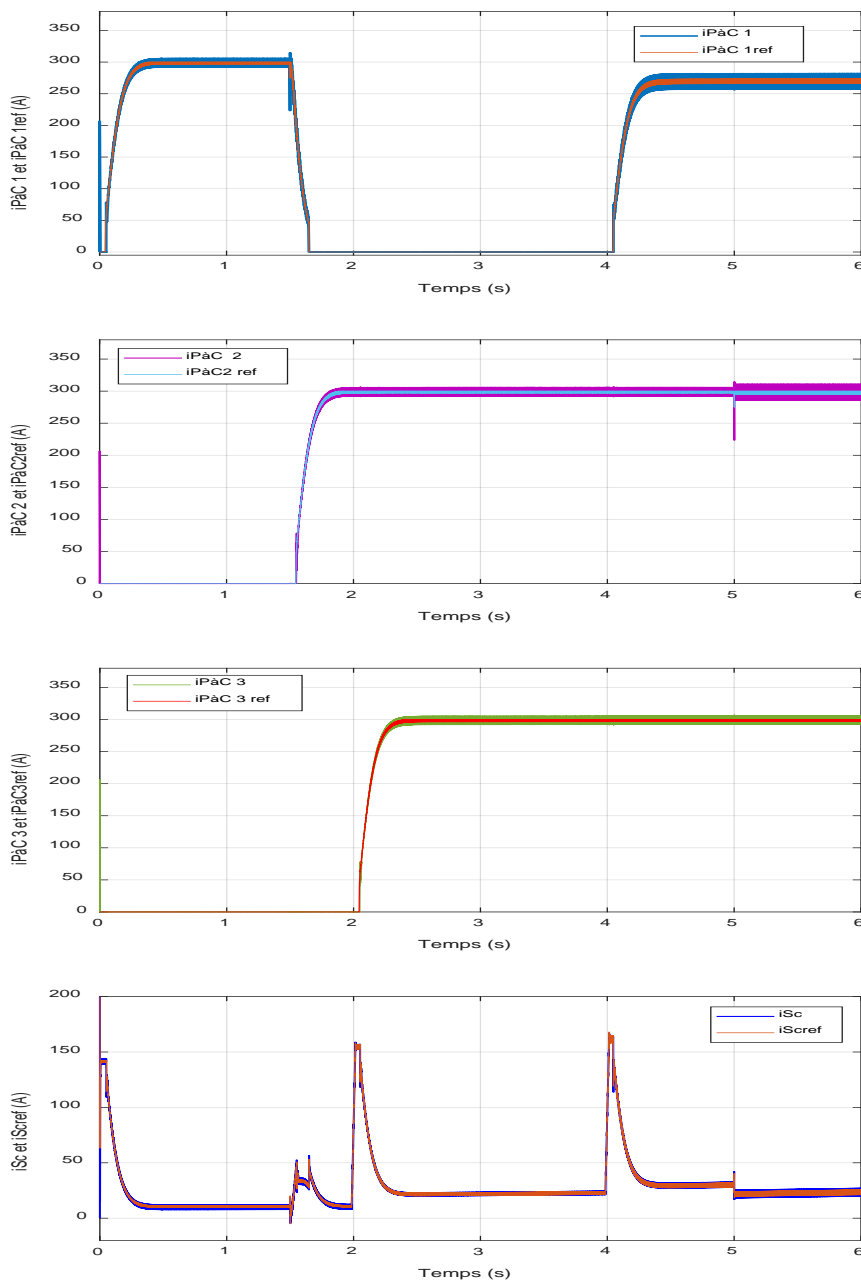


Figure 5-24 : Les courants des piles à combustible et du SC par rapport à leurs références

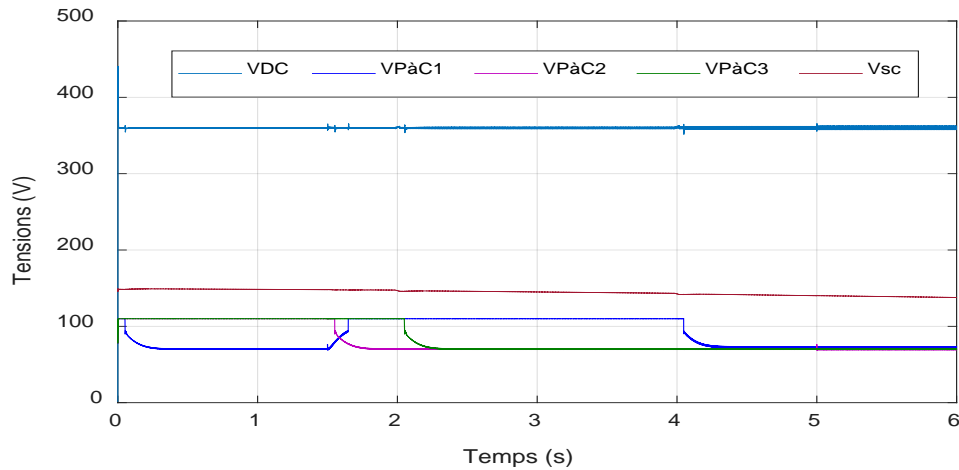


Figure 5-25 : La tension de bus continue et les tensions des source de système hybride

- Prioriser l'isolement des piles à combustible défectueuses avant les convertisseurs, car le défaut de l'interrupteur de puissance dans les convertisseurs utilisés dans cette étude ne provoque pas une interruption de l'énergie à la charge, ni de dommages importants aux piles à combustible en particulier après le développement de la stratégie de correction présentée dans le chapitre précédent, qui réduit l'ondulation du courant des piles à combustible.

En effet, pour assurer la stabilité du système dans le mode dégradé, d'autres conditions ont été mises en place, notamment :

- N'est pas isolé le convertisseur défectueux si l'une des piles à combustible défectueuses est isolée, sauf si la puissance requise est inférieure au tiers de la puissance totale initiale des piles à combustible.
- N'est pas isolé le convertisseur défectueux si les deux autres convertisseurs sont en défaut

Tous ces conditions et les cas décrits ci-dessus sont combinés dans un circuit logique afin de l'isolement et la connexion des convertisseurs et les piles à combustible dans ce mode pour ce système hybride.

5.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, une nouvelle stratégie tolérante aux défauts (défaut de pile à combustible et de convertisseur) est développée pour contrôler et gestion de l'énergie d'un système hybride hautement fiable composé multi-piles à combustible (3 piles à combustible) associées en parallèle avec un organe de stockage à supercondensateur.

Les résultats obtenus ont montré l'efficacité de la stratégie développée qui est basée sur la notion de platitude différentielle. Cette stratégie permet d'améliorer la fiabilité de ce système et de ses composants ainsi que d'assurer sa stabilité même en fonctionnement en mode dégradé. De plus, cette stratégie permet de soulager les piles à combustible défectueuses sans perte supplémentaire d'énergie, ainsi que de donner la priorité au fonctionnement des piles à combustible et des convertisseurs sains, ce qui permet d'améliorer l'efficacité et la durabilité de système, en plus d'optimiser la consommation de carburant.

Enfin, la stratégie développée dans ce travail peut contribuer de manière significative à réduire les défis techniques de la commercialisation des véhicules électriques à pile à combustible.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de cette thèse était de proposer une nouvelle stratégie de contrôle et gestion de l'énergie d'un système hybride constituée multi-piles à combustible et un système de stockage pour les applications embarquées.

L'intérêt au début de cette thèse était de créer un système hybride à haute fiabilité et efficacité, puis nous sommes passés au développement d'une stratégie de contrôle tolérante aux défauts (défaut de pile à combustible et défaut de convertisseur) pour ce système hybride, qui se compose de trois piles à combustible et un organe de stockage à supercondensateur. Ceci afin d'améliorer la durabilité des piles à combustible et les convertisseurs, la régulation de la tension de bus continue, ainsi que l'amélioration de la fiabilité des véhicules électriques à pile à combustible.

Afin d'atteindre ces objectifs, plusieurs étapes ont été franchies dans cette thèse. Dans un premier temps, les différentes sources d'alimentation ont été présentée dans le système embarqué et la meilleure hybridation de ces sources a été sélectionnée. Ensuite, nous avons mené une étude sur les différentes topologies des convertisseurs DC-DC isolés et non isolés adaptés aux applications piles à combustible avec un concentration sur les convertisseurs tolérants aux défauts. Cette étude comprenait une comparaison entre ces convertisseurs en termes de l'efficacité énergétique, complexité, volume, gain de tension, ondulation de courant et fiabilité.

Deux topologies entrelacées non isolé (i.e. version classique et flottante) ont été sélectionnées et utilisées dans l'étude menée pour sélectionner l'architecture électrique d'association multi-piles à combustible et la topologie de convertisseur DC/DC d'interface la plus appropriée du point de vue sur la réduction d'ondulation du courant du PàC , volume des inductances , la fiabilité, moins de pertes et un meilleur rendement. Après analyse des résultats de cette étude, l'architecture d'association en parallèle multi-PàCs/convertisseurs DC-DC et la topologie 4 Ph-IBC ont été sélectionnées.

Pour améliorer la fiabilité du système proposé, une méthode de détection de défaut circuit ouvert d'interrupteur de puissance peu coûteuse, générale et rapide a été développée pour les convertisseurs DC/DC combinés à une stratégie corrective. Ce dernier sert à réduire l'augmentation des ondulations de courant de la PàC et l'ondulation de la tension de bus continu, qui sont provoquées lorsque des défauts de l'interrupteur de puissance se produisent. cette stratégie permet d'obtenir un déphasage approprié entre les phases saines restantes en fonction des phases défaillantes qui ont été détectées par la méthode de détection de défauts. Les résultats obtenus ont montré la contribution efficace de cette

stratégie à la réduction de ces augmentations, qui provoquent des pertes de puissance supplémentaires et réduisent la fiabilité des convertisseurs, en plus de réduire la durée de vie de la PàC et d'entraîner une consommation excessive d'hydrogène. Ces résultats ont également démontré la performance et la rapidité de la méthode de détection de défaut, qui peut détecter le défaut en moins d'un cycle de commutation (jusqu'à 1,7 microsecondes). De plus, les résultats obtenus montrent la capacité de cette méthode à détecter les défauts de circuit ouvert de plusieurs interrupteurs de puissance lorsqu'ils surviennent en même temps ou à des moments différents pendant le fonctionnement du convertisseurs.

À la dernière étape, une nouvelle méthode de gestion de l'énergie basée sur la stratégie de platitude et le contrôle par un régulateur intelligente est suggérée et expliquée pour contrôler un système hybride composé de trois piles à combustible et un organe de stockage à supercondensateurs.

La stratégie de platitude non linéaire est utilisée pour obtenir une loi de commande de rétroaction linéaire qui donne un suivi exponentiel des trajectoires de puissance PàCs et SC. Le contrôle de platitude proposé permet de découpler le système hybride en deux sources découplées car chaque sous-système a une cible de contrôle distincte. Le rôle des contrôleurs IPI et PI sont d'assurer instantanément le partage de puissance entre les convertisseurs d'interface et la bus continu en contrôlant les courants des PàCs et SC, respectivement.

Dans cette stratégie proposée, les signaux de détection de défaut des interrupteurs de puissance dans les convertisseurs et les signaux de détection de défaut noyage dans les piles à combustible ont été utilisés pour atteindre les objectifs souhaités notamment en termes de durabilité et de fiabilité. De plus, les résultats obtenus montrent également l'efficacité de cette stratégie pour la régulation de la tension de bus continu.

Enfin, ces travaux peuvent contribuer de manière significative à résoudre les goulots d'étranglement les plus importants dans la commercialisation des véhicules à pile à combustible

- [1] Nunez, C, " Fossil Fuels, Explained". 2019. Disponible en ligne : <https://www.nationalgeographic.com /environment/article/fossil-fuels>
- [2] Adomaitis, N." Oil demand to peak in three years, says energy adviser DNV GL", 2019. Disponible en ligne : <https://www.reuters.com/article/us-oil-demand-dnv-gl/oil-demand-to-peak-in-three-years-says-energy-adviser-dnv-gl-idUSKCN1VV2UQ>
- [3] Worland, J, "Air Pollution Costs Global Economy Trillions Annually, World Bank Says. 2016. Disponible en ligne : <https://time.com/ 4484027/air-pollution-economic-toll-world-bank/>
- [4] Sorlei, I.-S., Bizon, N., Thounthong, P., Varlam, M., Carcadea, E., Culcer, M., Raceanu, M. " Fuel Cell Electric Vehicles—A Brief Review of Current Topologies and Energy Management Strategies". *Energies*, 14(1), 252; 2021.
- [5] Klein, R., Chaturvedi, N. A., Christensen, J., Ahmed, J., Findeisen, R., & Kojic, A. " Electrochemical Model Based Observer Design for a Lithium-Ion Battery". *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 21(2), 289–301. 2013.
- [6] Reddy , T.B." Linden's Handbook of Batteries", volume 4. McGraw-Hill New York, 2011.
- [7] Ramachandra , M.BE," Modeling of hybride electric vehicle batteries", Thèse de doctorat, Université Texas Tech, 2003.
- [8] Tedjani , M., " Influence des stratégies de gestion d'une source hybride de véhicule électrique sur son dimensionnement et sa durée de vie par intégration d'un modèle multi-physique ", Thèse de doctorat, Université Centrale Lille, 2016.
- [9] M. Yacine Gaoua, " Modelés mathématiques et techniques d'optimisation non-linéaire et combinatoire pour la gestion d'énergie d'un système multi-source: vers une implantation temps réel pour différentes structures électriques de véhicules hybrides. " Thèse de doctorat, Université Toulouse, 2014.
- [10] Ehsani, M, Gao, Y, & Emadi, A. "Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design " livre - CRC PRESS, 2005.
- [11] Van Mierlo, J., Van den Bossche, P., & Maggetto, G." Models of energy sources for EV and HEV : fuel cells, batteries, ultracapacitors, flywheels and engine-generators ". *Journal of power sources*, 128(1) : 76–89, 2004.
- [12] Abdennadher , M. K., "Etude et élaboration d'un système de maintenance prédictive pour les condensateurs et les batteries utilisées dans les alimentations sans interruptions, " Thèse de doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1, 2010.
- [13] Garcia-Valle, R., & Peças Lopes, J. A. (Eds.)." Electric Vehicle Integration into Modern Power Networks". 2013
- [14] Kraa, O., Becherif, M., Aboubou, A., Ayad, M. Y., Tegani, I., & Haddi, A." Modeling and fuzzy logic control of electrical vehicle with an adaptive operation mode ". *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. 2013
- [15] Thounthong, P., Chunkag, V., Sethakul, P., Davat, B., & Hinaje, M." Comparative Study of Fuel-Cell Vehicle Hybridization with Battery or Supercapacitor Storage Device." *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 58(8), 3892–3904
- [16] Khan, M. " Multiphysics modelling of PEM fuel cells - with reacting transport phenomena at micro and macroscales."Thèse de doctorat, Université Lund, 2011.
- [17] Larminie, J., & Dicks, A., 2003. Fuel Cell Systems Explained, 2nd ed. John Wiley& Sons Ltd., West Sussex..
- [18] Romani ,N. "Modélisation et Commande du Système d'Alimentation en Air pour le Module de Puissance d'un Véhicule à Pile à Combustible avec Reformage Embarqué " Université Paris Sud-Paris XI, 2007.
- [19] Oman, H. " Fuel cells for personal electricity." *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 15(9), 43–45, 2000.
- [20] Pukrushpan, J.T. " Modeling and control of fuel cell systems and fuel processors". Thèse de doctorat, Université Michigan, 2003.

-
- [21] Niknam, T., Kavousifard, A." Impact of thermal recovery and hydrogen production of fuel cell power plants on distribution feeder reconfiguration". *IET Generation, Transmission & Distribution*. 6 (9), 831-843. 2012
- [22] İnci, M., & Türksoy, Ö." Review of fuel cells to grid interface: Configurations, technical challenges and trends". *Journal of Cleaner Production*, 213, 1353–1370. 2018
- [23] Guilbert, D., N'Diaye, A., Gaillard, A., & Djerdir, A." Fuel cell systems reliability and availability enhancement by developing a fast and efficient power switch open-circuit fault detection algorithm in interleaved DC/DC boost converter topologies." *International Journal of Hydrogen Energy*, 41(34), 15505–15517. 2016
- [24] Saadi, A., Becherif, M., Aboubou, A., & Ayad, M. Y." Comparison of proton exchange membrane fuel cell static models". *Renewable Energy*, 56, 64–71. 2013
- [25] Narjiss, A., Depernet, D., Gustin, F., Hissel, D., & Berthon, A." Design of a High Efficiency Fuel Cell dc/dc Converter Dedicated to Transportation Applications". *Journal of Fuel Cell Science and Technology*, 5(4), 041004. 2008
- [26] Sharma, R.K., Mishra, S., " Dynamic Power Management and Control of a PV PEM Fuel-Cell-Based Standalone ac/dc Microgrid Using Hybrid Energy Storage." *IEEE Transactions on Industry Applications*. 54 (1), 526-538. 2018.
- [27] Xu, L., Hong, P., Fang, C., Li, J., Ouyang, M., & Lehnert, W." Interactions between a polymer electrolyte membrane fuel cell and boost converter utilizing a multiscale model." *Journal of Power Sources*, 395, 237–250. 2018
- [28] Emami, K., Ariakia, H., & Fernando, T. " A Functional Observer Based Dynamic State Estimation Technique for Grid Connected Solid Oxide Fuel Cells." *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 33(1), 96–105. 2018
- [29] Cox, B., & Treyer, K. " Environmental and economic assessment of a cracked ammonia fuelled alkaline fuel cell for off-grid power applications." *Journal of Power Sources*, 275, 322–335. 2015.
- [30] Hatziadoniou, C. J., Lobo, A. A., Pourboghrat, F., & Daneshdoost, M. " A simplified dynamic model of grid-connected fuel-cell generators." *IEEE Transactions on Power Delivery*, 17(2), 467–473. 2002
- [31] Sonnde, C., Gruber, M., " Direct methanol fuel cell systems to supply small offgrid industrial equipment." *In: INTELEC 05 - Twenty-seventh International Telecommunications Conference*, pp. 357- 360. 2005
- [32] Mehta, V. & Cooper, J. S., " Review and analysis of PEM fuel cell design and manufacturing" *Journal of Power Sources*, 114(1), 32–53. 2003.
- [33] Wieser, C., " Novel Polymer Electrolyte Membranes for Automotive Applications - Requirements and Benefits". *Fuel Cells* 4(4), 245–250. 2004
- [34] Lai, J.S., Ellis, M.W. " Fuel cell power systems and applications. *Proceedings of the IEEE*, 105(11), 2166–2190. 2017
- [35] Salam, A.A., Hannan, M.A., Mohamed, A., Shareef, H.," A 50kW PEM fuel cell inverter-based distributed generation system for grid connected and islanding operation. *In: TENCON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference*, pp. 1-5. 2009
- [36] Li, Q., Chen, W.R., Liu, Z.X., Zhou, G.H., Ma, L., " Active control strategy based on vector-proportion integration controller for proton exchange membrane fuel cell grid-connected system." *IET Renewable Power Generation*. 9 (8), 991-999. 2015
- [37] Peña Arias, I. K., Trinke, P., Hanke-Rauschenbach, R., & Sundmacher, K. " Understanding PEM fuel cell dynamics: The reversal curve". *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(24), 15818–15827. 2017.
- [38] Bhuyan, K. C., Sao, S. K., & Mahapatra, K." Fuel cell connected to grid through inverter". *2012 Students Conference on Engineering and Systems*. pp. 1-4. 2012
- [39] Nelson, D.B., Nehrir, M.H.," Economics of grid-connected PEM fuel cells". *In: IEEE Power Engineering Society General Meeting*, vol. 1, pp. 1631-1633. 2004.
- [40] Hankache, W., "Gestion optimisée de l'énergie électrique d'un groupe électrogène hybride à pile à combustible," Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 2008.

-
- [41] Libeth Maldonado Sánchez, " Caractérisation expérimentale des propriétés de sorption de L'eau et de transport des membranes de piles à combustible," Université de Lorraine, 2012.
- [42] Dupuis, A.-C., " Proton exchange membranes for fuel cells operated at medium temperatures: Materials and experimental techniques" *Progress in Materials Science*, 56(3), 289–327. 2011.
- [43] Schulze, M., Knori, T., Schneider, A., & Gulzow, E., " Degradation of sealings for PEFC test cells during fuel cell operation". *Journal of Power Sources*, 127(1-2),. 222–229. 2004.
- [44] Tao Zhou, " Commande et Supervision Energétique d'un Générateur Hybride Actif Eolien incluant du Stockage sous forme d'Hydrogène et des Super-Condensateurs pour l'Intégration dans le Système Electrique d'un Micro Réseau" Thèse de Doctorat Ecole Centrale de Lille, 2011
- [45] Candusso , D." Hybridation du groupe électrogène à pile à combustible pour l'alimentation d'un véhicule électrique". Thèse de Doctorat INPG Génie Electrique, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 2002.
- [46] Von Spakovsky, M. R., Rancruel, D., Nelson, D., Mazumder, S. K., Haynes, C., Burra, R., ... Gemmen, R. S. (n.d.)." Investigation of system and component performance and interaction issues for solid-oxide fuel cell based auxiliary power units responding to changes in application load". *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* ,pp 1574-1579, 2003
- [47] S. Astier, et al "A review on existing modelling methodologies for PEM fuel cell systems", 2008 Conference of Fundamentals & Developments of Fuel Cells (FDFC 2008), Nancy, France, 10-12. 2008.
- [48] Davat, B., Astier, S., Azib, T., Bethoux, O., Candusso, D., Coquery, G., ... Zhou, T. " Fuel cell-based hybrid systems". *8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium*. 2009..
- [49] Khan, M., Sundén, B., & Yuan, J. "Analysis of multi-phase transport phenomena with catalyst reactions in polymer electrolyte membrane fuel cells: Areview". *Journal of Power Sources*, 196(19), pp. 7899–7916. 2011.
- [50] Guillaume , F. " Modélisation et caractérisation de la pile PEM pour l'étude des interactions avec les convertisseurs statiques". Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2005.
- [51] Del Real, A. J., Arce, A., & Bordons, C. " Development and experimental validation of a PEM fuel cell dynamic model". *Journal of Power Sources*, 173(1), 310–324. 2007.
- [52] CANDUSSO, D., HAREL, F., DEBERNARDINIS, A., FRANCOIS, X., PERA, M., HISSEL, D., KAUFFMANN, J." Characterisation and modelling of a 5kW PEMFC for transportation applications". *International Journal of Hydrogen Energy*, 31(8), 1019–1030, 2006.
- [53] Wang, C., Nehrir, M. H., & Shaw, S. R. " Dynamic Models and Model Validation for PEM Fuel Cells Using Electrical Circuits". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(2), 442–451.2005.
- [54] Frappé, E., De Bernardinis, A., Bethoux, O., Candusso, D., Harel, F., Marchand, C., & Coquery, G." PEM fuel cell fault detection and identification using differential method: simulation and experimental validation". *The European Physical Journal Applied Physics*, 54(2), 23412. 2011.
- [55] Chukwuka C, Folly K. A, "Batteries and Super-capacitors", *IEEE PES PowerAfrica 2012 Conference and Exposition*, pp. 1 – 6, 2012.
- [56] Rizoug , N. "Modélisation électrique et énergétique des Application au cyclaged ' un module de supercondensateurs basse tension en grande puissance," Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2006.
- [57] Thounthong , P. "Conception d'une source hybride utilisant une pile à combustible et des supercondensateurs" Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine - INPL, 2005.
- [58] Chen, K., & Xue, D." Ionic Supercapacitor Electrode Materials: A System-Level Design of Electrode and Electrolyte for Transforming Ions into Colloids". *Colloids and Interface Science Communications*, 1, 39–42. 2014.
- [59] Lokhande, C. D., Dubal, D. P., & Joo, O.-S." Metal oxide thin film based supercapacitors". *Current Applied Physics*, 11(3), 255–270. 2011.

-
- [60] Ciocan, I., Farcas, C., Grama, A., & Tulbure, A." An improved method for the electrical parameters identification of a simplified PSpice supercapacitor model ". *IEEE 22nd International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*. 2016.
- [61] Li, Z., & Chen, J. " An impedance-based approach to predict the state-of-charge for carbon-based supercapacitors " . *Microelectronic Engineering*, 85(7), 1549–1554. 2008.
- [62] Andrew Burke, “ Ultracapacitors: why, how, and where is the technology”, *Journal of Power Sources*, 91, 37 – 50, 2000.
- [63] Belhachemi, F., Rael, S., & Davat, B. (n.d.). " A physical based model of power electric double-layer supercapacitors ". *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy* (Cat. No.00CH37129), (5), pp, 3069-3076, 2000.
- [64] Kreczanik , P. “ Étude de la fiabilité et du vieillissement d'un système de stockage par supercondensateurs pour l'alimentation partielle et ponctuelle d'un trolleybus grâce à la récupération de l'énergie de freinage. Approche du composant au système de stockage,” Thèse de doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1, 2011.
- [65] KIAMAHALLEH, M. V., ZEIN, S. H. S., NAJAFPOUR, G., SATA, S. A., & BUNIRAN, S. " Multiwalled carbon nanotubes based nanocomposites for supercapacitors: a review of electrode materials" *Nano*, 07(02), 1230002. 2012.
- [66] Kai, W., Baosen, R., Liwei, L., Yuhao, L., Hongwei, Z., & Zongqiang, S." A review of modeling research on supercapacitor" . *Chinese Automation Congress (CAC)*. 2017
- [67] Rafik, F., Gualous, H., Gallay, R., Crausaz, A., & Berthon, A. " Frequency, thermal and voltage supercapacitor characterization and modeling". *Journal of Power Sources*, 165(2), 928–934. 2007.
- [68] Nikkhoo, M., Farjah, E., & Ghanbari, T. "A simple method for parameters identification of three branches model of supercapacitors". *24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*. 2016.
- [69] Gauchia, L., Castano, S., &Sanz, J." New approach to supercapacitor testing and dynamic modelling". *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2010.
- [70] Ayad, M. Y., Becherif, M., & Henni, A. " Vehicle hybridization with fuel cell, supercapacitors and batteries by sliding mode control". *Renewable Energy*, 36(10), 2627–2634. 2011
- [71] Du, C., Yeh, J., & Pan, N." High power density supercapacitors using locally aligned carbon nanotube electrodes". *Nanotechnology*, 16(4), 350–353. 2005.
- [72] An, K. H., Kim, W. S., Park, Y. S., Choi, Y. C., Lee, S. M., Chung, D. C., & Lee, Y. H. " Supercapacitors Using Single-Walled Carbon Nanotube Electrodes". *Advanced Materials*, 13(7), 497–500. 2001
- [73] Yoon, B.-J., Jeong, S.-H., Lee, K.-H., Seok Kim, H., Gyung Park, C., & Hun Han, J. " Electrical properties of electrical double layer capacitors with integrated carbon nanotube electrodes". *Chemical Physics Letters*, 388(1-3), 170–174. 2004.
- [74] Celzard, A., Collas, F., Marêché, J. F., Furdin, G., & Rey, I. " Porous electrodes-based double-layer supercapacitors: pore structure versus series resistance". *Journal of Power Sources* 108(1-2), 153–162. 2002
- [75] Laegeot ,C., “ Développement de supercondensateurs carbone/carbone : relation entre la taille des ions de l'électrolyte et la taille des pores de la matière active,” Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2009.
- [76] Chiang, C.-J., Yang, J.-L., & Cheng, W.-C. " Temperature and state-of-charge estimation in ultracapacitors based on extended Kalman filter". *Journal of Power Sources*, 234, 234–243. 2013
- [77] Iannuzzi, D., &Tricoli, P. " Supercapacitor state of charge control based on changeover finite state controller for metro-train applications". *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*. 2011.
- [78] H.S Song, J.B Jeong, D.H Shin, B.H Lee, H.J Kim, & H Heo. " Dynamic SOC compensation of an ultracapacitor module for a hybrid energy storage system". *Journal of Power Electronics*, 10(6): pages 769–776, 2010.

-
- [79] Guemri , M., “Heuristiques optimisées et robustes de résolution du problème de gestion d’énergie pour les véhicules électriques et hybrides,” Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2013.
- [80] Kovaltchouk, T., Multon, B., Ben Ahmed, H., Aubry, J., & Venet, P. " Enhanced Aging Model for Supercapacitors Taking Into Account Power Cycling: Application to the Sizing of an Energy Storage System in a Direct Wave Energy Converter". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(3), 2405–2414. 2015 .
- [81] Martin Mellincovsky, ChaimLerman, IlanAharon, Gal Geula “ Performance and limitations of a constant power fed supercapacitor”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 29, 445 - 452, 2014.
- [82] Rizoug, N., Bartholomeus, P., & Le Moigne, P. " Study of the Ageing Process of a Supercapacitor Module Using Direct Method of Characterization". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 27(2), 220–228. 2012.
- [83] Reichbach, N., Mellincovsky, M., Peretz, M. M., & Kuperman, A. " Long-Term Wide-Temperature Supercapacitor Ragone Plot Based on Manufacturer Datasheet". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 31(1), 404–406. 2016.
- [84] Reichbach, N., & Kuperman, A. " Recursive-Least-Squares-Based Real-Time Estimation of Supercapacitor Parameters". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 31(2), 810–812. 2016.
- [85] Calleja, A. J., Torres, A., Garcia, J., Rico Secades, M., Ribas, J., & Martinez, J. A. " Evaluation of Power LEDs Drivers with Supercapacitors and Digital Control". *IEEE Industry Applications Annual Meeting*. 2007.
- [86] Burke, A. F. " Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles". *Proceedings of the IEEE*, 95(4), 806–820. 2007
- [87] V. A. Shah, Jivanadhar A. Joshi, Ranjan Maheshwari, & Ranjit Roy, " Review of Ultracapacitor Technology and its Applications", *Fifteenth National Power Systems Conference IIT Bombay*, pp. 142 – 147, 2008.
- [88] Gautham Prasad, G., Shetty, N., Thakur, S., Rakshitha, & Bommegowda, K. B. " Supercapacitor technology and its applications: a review". *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 561, 012105. 2019
- [89] Payman, A.,” Contribution à la gestion d’énergie dans les systèmes hybrides multi-sources multi-charges". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [90] Ramzi, S. "Convertisseurs Basse Tension (42V, 540V); Application Source Hybride Utilisant Une Pile à Combustible". Thèse de doctorat, Université Mohamed khider-biskra, 2015.
- [91] Zhai, N., Yao, Y., Zhang, D., & Xu, D. " Design and Optimization for a Supercapacitor Application System". *International Conference on Power System Technology*. 2006
- [92] Krishna, C. M. " Managing Battery and Supercapacitor Resources for Real-Time Sporadic Workloads". *IEEE Embedded Systems Letters*, 3(1), 32–36. 2011.
- [93] Mellincovsky, M., Kuperman, A., Lerman, C., Aharon, I., Reichbach, N., Geula, G., & Nakash, R. " Performance assessment of a power loaded supercapacitor based on manufacturer data". *Energy Conversion and Management*, 76, 137–144. 2013.
- [94] Motapon, S. N., Tremblay, O., & Dessaint, L. A." Development of a generic fuel cell model: application to a fuel cell vehicle simulation" . *International Journal of Power Electronics*, 4(6), pp,505-522 . 2012.
- [95] Bertrand, N., Sabatier, J., Briat, O., & Vinassa, J.-M. " Embedded Fractional Nonlinear Supercapacitor Model and Its Parametric Estimation Method". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(12), 3991–4000. 2010.
- [96] Payman, A., Pierfederici, S., Meibody-Tabar, F., & Davat, B. " An Adapted Control Strategy to Minimize DC-Bus Capacitors of a Parallel Fuel Cell/Ultracapacitor Hybrid System". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(12), 3843–3852. 2011.
- [97] Sethakul, P., Rael, S., Davat, B., & Thounthong, P. " Fuel cell high-power applications". *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 3(1), 32–46. 2009.

- [98] Guilbert, D., Guarisco, M., Gaillard, A., N'Diaye, A., & Djerdir, A. " FPGA based fault-tolerant control on an interleaved DC/DC boost converter for fuel cell electric vehicle applications". *International Journal of Hydrogen Energy*, 40(45), 15815–15822. 2015.
- [99] Musolino, V., Tironi, E., & di Milano, P." A comparison of supercapacitor and high-power lithium batteries". *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion. pp 1-6, 2010*
- [100] Lee, Y.-S., Wang, W.-Y., & Kuo, T.-Y. " Soft Computing for Battery State-of-Charge (BSOC) Estimation in Battery String Systems". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(1), 229–239. 2008.
- [101] Uzunoglu, M., & Alam, M. S." Modeling and Analysis of an FC/UC Hybrid Vehicular Power System Using a Novel-Wavelet-Based Load Sharing Algorithm". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 23(1), 263–272. 2008 .
- [102] Darabi, Z., & Ferdowsi, M. (2012). " Impact of Plug-In Hybrid Electric Vehicles on Electricity Demand Profile". *Power Systems*, 319–349. 2012.
- [103] Emadi, A., Rajashekara, K., Williamson, S. S., & Lukic, S. M. " Topological Overview of Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicular Power System Architectures and Configurations". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 54(3), 763–770. 2005.
- [104] Chan, C. C." The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles". *Proceedings in IEEE*, 95(4), 704–718. 2007.
- [105] Forouzesh, M., Siwakoti, Y. P., Gorji, S. A., Blaabjerg, F., & Lehman, B." Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(12), 9143–9178. 2017
- [106] Sri Revathi, B., & Prabhakar, M." Non isolated high gain DC-DC converter topologies for PV applications – A comprehensive review ". *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 66, 920–933.2016.
- [107] Tofoli, F. L., Josias de Paula, W., Oliveira Júnior, D. de S., & Pereira, D. de C." Survey on non-isolated high-voltage step-up dc–dc topologies based on the boost converter". *IET Power Electronics*, 8(10), 2044–2057. 2015
- [108] Kabalo M, Blunier B, Bouquain D, Miraoui A." State-of-the-art of DC–DC converters for fuel cell vehicles". *In IEEE, Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010.
- [109] De Bernardinis, A., Frappé, E., Béthoux, O., Marchand, C., & Coquery, G." Multi-port power converter for segmented PEM fuel cell in transport application". *The European Physical Journal Applied Physics*, 58(2), 20901. 2012
- [110] Guilbert, D., Mohammadi, A., Gaillard, A., N'Diaye, A., & Djerdir, A." Interactions between fuel cell and DC/DC converter for fuel cell electric vehicle applications: Influence of faults". *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*.912-917, 2013.
- [111]. Al, M., Van, J., & Gualous, H. " DC/DC Converters for Electric Vehicles". *Electric Vehicles - Modelling and Simulations*.2011
- [112] Gerard, M., Poirot-Crouvezier, J.-P., Hissel, D., & Péra, M.-C." Ripple Current Effects on PEMFC Aging Test by Experimental and Modeling. *Journal of Fuel Cell Science and Technology*, 8(2), 021004. 2011
- [113]. Corcau, J.-I., & Dinca, L.". Experimental tests regarding the functionality of a DC to DC Boost Converter". *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*.pp579-582, 2014
- [114] Guilbert, D. " Tolérance aux défauts et optimisation des convertisseurs DC/DC pour véhicules électriques à pile à combustible", université de technologie de Belfort-Montbéliard, 2014.
- [115] Lin, B.-R., & Chen, J.-J. " Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio". *IET Power Electronics*, 1(3), 386-394. 2008.
- [116] Shahin, A., Hinaje, M., Martin, J.-P., Pierfederici, S., Rael, S., & Davat, B. " High Voltage Ratio DC–DC Converter for Fuel-Cell Applications". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(12), 3944–3955. 2010.
- [117] Thounthong, P., & Davat, B. " Study of a multiphase interleaved step-up converter for fuel cell high power applications". *Energy Conversion and Management*, 51(4), 826–832. 2010.

- [118] Kolli, A., Gaillard, A., De Bernardinis, A., Bethoux, O., Hissel, D., & Khatir, Z." A review on DC/DC converter architectures for power fuel cell applications ". *Energy Conversion and Management*, 105, 716–730. 2015.
- [119] Guilbert, D., Gaillard, A., Mohammadi, A., N'Diaye, A., & Djerdir, A." Investigation of the interactions between proton exchange membrane fuel cell and interleaved DC/DC boost converter in case of power switch faults". *International Journal of Hydrogen Energy*, 40(1), 519–537.2015
- [120] Thounthong, P., Sethakul, P., Rael, S., & Davat, B." Design and implementation of 2-phase interleaved boost converter for fuel cell power source". *4th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2008.
- [121] Niranjani G. & Subashini N ".Power Factor Correction And THD Minimization Using Interleaved Boost Converter In Continuous Conduction Mode". *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences* ;12(11),pp 3415-3424, 2017.
- [122] Seyezhai, R., & Mathur, B. L." Design and implementation of interleaved boost converter for fuel cell systems". *International Journal of Hydrogen Energy*, 37(4), 3897–3903.2012.
- [123] El Fadil, H., Giri, F., & Guerrero, J. M. " Adaptive sliding mode control of interleaved parallel boost converter for fuel cell energy generation system". *Mathematics and Computers in Simulation*, 91, 193–210. 2013
- [124] Elsieid, M., Oukaour, A., Chaoui, H., Gualous, H., Hassan, R., & Amin, A. " Real-time implementation of four-phase interleaved DC–DC boost converter for electric vehicle power system". *Electric Power Systems Research*, 141, 210–220. 2016.
- [125] Prasanth ,P, Seyezhai ,R ” Investigation of four phase interleaved boost converter under open loop and closed loop control schemes for battery charging applications” *International Journal of Advances in Materials Science and Engineering (IJAMSE)* Vol.5, No.1, 2016
- [126] Kabalo, M., Miraoui, A., Paire, D., Bouquain, D., Godoy Simões, M., & Blunier, B. "Experimental evaluation of four-phase floating interleaved boost converter design and control for fuel cell applications". *IET Power Electronics*, 6(2), 215–226. 2013.
- [127] Coutellier, D., Agelidis, V. G., & Choi, S. "Experimental verification of floating-output interleaved-input DC-DC high-gain transformer-less converter topologies". *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 562-568, 2008.
- [128] Zhuo, S., Gaillard, A., Li, Q., MA, R., Paire, D., & Gao, F. " Current Ripple Optimization of Four-Phase Floating Interleaved DC-DC Boost Converter under Switch Fault".*IEEE Transactions on Industry Applications*, 1–11, 2020.
- [129] Rosas-Caro, J. C., Valdez-Resendiz, J. E., Mayo-Maldonado, J. C., Salas-Cabrera, R., Ramirez-Arredondo, J. M., &Salome-Baylon, J." Interleaved power converter with current ripple cancelation at a selectable duty cycle". *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. 2011.
- [130] Mohan, J & Kumar HS., "A novel voltage gain multiplier boost converter topology with ripple current cancellation based on interleaving technique". *International Journal of Advanced Information Science and Technology (IJAIST)* 30(30), 2014.
- [131] Hegazy, O., Mierlo, J. V., &Lataire, P. " Analysis, Modeling, and Implementation of a Multi device Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11), 4445–4458. 2012
- [132] Li, W., & He, X. " Review of Non isolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4), 1239–1250.2011
- [133] Rong-Jong Wai, Chung-You Lin, & Chia-Chin Chu." High step-up DC-DC converter for fuel cell generation system". *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2004*
- [134] Wu, T.-F., Lai, Y.-S., Hung, J.-C., & Chen, Y.-M. " Boost Converter With Coupled Inductors and Buck–Boost Type of Active Clamp". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(1), 154–162.2008.
- [135] Kirubakaran, A., Jain, S., & Nema, R. K. " A review on fuel cell technologies and power electronic interface". *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13(9), 2430–2440.2009
- [136] Fernão Pires, V., Romero-Cadaval, E., Vinnikov, D., Roasto, I., & Martins, J. F. " Power converter interfaces for electrochemical energy storage systems – A review". *Energy Conversion and Management*, 86, 453–475.2014

- [137] Ahmed, O. A., & Bleijs, J. A. M. " Power flow control Methods for an ultracapacitor bidirectional converter in DC microgrids—A comparative study". *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 26, 727–738. 2013
- [138] Banaei, M. R., & Salary, E. " Application of multi-stage converter in distributed generation systems". *Energy Conversion and Management*, 62, 76–83.2012
- [139] Lai, J.-S., & Nelson, D. J. " Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles". *Proceedings of the IEEE*, 95(4), 766–777.2007.
- [140] Choi, D.-K., Lee, B.-K., Choi, S.-W., Won, C.-Y., & Yoo, D.-W. ". A novel power conversion circuit for cost-effective battery-fuel cell hybrid systems". *Journal of Power Sources*, 152, 245–255.2005.
- [141] De Bernardinis, A., Butterbach, S., Lallemand, R., Jeunesse, A., Coquery, G., & Aubin, P. " Double resonant isolated converter for battery charger with fast switching semiconductors used in hybrid electric shunting locomotive". *Electric Power Systems Research*, 92, 43–49. 2012
- [142] Veena, P., Indragandhi, V., Jeyabharath, R., & Subramaniaswamy, V.". Review of grid integration schemes for renewable power generation system". *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 34, 628–641. 2014
- [143] Delshad, M., & Farzanehfard, H. " A new soft switched push pull current fed converter for fuel cell applications". *Energy Conversion and Management*, 52(2), 917–923. 2011
- [144] Kabalo Mohamed. " Conception et réalisation de convertisseur dc–dc pour une chaîne de traction électrique et/ou Hybride" ., Université de Technology de Belfort-Montbéliard; 2013.
- [145] Lembeye, Y., Bang, V. D., Lefevre, G., & Ferrieux, J.-P. " Novel Half-Bridge Inductive DC–DC Isolated Converters for Fuel Cell Applications". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 24(1), 203–210. 2009
- [146] De Bernardinis, A." Synthesis on power electronics for large fuel cells: From power conditioning to potentiodynamic analysis technique". *Energy Conversion and Management*, 84, 174–185. 2014
- [147] Rathore, A. K. " Interleaved soft-switched active-clamped L–L type current-fed half-bridge DC–DC converter for fuel cell applications". *International Journal of Hydrogen Energy*, 34(24), 9802–9815. 2009
- [148] Guangqun, N., &Xue, H. " Novel Full-bridge ZVS DC-DC Converter with anClamp Diodes. *Physics Procedia*, 33, 1964–1970. 2012
- [149] Pittini, R., Zhang, Z., & Andersen, M. A. E." Isolated full bridge boost DC-DC converter designed for bidirectional operation of fuel cells/electrolyzer cells in grid-tie applications". *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. 2013.
- [150] Wang, Y., Zhao, Q., Borup, U., & Choi, S. " Stack and converter-integrated design for efficient residential fuel cell system". *International Journal of Hydrogen Energy*, 34(17), 7316–7322. 2009
- [151] U R, P., &Rathore, A. K. " Extended Range ZVS Active-Clamped Current-Fed Full-Bridge Isolated DC/DC Converter for Fuel Cell Applications: Analysis, Design, and Experimental Results". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(7), 2661–2672. 2013
- [152] Chen, R. Y., Lin, R. L., Liang, T. J., Chen, J. F., & Tseng, K. C.". Current-fed full-bridge boost converter with zero current switching for high voltage applications. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.
- [153] Emmanuel FRAPPÉ, "Architecture de convertisseur statique tolérante aux pannes pour générateur pile à combustible modulaire de puissance-traction 30kW, Thèse doctorat, Université Paris Sud – Paris XI,2012
- [154] De Bernardinis A, Frappé E, Bethoux O, Marchand C, Coquery G. " Electrical architecture for high power segmented PEM fuel cell in vehicle application". In: *First international conference on Renewable Energies and Vehicular Technology (REVET)*, pp. 15–22. 2012.
- [155] Jih-Sheng Lai." A High-Performance V6 Converter for Fuel Cell Power Conditioning System". *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*..2005.
- [156] Miller, M., & Bazylak, A. "A review of polymer electrolyte membrane fuel cell stack testing". *Journal of Power Sources*, 196(2), 601–613. 2011.

- [157] Emadi, A., & Williamson, S. S." Fuel cell vehicles: opportunities and challenges". *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2004.
- [158] Marx, N., Boulon, L., Gustin, F., Hissel, D., & Agbossou, K." A review of multi-stack and modular fuel cell systems: Interests, application areas and on-going research activities". *International Journal of Hydrogen Energy*, 39(23), 12101–12111. 2014
- [159] Revankar ,ST, Majumdar, P." Fuel cells: principles, design, and analysis". CRC Press; 2014.
- [160] Emmanuel, F." Fault-tolerant architecture of static converter for modularpower-traction 30 kW fuel cell generator".Université Paris Sud – Paris XI.2012
- [161] Lin, P., Zhou, P., & Wu, C. W." A high efficient assembly technique for large PEMFC stacks". *Journal of Power Sources*, 194(1), 381–390. 2009.
- [162] Kandlikar, S. G., Lu, Z., Lin, T. Y., Cooke, D., & Daino, M. "Uneven gas diffusion layer intrusion in gas channel arrays of proton exchange membrane fuel cell and its effects on flow distribution". *Journal of Power Sources*, 194(1), 328–337. 2009
- [163] Kandlikar, S. G., Lu, Z., Domigan, W. E., White, A. D., & Benedict, M. W. "Measurement of flow mal distribution in parallel channels and its application to ex-situ and in-situ experiments in PEMFC water management studies". *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 52(7-8), 1741–1752. 2009
- [164] Mustata, R., Valiño, L., Barreras, F., Gil, M. I., & Lozano, A. " Study of the distribution of air flow in a proton exchange membrane fuel cell stack". *Journal of Power Sources*, 192(1), 185–189. 2009.
- [165] Park, J., & Li, X." Effect of flow and temperature distribution on the performance of a PEM fuel cell stack". *Journal of Power Sources*, 162(1), 444–459. 2006.
- [166] Liu, X., Guo, H., Ye, F., & Ma, C. F. " Water flooding and pressure drop characteristics in flow channels of proton exchange membrane fuel cells". *Electrochimica Acta*, 52(11), 3607–3614. 2007.
- [167] De Bernardinis, A., Péra, M.-C., Garnier, J., Hissel, D., Coquery, G., & Kauffmann, J.-M. "Fuel cells multi-stack power architectures and experimental validation of 1kW parallel twin stack PEFC generator based on high frequency magnetic coupling dedicated to on board power unit". *Energy Conversion and Management*, 49(8), 2367–2383. 2008.
- [168] Palma, L., & Enjeti, P. N." A Modular Fuel Cell, Modular DC–DC Converter Concept for High Performance and Enhanced Reliability". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(6), 1437–1443. 2009
- [169] Vulturescu, B., De Bernardinis, A., Lallemand, R., & Coquery, G. " Traction power converter for PEM fuel cell multi-stack generator used in urban transportation". *European Conference on Power Electronics and Applications*. 2007
- [170] Poirot-Crouvezier J-P, Roy F." GENEPAC Project: Realization of a fuel cell stack prototype dedicated to the automotive application." WHEC, Lyon, France, 2006.
- [171] Jouvrey, J., Harel, F., Begot, S., Hissel, D., Rodel, I., Faure, V., & Boblet, S." Fuel cell system integration on a heavy-duty vehicle and development of a control strategy with real time simulation". *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2009.
- [172] Mulot, J., Harel, F., Begot, S., Hissel, D., Rodel, I., Boblet, S., & Amiet, M." Fuel cell system integration into a heavy-duty hybrid vehicle: preliminary experimental results". *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2010.
- [173] Miller Arnold R, Hess Kris S, Erickson Timothy L, Dipppo James L. " Hydrogen fuel cell hybrid locomotives and methods of operating the same." US patent US8381658 B1, 2013.
- [174] König, P., & Ivers-Tiffée, E." Increase of the fuel cell system efficiency — Modular testing, analysis and development environment". *Journal of Power Sources*, 190(1), 121–132. 2009
- [175] Gans Hubert." Fuel cell system as primary electrical energy supply for aircraft".US patent US2006 0138278 A1; 2006.
- [176] Benyahia, N., Benamrouche, N., & Rekioua, T." Modeling, design and simulation of fuel cell modules for small marine applications". *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM) 2012*
- [177] Psoma, A., & Sattler, G." Fuel cell systems for submarines: from the first idea to serial production". *Journal of Power Sources*, 106(1-2), 381–383. 2002

- [178] GerdAhlf, Manfred Eder, Albert Hammerschmidt, Josef Lersch. " Submarine fuel cell device, especially for a retrofittable segment of a submarine" .WO2005073076 (A1) – 2005..
- [179] Rajalakshmi N, Pandiyan S, & Dhathathreyan KS, " Design and development of modular fuel cell stacks for various applications". *International Journal of Hydrogen Energy*, 33(1), 449–454. 2008.
- [180] Assabumrungrat, S., Ruangrassamee, N., Vivanpatarakij, S., Laosiripojana, N., & Arpornwichanop, A." Influence of stack arrangement on performance of multiple-stack solid oxide fuel cells with non-uniform potential operation". *Journal of Power Sources*, 187(1), 1–7. 2009.
- [181] Pei P, Ouyang M, Feng W, Lu L, Huang H, Zhang J. " Hydrogen pressure drop characteristics in a fuel cell stack". *International Journal of Hydrogen Energy*, 31(3), 371–377. 2006.
- [182] Boulon, L., Hissel, D., Bouscayrol, A., & Pera, M.-C." From Modeling to Control of a PEM Fuel Cell Using Energetic Macroscopic Representation". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(6), 1882–1891. 2010.
- [183] Ozpineci, B., Zhong Du, Tolbert, L. M., Adams, D. J., & Collins, D. " Integrating multiple solid oxide fuel cell modules". *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2003.
- [184] De Bernardinis, A., Candusso, D., Harel, F., François, X., & Coquery, G." Experiments of a 20 cell PEFC operating under fault conditions with diode by-pass circuit for uninterrupted power delivery". *Energy Conversion and Management*, 51(5), 1044–1054. 2010.
- [185] Frappe, E., De Bernardinis, A., Coquery, G., Bethoux, O., & Marchand, C. " Corrective action with power converter for faulty multiple fuel cells generator used in transportation". *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2010.
- [186] Yi Zhao, Wuhua Li, Xiangning He, Yao Zhang, & Hao Ma." Performance analysis of high conversion ratio converter with switched capacitor and voltage gain extension cell". *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2011.
- [187] Matsuo, H., Lin, W., Kurokawa, F., Shigemizu, T., & Watanabe, N. " *Characteristics of the Multiple-Input DC–DC Converter*". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(3), 625–631. 2004.
- [188] Hemi, H., Ghouili, J., & Cheriti, A. " Combination of Markov chain and optimal control solved by Pontryagin's Minimum Principle for a fuel cell/supercapacitor vehicle". *Energy Conversion and Management*, 91, 387–393. 2015.
- [189] Abu Mallouh, M., Abdelhafez, E., Salah, M., Hamdan, M., Surgenor, B., & Youssef, M."Model development and analysis of a mid-sized hybrid fuel cell/battery vehicle with a representative driving cycle". *Journal of Power Sources*, 260, 62–71. 2014.
- [190] Ebrahimi, H., & El-Kishky, H." A novel Generalized State-Space Averaging (GSSA) model for advanced aircraft electric power systems". *Energy Conversion and Management*, 89, 507–524. 2015.
- [191] Saxe M, Folkesson A, & Alvfors P . " Energy system analysis of the fuel cell buses operated in the project: Clean Urban Transport for Europe". *Energy*, 33(5), 689–711. 2008.
- [192] Ally, J., & Pryor, T. " Life-cycle assessment of diesel, natural gas and hydrogen fuel cell bus transportation systems". *Journal of Power Sources*, 170(2), 401–411. 2007.
- [193] Dollmayer, J., Bundschuh, N., & Carl, U. B." Fuel mass penalty due to generators and fuel cells as energy source of the all-electric aircraft". *Aerospace Science and Technology*, 10(8), 686–694. 2006.
- [194] Bitsche, O., & Gutmann, G." Systems for hybrid cars". *Journal of Power Sources*, 127(1-2), 8–15. 2004.
- [195] Miller, A. R., Hess, K. S., Barnes, D. L., & Erickson, T. L. " System design of a large fuel cell hybrid locomotive". *Journal of Power Sources*, 173(2), 935–942. 2007.
- [196] Choi, W., Howze, J. W., & Enjeti, P. " Fuel-cell powered uninterruptible power supply systems: Design considerations". *Journal of Power Sources*, 157(1), 311–317. 2006.
- [197] Kabalo, M., Paire, D., Blunier, B., Bouquain, D., Simoes, M. G., & Miraoui, A. " Experimental Validation of High-Voltage-Ratio Low-Input-Current-Ripple Converters for Hybrid Fuel Cell Supercapacitor Systems". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(8), 3430–3440. 2012.

- [198] Wahdame, B., Girardot, L., Hissel, D., Harel, F., Francois, X., Candusso, D., Dumercy, L. " Impact of power converter current ripple on the durability of a fuel cell stack". *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2008.
- [199] Jouin, M., Gouriveau, R., Hissel, D., Péra, M.-C., & Zerhouni, N. " Degradations analysis and aging modeling for health assessment and prognostics of PEMFC". *Reliability Engineering & System Safety*, 148, 78–95. 2016.
- [200] Dang Bang Viet, Lembeye, Y., Ferrieux, J. P., Barbaroux, J., & Avenas, Y." New high power - high ratio non isolated DC-DC boost converter for Fuel cell applications". *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006.
- [201] Kimball, J. W., Flowers, T. L., & Chapman, P. L. " Low-Input-Voltage, Low-Power Boost Converter Design Issues". *IEEE Power Electronics Letters*, 2(3), 96–99. 2004.
- [202] Bernoux, B , " Caractérisation de MOSFETs de puissance cyclés en avalanche pour des applications automobiles micro-hybrides", Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2010.
- [203] Lefèvre, G. "Conception de convertisseurs statiques pour l'utilisation de la pile à combustible," Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2004.
- [204] "POWERLITE® C-Cores Technical Bulletin," in http://www.hitachimetals.com/materials-product/amorphous-nanocrystalline/powerlite-c-cores/documents/POWERLITE_C_opt.pdf.
- [205] Erickson, R.W. Maksimovic, D. "Fundamentals of Power Electronics" Second Edition. 2007.
- [206] Mehida, H., Ayad, M. Y., Saadi, R., Kraa, O., & Aboubou, A." Multi-Stack Fuel Cells and Interleaved DC/DC Converters Interactions for Embedded Applications". *International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*. 2018
- [207] Jamshidpour, E., Nahid-Mobarakeh, B., Poure, P., Pierfederici, S., Meibody-Tabar, F., & Saadate, S." Distributed Active Resonance Suppression in Hybrid DC Power Systems Under Unbalanced Load Conditions". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(4), 1833–1842.2013.
- [208] Wang, H., Liserre, M., Blaabjerg, F., de Place Rimmen, P., Jacobsen, J. B., Kvisgaard, T., & Landkildehus, J. " Transitioning to Physics-of-Failure as a Reliability Driver in Power Electronics". *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2(1), 97–114. 2014.
- [209] Shaoyong Yang, Bryant, A., Mawby, P., Dawei Xiang, Li Ran, & Tavner, P." An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(3), 1441–1451. 2011.
- [210] Held, M., Jacob, P., Nicoletti, G., Scacco And, P., & Poech, M.-H. " Fast power cycling test for insulated gate bipolar transistor modules in traction application". *International Journal of Electronics*, 86(10), 1193–1204. 1999.
- [211] Amro, R., Lutz, J., Rudzki, J., Sittig, R., & Thoben, M." Power Cycling at High Temperature Swings of Modules with Low Temperature Joining Technique". *IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's*.2006.
- [212] Hirschmann, D., Tissen, D., Schroder, S., & De Doncker, R. W. " Reliability Prediction for Inverters in Hybrid Electrical Vehicles". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(6), 2511–2517. 2007.
- [213] Cho, H.-K., Kwak, S.-S., & Lee, S.-H." Fault diagnosis algorithm based on switching function for boost converters". *International Journal of Electronics*, 102(7), 1229–1243. 2015.
- [214] Buiatti, G. M., Ramos, J. A. M., García, C. H. R., Amaral, A. M. R., & Cardoso, A. J. M." An Online and Noninvasive Technique for the Condition Monitoring of Capacitors in Boost Converters". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 59(8), 2134–2143. 2010.
- [215] Amaral, A. M. R., & Cardoso, A. J. M. " On-line fault detection of aluminium electrolytic capacitors, in step-down DC–DC converters, using input current and output voltage ripple". *IET Power Electronics*, 5(3), 315–322. 2012.
- [216] Lahyani, A., Venet, P., Grellet, G., & Viverge, P.-J. " Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switch mode power supply" . *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(6), 1199–1207. 1998.

- [217] Kulkarni, C., Biswas, G., Koutsoukos, X., Celaya, J., & Goebel, K." Integrated diagnostic/prognostic experimental setup for capacitor degradation and health monitoring". *IEEE AUTOTESTCON*. 2010.
- [218] Kastha, D., & Bose, B. K." Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(4), 1028–1038. 1994.
- [219] Yang, S., Xiang, D., Bryant, A., Mawby, P., Ran, L., & Tavner, P. " Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(11), 2734–2752. 2010.
- [220] Ambusaidi, K., Pickert, V., & Zahawi, B." New Circuit Topology for Fault Tolerant H-Bridge DC–DC Converter". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(6), 1509–1516. 2010.
- [221] Pei, X., Nie, S., Chen, Y., & Kang, Y. " Open-Circuit Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Strategies for Full-Bridge DC–DC Converters". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(5), 2550–2565. 2012.
- [222] Park, K., & Chen, Z. " Open-circuit fault detection and tolerant operation for a parallel-connected SAB DC-DC converter." *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition –2014*.
- [223] Kim, S. Y., Nam, K., Song, H.-S., & Kim, H.-G." Fault Diagnosis of a ZVS DC/DC Converter Based on DC-Link Current Pulse Shapes". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(3), 1491-1494. 2008.
- [224] Izadian, A., & Khayyer, P. " Application of Kalman filters in model-based fault diagnosis of a DC-DC boost converter". *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2010.
- [225] Hafizi, M. H., & Izadian, A. " Model-based fault diagnosis of a DC-DC boost converters using hidden Markov model". In *IEEE International Conference on Electro-Information Technology, EIT 2013*.
- [226] Espinoza Trejo, D., Bárcenas, E., Hernández Díez, J., Bossio, G., & Espinosa Pérez, G." Open- and Short-Circuit Fault Identification for a Boost dc/dc Converter in PV MPPT Systems". *Energies*, 11(3), 616. 2018
- [227] Shahbazi, M., Jamshidpour, E., Poure, P., Saadate, S., & Zolghadri, M. R." Open- and Short-Circuit Switch Fault Diagnosis for Nonisolated DC–DC Converters Using Field Programmable Gate Array". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(9), 4136–4146. 2013.
- [228] Jamshidpour, E., Poure, P., Gholipour, E., & Saadate, S." Single-Switch DC–DC Converter With Fault-Tolerant Capability Under Open- and Short-Circuit Switch Failures". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(5), 2703–2712. 2015.
- [229] Jamshidpour, E., Poure, P., & Saadate, S." Switch failure diagnosis based on inductor current observation for boost converters". *International Journal of Electronics*, 103(9), 1498-1509. 2016.
- [230] Nie, S., Pei, X., Chen, Y., & Kang, Y." Fault Diagnosis of PWM DC–DC Converters Based on Magnetic Component Voltages Equation". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(9), 4978–4988. 2014 .
- [231] Bento, F., & Cardoso, A. J. M. " Fault diagnosis in DC-DC converters using a time-domain analysis of the reference current error". *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2017
- [232] Ribeiro, E., Cardoso, A. J. M., & Boccaletti, C. " Open-Circuit Fault Diagnosis in Interleaved DC–DC Converters". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(6), 3091–3102. 2014.
- [233] Guilbert, D., N'Diaye, A., Gaillard, A., & Djerdir, A. " Reliability improvement of a floating interleaved DC/DC boost converter in a PV/fuel cell stand-alone power supply ". *EPE Journal*, 29(2), 49-63. 2019.
- [234] Kwon, J-M., Kim, E-H., Kwon, B-H & Nam, K-H. " High-Efficiency Fuel Cell Power Conditioning System With Input Current Ripple Reduction". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(3), 826 -834. 2009.
- [235] Changjin Liu, Dehong Xu, Nan Zhu, Blaabjerg, F., & Min Chen. " DC Voltage Fluctuation Elimination Through a DC-Capacitor Current Control for DFIG Converters Under Unbalanced Grid Voltage Conditions". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(7), 3206-3218. 2013.

- [236] Fliess, M., & Join, C. " Model-free control ". *International Journal of Control*, 86(12), 2228–2252. 2013.
- [237] Safaei, A., & Mahyuddin, M. N. " Adaptive Model-Free Control Based on an Ultra-Local Model With Model-Free Parameter Estimations for a Generic SISO System." *IEEE Access*, 6, 4266–4275. 2018.
- [238] Mungporn, P., Yodwong, B., Thounthong, P., Nahid-Mobarakeh, B., Takorabet, N., Guilbert, D., & Kaewprapha, C. " Model-free control of multiphase interleaved boost converter for fuel cell/reformer power generation. In *2019 Research, Invention, and Innovation Congress (RI2C)* (pp. 1-6) IEEE. 2019.
- [239] Mehida, H., Ayad, M. Y, & Aboubou, A. " Open circuit switch fault detection and reliability enhancement of a 4-phase interleaved dc-dc boost converter for fuel cell electric vehicle applications ", *Ciencia e Tecnica Vitivinicola Journal* , 35(7) , 57-73; 2020.
- [240] Camara, MBC " Supercondensateurs pour échange dynamique d'énergie à bord du véhicule électrique hybride: Modélisation, étude des convertisseurs et commande". Thèse de doctorat, UFR-Université de Franche-Comté, 2007.
- [241] Carignano, M. G., Costa-Castelló, R., Roda, V., Nigro, N. M., Junco, S., & Feroldi, " Energy management strategy for fuel cell-supercapacitor hybrid vehicles based on prediction of energy demand". *Journal of Power Sources*, 360, 419–433. 2017.
- [242] Thounthong, P., Rael, S., & Davat, B. " Control Strategy of Fuel Cell and Supercapacitors Association for a Distributed Generation System". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6), 3225–3233. 2007.
- [243] Feroldi, D., & Carignano, M. " Sizing for fuel cell/supercapacitor hybrid vehicles based on stochastic driving cycles". *Applied Energy*, 183, 645–658. 2016
- [244] Napoli, G., Micari, S., Dispenza, G., Di Novo, S., Antonucci, V., & Andaloro, L. " Development of a fuel cell hybrid electric powertrain: A real case study on a Minibus application". *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(46), 28034–28047. 2017
- [245] Kojima, T., Ishizu, T., Horiba, T., & Yoshikawa, M." Development of lithium-ion battery for fuel cell hybrid electric vehicle application". *Journal of Power Sources*, 189(1), 859–863. 2009.
- [246] Li, J., Hu, Z., Xu, L., Ouyang, M., Fang, C., Hu, J., ... Jiang, H. " Fuel cell system degradation analysis of a Chinese plug-in hybrid fuel cell city bus". *International Journal of Hydrogen Energy*, 41(34), 15295–15310. 2016.
- [247] Hames, Y., Kaya, K., Baltacioglu, E., & Turksoy, A. " Analysis of the control strategies for fuel saving in the hydrogen fuel cell vehicles". *International Journal of Hydrogen Energy*, 43(23), 10810–10821. 2018.
- [248] Thounthong, P., Raël, S., & Davat, B. " Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications". *Journal of Power Sources*, 193(1), 376–385. 2009.
- [249] Marzougui, H., Amari, M., Kadri, A., Bacha, F., & Ghouili, J." Energy management of fuel cell/battery/ultracapacitor in electrical hybrid vehicle". *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(13), 8857–8869. 2017.
- [250] Thounthong, P., & Rael, S. " The benefits of hybridization". *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 3(3), 25–37. 2009.
- [251] Zhao, H., & Burke, A. F. " Fuel Cell Powered Vehicles Using Supercapacitors-Device Characteristics, Control Strategies, and Simulation Results. *Fuel Cells*", 10(5), 879–896. 2010.
- [252] Marx, N., Hissel, D., Toquica Cárdenas, D. C., Boulon, L., & Gustin, F. " Degraded mode operation of multi-stack fuel cell systems". *IET Electrical Systems in Transportation*, 6(1), 3–11. 2016.
- [253] Zhang, H., Li, X., Liu, X., & Yan, J. " Enhancing fuel cell durability for fuel cell plug-in hybrid electric vehicles through strategic power management". *Applied Energy*, 241, 483–490. 2019.
- [254] Jahromi, M. M., & Heidary, H. " Durability and economics investigations on triple stack configuration and its power management strategy for fuel cell vehicles". *International Journal of Hydrogen Energy*, 46(7), 5740–5755. 2021.
- [255] Knights, S. D., Colbow, K. M., St-Pierre, J., & Wilkinson, D. P. " Aging mechanisms and lifetime of PEFC and DMFC". *Journal of Power Sources*, 127(1-2), 127–134. 2004.

- [256] Li, H., Tang, Y., Wang, Z., Shi, Z., Wu, S., Song, D., ... Mazza, A. " A review of water flooding issues in the proton exchange membrane fuel cell". *Journal of Power Sources*, 178(1), 103–117. 2008.
- [257] Cheng, X., Shi, Z., Glass, N., Zhang, L., Zhang, J., Song, D., ... Shen, J. ". A review of PEM hydrogen fuel cell contamination: Impacts, mechanisms, and mitigation". *Journal of Power Sources*, 165(2), 739–756. 2007.
- [258] Hissel, D., Péra, M. ., & Kauffmann, J. . " Diagnosis of automotive fuel cell power generators". *Journal of Power Sources*, 128(2), 239–246. 2004.
- [259] Escobet, T., Feroldi, D., de Lira, S., Puig, V., Quevedo, J., Riera, J., & Serra, M. " Model-based fault diagnosis in PEM fuel cell systems". *Journal of Power Sources*, 192(1), 216–223. 2009.
- [260] Riascos, L. A. M., Simoes, M. G., & Miyagi, P. E." A Bayesian network fault diagnostic system for proton exchange membrane fuel cells". *Journal of Power Sources*, 165(1), 267–278. 2007.
- [261] Xue, X., Tang, J., Sammes, N., & Ding, Y. " Model-based condition monitoring of PEM fuel cell using Hotelling T2 control limit". *Journal of Power Sources*, 162(1), 388–399. 2006.
- [262] Hinaje, M., Sadli, I., Martin, J.-P., Thounthong, P., Raël, S., & Davat, B. " Online humidification diagnosis of a PEMFC using a static DC–DC converter". *International Journal of Hydrogen Energy*, 34(6), 2718–2723. 2009.
- [263] Merida, W." An Empirical Model for Proton Exchange Membrane Fuel Cell Diagnostics". *ECS Transactions*. 5 (1) 229-239 . 2007.
- [264] Wagner, N., & Schulze, M. " Change of electrochemical impedance spectra during CO poisoning of the Pt and Pt–Ru anodes in a membrane fuel cell (PEFC)". *Electrochimica Acta*, 48(25-26), 3899–3907. 2003
- [265] Guo, Q., Cayetano, M., Tsou, Y., De Castro, E. S., & White, R. E. "Study of Ionic Conductivity Profiles of the Air Cathode of a PEMFC by AC Impedance Spectroscopy". *Journal of The Electrochemical Society*, 150(11), A1440.-A1449, 2003.
- [266] Rubio, M. A., Urquia, A., & Dormido, S." Diagnosis of performance degradation phenomena in PEM fuel cells". *International Journal of Hydrogen Energy*, 35(7), 2586–2590. 2010.
- [267] Chen, J., & Zhou, B." Diagnosis of PEM fuel cell stack dynamic behaviors". *Journal of Power Sources*, 177(1), 83–95.2008.
- [268] O'Rourke, J., Ramani, M., & Arcak, M." In situ detection of anode flooding of a PEM fuel cell". *International Journal of Hydrogen Energy*, 34(16), 6765–6770. 2009.
- [269] Mulder, G., Deridder, F., Coenen, P., Weyen, D., & Martens, A. "Evaluation of an on-site cell voltage monitor for fuel cell systems". *International Journal of Hydrogen Energy*, 33(20), 5728–5737, 2008.
- [270] Frappe, E., De Bernardinis, A., Bethoux, O., Marchand, C., & Coquery, G. "Fault detection and identification using simple and non-intrusive on-line monitoring techniques for PEM fuel cell". *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2010.
- [271] Wasterlain, S." Approches expérimentales et analyse probabiliste pour le diagnostic de piles à combustible de type PEM ". Thèse de doctorat, *Université de Franche-Comté, Belfort*, 2010.
- [272] Jang, J.-H., Chiu, H.-C., Yan, W.-M., & Sun, W.-L." Effects of operating conditions on the performances of individual cell and stack of PEM fuel cell". *Journal of Power Sources*, 180(1), 476–483. 2008.
- [273] Boulon, L., Agbossou, K., Hissel, D., Hernandez, A., Bouscayrol, A., Sicard, P., & Pera, M.-C. "Energy management of a fuel cell system: Influence of the air supply control on the water issues". *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2010.
- [274] Gebregergis, A., Pillay, P., & Rengaswamy, R. " PEMFC Fault Diagnosis, Modeling, and Mitigation". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46(1), 295–303. 2010
- [275] Li, Q., Chen, W., Liu, Z., Li, M., & Ma, L." Development of energy management system based on a power sharing strategy for a fuel cell-battery-supercapacitor hybrid tramway". *Journal of Power Sources*, 279, 267–280. 2015.
- [276] Feroldi, D., Serra, M., & Riera, J. " Energy Management Strategies based on efficiency map for Fuel Cell Hybrid Vehicles". *Journal of Power Sources*, 190(2), 387–401.2009.

- [277] Behdani, A., & Naseh, M. R." Power management and nonlinear control of a fuel cell-supercapacitor hybrid automotive vehicle with working condition algorithm". *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(38), 24347–24357. 2017
- [278] Corbo, P., Corcione, F. E., Migliardini, F., & Veneri, O." Experimental assessment of energy management strategies in fuel-cell propulsion systems". *Journal of Power Sources*, 157(2):799-808, 2006.
- [279] Jiang, Z., Gao, L., & Dougal, R. A. "Adaptive Control Strategy for Active Power Sharing in Hybrid Fuel Cell/Battery Power Sources". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2), 507–515.2007.
- [280] Thounthong, P., Pierfederici, S., Martin, J.-P., Hinaje, M., & Davat, B. " Modeling and Control of Fuel Cell/Supercapacitor Hybrid Source Based on Differential Flatness Control". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59(6), 2700–2710. 2010
- [281] Vahidi, A., Stefanopoulou, A., & Peng, H. " Current Management in a Hybrid Fuel Cell Power System: A Model-Predictive Control Approach". *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 14(6), 1047–1057; 2006.
- [282] Thounthong, P., Raël, S., & Davat, B. " Control strategy of fuel cell/supercapacitors hybrid power sources for electric vehicle". *Journal of Power Sources*, 158(1), 806–814. 2006.
- [283] Segura, F., & Andújar, J. M." Power management based on sliding control applied to fuel cell systems: A further step towards the hybrid control concept". *Applied Energy*, 99, 213–225.2012.
- [284] El Fadil, H., Giri, F., Guerrero, J. M., & Tahri, A." Modeling and Nonlinear Control of a Fuel Cell/Supercapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric Vehicles". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63(7), 3011–3018; 2014.
- [285] Zhou, W., Yang, L., Cai, Y., & Ying, T. "Dynamic programming for new energy vehicles based on their work modes Part II: Fuel cell electric vehicles". *Journal of Power Sources*, 407, 92–104. 2018.
- [286] Garcia, J. E., Herrera, D. F., Boulon, L., Sicard, P., & Hernandez, A." Power sharing for efficiency optimisation into a multi fuel cell system". *IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*.218-223; 2014.
- [287] Marx, N., Hissel, D., Gustin, F., Boulon, L., & Agbossou, K." On the sizing and energy management of an hybrid multistack fuel cell – Battery system for automotive applications". *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(2), 1518–1526. 2017.
- [288] Park, J., Oh, H., Ha, T., Lee, Y. I., & Min, K. "A review of the gas diffusion layer in proton exchange membrane fuel cells: Durability and degradation". *Applied Energy*, 155, 866–880. 2015.
- [289] Zhang, X., Yang, D., Luo, M., & Dong, Z. " Load profile based empirical model for the lifetime prediction of an automotive PEM fuel cell". *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(16), 11868–11878. 2017.
- [290] Kato, H " In-Situ Liquid TEM Study on the Degradation Mechanism of Fuel Cell Catalysts" . *SAE International Journal of Alternative Powertrains*, 5(1). 2016
- [291] Wang, J." System integration, durability and reliability of fuel cells: Challenges and solutions". *Applied Energy*, 189, 460–479. 2017.
- [292] Fliess, M., Lévine, J., Martin, P., & Rouchon, P." Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples". *International Journal of Control*, 61(6), 1327–1361. 1995.
- [293] Saadi, R., Benaouadj, M., Kraa, O., Becherif, M., Ayad, M. Y., Aboubou, A., ... Haddi, A. "Energy management of fuel cell/ supercapacitor hybrid power sources based on the flatness control". *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*.128-133; 2013.